



**ИРКУТСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ**

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ И СВЯЗИ

Материалы XIV Всероссийской научно-технической
конференции студентов, аспирантов и молодых ученых

(Иркутск, 19 мая, 2016 г.)

Под редакцией А.И. Агарышева, Е.М. Фискина



ИЗДАТЕЛЬСТВО

**Иркутского национального исследовательского
технического университета**

2016



УДК 621.396
ББК 384

Печатается по решению редакционно-издательского совета ИрГТУ

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ И СВЯЗИ : материалы XIV Всероссийской науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых / под ред. А.И. Агарышева, Е.М. Фискина. – Иркутск : Изд-во ИРНИТУ, 2016. – 234 с.

В сборник включены доклады, посвященные современным проблемам радиотехники, радиоэлектроники и связи. Рассмотрены вопросы проектирования, эксплуатации и диагностики систем передачи информации различного назначения, вопросы применения радиоэлектронных устройств для решения научных и практических задач. В сборник XIV конференции вошли доклады с международным участием: студентов и аспирантов из Вьетнама, обучающихся в российских вузах.

Редакционная коллегия

А.Е. Пашков – д-р техн. наук, проф., проректор ИРНИТУ, председатель;
Е.М. Фискин – канд. техн. наук, доц., зам. председателя;
А.И. Агарышев – д-р физ.-мат. наук, проф., научный редактор;
С.В. Елисеев – д-р техн. наук, проф.;
В.М. Бардаков – д-р физ.-мат. наук, проф.;
Н.А. Строкин – д-р физ.-мат. наук, проф.;
Ю.Б. Башкуев – д-р техн. наук, проф.;
Ю.И. Блинов – д-р техн. наук, проф.;
В.Д. Гончаров – д-р техн. наук, проф.;
Н.Н. Климов – д-р физ.-мат. наук, проф.;
А.Г. Кюркчан – д-р физ.-мат. наук, проф.;
Г.С. Кудряшов – д-р техн. наук, проф.;
Г.В. Попов – д-р физ.-мат. наук, проф.;
А.А. Тихомиров – проф., вице-президент МАИ;
А.Г. Ченский – канд. физ.-мат. наук, доц.;
Н.С. Благодарный – канд. техн. наук, проф.;
В.Е. Засенко – канд. физ.-мат. наук, доц.;
Д.В. Богданович – канд. физ.-мат. наук, доц.;
М.М. Фискина – канд. техн. наук, доц.

АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС СБОРА И ПЕРВИЧНОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ В ЭКСПЕРИМЕНТАХ ПО ПЛАЗМООПТИЧЕСКОЙ МАСС-СЕПАРАЦИИ. ОПТИМИЗИЦИЯ АЛГОРИТМА И РАСШИРЕНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОСТИ

Казанцев А.В.
ФГБОУ ВО "ИРНИТУ"
kazanets@gmail.com

Введение

В настоящее время описываемый аппаратно-программный комплекс применяется в экспериментах по плазмооптическому разделению многокомпонентного потока ионов [1], в которых используются методы корпускулярной (энергоанализаторы) и зондовой (зонды Ленгмюра и эмиссионные зонды) диагностики, позволяющие определить энергетический состав потока ионов, плавающий потенциал, потенциал плазмы и температуру электронов.

Для определения энергетического состава потока ионов плазмы используется многосеточный прибор – энергоанализатор с задерживающим потенциалом (ЭЗП)[2]. Энергоанализатор состоит из двух сеток и коллектора. Первая по направлению потока плазмы сетка служит для отсекания из потока плазмы электронов. Вторая сетка – анализирующая; на неё подаётся линейно изменяющееся напряжение от нуля до напряжения, эквивалентного максимальной энергии ионов в потоке плазмы. Коллектор ЭЗП является приёмником заряженных частиц (ионов). Зависимость тока коллектора от напряжения на анализирующей сетке формирует кривую задержки (вольт-амперную характеристику ВАХ), дифференцирование которой по напряжению позволяет определить энергетический состав ионов плазменного потока.

Для работы с ЭЗП был разработан помехозащищённый аппаратно-программный комплекс, рассмотренный в [3]. Длительная эксплуатация комплекса (более года) выявила необходимость корректировки алгоритма работы программного обеспечения (ПО) комплекса при работе с ЭЗП, а также добавление возможности работы с электрическими зондами: эмиссионным зондом и зондом Ленгмюра.

Изменения в алгоритме

Оптимизация алгоритма ПО при работе с ЭЗП коснулась следующих функций:

- установка начального напряжения на анализирующей сетке,

- установка напряжения на анализирующей сетке по завершению измерения,
- измерение значений тока коллектора и анализирующего напряжения,
- автоматическая установка нагрузочного сопротивления коллектора ЭЗП,
- сохранение результата измерения.

Ранее [3] в ПО комплекса в режиме простоя на анализирующей сетке ЭЗП устанавливалось напряжение 0 вольт. Опыт показал, что во время эксперимента лучше поддерживать на сетке то напряжение, с которого планируется начать анализ ионов по энергиям (обычно от 10 до 100 В). Это исключает резкий скачок анализирующего напряжения на первом шаге измерения и позволяет оперативно оценить реакцию тока коллектора на анализирующее напряжение до снятия кривой задержки. Поэтому в режиме простоя значение напряжения теперь устанавливается в соответствии с начальным напряжением анализа по энергии и поддерживается таковым до запуска цикла измерения кривой задержки. По завершению цикла измерения на анализирующей сетке также устанавливается напряжение, соответствующее начальному.

При измерении значения тока коллектора и анализирующего напряжения изменена последовательность установки нового анализирующего напряжения и процесса измерения. В обновлённой версии ПО комплекса измерение значений тока и напряжения происходит в следующей последовательности: на ЦАП комплекса устанавливается управляющее напряжение, соответствующее текущему шагу измерения кривой задержки; «выжидается» пауза, соответствующая параметру измерения «Длительность ступени», производится измерение тока коллектора и напряжения на анализирующей сетке. Далее эта последовательность повторяется для следующего значения анализирующего напряжения. Если функция «Усреднение» не активна, происходит однократное измерение. При включенной функции «Усреднение» производится указанное в настройках количество измерений и вычисляется среднее арифметическое для каждого параметра. Частота дискретизации при этом: $f_D = n/\tau$, где n – количество измерений для усреднения, τ – указанная длительность ступени; $f_D \leq 1$ МГц. При такой последовательности измерений учитывается переходный процесс в источнике анализирующего напряжения БНВ-30 и снижается погрешность измерения анализирующего напряжения.

Также при проведении экспериментов выявлена необходимость оперативного изменения диапазона измерения тока коллектора, что можно делать, изменяя нагрузочное сопротивление в коллекторной цепи. Для комплекса был разработан блок нагрузочных сопротивлений с коммутацией электромеханическими реле, управляемыми сигналами цифрового выхода комплекса через микросхему-драйвер ULN2003A. В ПО комплекса, соот-

ветственно, добавлена функция автоматического переключения нагрузочного сопротивления, основанная на анализе «сырых» измерений АЦП. Данное дополнение поддерживает входной сигнал на оптимальном уровне и снижает нагрузку на оператора.

Сохранение результатов производилось в пять файлов: три текстовых и два графических в формате bmp. При этом два текстовых файла содержали значения амплитуд точек измеренной кривой задержки и рассчитанного распределения по энергии без применения функций помехозащитности и первичной обработки (в первом файле) и с ними – во втором. В третьем текстовом файле содержались параметры соответствующего измерения (диапазон напряжений, шаг по напряжению, длительность ступени). В обновлённой версии ПО все значения записываются в единый текстовый файл, содержащий параметры измерения и сами измеренные и рассчитанные значения в виде столбцов с подписями. Такое представление результата более наглядно и удобно при дальнейшей обработке. Графические файлы с кривой задержки и распределения по энергии теперь сохраняются в формате png. В сумме, данные изменения позволили снизить количество генерируемых файлов и уменьшить занимаемое дисковое пространство более чем в 50 раз.

Расширение функциональности

Электрический зонд [4, 5] представляет собой проводник (плоский, цилиндрический или сферический), помещённый в плазму. Методика измерения параметров плазмы основана на измерении зависимости плотности тока заряженных частиц на зонд от его потенциала. Анализ зондовой (вольт-амперной) характеристики зонда позволяет определять такие параметры плазмы, как плавающий потенциал, потенциал плазмы, температуру электронов.

Эмиссионный электрический (накаливаемый) зонд [6] испускает дополнительный поток электронов в плазму. Зондовой электронный ток будет поступать в плазму до тех пор, пока электрическое напряжение на зонде $V_p \leq \Phi_{pl}$ независимо от особенностей функции распределения электронов плазмы и флуктуаций электронной температуры (Φ_{pl} – потенциал плазмы в точке измерения). При $V_p \geq \Phi_{pl}$ эмиссионный ток резко уменьшается и плавающий потенциал эмиссионного зонда можно считать с практически приемлемой точностью потенциалом плазмы.

Для реализации функции работы с электрическими зондами в ПО комплекса добавлена вкладочная структура навигации, первой вкладке в которой соответствует режим работа с ЭЗП, второй – с электрическими зондами. При переключении в режим работы с зондом на анализирующей сетке ЭЗП устанавливается напряжение 0 В, а нагрузочное сопротивление переключается на минимальное (100 кОм) для обеспечения безопасной работы оператора и минимизации сигнала коллектора на входе АЦП, по-

сколькx энергоанализатор остаётся в потоке плазмы. При переходе обратно в режим работы с ЭЗП данные параметры восстанавливаются в соответствии с настройками измерения.

Схема измерения показана на рис. 1. Снятие зондовой характеристики происходит следующим образом. Оператором выставляется необходимое нагрузочное сопротивление и смещение (электрический потенциал V_p) на зонде и частота дискретизации. Величины нагрузочного сопротивления и напряжения смещения контролируются программой.

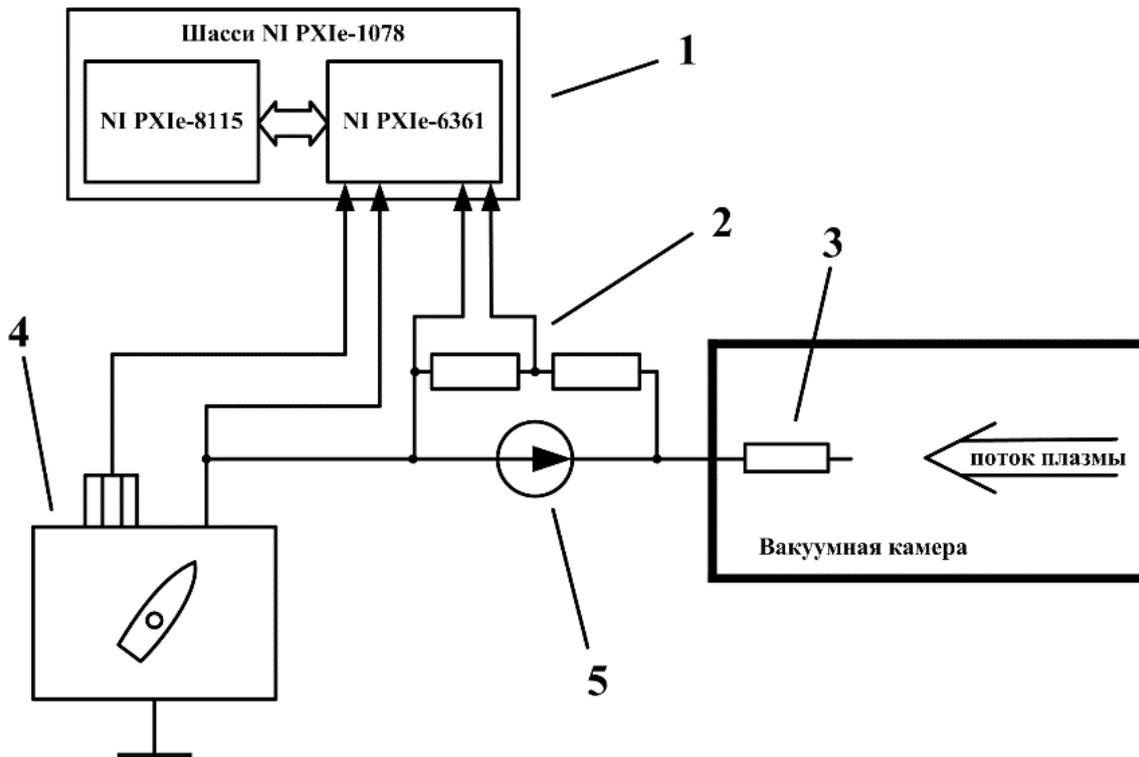


Рис. 1. Схема измерения зондовых характеристик: 1 – измерительный блок, 2 – цепь контроля напряжения смещения, 3 – электрический зонд, 4 – блок нагрузочных сопротивлений, 5 – источник напряжения смещения

Нажатием кнопки «Старт/Стоп» запускается и останавливается цикл измерения, в рамках которого производится измерение падения напряжения на нагрузочном сопротивлении и напряжения смещения зонда с заданной частотой дискретизации и выводятся на график осциллограммы. После остановки цикла измеренные значения усредняются за весь промежуток измерения (по умолчанию) или за промежуток, указываемый оператором (при наличии возмущений и электрических пробоев в плазме за время измерения). Полученное значение тока зонда I_p при данном потенциале заносится в итоговую таблицу и на график ВАХ зонда по нажатию кнопки «Принять» пользовательского интерфейса. Таким образом, промеряется

весь интересующий диапазон напряжений смещения. По нажатию кнопки «Сохранить» программное обеспечение формирует и сохраняет: графический файл с вольт-амперной характеристикой зонда; текстовый файл с параметрами измерения, таблицей смещений и токов зонда, рассчитанными плавающим потенциалом и температурой электронов. Интерфейс ПО в режиме работы с зондом и примеры выходного текстового файла показаны на рис. 2.

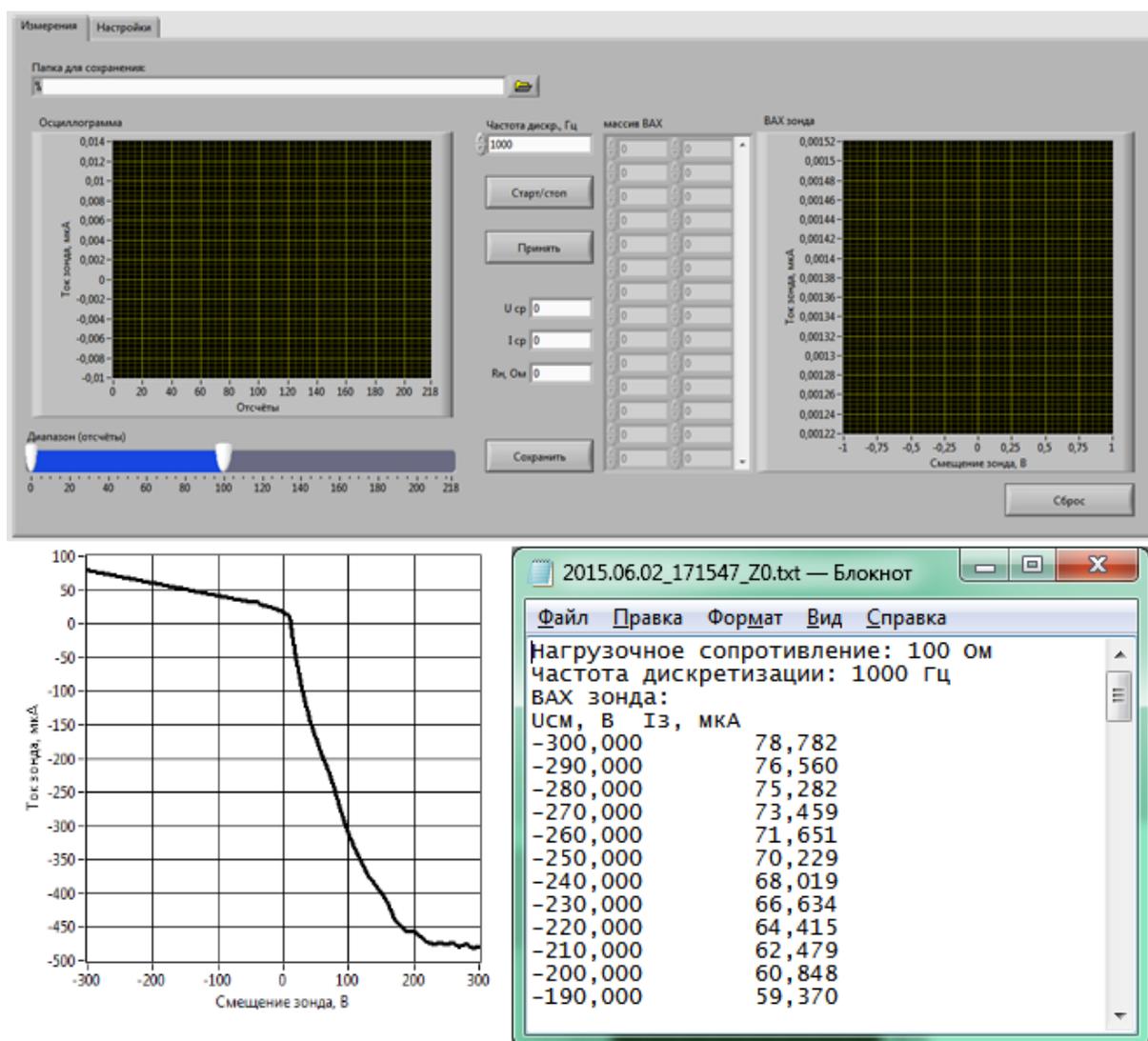


Рис. 2. Интерфейс ПО в режиме работы с электрическими зондами и пример выходных файлов

Плавающий потенциал определяется путём линейной аппроксимации и поиска нуля функции на основе двух точек: последнего положительного и первого отрицательного токов зонда. Расчёт температуры электронов производится по методике, описанной в [5, 6]. Если участок электронного тока вольт-амперной характеристики аппроксимируется логарифмической функцией, это означает, что распределение электронов по скоро-

стям является максвелловским. В этом случае температуру электронов можно найти из соотношения $T_e = \frac{\Delta V_p}{\Delta \ln|I_p|}$, эВ. В экспериментах на макете масс-сепаратора ПОМС-Е-3 электронная ветвь ВАХ в окрестности плавающего потенциала в подавляющем большинстве случаев подходит под это условие, поэтому расчёт температуры электронов происходит автоматически по указанному соотношению.

Заключение

Проведённая оптимизация алгоритма работы ПО комплекса повысила эффективность работы с энергоанализатором с задерживающим потенциалом. Добавленная функция работы с электрическими зондами успешно испытана в ходе серии экспериментов на модели плазмооптического масс-сепаратора ПОМС-Е-3.

Автор выражает благодарность Н.А. Строкину за постановку задачи, плодотворные обсуждения и проведение измерений с использованием аппаратно-программного комплекса.

Библиографический список

1. Бардаков В.М., Иванов С.Д., Казанцев А.В., Строкин Н.А. Плазмооптический масс-сепаратор для разделения веществ сложного состава. Обзор // Вестник ИрГТУ, 2014. – №3. – С. 128–135.
2. Gahan D., Dolinaj B., Hayden C., Hopkins M.B. Retarding field analyzer for ion energy distribution measurement through a radio-frequency or pulsed biased sheath // Plasma Processes and Polymers, 2009. – No. 6. – P. 643-648.
3. Бардаков В.М., Иванов С.Д., Казанцев А.В., Строкин Н.А. Помехозащищенный аппаратно-программный комплекс сбора и первичной обработки информации в экспериментах по плазмооптической масс-сепарации // Приборы и техника эксперимента, 2015. – №3. – С. 48–52.
4. Каган Ю. М., Перель В.И. Зондовые методы исследования плазмы // Успехи физических наук, 1963. –Т. 81, вып. 3. – С. 409–452.
5. Диагностика плазмы под редакцией Р. Хаддлстоуна и С. Леонарда / М.: «Мир», 1967. – С. 94–163.
6. Hutchinson I.H. Principles of plasma diagnostics / New York: Cambridge University Press, 1987. – 364 p.

ИССЛЕДОВАНИЕ ИЗМЕНЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО КАБЕЛЯ В ПРОЦЕССЕ ЕГО ЭКСПЛУАТАЦИИ НА ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОМ ТРАНСПОРТЕ

Вовсеенко В.С., Горшков А.С., Куценко С.М. – научный руководитель
ФГБОУ ИрГУПС
metatron_medd@mail.ru

В России масштабное внедрение волоконно-оптических линий связи ведется уже более четверти века, этому способствуют преимущества оптоволоконных систем – небольшие габариты, вес, электробезопасность, высокая пропускная способность и дальность связи, длительный срок службы. В настоящее время по всему миру организации, предоставляющие услуги связи, прокладывают за год десятки тысяч километров оптических кабелей под землей, по дну водоемов и океанов, на опорах высоковольтных линий, в тоннелях и коллекторах. При проектировании и прокладке линий широкое распространение получили кабели типа ОКК (диэлектрический самонесущий с силовым элементом из арамидных нитей), производимые компанией «Саранск кабель оптика» и кабели, производимые компанией «Транс-ВОК» с маркировкой ОКМС (оптический кабель магистральный самонесущий).

Современная концепция утверждает, что полностью диэлектрические оптические кабели, расположенные в непосредственной близости от высоковольтных линий, абсолютно защищены от влияния внешних электромагнитных полей последних. Однако существует определенная проблематика, связанная с непосредственной эксплуатацией волоконно-оптических кабелей, расположенных на опорах линий электропередач и контактной сети железных дорог, проявляющаяся в виде электротермической деградации.

В процессе эксплуатации волоконно-оптических линий связи, располагавшихся на опорах ЛЭП напряжением до 300 кВ, опорах электрических железных дорог 27,5 кВ, опорах ВЛ СЦБ 10 кВ стали наблюдаться обрывы кабеля и его локальные повреждения. Данные явления происходили в интервале от 2 до 5 лет с момента подвески нового ВОК, а в некоторых случаях повреждения возникали и ранее года.

Помимо обрывов ВОК, наблюдается вздутие кабеля в виде частых вулканических набуханий оболочки по всей длине пролета, как видно из рисунка, что в дальнейшем быстро приводит к разрушению поверхностного слоя кабеля и повреждению внутренних оптоволоконных каналов.

Данные аварийные ситуации приводят к высоким финансовым затратам, вызванными перерывом в передаче информации, ремонтом и заменой кабеля, а так же перерывами в движении железнодорожного транспорта на участках подвеса кабеля, вышедшего из строя. Процессы электротермической деградации ВОК можно подразделить на две группы:

1) деградационные процессы, приводящие к разрушению поверхностной оболочки ВОК;

2) электрофизические деградационные процессы, протекающие в структуре ВОК.

Действие электрического поля включает в себя целый ряд факторов, в совокупности приводящих к обрыву кабеля и его локальным повреждениям. Ключевая физическая характеристика, влияющая на активность протекающих деградационных процессов - напряженность электрического поля, в котором находится ВОК, формула (1)

$$E = -grad(\varphi), \quad (1)$$

где E – напряженность электрического поля, В/м; φ – потенциал электрического поля, В.

Линия ВОК в промежутке между опорами контактной сети представляет собой систему с распределенными параметрами.

На рисунке 1 представлена расчетная схема для однопутного участка контактной сети с цепной подвеской (точка 3) и проводами ДПР (точки 1 и 2), расположенными с полевой стороны опор.

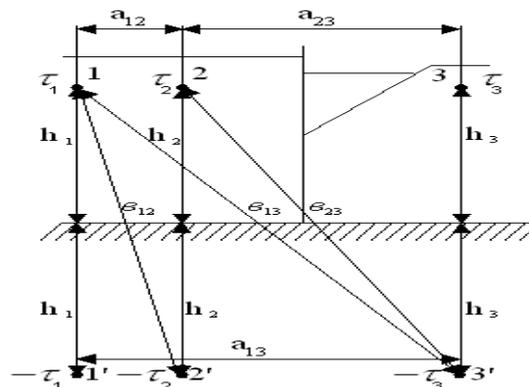


Рисунок 1. Расчетная схема для однопутного участка

Цепная подвеска на дорогах переменного тока, как правило, состоит из троса ПБСМ-95 и провода МФ-100. Для упрощения выводов трос и провод контактной сети заменяется одним эквивалентным проводом, его радиус находится по формуле (2)

$$r_э = \sqrt[n]{nr_0 r_p^{n-1}}, \quad (2)$$

где n – количество проводов; r_0 – радиус одного провода; r_p – радиус окружности, по которой располагаются провода расщепленной фазы.

В нашем случае

$n = 2$, $r_0 = r_{cp} = 0,0056$ м (средний радиус контактного провода и несущего троса); $r_p = a_{км} / 2 = 1,6 / 2 = 0,8$ м (a_{cp} – среднее расстояние между контактными проводами и несущим тросом).

После вычисления по формуле (2) получим $r_э = 0,095$ м. Высота подвеса эквивалентного провода рассчитывается по формуле (3)

$$h_3 = h_k + a_{km}/2, \quad (3)$$

где $h_k = 6,25$ м – габарит контактного провода на перегоне. В нашем случае при расстоянии между тросом и проводом $a_{кт} = 1,6$ м:

$$h_3 = 6,25 + 1,6/2 = 7,05 \text{ м}$$

Наведенный электрическим полем потенциал эквивалентного контактного провода вычисляется по формуле (4)

$$\varphi_m = \varphi \cdot \frac{\ln\left(\frac{b_{1m}}{a_{1m}}\right)}{\ln\left(\frac{2h_3}{r_3}\right)}, \quad (4)$$

где $\varphi = U_k = 27,5$ кВ. Расстояния a_{1m} и b_{1m} , согласно рисунка 1, вычисляются по формуле (5)

$$b_{1m} = \sqrt{(h_3 + y)^2 + x^2}, \quad a_{1m} = \sqrt{(h_3 - y)^2 + x^2}. \quad (5)$$

С учетом формул (5) выражение (4) представим в виде

$$\varphi_m = \frac{U_k}{p} \cdot \ln \frac{\sqrt{(h_3 + y)^2 + x^2}}{\sqrt{(h_3 - y)^2 + x^2}}. \quad (6)$$

Здесь значение p очевидно из формулы (4).

Продифференцировав выражение (6), найдем вертикальную составляющую напряженности электрического поля в произвольной точке пространства М с координатами (x, y)

$$E_y = \frac{\partial \varphi_m}{\partial y} = \frac{U_k}{p} \left[\frac{h_3 + y}{(h_3 + y)^2 + x^2} + \frac{h_3 - y}{(h_3 - y)^2 + x^2} \right]. \quad (7)$$

Рассчитаем напряженность поля на уровне подвеса ВОК ($y=6.24$ м).
Определяем значение

$$\frac{U_k}{p} = \frac{27.5}{\ln\left(\frac{2 \cdot 7.05}{0.095}\right)} = 5.5.$$

Для $y = 6.24$ м расчетная формула примет вид

$$E_y = 5.5 \left[\frac{13.29}{13.29^2 + x^2} + \frac{0.81}{0.81^2 + x^2} \right]. \quad (8)$$

Задавая разные значения x , находим по формуле 8 соответствующие значения E_y , кВ/м, результаты представлены в таблице 1.

Таблица 1. Зависимость напряженности поля от расстояния

Однопутный участок	Расстояние x, м								
	0	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3	4	5
Напряженность E_y , кВ/м	12,8	11,9	5,8	3,9	2,0	1,7	1,2	1,0	0,9

По данным таблицы 1 в пакете MathCad построим кривую зависимости E_y от x для однопутного участка и модель, рисунок 2.

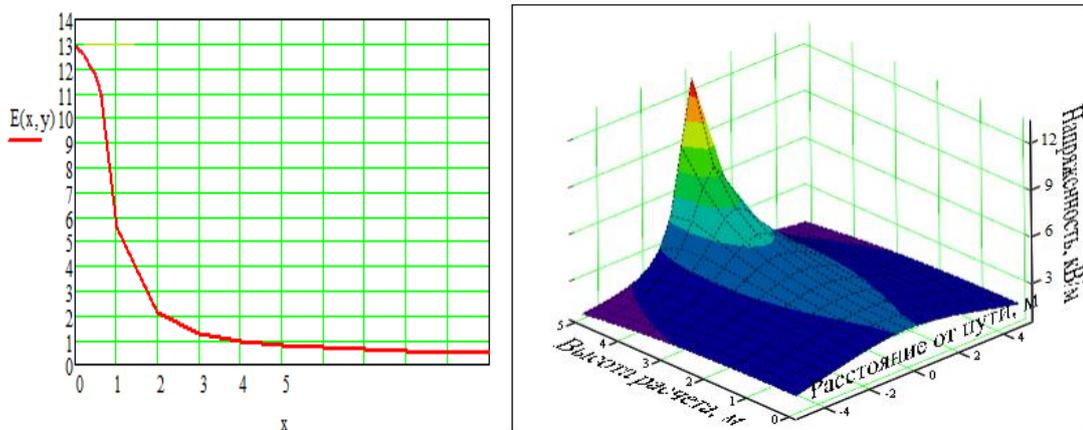


Рисунок 2. Кривая зависимости E_y для однопутного участка и модель

Расчетная схема представлена на рисунке 3.

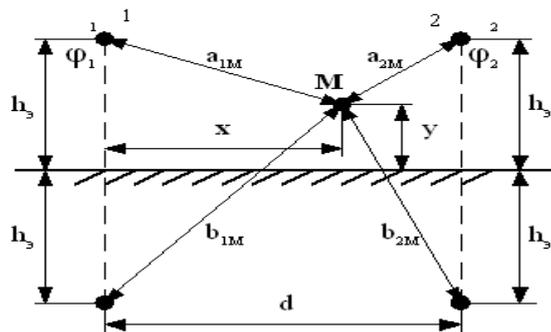


Рисунок 3. Расчетная схема для определения напряженности двухпутного участка

Для определения E_y составим систему уравнений Максвелла формула (9), учитывая, что в точке М нет заряда

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= a_{11}\tau_1 + a_{12}\tau_2, \\ \varphi_2 &= a_{21}\tau_1 + a_{22}\tau_2, \\ \varphi_m &= a_{1m}\tau_1 + a_{2m}\tau_2, \end{aligned} \quad (9)$$

где a – потенциальные коэффициенты, τ_1, τ_2 – заряды проводов на единицу длины.

Ранее указывалось, что $a_{21} = a_{12}$; $a_{11} = a_{22}$, так как высота подвеса эквивалентных проводов обоих путей одинакова; кроме того, $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi$, поэтому первые два уравнения системы (9) предстанут в виде

$$\begin{aligned}\varphi &= a_{11}\tau_1 + a_{12}\tau_2 \\ \varphi &= a_{21}\tau_1 + a_{22}\tau_2\end{aligned}$$

Решение этой системы дает

$$\tau_1 = \tau_2 = \frac{\varphi}{a_{11} + a_{12}}.$$

Подставив значения τ_1 и τ_2 в третье уравнение системы (9), получим

$$\varphi_m = \frac{\varphi}{a_{11} + a_{12}} (a_{1m} + a_{2m}). \quad (10)$$

Выразим коэффициенты a_{1m} и a_{2m} через координаты точки М, с учетом рисунка 3:

$$\begin{aligned}a_{1m} &= \ln \frac{b_{1m}}{a_{1m}} = \ln \frac{\sqrt{(h_3 + y)^2 + x^2}}{\sqrt{(h_3 - y)^2 + x^2}}, \\ a_{2m} &= \ln \frac{b_{2m}}{a_{2m}} = \ln \frac{\sqrt{(h_3 + y)^2 + (d - x)^2}}{\sqrt{(h_3 - y)^2 + (d - x)^2}}.\end{aligned}$$

Подставив значения a_{1m} , a_{2m} в формулу (10), получим

$$\varphi_m = \frac{\varphi}{a_{11} + a_{12}} = \left[\ln \frac{\sqrt{(h_3 + y)^2 + x^2}}{\sqrt{(h_3 - y)^2 + x^2}} + \ln \frac{\sqrt{(h_3 + y)^2 + (d - x)^2}}{\sqrt{(h_3 - y)^2 + (d - x)^2}} \right]. \quad (11)$$

Вертикальная составляющая напряженности электрического поля будет равна

$$E_y = \frac{\partial \varphi_m}{\partial y} = \frac{\varphi}{a_{11} + a_{12}} \left[\frac{h_3 + y}{(h_3 + y)^2 + x^2} + \frac{h_3 - y}{(h_3 - y)^2 + x^2} + \frac{h_3 + y}{(h_3 + y)^2 + (d - x)^2} + \frac{h_3 - y}{(h_3 - y)^2 + (d - x)^2} \right]. \quad (12)$$

Рассчитаем E_y на уровне подвеса ВОК (6.24 м).

Как и в первом случае, $h_3 = 7.05$ м, $\varphi = 27.5$ кВ; примем расстояние между путями на перегоне $d = 5$ м и находим значения a_{11} и a_{12}

$$\begin{aligned}a_{11} &= \ln \left(\frac{2h_3}{r_э} \right) = \ln \left(\frac{2 \cdot 7.05}{0.095} \right) = 5, \\ a_{12} &= \ln \left(\frac{\sqrt{(2h_3)^2 + d^2}}{d} \right) = \ln \left(\frac{(2 \cdot 7.05)^2 + 5^2}{5} \right) = 1.1.\end{aligned}$$

Подставляя указанные и найденные значения в формулу (12), при $y = 6.24$ м, находим E_y для разных значений x и заносим в таблицу 2.

Таблица 2. Зависимость напряженности поля от расстояния

Двухпутный участок	Расстояние x , м										
	0	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3	4	5	6	8
Напряженность E_y , кВ/м	3,1	6,8	2,7	1,5	1,3	1,1	1,5	3,8	13,1	3,9	1,0

По данным таблицы 2 строим графики E_y в зависимости от x , рисунок 4.

Для предотвращения ЭТД ВОК можно рекомендовать:

- промывание оболочек ВОК специальным раствором;
- применение ВОК с противотрекинговыми оболочками марки ОКМС – ПТА или им подобными с потенциалом в точке подвеса 25 кВ;
- проведение комплексной верховой проверки состояния ВОК и поддерживающих зажимов на участках, где ВОК наиболее подвержены ЭТД;
- размещение ВОК в зоне наименьшей напряженности электрического поля контактной сети, проводов линии ДПР и других проводов, подвешенных на опорах контактной сети;
- применение поддерживающих зажимов, конструкция которых допускает перемещение ВОК при растягивающих нагрузках более 2 кН, исключает механическое повреждение оболочек ВОК при выходе из зажимов, предотвращает разрушение зажимов в результате воздействия короны и отдаляет разрушение ВОК по причине ЭТД (в том числе из-за увлажнения арамидных нитей в месте повреждения оболочки ВОК на выходе из зажима).
- изоляции ВОК от кронштейна, к которому крепится поддерживающий зажим, или от опоры;
- заземления кронштейнов, поддерживающих ВОК;
- экранирования ВОК прикреплением к нему голого провода с последующим заземлением этого провода;
- применения ВОК с встроенным тросом или бронированного ВОК с последующим заземлением троса или брони.

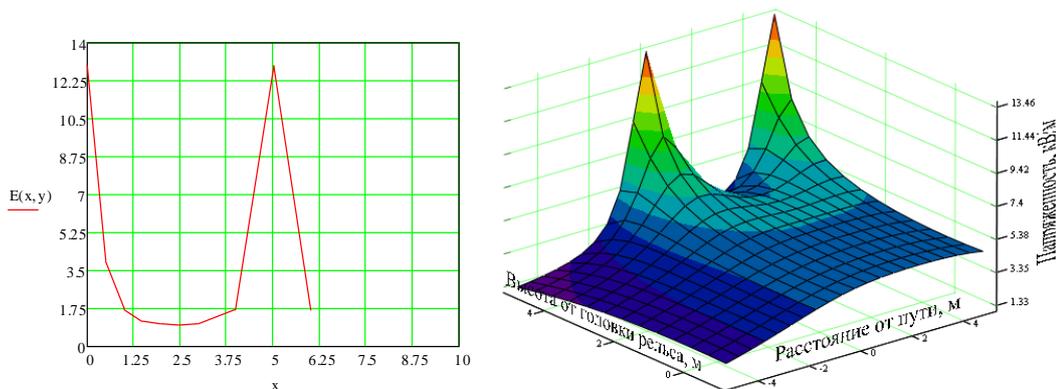


Рисунок 4. Зависимость напряженности от расстояния для двухпутного участка и модель

Предотвращению ЭТД способствует замена или очистка изоляторов контактной сети, допускающих утечки токов, способных вызвать ЭТД ВОК на участках, где ВОК наиболее подвержены ЭТД, контроль состояния заземляющих устройств контактной сети на ремонтируемых или реконструируемых участках пути.

Промывание оболочки ВОК рекомендуется производить водным раствором средства для удаления гидрофобного заполнителя (СГЗ) с элементов кабелей связи при их монтаже, испытаниях и производстве.

На волоконно-оптических линиях передачи используются следующие мероприятия:

1. Относ оптической магистрали от ЛЭП на расстояния, при которых опасные влияния не превышают установленной нормы.

2. Применение экранов, в качестве которых могут служить:

- тросы, прокладываемые в одной траншее с кабелем или подвешиваемые на опорах ЛЭП;

- рельсы железных дорог;

- металлические трубопроводы и другие металлические сооружения,

- лесные насаждения, разделяющие трассы линий.

Применение разрядников, включаемых между металлическими конструкциями, в которых наводятся высокие напряжения и земель.

При возникновении на разряднике высокого напряжения частотой 50 Гц или импульсного напряжения при грозовых разрядах с амплитудой, превышающей напряжение его зажигания, происходит пробой искрового промежутка.

При этом через разрядник потечет разрядный ток. При стекании разрядного тока наведенное напряжение уменьшается до величины падения напряжения на разряднике и заземлителе:

$$U = I_{\text{раз}}(R_{\text{раз}} + R_3).$$

Отсюда следует, что защитное действие разрядника возрастает с уменьшением сопротивления заземления.

Основными характеристиками разрядников являются пробивное напряжение и пропускная способность.

К газонаполненным относятся разрядники типов Р4, Р350, Р46, Р54, Р2м. и др.

Заключение

Аварийные ситуации в виде обрывов волоконно-оптических с обугливанием их оболочки имеют место в настоящее время, несмотря на применение всех рекомендаций, предложенных за период фундаментальных исследований данной проблематики.

Анализ влияния электромагнитного поля на структуру арамидной компоненты ВОК также требует внимательной проработки с точки зрения поляризации диэлектрика и изменения его диэлектрических свойств.

Применение кабеля типа ОКГТ в качестве альтернативной замены кабелю ОКСН, требует существенной оценки и анализа работы такой системы, несмотря на количество положительных эффектов, перечисленных выше. Исследование такой системы должно учитывать электрические, термические, механические нагрузки, возникающие при применении ОКГТ, а также должны быть учтены и изучены режимы работы такой системы, её экономическая эффективность.

Однако даже в свете всех перечисленных выше трудностей очевидно, что исследования по названным перспективным направлениям несут в себе ключ к решению проблемы электротермической деградации и увеличению экономической эффективности волоконно-оптических линий связи.

Таким образом, соблюдение рекомендаций по предотвращению электротермической деградации волоконно-оптических кабелей предложенных в данной дипломной работе, наряду с внедрением оптических кабелей с противотрекинговой оболочкой, либо кабелей ОКГТ, позволяет практически полностью исключить случаи эрозии и металлизации оболочек оптических кабелей.

Библиографический список

1. Заключение аттестационной комиссии о соответствии самонесущего неметаллического оптического кабеля типа ОКК требованиям ОАО «ФСК ЕЭС» №47/11-2011. [Электронный ресурс]// Сайт компании «Саранск Кабель Оптика». – Режим доступа: http://sarko.ru/images/stories//zak_okk_47-011-11.pdf (доступ свободный).
2. Протокол №07/12 от 13.09.2012 по продлению срока действия заключения аттестационной комиссии. АКТ № б/н. от 10.01.2007 «Волоконно-оптические подвесные самонесущие кабели связи марки ОКМС» [Электронный ресурс]// Электронный сайт компании «ТрансВОК». – Режим доступа: http://www.transvoc.ru/images/pdf/ez_OKMS.pdf (доступ свободный) – Загл. с экрана. – Яз. рус.
3. Е.А. Стороженко. А.С. Кляморов. Д.Е. Стороженко. К.С. Гукасов. Снижение влияния электрического поля высоковольтных линий электропередачи на волоконно-оптические линии связи [Электронный ресурс]// «Инженерный вестник Дона», 2009, №3. – Режим доступа: <http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n3y2009/141> (доступ свободный).
4. Инструкция по технической эксплуатации волоконно-оптических линий передачи железнодорожного транспорта (ВОЛП ЖТ). (утв. МПС РФ 04.07.2001 n ЦИС-ЦЭ-842).
5. Бессонов, В. А. Электромагнитная совместимость / В. А. Бессонов. – Хабаровск: Изд-во Дальневосточного государственного университета путей сообщения, 2000. – 110 с.

СРАВНЕНИЕ ТОЧНОСТИ СЛИЧЕНИЯ РАЗНЕСЁННЫХ ШКАЛ ВРЕМЕНИ ПО ДАННЫМ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ ГЛОНАСС и GPS

Здериглазова А. В., Унучков В. Е. – научный руководитель
ФГБОУ ИрГУПС
AgniyaZ@yandex.ru

Процедура сличения шкал времени, формируемых на разнесённых эталонах времени и частоты (ЭВЧ), является одной из ключевых для службы времени. Сличения необходимы как для передачи информации о точном времени потребителям, так и для обеспечения взаимного контроля частотно-временной аппаратуры и воспроизведения групповой шкалы времени на базе хранителей, находящихся в различных лабораториях.

Точность атомных стандартов частоты и времени, используемых для формирования шкал Всемирного координированного времени (UTC) и Международного атомного времени (TAI), такова, что требует выполнения сличений с погрешностями на уровне 10^{-15} относительных единиц по частоте и 10^{-9} - 10^{-10} секунды по времени. Эта задача решается эффективно, когда хранители находятся рядом друг с другом, но при сличении разнесённых часов, расположенных в разных географических точках на Земле или в околоземном пространстве, требуется применение специальных методов, предусматривающих использование тех или иных каналов сличений и применение мер по подавлению влияния искажающих факторов.

С момента развёртывания глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) ГЛОНАСС и GPS [1, 2], спутниковые технологии передачи сигналов стали эффективно применяться для сличения шкал разнесённых ЭВЧ. В настоящее время использование ГНСС в качестве посредника (рис. 1) позволяет осуществлять сличения на наносекундном уровне точности [3].

Сличения посредством ГНСС двух шкал времени, формируемых в лабораториях А и В, в общем виде можно выразить в виде формулы:

$$\Delta T_{AB} = \Delta T_{AG} - \Delta T_{BG}, \quad (1)$$

где ΔT_{AB} - разность шкал T_A и T_B , T_A , T_B - шкалы времени, формируемые в лабораториях А и В, соответственно, ΔT_{AG} , ΔT_{BG} - разность шкал T_A и T_G , T_B и T_G , T_G - шкала времени ГНСС.

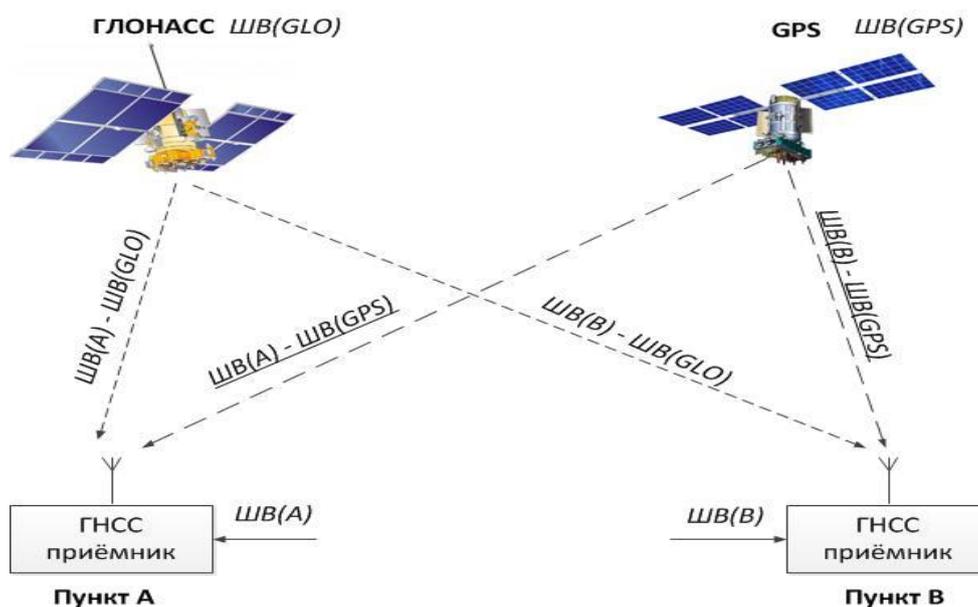


Рис. 1. Сличение шкал времени с использованием ГНСС

В данной работе выполнен сравнительный анализ ГНСС ГЛОНАСС и GPS с точки зрения их использования для сличения шкал времени (ШВ), формируемых ЭВЧ, которые находятся на значительном удалении друг от друга. Для анализа были взяты измерения, полученные на ЭВЧ, входящих в состав Государственной службы времени и частоты и находящихся в Москве, Иркутске и Хабаровске. На каждом перечисленном эталоне формируются собственные реализации шкал UTC: UTC(SU), UTC(Im) и UTC(Km), соответственно, причём шкала UTC(SU) является Национальной шкалой времени РФ.

В работе используются измерительные данные, формируемые временными GPS/ГЛОНАСС приёмниками TTS-3 в формате CGGTTS [4], они содержат данные о сличениях шкалы времени ЭВЧ с системной шкалой GPS/ГЛОНАСС на 16-ти минутных интервалах по всем наблюдаемым спутникам. Для обработки исходных файлов был разработан программный модуль, осуществляющий выборку измерений по системам и кодам и выполняющий статистическую обработку полученных данных. Были обработаны результаты временных измерений по коду C/A за период с 1 мая по 30 июня 2015 года. На рис. 2 - 4 представлены среднесуточные значения разностей шкал времени UTC(SU), UTC(Im) и UTC(Km) с системными шкалами ГЛОНАСС и GPS.

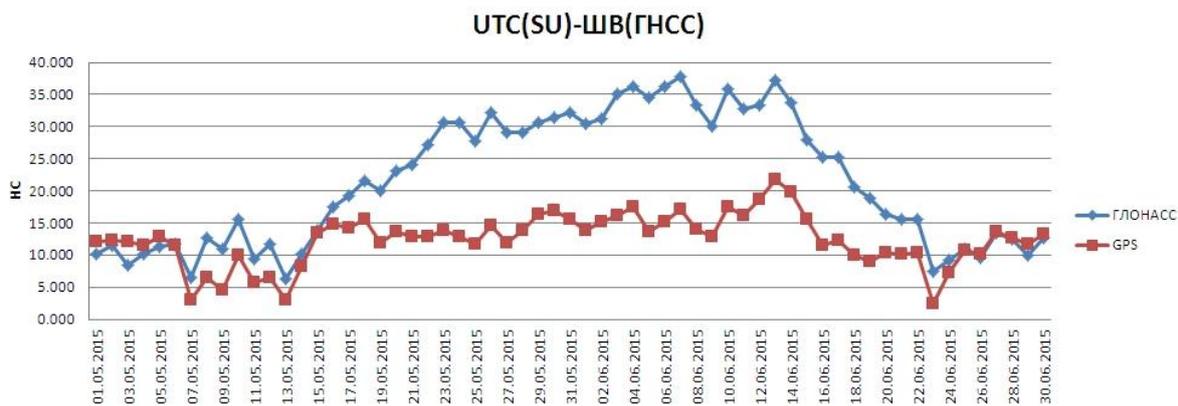


Рис. 2. Среднесуточные значения разностей шкалы времени UTC(SU) с системными шкалами ГЛОНАСС и GPS

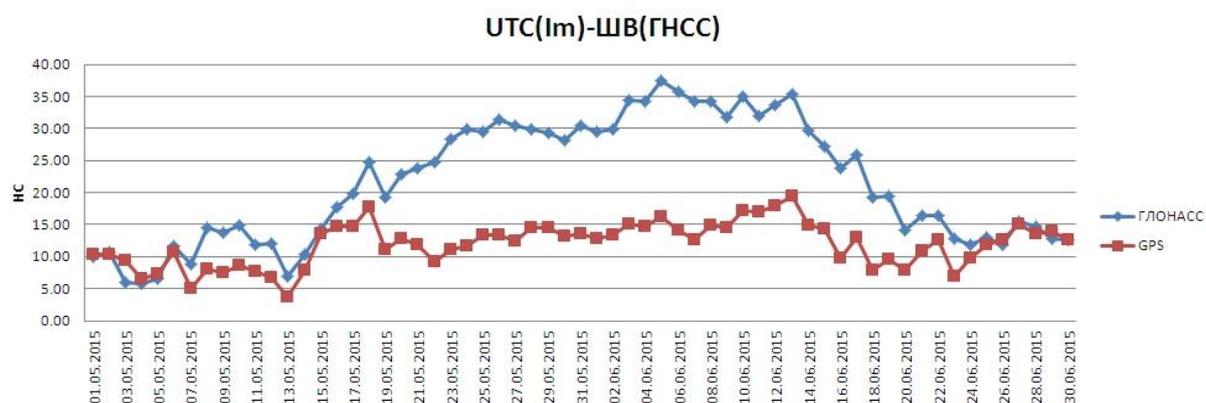


Рис. 3. Среднесуточные значения разностей шкалы времени UTC(Im) с системными шкалами ГЛОНАСС и GPS

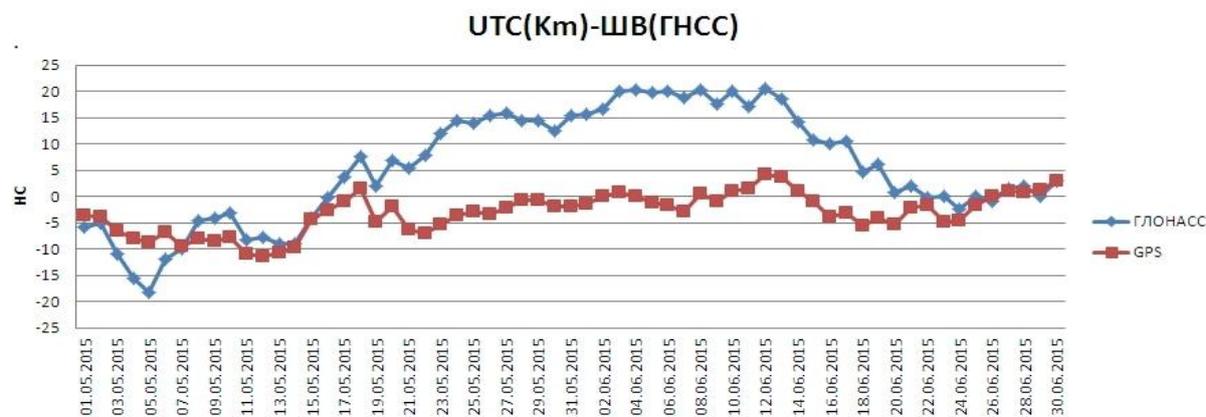


Рис. 4. Среднесуточные значения разностей шкалы времени UTC(Km) с системными шкалами ГЛОНАСС и GPS

Из графиков видно, что измерения по системе ГЛОНАСС в период с 20 мая по 20 июня отличаются от измерений по системе GPS на значительную величину (10-20 нс), причём отклонения во всех пунктах имеют сходный вид, следовательно, их источником является сама система ГЛОНАСС, а не приёмник или трасса. Вероятная причина отклонений лежит в различии эфемеридно-временного обеспечения двух навигационных систем.

Несмотря на значительные отличия, наблюдаемые для системы ГЛОНАСС в некоторые периоды наблюдений, после устранения ШВ ГНСС, как посредника по формуле (1), получаются практически идентичные результаты по обеим ГНСС (рис. 5), это объясняется тем что погрешности эфемеридно-временного обеспечения имеют близкие значения для обоих пунктов и при вычитании в значительной мере устраняются. На рисунке 5 представлены среднесуточные значения разностей шкал времени для Москвы и Иркутска по системам ГЛОНАСС и GPS, для разностей ШВ UTC(SU) - UTC(Im) и UTC(Im) - UTC(Km) получены сходные результаты.

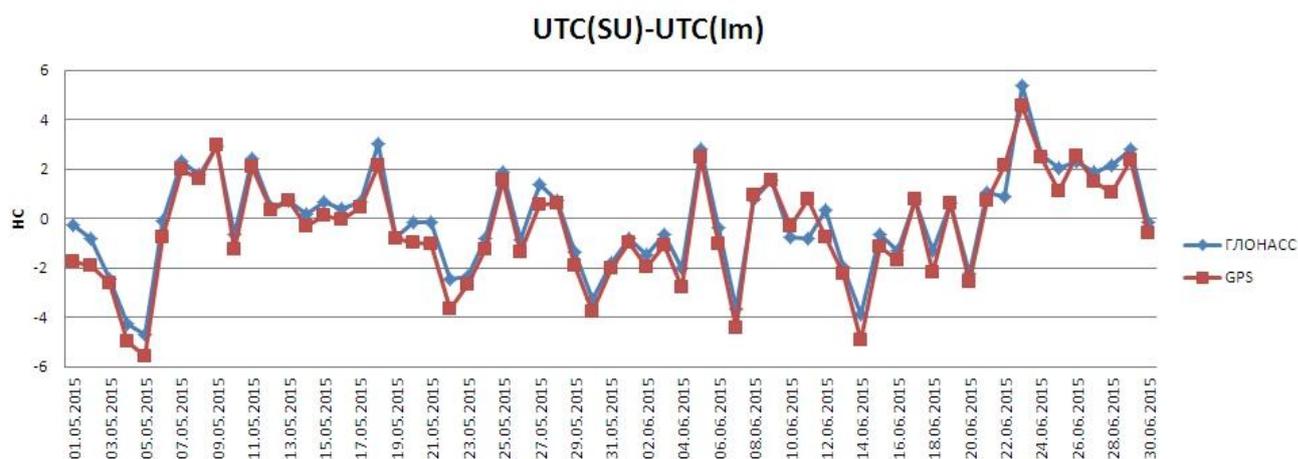


Рис. 5. Среднесуточные значения разностей шкал времени UTC(SU) и UTC(Im)

В таблице 1 приведены средние значения и СКО разностей шкал времени пар ЭВЧ **k-n** в рассматриваемых пунктах по данным ГНСС ГЛОНАСС и GPS за весь период наблюдений. Как видно, средние значения расхождения ШВ не превосходят 1 нс, а их СКО менее 3 нс как при использовании системы ГЛОНАСС, так и по данным GPS.

Таблица 1. Сравнение шкал времени при помощи ГЛОНАСС и GPS

k-n	Im-Km	SU-Im	SU-Km
Расстояние (км)	2200	4200	6400
$\Delta UTC(k-n)_{\text{ГЛОНАСС}}$ (нс)	-0,43	-0,04	-0,04
$\Delta UTC(k-n)_{\text{GPS}}$ (нс)	-0,88	-0,44	0,06
СКО (k-n)_{ГЛОНАСС} (нс)	2,06	2,01	2,77
СКО (k-n)_{GPS} (нс)	1,67	2,15	2,78

Таким образом, анализ полученных результатов показал, что хотя шкала времени системы ГЛОНАСС имеет меньшую стабильность, чем шкала GPS, тем не менее, при устранении ГНСС как посредника обе системы дают практически одинаковый результат. Это утверждение справедливо в рамках проведенных измерений для всех исследуемых ЭВЧ, находящихся на различном расстоянии друг от друга. Следовательно, использование систем ГЛОНАСС и GPS позволяет производить сличения ШВ разнесённых эталонов с равной точностью.

Библиографический список

1. ГЛОНАСС интерфейсный контрольный документ. М: Российский НИИ космического приборостроения, 2008, 74 с.
2. Interface control document. Navstar GPS Space Segment/Navigation User Interfaces, 2012, 207 с.
3. Черняевский Г. М. Быханов Е. В. Спутниковые технологии и средства передачи времени. С-П: Труды Всероссийской научной конференции «Фундаментальное и прикладное координатно-временное обеспечение», 2005. С. 35-38.
4. J. Azoubib, W. Lewandowski, “CGGTTS GPS/GLONASS DATA FORMAT VERSION 02”, Bureau International des Poids et Mesures, 1998, 5 с.

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ Е×В-РАЗРЯДА В РЕЖИМЕ АНОМАЛЬНОГО УСКОРЕНИЯ ИОНОВ

Бардаков В. М., Казанцев А.В., Ступин А. Н.
ФГБОУ ВО «ИРНИТУ»

vmbardakov38@mail.ru, kazanets@gmail.com, al.stupin1@yandex.ru

Введение. В ходе эксперимента был обнаружен эффект ускорения основной массы ионов в стационарном плазменном Е×В-разряде до энергий, значительно превышающих величину, эквивалентную разрядному напряжению (рис. 1)[1]. Е×В-разряд реализовывался в плазменном ускорителе с анодным слоем (УАС)[2] при различных рабочих напряжениях $U_{УАС}$. Рабочие газы: гелий, азот и аргон. В промежутке анод-катод создавалось практически линейно растущее от анода к катоду поперечное (радиальное – B_r) к электрическому (E_z) магнитное поле. Работа проводилась при двух значениях магнитной индукции на аноде: $B_{r1АН} \approx 312$ и 378 Гс.

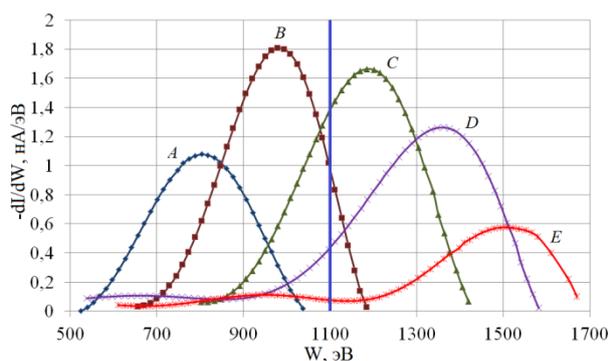


Рис. 1. Распределения ионов аргона по энергии (W): $A - P = 7 \cdot 10^{-5}$ Торр; $B - 8 \cdot 10^{-5}$ Торр; $C - 9 \cdot 10^{-5}$ Торр; $D - 10 \cdot 10^{-5}$ Торр; $E - 12 \cdot 10^{-5}$ Торр; $U_{УАС} = 1100$ В; $B_{r2АН} \approx 378$ Гс. Вертикальная линия соответствует $eU_{УАС}$.

Была выдвинута гипотеза, что ускорение ионов до энергий, превышающих величину, эквивалентную разрядному напряжению, происходит за счет того, что в прианодной плазме формируется скачок положительного потенциала, превышающий потенциал анода. Формирование такого скачка в рамках обычного диффузионного анодного слоя (слоя в котором сосредоточен процесс ионизации нейтрального газа), когда замагниченные электроны продвигаются поперек магнитного поля от катода к аноду за счет столкновений с нейтральным газом, невозможно [3-5]. Аномальное ускорение зафиксировано при больших давлениях (см. рис.1), а значит при больших плотностях частиц в ионном и электронном потоках. В этих условиях большой холловский электронный ток приводит к уменьшению радиального магнитного поля, и может реализоваться бесстолкновительный режим Е×В-разряда. В этом режиме все электроны, движущиеся от катода к аноду, поворачивают в радиальном магнитном поле на магнетронной поверхности, которая находится достаточно близко у анода. За счет того, что компонента скорости электронов вдоль электрического поля на магнетронной поверхности обращается в нуль, здесь возникает большая

плотность электронов и происходит процесс ионизации нейтрального газа, поступающего с анода. Именно такой режим, когда анодный слой сосредоточен в очень узкой области вблизи магнетронной поверхности, мы будем анализировать в настоящей работе.

Аналитическая модель. Рассмотрим одномерную стационарную задачу в предположении, что поток электронов и ионов скомпенсирован и, в целом, везде, кроме бесконечно узкого анодного слоя вблизи магнетронной поверхности, квазинейтрален. Схема задачи представлена на рис. 2. Потенциал анода φ_a , потенциал катода равен нулю, потенциал анодного слоя равен φ_c .

1. Энергия ионов не превышает «разрядное напряжение». Сначала рассмотрим разряд в случае, когда $\varphi_c < \varphi_a$. С катода на анод движется поток электронов, с анода движется поток нейтралов, который полностью ионизируется в анодном слое.

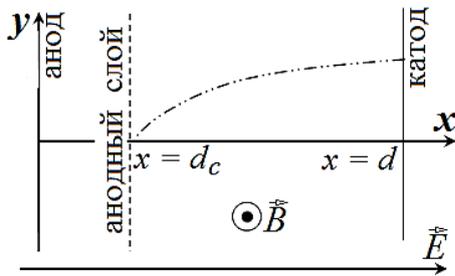


Рис. 2. Расчетная схема задачи: штрих-пунктирная линия – траектория электрона

Для определения динамики потока электронов будет решаться уравнение движения электронов в виде

$$(\vec{v}_e \cdot \nabla)[m\vec{v}_e] + m \frac{\partial \vec{v}_e}{\partial t} = e\vec{E} + e\vec{v}_e \times \vec{B}; \Rightarrow \begin{cases} m v_{ex} \frac{\partial v_{ex}}{\partial x} = -eE_x - e v_{ey} B_z; \\ m v_{ey} \frac{\partial v_{ye}}{\partial x} = e v_{ey} B_z, \end{cases} \quad (1)$$

где $m, c, \vec{v}_e = (v_{ex}, v_{ey}, 0)$ – масса, заряд и вектор скорости электрона; $\vec{B} = (0, 0, B_z)$ – вектор внешнего магнитного поля; $\vec{E} = (E_x, 0, 0)$ – вектор внешнего электрического поля; ∇ – дифференциальный оператор.

В области между анодом и анодным слоем потока ионов нет, и разрядный ток обеспечивается только электронным током, который мы в этой работе не рассматриваем.

Считаем, что действие магнитного поля на ионы пренебрежимо мало; они движутся только под воздействием электрического поля, поэтому уравнение ионной динамики будет выглядеть так:

$$(\vec{v}_u \cdot \nabla)[M\vec{v}_u] + M \frac{\partial \vec{v}_u}{\partial t} = e\vec{E}; \Rightarrow M v_{ux} \frac{\partial v_{xu}}{\partial x} = eE_x, \quad (2)$$

где $M, \vec{v}_u = (v_{ux}, 0, 0)$ – масса и вектор скорости иона.

Из (2) следует, что

$$e\varphi_c = \frac{Mv_{ux}^2}{2}, \quad (3)$$

где φ_c – потенциал анодного слоя – слоя ионизации.

Из уравнений (1)–(3) найдем, что скорости электронов и ионов связаны между собой следующим образом:

$$\frac{mv_{ey}^2}{2} + \frac{Mv_{ux}^2}{2} = e\varphi_c. \quad (4)$$

Поток электронов формирует электронный ток, который будет изменять внешнее магнитное поле. Найдем величину этого эффекта. Запишем выражение для плотности тока:

$$\text{rot}(\vec{B}) = \mu_0 \vec{j}, \quad (5)$$

где \vec{j} – вектор плотности электронного тока, который имеет только y -компоненту, равную $j_y = -env_{ey}$; x -компонента плотности тока компенсируется обратным потоком электронов, возникающим из-за действия магнитного поля.

Так как предполагаем поток квазинейтральным, то $n = n_e = n_u$ – концентрации электронов и ионов равны; μ_0 – магнитная постоянная.

Расписывая покомпонентно (5), и принимая во внимание, что у магнитного поля имеется только z -компонента, получим:

$$\frac{\partial B_z}{\partial x} = \mu_0 env_{ey}. \quad (6)$$

Плотность ионного тока равна

$$j_u = env_{ux}. \quad (7)$$

Введем векторный потенциал \vec{A} для магнитного поля:

$$\vec{B} = \text{rot}(\vec{A}); \Rightarrow B_z = \frac{\partial A_y}{\partial x}. \quad (8)$$

Подставив в (6) выражения для векторного потенциала (8) и плотности ионного тока (7), получим:

$$\frac{d(B_z^2)}{dA} = 2\mu_0 \frac{j_u v_{ey}}{v_{ux}}; \quad (9)$$

здесь и далее для краткости обозначим $A_y = A$.

Из второго уравнения системы (1) и уравнения (8) получим:

$$v_{ey} = \frac{e}{m} A. \quad (10)$$

Подставляя (10), (4) в (9), получим дифференциальное уравнение:

$$\frac{\partial}{\partial A} \left(\frac{B_z^2}{2} \right) = \frac{\mu_0 e j_u A}{m \sqrt{\frac{2e\varphi_c}{M}}} \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{eA^2}{2m\varphi_c}}}. \quad (11)$$

Обозначим в уравнении (11) $A_0 = \sqrt{\frac{2m\varphi_c}{e}}$ и $\eta = \frac{A}{A_0}$. Тогда

$$\frac{\partial}{\partial \eta} \left(\frac{B_z^2}{2} \right) = R \frac{\eta}{\sqrt{1-\eta^2}}, \quad (12)$$

где обозначили

$$R = \mu_0 j_u \sqrt{\frac{2M\varphi_c}{e}}. \quad (13)$$

Интегрируя уравнение (12), и используя граничные условия, получим выражение для индукции магнитного поля:

$$B_z = \sqrt{B_a^2 - 2R_0 \sqrt{1-\eta^2}}, \quad (14)$$

где B_a – величина магнитной индукции на аноде.

Из (8) и (14) следует, что

$$\partial x = A_0 \frac{\partial \eta}{B_z} = \sqrt{\frac{2m\varphi_c}{e}} \frac{\partial \eta}{\sqrt{B_a^2 - 2R_0 \sqrt{1-\eta^2}}}. \quad (15)$$

Интегрируя (15), получим выражение для определения положения анодного слоя:

$$d_c = d - \frac{1}{B_a} \sqrt{\frac{2m\varphi_c}{e}} F(\varepsilon), \quad (16)$$

где d – расстояние от анода до катода; d_c – положение анодного слоя; $F(\varepsilon)$ – функционал (см. рис. 3), который определяется формулой (17):

$$F(\varepsilon) = \int_0^1 \frac{d\eta}{\sqrt{1-\varepsilon} \sqrt{1-\eta^2}}, \quad (17)$$

где ε – параметр, который определяется по формуле (18):

$$\varepsilon = \frac{2R}{B_a^2} = 2 \frac{\mu_0 j_u}{B_a^2} \sqrt{\frac{2\varphi_c M}{e}}. \quad (18)$$

Из уравнений (16)–(18) следует, что при приближении j_u к некоторому $j_{кр}$ будет наблюдаться $d_c \rightarrow 0$, и $\varphi_c \rightarrow \varphi_a$. Тогда $j_{кр}$ будет равен:

$$j_{кр} = \frac{\varepsilon_{кр} \cdot B_a^2}{2\mu_0} \cdot \sqrt{\frac{e}{2M \cdot \varphi_a}}, \quad (19)$$

где $\varepsilon_{кр}$ находится из соотношения (20):

$$F(\varepsilon_{кр}) = B_a d \sqrt{\frac{e}{2m\varphi_a}}. \quad (20)$$

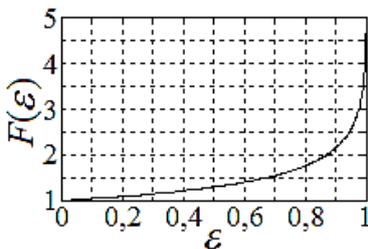


Рис. 3. График функционала $F(\varepsilon)$

2. При превышении ионным током значения $j_{кр}$ может реализоваться стационарный режим, когда анодный слой вновь отходит от анода на конечное расстояние d_c , и потенциал на анодном слое превысит потенциал анода: $\varphi_c > \varphi_a$. Тогда ионы, рождающиеся в анодном слое, устремляются как к аноду, так и к катоду, и полная плотность тока ионов будет находиться как сумма:

$$j_u = j_0 + |j_A|, (21)$$

где j_0 – плотность тока ионов, направленных к катоду; $|j_A|$ – плотность тока ионов, направленных к аноду. При учете квазинейтральности потоков ионов и электронов получим, что ионные токи, направленные к аноду и к катоду, пропорциональны. Плотность ионного тока, направленного к аноду, равна:

$$j_A = \omega en v_{ux}, (22)$$

где $\omega = |j_A| / j_u$ – доля тока ионов, направленных к аноду.

Плотность ионного тока, направленного к катоду, равна

$$j_0 = (1 - \omega) en v_{ux}. (23)$$

В области между анодным слоем и катодом все предыдущие соотношения сохраняются, в том числе и (16), однако, следует вместо B_a использовать B_c – величину магнитной индукции в анодном слое, вместо ε –

$$\varepsilon_0 = 2 \frac{\mu_0 (1 - \omega) j_u}{B_c^2} \sqrt{\frac{2 \varphi_c M}{e}}. (24)$$

Тогда для положения анодного слоя имеем выражение:

$$d_c = d - \frac{1}{B_c} \sqrt{\frac{2m\varphi_c}{e}} F(\varepsilon_0). (25)$$

Аналогичные выкладки для области между анодом и анодным слоем с учетом того, что потенциал анода равен φ_a и величина плотности тока определяется формулой (22), дают следующий результат:

$$d_c = \frac{1}{B_c} \sqrt{\frac{2m(\varphi_c - \varphi_a)}{e}} F(\varepsilon_A). (26)$$

где $B_c = \sqrt{2R_A + B_a^2}$; $R_A = \mu_0 \omega j_u \frac{M}{e} \sqrt{\frac{2e(\varphi_c - \varphi_A)}{M}}$; $F(\varepsilon)$ – функционал, который определяется формулой (17); ε_A – параметр, который определяется следующим образом:

$$\varepsilon_A = 2 \frac{\mu_0 \omega j_u M}{B_c^2 e} \sqrt{\frac{2e(\varphi_c - \varphi_a)}{M}}. (27)$$

Приравнявая (26) и (25), получаем:

$$\sqrt{\frac{\varphi_c}{\varphi_a}} F(\varepsilon_0) + F(\varepsilon_A) \sqrt{\frac{\varphi_c}{\varphi_a} - 1} = B_c d \sqrt{\frac{e}{2\varphi_a m}}. (28)$$

Выразив B_c через B_a в уравнениях (24), (27) и (28), получим систему уравнений:

$$\begin{cases} \frac{\sqrt{f} F(\varepsilon_0) + \sqrt{f-1} F(\varepsilon_A)}{\sqrt{1 + \omega \cdot J \varepsilon_{кр} \sqrt{f-1}}} = \frac{B_a de}{\sqrt{2e \varphi_A m}}; \\ \varepsilon_0 = \frac{(1-\omega) J \sqrt{f}}{1 + \omega \cdot J \varepsilon_{кр} \sqrt{f-1}} \cdot \varepsilon_{кр}; \\ \varepsilon_A = \frac{\omega J \sqrt{f-1}}{1 + \omega \cdot J \varepsilon_{кр} \sqrt{f-1}} \cdot \varepsilon_{кр}, \end{cases} \quad (29)$$

где введены безразмерные величины $f = \varphi_c / \varphi_a$ – превышение потенциала анодного слоя над потенциалом анода и $J = j_u / j_{кр}$ – превышение ионной плотности тока над критической.

Для получения зависимости $f = G(J)$ из системы (29) необходимо еще одно условие для определения величины ω . Найдем его, используя закон сохранения энергии. Плотность потока энергии, вносимая электронами, равна $S_{вх} = e \varphi_c n_e v_e = e \varphi_c j_e$. Она расходуется на ионизацию нейтральных частиц $S_u = e \varphi_u j_u$ (здесь φ_u – потенциал ионизации атома) и уносится потоками электронов и ионов $S_{вых} = e(\varphi_c - \varphi_a)(j_u + j_e)$. По закону сохранения энергии имеем:

$$S_{вх} - S_{вых} = S_u. \quad (30)$$

При этом разрядный ток будет равен току, текущему к катоду:

$$j_p = j_0 + j_e. \quad (31)$$

Из (30) и (31) получим

$$J_p = J \cdot (\xi + f - \omega), \quad (32)$$

где $J_p = j_p / j_{кр}$, $\xi = \frac{\varphi_u}{\varphi_A}$ – отношение величины потенциала ионизации атома к потенциалу анода; параметр ω необходимо выбрать таким, при котором достигается минимальный разрядный ток.

Численный счет. Алгоритм расчета параметров плазмы следующий: для каждого J в выбранном диапазоне ω рассчитываем f , т.е. при фиксированном J строим функцию $f(\omega)$. Затем по формуле (32), используя найденную функцию $f(\omega)$, определяем, при каком значении ω у J будет минимум. Выбираем соответствующее значение ω и получаем одну точку (J, f) . Продолжаем вычисление аналогичным образом для всех требуемых J .

Произведен расчет для условий эксперимента, результаты которого представлены на рис. 1. Расчетные данные газ: аргон (Ar^+), разрядное напряжение 1100 В, расстояние анод–катод $d = 8$ мм. Расчеты проводились в среде Matlab 7. Результаты вычислений представлены на рисунках 4–6.

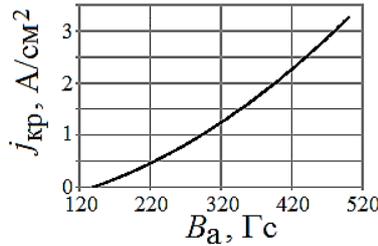


Рис. 4. Зависимость критической плотности тока ионов аргона от магнитной индукции на аноде:
 Ar^+ ; $\varphi_a = 1100 \text{ В}$

Выводы. Режим аномального ускорения ионов наступает при превышении плотностью тока ионов критического значения. Критическая плотность тока ионов зависит от магнитного поля, расстояния между катодом и анодом, разрядного напряжения и массы иона. В частности, чем меньше величина поля, тем меньшее значение имеет критическая плотность тока ионов – см. рис. 4, из которого так же видно, что при величине индукции магнитного поля, меньшей 140 Гс, эффект сверхускорения ионов не возникает.

Из рис. 5 следует, что с уменьшением индукции магнитного поля при фиксированных значениях J_p величина скачка потенциала так же уменьшается.

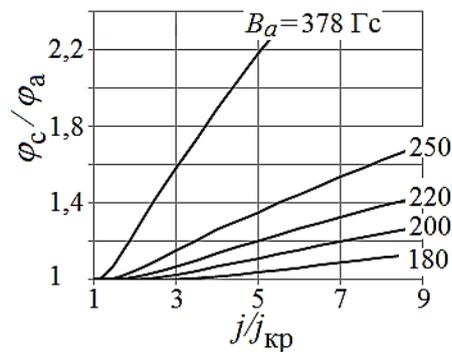


Рис. 5. Величина потенциала прианодного слоя плазмы, как функция от $j/j_{кр}$, при фиксированном магнитном поле на аноде: Ar^+ ; $\varphi_a = 1100 \text{ В}$

Сравнивая экспериментальные и расчетные данные, можно сказать, что в $E \times B$ -разряде реализуется режим с ускорением ионов до энергий, больших eU_{VAC} . Согласно разработанной модели, для достижения скачка потенциала величиной, например $1,6U_{\text{VAC}}$, требуется превышение плотности ионного тока над критической плотностью примерно в 3 раза.

Следует отметить, что семейство функций $\varphi_c/\varphi_a = G(j_u/j_{кр}, B_a)$, по-видимому, не имеют области насыщения и неограниченно возрастают.

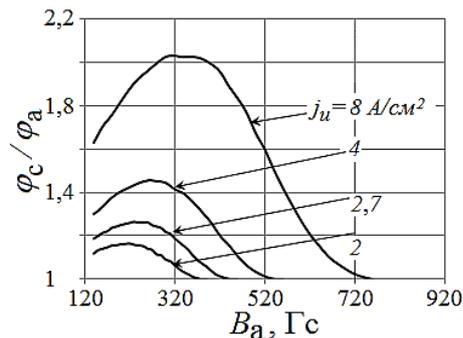


Рис. 6. Величина потенциала прианодного слоя плазмы, как функция от B_a , при фиксированной плотности тока ионов: Ar^+ ; $\varphi_a = 1100 \text{ В}$

Если зафиксировать конкретную плотность тока ионов, а в качестве переменной взять индукцию магнитного поля, то получим семейство кривых, изображенных на рис. 6. У функций вида $\varphi_c/\varphi_a = G(B_a, j_u = const)$ имеется ряд особенностей. Во-первых, они имеют максимумы. Во-вторых, при величине магнитного поля, меньшей 140 Гс, эффекта сверхускорения ионов нет. С ростом величины магнитного поля наблюдается подавление эффекта сверхускорения ионов, что можно объяснить тем, что величина критической плотности тока ионов возрастает с увеличением значения магнитного поля и при фиксированной плотности ионного тока отношение $j_u/j_{кр}$ уменьшается, что, согласно данным, приведенным на рис. 5, ведет к уменьшению потенциала анодного слоя.

Из рис. 6 видно также, что эффект сверхускорения зависит от величины ионного тока – чем больше ток, тем больший потенциал имеет анодный слой, и тем сильнее выражен максимум функции $\varphi_c/\varphi_a = G(B_a, j_u = const)$. Кроме того, при увеличении тока ионов положение максимумов несколько сдвигается в сторону увеличения индукции магнитного поля.

Авторы выражают благодарность Н.А. Строкину за инициативу проведения данной работы и стимулирующие обсуждения.

Библиографический список

1. Бардаков В.М., Иванов С.Д., Казанцев А.В., Строкин Н.А., Ступин А.Н. Аномальное ускорение ионов в плазме E×B-разряда // Тезисы докладов XLIII Международной (Звенигородской) конференции по физике плазмы и УТС. Звенигород, 8-12 февраля 2016 г. – М.: ЗАО НТЦ «ПЛАЗМАИОФАН», 2016. – С. 291.
2. Жаринов А.В., Попов Ю.С. Ускорение плазмы замкнутым холловским током // ЖТФ, 1967. – Т. 37, Вып. 2. – С. 294-299.
3. Власов М.А., Жаринов А.В., Коваленко Ю.А. К теории разряда в скрещенных полях // ЖТФ, 2001. – Т. 71, Вып. 12. – С. 34-42.
4. Goebel D.M., Katz. I. Fundamentals of electric propulsion: ion and Hall thrusters // JPL Space science and technology series Jet propulsion laboratory California Institute of Technology, 2008.
5. Goncharov A., Dobrovolsky A., Najko L., Najko I., Litovko I. Plasma accelerator with closed electron drift and open walls // Problems of atomic science and technology. Plasma electronics and new methods of acceleration, 2015. – No. 4. – P. 26-31.

СРАВНЕНИЕ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ФУНКЦИЙ ДВУХ ОДНОЧАСТОТНЫХ GPS ПРИЕМНИКОВ ОТНОСИТЕЛЬНО НЕПОДВИЖНОЙ ТОЧКИ

Федоров М.Э.
ФГБОУ ВО "ИрГУПС"
metalgear@inbox.ru

В данной статье рассматриваются корреляционные функции пространственно разнесенных одночастотных приемников двух типов, разнесенных на различные расстояния от опорного приемника установленного на крыше здания, данные получены в трех точках в одинаковые моменты времени. Произведена оценка функций корреляции и коэффициента корреляции на различном удалении от опорной точки, приведен ход проведенного эксперимента, а так же представлены выводы по полученным зависимостям.

Целью эксперимента приведенного в данной статье является изучение пространственной корреляции одночастотных приемников, исследование возможности их использования как опорных точек при пространственных измерениях, а так же выяснение границ их применения для навигационных измерений. **Корреляция** (от лат. *correlatio* «соотношение, взаимосвязь») или корреляционная зависимость — статистическая взаимосвязь двух или более случайных величин (либо величин, которые можно с некоторой допустимой степенью точности считать таковыми). При этом изменения значений одной или нескольких из этих величин сопутствуют систематическому изменению значений другой или других величин [1]. Для данной статьи важно добавить еще одно понятие **корреляционная функция** — функция времени или пространственных координат, которая задает корреляцию в системах со случайными процессами [2].

В ходе эксперимента использовались 3 приемника: первый Thunderbolt E GPS Disciplined Clock, который был установлен на крыше Иркутского университета путей сообщения (ИрГУПС). Данный приемник использовался, как опорная точка для построения корреляционных функций рассмотренных в данной статье, при проведении эксперимента режим точного определения времени, поддерживаемый данным навигационным приемником, был отключен, поскольку в потребительских одночастотных приемниках отсутствует данная система стабилизации. Два других приемника GlobalSatBU-353 – одночастотный GPS приемник на базе чипа SiRF-StarIII и GlobalSatBU-353 GLONASS – одночастотный 99-канальный GPS/ГЛОНАСС приемник на основе чипа MTK3333 были установлены на автомобиле для быстрого перемещения в различные точки наблюдения. Точки были выбраны исходя из соображений лучшего приема навигационных сигналов со спутников т.е. открытое небо и отсутствие конструкций мешающих приему.

Для накопления данных были выбраны точки расположенные на различном удалении от ИрГУПС: Парковка торгового центра "Версаль" на удалении от точки наблюдения 5,1 км (по прямой линии). Остановка "Энергетиков" удаление 4,5 км (по прямой линии), также измерения производились на парковке ледового дворца города Иркутска на удалении 2,3 км (по прямой линии). Все приемники работали в непрерывном режиме с частотой 1 Гц, в течение всего эксперимента. Для построения корреляционных функций использовались данные накопленные в указанных точках в течение 10 минут, в это время приемники, установленные на машине, оставались неподвижными.

Данные полученные с приемников имеют стандартный для навигационных посылок формат NMEA, поэтому перед началом обработки требуется выбрать необходимые параметры, в данном случае из посылок NMEA выделялись время, широта, долгота и скорость движения (для точного определения времени стоянки). Дальнейшая обработка производилась в среде MatLAB с использованием стандартных функций: "xcorr"- для построения корреляционных функций, а так же функция "corrcoeff"- для подсчета коэффициента корреляции. Результатом обработки являются зависимости представленные на рисунке 1 и рисунке 2 -корреляционные функции широты и долготы полученные в трех точках.

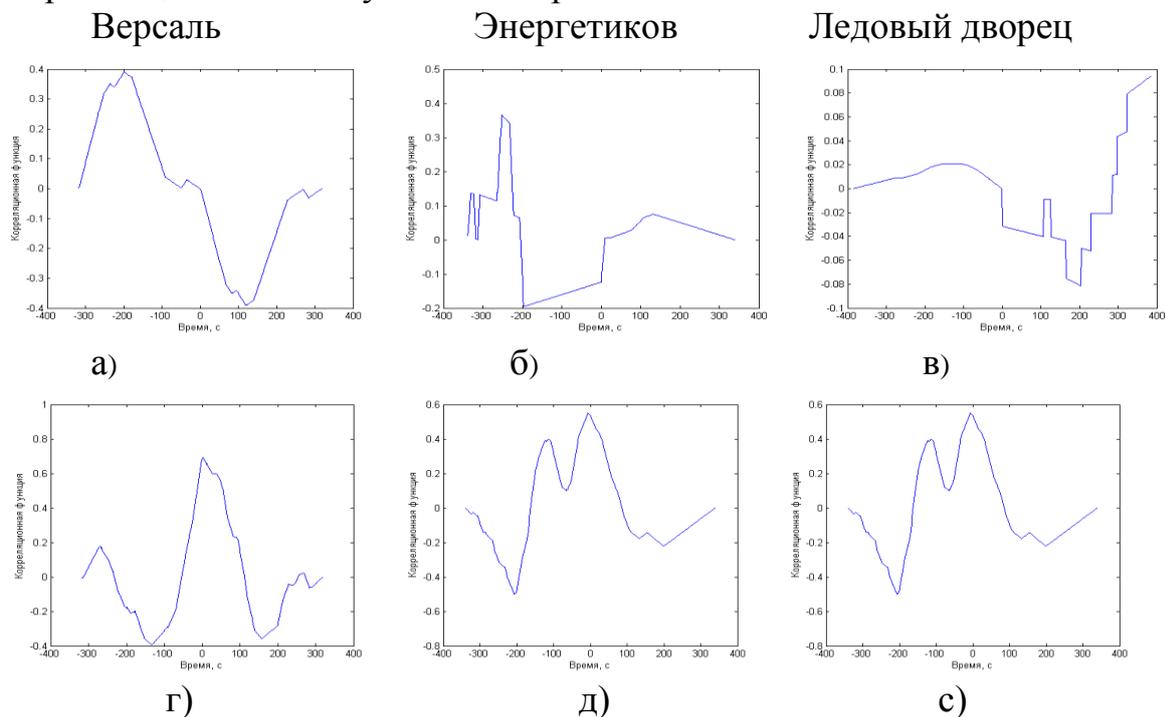


Рисунок 1. Корреляционные функции широты
 а), б), в) - данные с приемника на базе чипа MTK3333,
 г), д), е) - данные с приемника на базе чипа SiRFStarIII

Проанализировав полученные корреляционные функции можно заметить, что характер поведения функций корреляции схож у обоих приемников во всех точках, однако как видно из рисунке 1 в) можно заметить,

что коэффициент корреляции у приемника на базе чипа МТК в точке у ледового дворца менее 0.1, скорее всего произошел непредвиденный сбой во время работы приемника. Также можно заметить, что коэффициенты корреляции при нулевом сдвиге не совпадают, на наш взгляд причина кроется в режиме функционирования "железа" приемников, так как в ходе эксперимента использовались GPS чипы разных производителей.

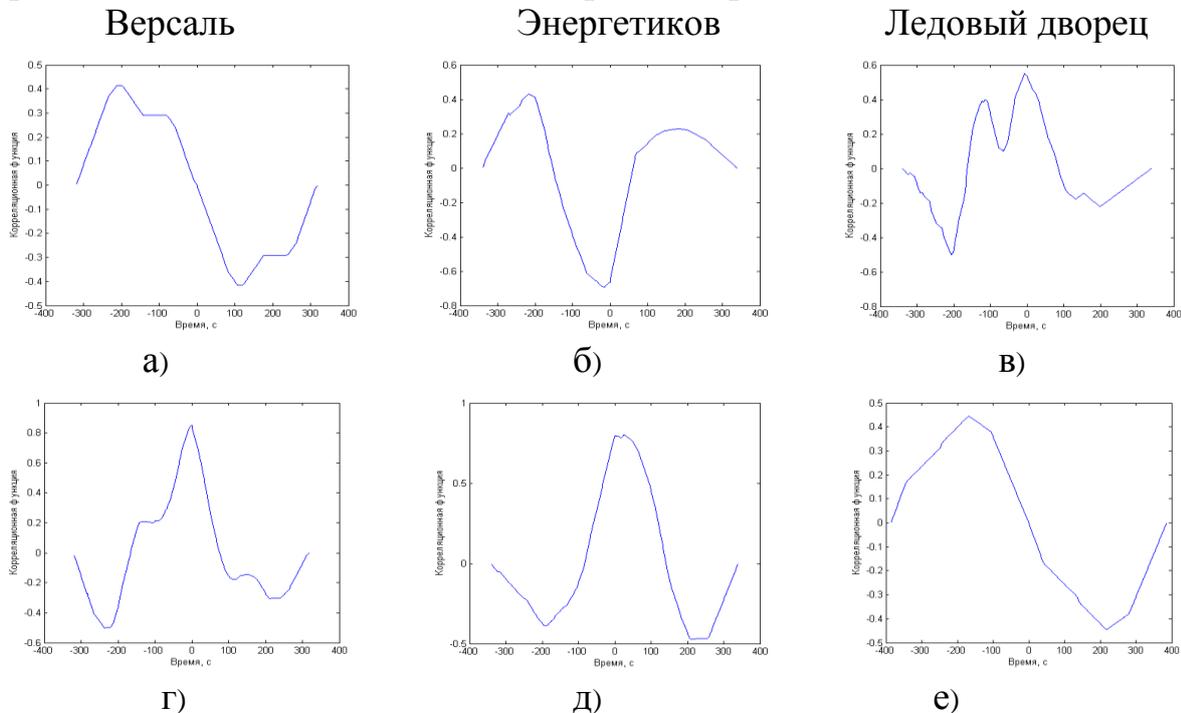


Рисунок 2. Корреляционные функции долготы
 а), б), в) - данные с приемника на базе чипа MTK3333
 г), д), е) - данные с приемника на базе чипа SiRFStarIII

По данным рисункам можно сделать вывод, что приемники Global-SatBU-353 на базе SiRFStarIII дают большую корреляцию с приемником Trimble при нулевом сдвиге времени чем приемники на базе MTK3333. Ранее мною рассматривались корреляционные функции в точках накопление данных в которых велось в течение суток, по данным этого эксперимента можно было говорить коэффициент корреляции снижается с увеличением расстояния. Однако по данным эксперимента, рассмотренного в данной статье нельзя однозначно говорить о снижении коэффициента корреляции с увеличением расстояния. Отсюда можно сделать вывод, что навигационные данные, накопленные на коротком промежутке времени подвержены воздействию случайных процессов, происходящих в области получения навигационных данных.

Библиографический список

1. Теория статистики [Текст] : учебник для вузов / Под ред. Р.А. Шмойловой. - 3-е изд., перераб. - М.: Финансы и статистика, 2002. - 559 с.
2. Харченко М.А. Корреляционный анализ: Учебное пособие для вузов. - Воронеж: Изд-во ВГУ, 2008. - 31 с.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ОЦЕНКИ РАЗНОСТИ ФАЗ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Дамдинова Д.Б., Полетаев А.С., Ченский А.Г.
ФГБОУ ВО "ИРНИТУ"
sardaukar9@yandex.ru

Необходимость в измерении разности фаз возникает в радиотехнике, например, при исследовании фазовых характеристик электрорадиоцепей, усилителей, фильтров, трансформаторов, антенных решеток, при измерении электромагнитных параметров веществ. Измерение разности фаз приобрело большое значение в связи с развитием фазовых систем радиолокации и радионавигации; в современных системах радиосвязи, определения координат объектов (GPS – глобальная система определения координат), слежения за объектами на поверхности Земли и в околоземном пространстве и т.д.

Существует большое количество различных методов определения разности фаз. Для анализа выбраны пять методов, наиболее адаптированных для цифровых измерительных систем.

Первый метод основывается на тригонометрических преобразованиях и подробно рассмотрен в [1]. Разность фаз находится как

$$\varphi_1 - \varphi_2 = \arcsin \left[2 \frac{\overline{s_1 s_2}}{A_1 A_2} \right],$$

где s_1 - тестовый сигнал;

s_2 - образцовый сигнал;

A_1, A_2 - амплитуды сигналов.

Во втором методе находится дополнение Гильберта и вычисляется мгновенная фаза

$$p(nT) = \arctg \left[\frac{\hat{s}(nT)}{s(nT)} \right],$$

где $\hat{s}(nT)$ – дополнение Гильберта сигнала $s(nT)$;

n – номер отсчета;

T – интервал дискретизации, с.

-Искомая разность фаз является разностью таких функций двух гармонических сигналов [2].

Также для сравнения выбран параметрический метод измерения разности фаз квазигармонических сигналов, рассмотренный в [3].

В модифицированном методе Прони сигнал представляют в виде линейных комбинаций экспоненциальных функций, которые определяются методом наименьших квадратов. Параметры сигнала оцениваются по полученной аппроксимирующей функции [4]. Пятый метод основан на использовании решетчатых функций Фурье, для расчетов используется функция встроенная LabView «ExtractSingleTone» [5].

Разработка программы для моделирования производилась в среде графического программирования LabView. Она позволяет оценить результаты расчета разности фаз выбранными методами в зависимости от соотношения сигнал/шум, длины выборки, числа точек на период и коэффициента гармоник.

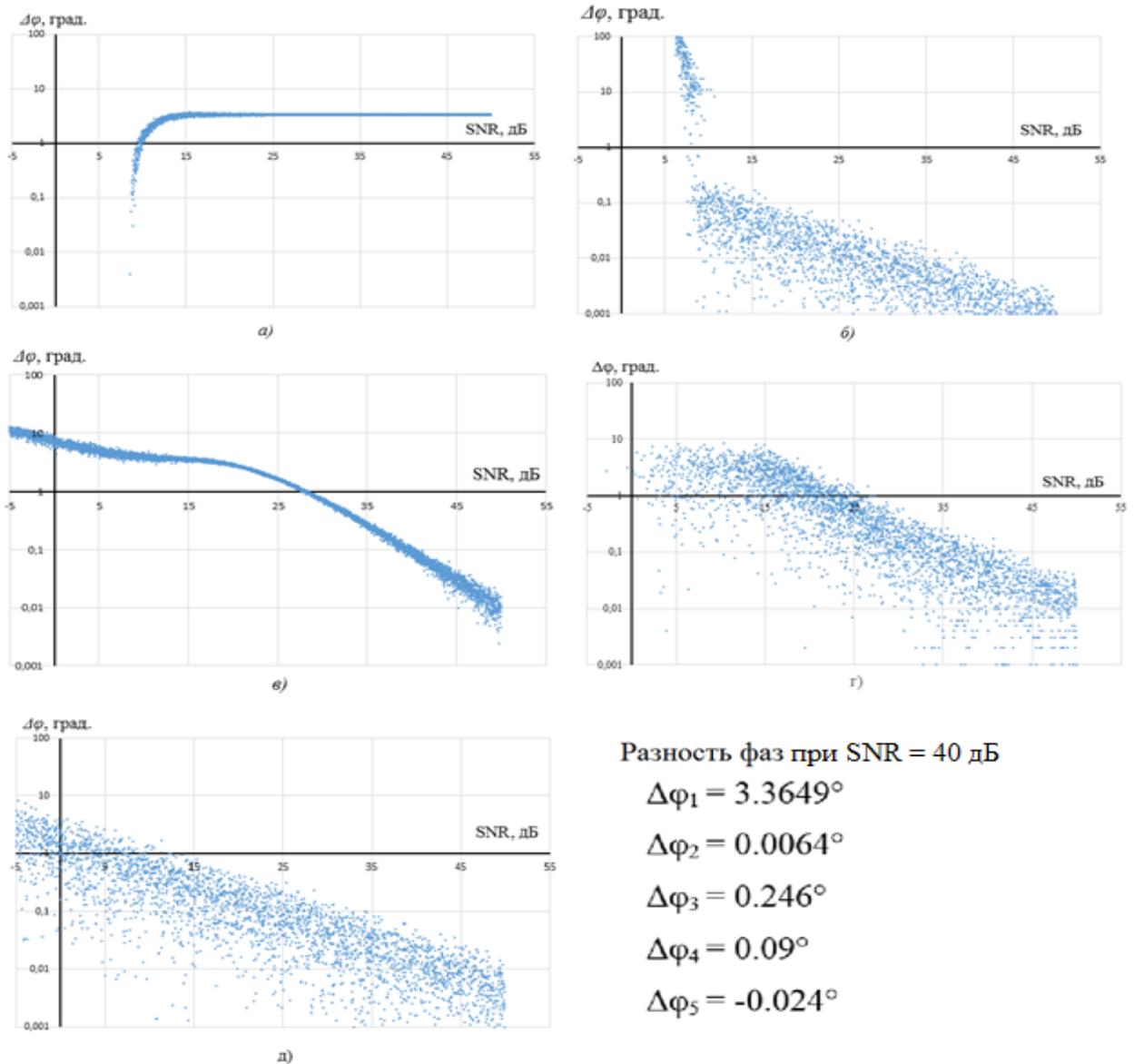


Рисунок 1. Зависимость ошибки измерения разности фаз от соотношения сигнал/шум различными методами: а) метод [1]; б) метод [2]; в) метод [3]; г) метод [4]; д) метод [5]

На рисунке 1 показана зависимость ошибки измерения разности фаз от соотношения сигнал/шум (SNR). Из данных графиков следует, что с увеличением данного соотношения точность определения разности фаз повышается, а степень рассеяния вычисленных значений относительно кривой, усредненной методом скользящего среднего (линия тренда), уменьшается.

Среднеквадратичное отклонение от линии тренда для метода [1] составляет $\sigma = 0.5832^\circ$, для метода [2] $\sigma = 384.1^\circ$, для метода [3] $\sigma = 0.9607^\circ$, для метода [4] $\sigma = 26.14^\circ$, для метода [5] $\sigma = 19.295^\circ$. Метод [1] дает стабильную ошибку измерения на 3.5° . Методы [2, 4, 5] характеризуются большой степенью рассеяния вычисленных значений относительно линии тренда.

Наилучшую точность вычисления разности фаз показал метод [2], и при $\text{SNR} = 35$ дБ ошибка $\Delta\varphi = 0.0064^\circ$, метод [5] дает ошибку -0.024° , метод [4] – 0.09° , метод [3] 0.246° . Наибольшая погрешность измерений 3.3649° наблюдается у метода [1]. Однако метод [3] показал наименьшую дисперсию значений относительно линии тренда.

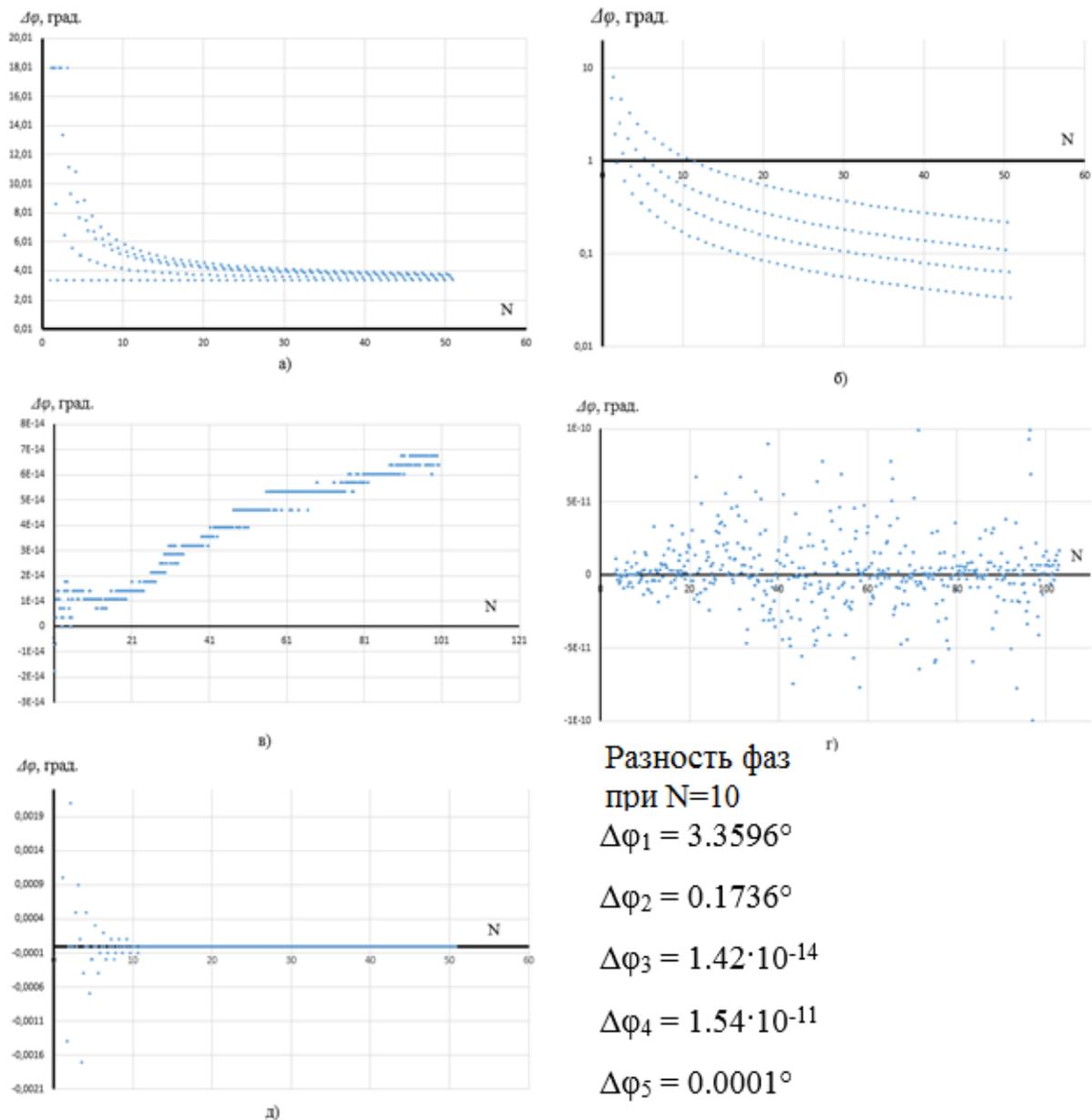


Рисунок 2. Зависимость ошибки измерения разности фаз от длины выборки: а) метод [1]; б) метод [2]; в) метод [3]; г) метод [4]; д) метод [5]

На рисунке 2 показана зависимость ошибки измерения разности фаз от длины выборки. С увеличением количества числа периодов N гармонического сигнала в выборке у методов [1,2] наблюдается уменьшение погрешности расчетов. Результат метода [4] практически не зависит от количества периодов сигнала в выборке. Метод [5] характерен большим уровнем рассеяния относительно линии тренда при $N \leq 10$, с ростом N рассеяние быстро снижается.

Наилучшую точность вычисления разности фаз в зависимости от длины выборки показал метод [3], и при $N = 10$ ошибка $\Delta\varphi = 1.42 \cdot 10^{-14}$ градусов, метод [4] дает ошибку $1.54 \cdot 10^{-11}$ градусов, метод [5] – 0.0001° , метод [2] 0.1736° . Наибольшая погрешность измерений 3.3596° наблюдается у метода [1].

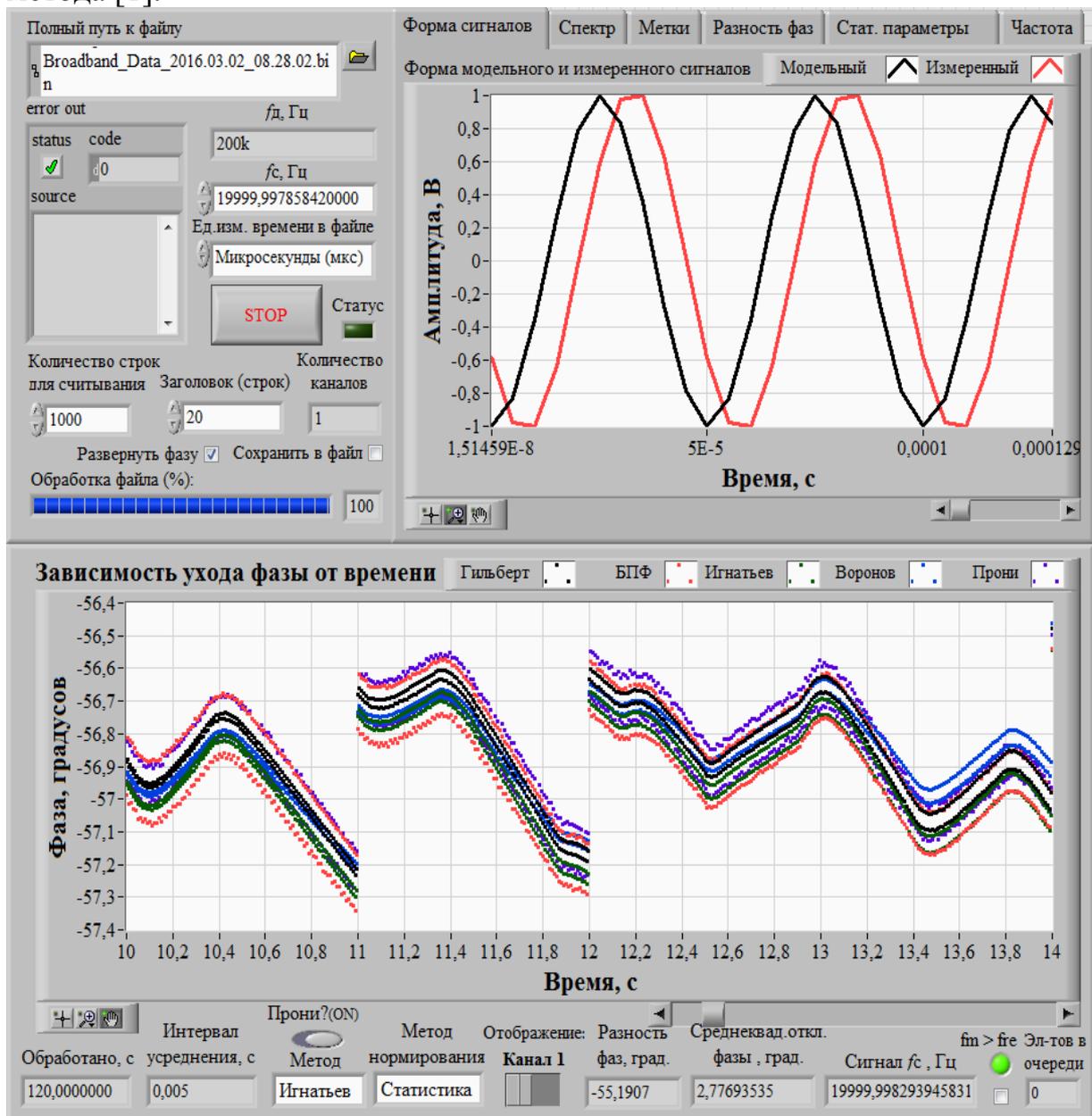


Рисунок 3. Лицевая панель программы для оценки нестабильности частоты устройства синхронизации СДВ-интерферометра

Рассмотренные методы определения разности фаз были использованы при измерении нестабильности частоты устройства синхронизации сверхдлинноволнового интерферометра [6], предназначенного для синхронных измерений амплитуды и фазы разнесенных СДВ радиоприемников. Данное устройство является источником внешней синхронизации аналого-цифровых преобразователей (АЦП) приемников интерферометра, и от ухода во времени импульсов запуска преобразования в АЦП зависит погрешность измерения фазы сигналов СДВ радиостанций.

В эксперименте по измерению нестабильности частоты устройства синхронизации синусоидальный сигнал $f_c=20$ кГц от вторичного задающего генератора, синхронизированного с эталонным генератором (водородный стандарт частоты и времени Ч1-75А, нестабильность частоты $0.6 \cdot 10^{-15}$ за сутки), подавался на вход АЦП L-Card E14-140MD. Частота дискретизации составляет $f_d=200$ кГц.

Из рисунка 3 видно, что с интервалом в 1 с производится импульсная фазовая автоподстройка частоты (ИФАПЧ) синхроимпульсов устройства синхронизации. Уход фазы в течение 1 секунды составляет 0.8° , что соответствует нестабильности частоты $1.1 \cdot 10^{-7}$.

Выводы. В данной работе исследована точность расчетов разности фаз гармонических сигналов при помощи различных методов. В условиях слабозашумленных сигналов лучше всего справляется метод на основе преобразования Гильберта, однако, наименьшую дисперсию дает параметрический метод. Для небольших по длительности выборок сигналов лучшие результаты дали параметрический метод и метод на основе БПФ. Наибольшее время вычисления разности фаз имеет модифицированный метод Прони. Хуже всего с измерениями справился тригонометрический метод, а наивысшую точность показал параметрический метод [3].

Библиографический список

1. Воронов А.С. Измерение разности фаз сигналов//Горизонты образования, 2007.– №9.
2. Степанов В.В., Матвеев С.А. Методы компьютерной обработки сигналов систем радиосвязи. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – С.48-54. – 145с.
3. Игнатъев В. К., Никитин А. В., Бернардо-Сапрыкин В. Х., Орлов А. А. Измерение разности фаз квазогармонических сигналов в реальном времени // Наука и образование: научное издание МГТУ им. Н.Э.,2013. –№7. – с. 241-257.
4. Воскресенский Д.И., Канащенков А.П. Активные фазированные антенные решетки. – М.: Радиотехника, 2004. – 488 с.
5. Суранов А. Я. LabVIEW 7: справочник по функциям. - М.: ДМК Пресс, 2005. – С.419-420. – 512 с.
5. Токмачев Д. А., Полетаев А. С., Безрукин А. Г., Ченский А. Г., Засенко В.Е., Губин Н.А. Система синхронизации сверхдлинноволнового интерферометра // Приборы и техника эксперимента, 2014. – № 5. – с. 77–84.

ПРИМЕНЕНИЕ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ КОНТРОЛЯ СОПРОТИВЛЕНИЯ БАЛЛАСТА ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНЫХ ПУТЕЙ

Мудрая Н.Г., Марюхненко В.С. - научный руководитель
ФГБОУ ИрГУПС
viktor.maryuhnenko@yandex.ru

Введение. Контроль свободности участка и целостности рельс железнодорожной линии обусловлен необходимостью поддержания высокого уровня эффективности железнодорожных перевозок, в частности безопасности и непрерывности движения поездов [1]. Существующие автоматические и автоматизированные системы контроля решают эти задачи безопасности раздельно и с низкой точностью локализации проблемных участков. В основе их принципа действия лежат свойства рельсовых цепей (РЦ), для функционирования которых требуются большие токи в рельсовых плетях – единицы и десятки ампер [2]. Кроме того, на надежность их функционирования оказывает существенное влияние погодное и сезонное изменение сопротивления балласта [5]. Убытки, связанные с задержками поездов для устранения неисправностей систем контроля состояния рельсовой линии, в 5-8 раз превышают суммарные потери от повреждений остальных устройств железнодорожной автоматики [3].

Цель статьи: Разработка основ применения широкополосных сигналов для синтеза устройства контроля сопротивления балласта железнодорожной линии и целостности рельс, применение которого позволит существенно повысить качественные показатели контроля параметров безопасности железнодорожных перевозок.

Общая характеристика широкополосных сигналов. Широкополосный сигнал ШПС $u_{\text{шпс}}(t)$ конечной длительности T со средним значением амплитуды $\bar{U}_{\text{шпс}}$ удовлетворяет неравенству:

$$FT \gg 1, \quad (1)$$

где F – ширина его энергетического спектра.

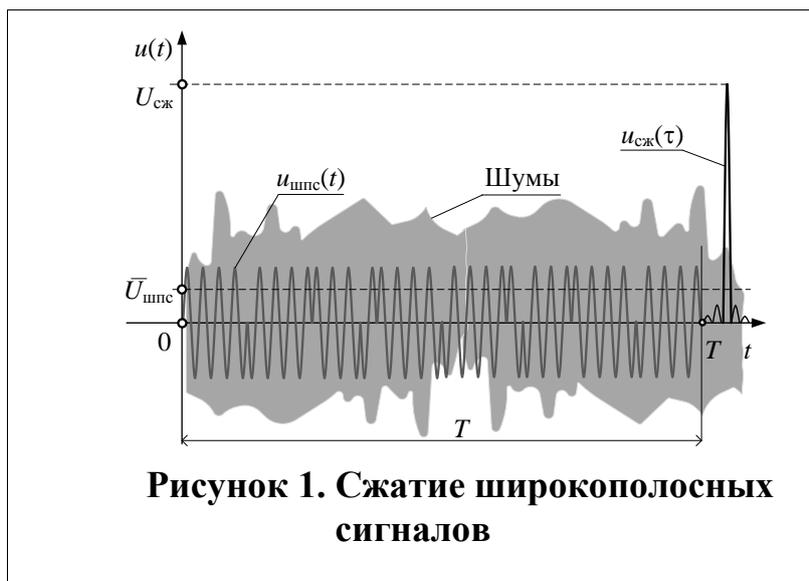
Автокорреляционная функция ШПС сигнала $u_{\text{шпс}}(t)$:

$$u_{\text{сж}}(\tau) = \int_0^{\infty} u_{\text{сж}}(t) u_{\text{сж}}(t + \tau) dt. \quad (2)$$

имеет узкий основной максимум длительностью $\tau_{\text{вых}} \ll T$, размахом $U_{\text{сж}} \gg U_{\text{шпс}}^*$, и боковые лепестки небольшого размаха. Получение функции $u_{\text{сж}}(\tau)$ эквивалентно сжатию сигнала $u_{\text{шпс}}(t)$ во времени при энергии не изменяется, а длительность существенно сокращается. Сжатие позволяет при небольшой средней амплитуде ШПС $\bar{U}_{\text{шпс}}$ получить существенно больший размах $U_{\text{сж}}$ основного лепестка корреляционной функции (рисунок 1)

$$\max\{u_{\text{сж}}(\tau)\} = U_{\text{сж}} = k_{\text{сж}} \bar{U}_{\text{шпс}}, \quad (3)$$

где $k_{\text{сж}} \gg 1$ – коэффициент сжатия, который зависит от свойств ШПС.



Сжатие происходит при любом способе (квази) оптимальной обработки ШПС. Благодаря этому, ШПС можно использовать в системе контроля сопротивления балласта и целостности рельс. ШПС, распространяясь вдоль рельсовой линии испытывает затухание в зависимости от расстояния и сопротивле-

ния балласта. В контрольных точках ШПС подвергается оптимальной обработке – корреляционной, или (квази)согласованной фильтрации [4,6].

Следовательно, посредством системы контроля, построенной с использованием (квази)оптимальной обработки ШПС, возможно осуществлять мониторинг состояния сопротивления балласта в реальном масштабе времени, с наперед известной точностью локализации излома рельса, сократить энергозатраты, уменьшить вредное воздействие электромагнитного поля на человека [3].

Структура системы контроля с ШПС. Контролируемая рельсовая цепь (РЦ) (рисунок 2) длиной $L_{рц}$ разбивается на $2K$ участков контроля длиной $l_{ук.i}$. Необходимо учесть, что на практике точки $\pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, \pm K$ определяется в соответствии с особенностями рельсового пути и с конечной точностью.



Поэтому участки контроля должны перекрываться, так что

$$L_{\text{рц}} < \sum_{i=-K}^K l_{\text{ук},i}; \min\{l_{\text{ук},i}\} > L_{\text{рц}}/2K; \Delta l_i = l_{\text{ук},i} - L_{\text{рц}}/2K > 0; i = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, \pm K. \quad (4)$$

В точке 0 к рельсовым линиям подключается генератор (Г), а в точках $\pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, \pm K$ – приемники (Π_i) ШПС. Генератор и приемники ШПС синхронно управляются микропроцессором (МП). Микропроцессор управляет изменениями шумоподобных сигналов: циклически меняются параметры ШПС, вырабатываемого генератором, и одновременно изменяется выбор либо копии сигнала, либо квазиоптимального фильтра приемника. Этим достигается повышение помехоустойчивости.

Генератор формирует шумоподобные сигналы:

$$u_{\text{Г}}(t) = U_{\text{Г}} \cdot g[l, \omega] \cdot \cos\{\omega_{\text{шпс}}(t) \cdot t + \Theta[l, \omega]\}; \quad (5)$$

где $U_{\text{Г}}$ – амплитуда ШПС; $g[l, \omega]$ – коэффициент амплитудных предскажений

$$g[l, \omega] = \frac{1}{|Z[l, \omega]|}; \quad (6)$$

$\Theta[l, \omega]$ – фазовые предскажения

$$\Theta[l, \omega] = -\arg\{Z[l, \omega]\} = -\varphi_z(l, \omega); \quad (7)$$

$Z[l(t), \omega]$, $l \in L_{\text{рц}}$ – априорно известное полное распределенное сопротивление рельсовой линии как функция текущей частоты и координаты.

Приемники ШПС осуществляют прием и согласованную (квазиоптимальную) фильтрацию ШПС, прошедших через контролируемые участки рельсовых линий. При номинальных условиях уровни сигналов в точках $\pm K$ равны чувствительности приемников. Отсутствие приема хотя бы одним из $(2K - 1)$ приемников свидетельствует либо о нарушении распространения сигнала вдоль РЦ. В микропроцессоре по анализу выходных сигналов совокупности приемников принимается решение либо об изломе рельса, либо о критическом значении сопротивления балласта. Анализ сигналов, принимаемых всеми приемниками, позволяет в текущем времени определить распределение сопротивления балласта вдоль контролируемой РЦ и соответствие его распределению, установленному нормативно-технической документацией.

Анализ принимаемых сигналов. Приемники ШПС (Π_i) принимают сигналы:

$$u_n(t) = \frac{k_n \cdot R_{\text{вх},n} \cdot g_n(l_n, \omega) U_{\text{Г}} \exp\{j[(\omega t + \Theta_n(l_n, \omega))]\}}{|Z[l_n, \omega]| \exp\{j[(\omega t + \varphi_n(l_n, \omega))]\}}, \quad (8)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots, K$ – номер приемника; l_n – расстояние от генератора до приемника под номером n ; $0 < k_n < 1$, $g_n(l_n, \omega)$ и $\Theta_n(l_n, \omega)$ – соответственно коэффициент активных потерь сигнала генератора, амплитудные предскажения сигнала генератора и фазовые предскажения сигнала генератора в точке приема приемником под номером n ; $|Z_n(l_n, \omega)|$ и $\varphi_n(l_n, \omega)$ – соответственно модуль и аргумент комплексного сопротивления рельсовой линии на расстоянии l_n ; $R_{\text{вх},n}$ – входное сопротивление приемника под номером n .

После преобразований формула (8) принимает вид:

$$u_n(t) = k_n \cdot R_{\text{вх},n} \cdot U_{\Gamma} \frac{g_n(l_n, \omega)}{|Z[l_n, \omega]|} \exp\{j[\Theta_n(l_n, \omega) - \varphi_n(l_n, \omega)]\}. \quad (9)$$

Из (9) следует наилучшими условиями, при которых размах корреляционной функции (3) будет максимальным, будут условия полной компенсации в точке приема амплитудных искажений и фазовых искажений:

$$\frac{g_n(l_n, \omega)}{|Z[l_n, \omega]|} = 1, \quad (10)$$

$$[\Theta_n(l_n, \omega) - \varphi_n(l_n, \omega)] = 2\pi m, \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, \quad (11)$$

а так как в приемнике производится корреляционный анализ ШПС, принятых на границах участков контроля $l_{\text{ук},i}$, и результаты анализа (3) сравниваются с пороговым уровнем, то отклонения от требований (10) и (11) могут служить критериями поиска текущего порога; для каждого приемника необходимо генерировать свои амплитудные и фазовые предсказания сигнала.

Превышение утечки тока через балласт допустимой величины определяется путем сравнения отклика с пороговым значением, которое устанавливается на заданном участке контроля.

Выводы. Применение шумоподобных сигналов для контроля сопротивления балласта железнодорожной путей позволяет:

1. Осуществлять непрерывный, одновременный и в реальном масштабе времени контроль сопротивления балласта и целостности рельсового пути, благодаря чему существенно повысить показатели безопасности железнодорожных перевозок.

2. Локализовать неисправность рельсового пути или несоответствие техническим требованиям сопротивления балласта с точностью до контролируемого участка.

3. Применить менее энергозатратную, по сравнению с существующей, технологию контроля.

4. Автоматизировать подстройки параметров сигналов устройств сигнализации, централизации и блокировки в зависимости от электрических свойств балласта.

5. Существенно сократить время задержки поездов.

Библиографический список

1. Марюхненко В.С. Системный анализ навигационного обеспечения подвижных транспортных объектов: монография / В.С. Марюхненко; под ред. д-ра техн. наук, профессора Ю.Ф. Мухопода – Иркутск: изд-во ИрГТУ, 2008. – 80 с.

2. Свободный доступ к патентам – [электронный ресурс] – режим доступа <http://freepatent.ru/patens/2424936> - патент РФ № 2424936, В61L 23/16, приоритет 04.02.2010 г., опубликовано 27.07.2011

3. Единый реферат-центр в России и СНГ - [электронный ресурс] – режим доступа <http://referatwork.ru/refs/source/ref-17068.html> - Железнодорожные системы
4. Горелов Г.В., Волков А.А., Шелухин В.И. Каналообразующие устройства железнодорожной телемеханики и связи - Учебник для вузов ж.-д. транспорта–М.: ГОУ «Учебно-методический центр по образованию на железнодорожном транспорте», 2007. – 403с.
5. Кириленко А.Г.. Электрические рельсовые цепи - Учебное Пособие. - Хабаровск: Изд-во ДВГУПС, 2006г.
6. Баскаков С.И.. Радиотехнические цепи и сигналы – Учебник для вузов по спец. «Радиотехника» - 4-е изд. – М: Высш. шк., 2003. – 462с.: ил.

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ В РОССИИ ПОЕЗДА НА МАГНИТНОМ ПОДВЕСЕ

Козлова Н.Н., Марюхненко В.С. (научный руководитель)
ФГБОУ ИрГУПС
viktor.maryuhnenko@yandex.ru

Введение. На сегодняшний день одной из важнейших задач, поставленных перед компанией ОАО «РЖД», является снижение энергопотребления транспорта. Ведь именно транспортные системы являются основными потребителями энергоресурсов. Кроме того, при увеличении скорости движения железнодорожного транспорта с 80 км/ч до 300 км/ч коэффициент сопротивления качению колесо/рельс возрастает в 3-4 раза, поэтому увеличение скорости свыше 300 км/ч экономически не выгодно. Это препятствует высокоскоростной перевозке пассажиров и грузов. Все вышеуказанные трудности могут быть преодолены за счет внедрения в эксплуатацию поезда, выполненного по технологии maglev (от англ. magnetic levitation — «магнитная левитация»). Данный поезд удерживается над полотном дороги и в процессе движения не касается поверхности рельса. Он движим и управляем электромагнитным полем.

Разработкой данного вида транспорта впервые занялись не только в Германии, но и в СССР — в 1975 году с появлением при Миннефтегазстрое производственного объединения «Союзтранспрогресс». Несколькими годами позже стартовала государственная программа «Высокоскоростной экологически чистый транспорт», в рамках которой и началась работа над поездом на магнитной подушке. В 1979 году, под руководством академика Юрия Соколова, первый в СССР вагон ТП-01 успешно прошел испытательную дистанцию своим ходом.

Разработку данной транспортной системы можно разделить на три направления. Первое — это машины с расчетной скоростью до 100 км/ч; в этом случае наиболее оптимальной является схема с левитационными

электромагнитами. Второе — это пригородный транспорт со скоростями 100–400 км/ч; здесь целесообразнее всего использовать полноценный электромагнитный подвес с системами боковой стабилизации. И наконец, поезда дальнего сообщения, способные разогнаться до 500 км/ч и выше. В этом случае подвеска должна быть электродинамической, на сверхпроводящих магнитах.

К наиболее значимым достоинствам поездов на магнитном подвесе относят высокую экономичность в энергопотреблении и перспективу достижения высоких скоростей, способных конкурировать даже с реактивной авиацией. Такие поезда ускоряются имеют более высокую способность преодолевать подъемы и кривизну пути, чем механические системы. Еще одной немаловажной особенностью является то, что трение деталей в данной системе практически отсутствует, что значительно снижает их износ и сопутствующие ему затраты.

Поэтому актуально исследовать перспективы развития в России такого вида транспорта, как поезд на магнитном подвесе.

Цель статьи: *Исследование существующих технологий реализации поездов системы maglev и их основных недостатков, исследование возможностей внедрения в эксплуатацию в нынешних условиях и рассмотрение влияния данной транспортной системы на окружающую среду и здоровье человека.*

Технологии реализации транспортной системы технологии maglev. На данный момент существует 3 основные технологии магнитного подвеса поездов:

1. На сверхпроводящих магнитах (электродинамическая подвеска, EDS).
2. На электромагнитах (электромагнитная подвеска, EMS).
3. На постоянных магнитах.

Последняя технология из вышеперечисленных является новой и потенциально самой экономичной.

Поезда, построенные на базе технологии электромагнитного подвеса (EMS) для левитации используют электромагнитное поле, сила которого изменяется по времени. При этом практическая реализация данной системы очень похожа на работу обычного железнодорожного транспорта. Здесь применяется Т-образное рельсовое полотно, выполненное из проводника (в основном металла), но поезд вместо колесных пар использует систему электромагнитов – опорных и направляющих. Опорные и направляющие магниты при этом расположены параллельно к ферромагнитным статорам, размещенным на краях Т-образного пути. Главный недостаток технологии EMS – расстояние между опорным магнитом и статором, которое составляет 15 миллиметров и должно контролироваться и корректироваться специальными автоматизированными системами в зависимости от множества факторов, включая непостоянную природу электромагнитного взаимодействия. Работает система левитации благодаря батареям, установ-

ленным на борту поезда, которые подзаряжаются линейными генераторами, встроенными в опорные магниты. Таким образом, в случае остановки поезд сможет достаточно долго левитировать на батареях.

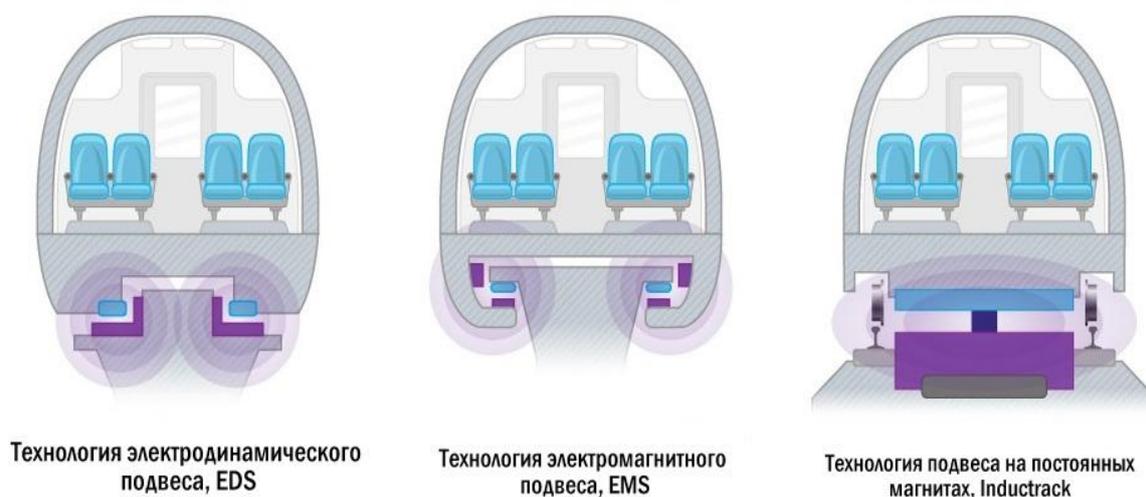


Рисунок 1. Технологии магнитного подвеса поездов

Поезда на базе технологии EMS приводятся в движение и осуществляют торможение с помощью синхронного линейного двигателя низкого ускорения, представленного опорными магнитами и полотном, над которым парит магнитоплан. Двигательная система, встроенная в полотно, представляет собой обычный статор (неподвижная часть линейного электродвигателя), развернутый вдоль нижней части полотна, а опорные электромагниты, в свою очередь, работают в качестве якоря электродвигателя. Таким образом, вместо получения крутящего момента, переменный ток в катушках генерирует магнитное поле возбуждающихся волн, которое перемещает состав бесконтактно. Изменение силы и частоты переменного тока позволяет регулировать тягу и скорость состава. При этом чтобы замедлить ход, нужно всего лишь изменить направление магнитного поля. В случае применения технологии электродинамического подвеса (EDS) левитация осуществляется при взаимодействии магнитного поля в полотне и поля, создаваемого сверхпроводящими магнитами на борту состава. На базе технологии EDS построены японские поезда JR–Maglev. В отличие от технологии EMS, в которой применены обычные электромагниты и катушки проводят электричество только в тот момент, когда подается питание, сверхпроводящие электромагниты могут проводить электричество даже после того, как источник питания был отключен, например, в случае отключения электроэнергии. Охлаждая катушки в системе EDS можно сэкономить достаточно много энергии. Тем не менее, криогенная система

охлаждения, используемая для поддержания более низких температур в катушках, может оказаться достаточно дорогой.

Главным преимуществом системы EDS является высокая стабильность – при незначительном сокращении расстояния между полотном и магнитами возникает сила отталкивания, которая возвращает магниты в первоначальное положение, в то же время увеличение расстояния снижает силу отталкивания и повышает силу притяжения, что также ведет к стабилизации системы. В этом случае никакой электроники для контроля и корректировки расстояния между поездом и полотном не требуется. Однако достаточная для левитации состава сила возникает только на больших скоростях. По этой причине поезд на системе EDS должен быть оснащен колесами, которые смогут обеспечивать движение при низких скоростях (до 100 км/ч). Соответственные изменения также должны быть внесены по всей длине полотна, так как поезд может остановиться в любом месте в связи с техническими неисправностями.

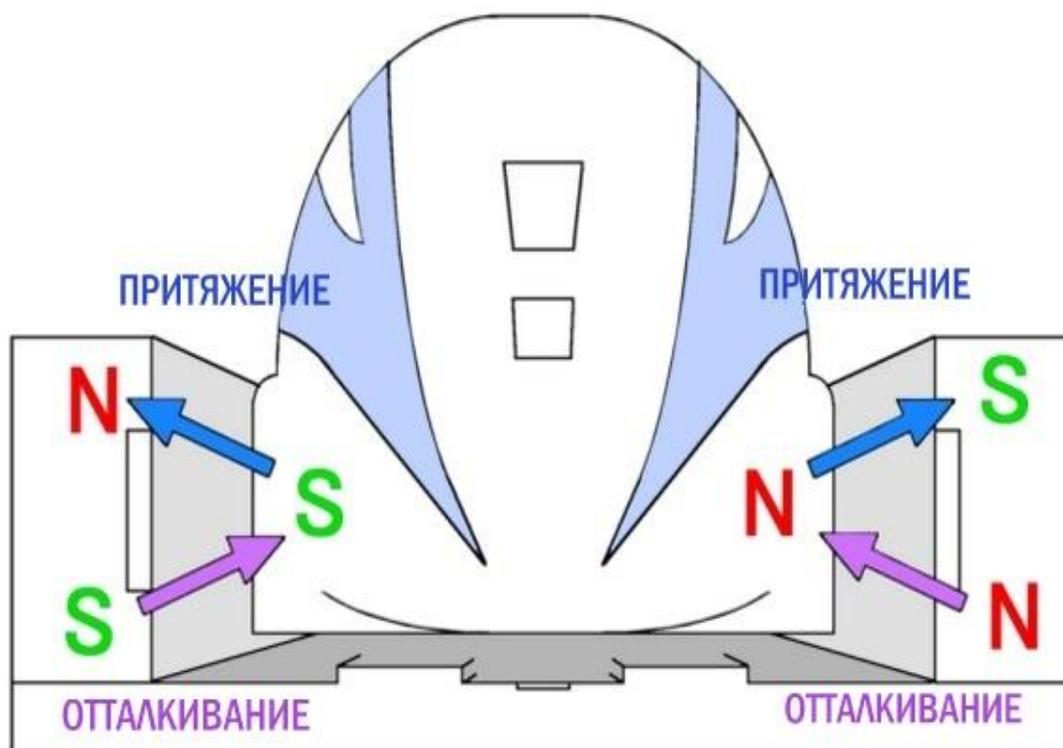


Рисунок 2. Система боковой левитации

Еще одним недостатком EDS является то, что при низких скоростях в передней и задней частях отталкивающих магнитов в полотне возникает сила трения, которая действует против них. Это одна из причин, по которой в JR–Maglev отказались от полностью отталкивающей системы и посмотрели в сторону системы боковой левитации.

Подсистема ускорения в поездах на базе технологии EDS работает точно также, как и в составах на базе технологии EMS за исключением то-

го, что после изменения полярности статоры здесь на мгновение останавливаются.

Третьей, наиболее близкой к реализации технологией, существующей пока только на бумаге, является вариант EDS с постоянными магнитами Inductrack, для активации которых не требуется энергия. До недавнего времени исследователи считали, что постоянные магниты не обладают достаточной для левитации поезда силой. Однако эту проблему удалось решить путем размещения магнитов в так называемый «массив Хальбаха». Магниты при этом расположены таким образом, что магнитное поле возникает над массивом, а не под ним, и способны поддерживать левитацию поезда на очень низких скоростях – около 5 км/ч. Однако, стоимость таких массивов из постоянных магнитов очень высока, поэтому пока и не существует ни одного коммерческого проекта данного рода.

Достижения в разработке и тенденции внедрения в эксплуатацию.

Наиболее активные разработки ведутся в Германии и Японии. На данный момент первую строчку в списке самых быстрых поездов на магнитной подушке занимает японское решение. 21 апреля 2015 года поезд достиг в ходе испытаний скорости 603 км/ч, превысив свой предыдущий рекорд 581 км/ч, установленный в 2003 году. Со скоростью, превышающей 600 км/ч, поезд двигался на отрезке длиной 1,8 км. Тестовая линия расположена недалеко от горы Фудзи примерно в 80 км к западу от Токио.

Стоит отметить шанхайский поезд на магнитном подвесе компании Transrapid SMT, построенный в Германии, которому удалось в ходе испытаний в 2003 году развить скорость 501 км/ч и его прародителя – Transrapid 07, преодолевшего рубеж в 436 км/ч еще в 1988 году.

Поезд на магнитной подушке Linimo, эксплуатация которого началась в марте 2005 года, был разработан компанией Chubu HSST и до сих пор используется в Японии. Он курсирует между двумя городами префектуры Айти. Протяженность полотна, над которым парит маглев составляет около 9 км (9 станций). При этом максимальная скорость Linimo равна 100 км/ч. Это не помешало ему только в течение первых трех месяцев с момента запуска перевезти более 10 млн пассажиров.

Более известным является шанхайский поезд, созданный все той же немецкой компанией Transrapid и введенный в эксплуатацию 1 января 2004 года. Эта железнодорожная линия на магнитном подвесе соединяет станцию шанхайского метро Лунъян Лу с международным аэропортом Пудун. Общее расстояние составляет 30 км, поезд преодолевает его приблизительно за 7,5 мин, разгоняясь до скорости 431 км/ч.

Еще одна железнодорожная линия на магнитном подвесе успешно эксплуатируется в городе Тэджон, Южная Корея. UTM-02 стал доступен пассажирам 21 апреля 2008 года, а на его разработку и создание ушло 14 лет. Железнодорожная линия на магнитном подвесе соединяет Национальный музей науки и выставочный парк, расстояние между которыми всего

лишь 1 км. Среди поездов на магнитной подушке, эксплуатация которых начнется в ближайшем будущем, стоит отметить Maglev L0 в Японии, его испытания были возобновлены совсем недавно. Ожидается, что к 2027 году он будет курсировать по маршруту Токио – Нагоя. Не так давно поезда на магнитной подушке называли революционным транспортом, а о запуске новых проектов подобных систем с завидной регулярностью сообщали как частные компании, так и органы власти из разных стран мира. Однако большинство из этих грандиозных проектов были закрыты еще на начальных стадиях, а некоторые железнодорожные линии на магнитном подвесе хоть и сумели недолго послужить на благо населения, позже были демонтированы.

Главная причина неудач в том, что поезда на магнитной подвеске чрезвычайно дороги. Они требуют специально построенной под них с нуля инфраструктуры, которая, как правило, и является самой расходной статьей в бюджете проекта. К примеру, шанхайский маглев обошелся Китаю в \$1,3 млрд или \$43,6 млн за 1 км двустороннего полотна (включая затраты на создание поездов и постройку станций). Конкурировать с авиакомпаниями поезда на магнитной подушке могут лишь на более длинных маршрутах. Но опять же, в мире достаточно мало мест с большим пассажиропотоком, необходимым для того чтобы железнодорожная линия на магнитном подвесе окупилась.

Взаимодействие с окружающей средой и влияние на здоровье человека. В теории поезда данной технологии практически не подвержены погодным условиям, таким как сильный ветер, дождь, снег и перепады температуры. Однако, их применение не достигло столь высокого уровня, чтобы можно было расширить диапазон природных условий и сравнить теоретические и практические показатели.

Сильные магнитные поля в секции для пассажиров порождают необходимость установки магнитной защиты. Без экранирования путешествие в таком вагоне для пассажиров с электронным стимулятором сердца или магнитными носителями информации (HDD и кредитные карточки), противопоказано. Стоит отметить, что излучение магнитного поля, благодаря которому осуществляется движение поезда, ниже чем излучение, которое воздействует на нас в быту, например, излучение от телевизора. В частности, оно ниже или на уровне излучения линий электропередач, используемых в нынешних транспортных системах.

Еще одним наиболее значимым фактором является уровень шума, возникающий при движении поезда. Первоначально считалось, что если единственным сопротивлением, которое испытывает поезд на магнитном подвесе является аэродинамическое сопротивление, то уровень шума при движении такого поезда будет существенно более низким, чем у механических систем. Но скорости передвижения поездов этих систем не сопоставимы — так называемый маглев способен развивать скорость до 600 км/ч,

что увеличивает уровень шума от сопротивления воздуха в десятки раз, делая его куда более вредным по своему воздействию на окружающую среду. Но прогресс не стоит на месте, и уже сегодня инженеры из Японии разработали систему, позволяющую снизить показатель уровня шума до безвредного для окружающей среды.

Безопасность перевозок пассажиров у системы маглев находится на гораздо более высоком уровне, нежели у традиционного железнодорожного транспорта: боковая левитация и существенное снижение износа деталей обеспечивает гарантию того, что поезд не сойдет с рельс. Так же система маглев имеет более высокие показатели по пожаробезопасности. На первых этапах разработки магниты данной системы подвергались воздействию высоких температур, что приводило к ухудшению их свойств, но в настоящее время эта проблема решена применением специальных сплавов. Для данной системы так же не характерны высокие требования по безопасности при посадке и перевозке пассажиров, что снижает время на организацию данных процессов.

Вывод. Исследование перспективы развития в России такого вида транспорта, как поезд на магнитном подвесе, на сегодняшний день является актуальной и заслуживает внимания.

Библиографический список

1. Скоренко Т.Ю. Советский маглев: 25 лет под целлофаном // Популярная механика №151. – М: Independent Media, 2015, с.
2. Все самое интересное о поездах на магнитном подвесе - [электронный ресурс] – режим доступа <http://elektrik.info/main/fakty/63-vse-samoe-interesnoe-o-poezdakh-na.html>.
3. Андрей Гурьев. Дорога на магнитном подвесе: второе дыхание в России // РЖД-Партнер №19. – М: Ом-экспресс, 2009, с. 54
4. Кевин Бонсор. How Maglev Trains Work - [электронный ресурс] – режим доступа <http://science.howstuffworks.com/transport/engines-equipment/maglev-train.htm>

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ ДАТЧИК ПРОХОДА КОЛЁС С ОПРЕДЕЛЕНИЕМ НАПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЯ ПОДВИЖНОГО СОСТАВА

Марюхненко В.С., Юрин Н.Д.
ФГБОУ ВПО «ИРГУПС»
nikita.yurin.93@mail.ru

Введение. В структуру железнодорожных систем автоматики и телемеханики, контролирующей подвижной состав, входят устройства (датчики), фиксирующие момент прохождения колеса вагона через точку с известными координатами на рельсовой нити. Эти устройства называются «датчик электронной системы счёта осей» и «датчики прохода колёс». На железных дорогах России применяются магнитные датчики прохода колёс (ДПК).

Достоинства магнитного датчика прохода колёс:

- простота конструкции;
- невысокая стоимость;
- высокая надёжность работы.

Однако, существующие недостатки магнитных ДПК ограничивают их применение. К недостаткам магнитного датчика прохода колёс относятся:

- большая (около 80 Вт) мощность электрической энергии потребляемая датчиком;
- невозможность работы датчика при скоростях движения менее 5 км/ч;
- малая мощность (около 0,0013 Вт) генерируемого сигнала что ограничивает его передачу на расстояние более 100 м;
- необходимость специального кабеля для передачи выходного сигнала датчика с целью использования в системах железнодорожной автоматики и телемеханики;
- относительно большая масса (около 5 кг);
- высокое (около 1 кг) содержание медного провода;
- существенная чувствительность к помехам, возникающих за счёт воздействия магнитного поля, создаваемого тяговым током;
- размагничивание магнита с течением времени эксплуатации.

Для устранения недостатков присущих магнитным датчикам предлагается радиотехнический ДПК.

Принцип работы заявленного датчика. Работа заявленного ДПК основана на фиксации момента и направления прохода колеса вагона над датчиком по регистрации моментов последовательного срыва автоколебаний измерительных генераторов с последующим формированием информационного сигнала, его кодированием и передачей кодированного сигнала по радиоканалу потребителям: в системы централизованной авто-

блокировки, интервального регулирования движения поездов и автоматизированного контроля подвижного состава на ходу поезда.

Структурно (рисунок 1) ДПК состоит из трёх генераторов: прецизионного, конструктивно заключенного в магнитный экран кварцевого автогенератора 1 и двух измерительных генераторов синусоидальных синфазных колебаний равных частот 2 и 3, подстраиваемых системами автоподстройки частоты (АПЧ) 7 и 8, а также трёх амплитудных ограничителей 4, 5 и 6, двух синхронных детекторов 9 и 10, двух формирователей импульсов 11 и 12, логического устройства 13, программируемого постоянного запоминающего устройства (ППЗУ) 14, кодирующего устройства 15, микропроцессора 16, передатчика датчика прохода колёс (ПДПК) 17 и антенны 18.

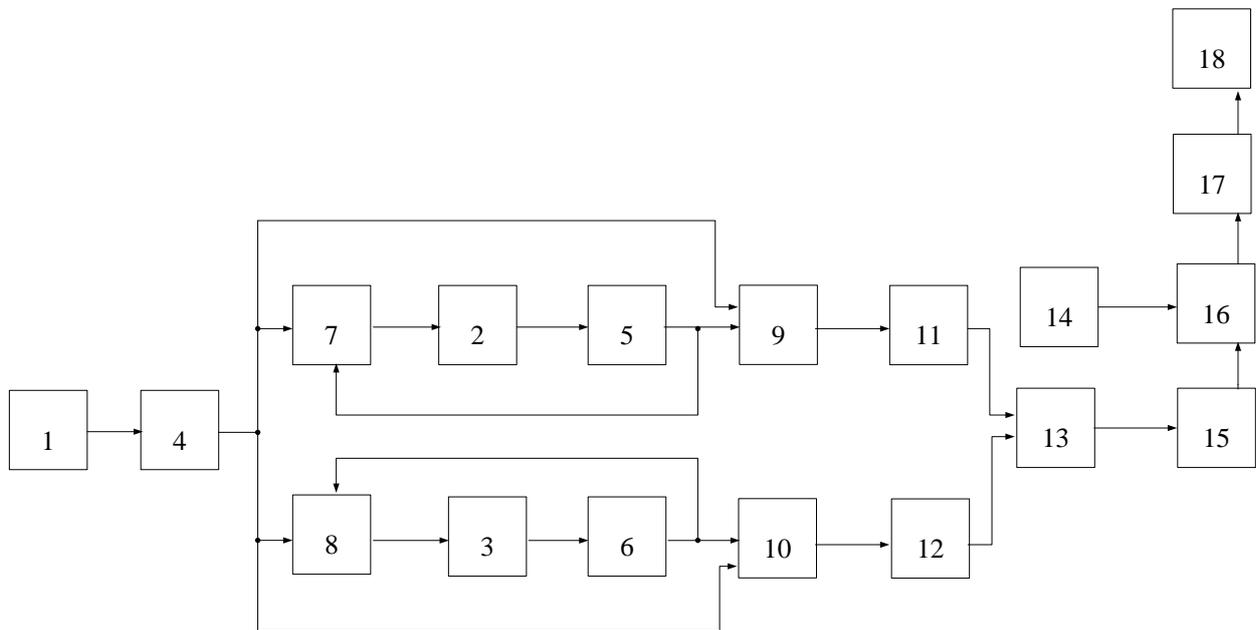


Рисунок 1. Структурная схема датчика

Принцип функционирования заявленного ДПК заключается в следующем: кварцевый генератор 1 вырабатывает опорные гармонические колебания с высокой стабильностью частоты:

$$u_{\text{оп}}(t) = U_{\text{оп}}(t) \cdot \sin \omega_0 \cdot t \quad (1)$$

где $U_{\text{оп}}(t)$ – паразитная амплитудная модуляция колебаний опорного генератора 1, $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0$ – циклическая частота опорного генератора 1, f_0 – частота выходных колебаний генератора 1.

При отсутствии в зоне действия датчика колеса вагона измерительные генераторы 2 и 3 соответственно вырабатывают гармонические колебания:

$$u_2(t) = U_2(t) \cdot \sin(\omega_2 \cdot t + \varphi_2), \quad (2)$$

$$u_3(t) = U_3(t) \cdot \sin(\omega_3 \cdot t + \varphi_3), \quad (3)$$

где $U_2(t), U_3(t)$ – законы паразитной амплитудной модуляции колебаний генераторов 2 и 3, $\omega_2 = 2 \cdot \pi \cdot f_2, \omega_3 = 2 \cdot \pi \cdot f_3$ – циклические частоты изме-

нительных генераторов 2 и 3, где f_2, f_3 частоты выходных колебаний генераторов, 2 и 3:

$$f_2 = 1/(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_2 \cdot C_2}); f_3 = 1/(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_3 \cdot C_3}), \quad (4)$$

где L_2, C_2 и L_3, C_3 - элементы колебательных контуров соответственно измерительных генераторов 2 и 3.

Амплитудные ограничители (АО) 6,7,8, предназначены для подавления паразитной амплитудной модуляции сигнала (1) опорного генератора 1 и сигналов (2) и (3) измерительных генераторов 2 и 3. На выходах АО 6,7,8 образуются гармонические колебания с подавленной паразитной амплитудной модуляцией соответственно опорного 1 и измерительных генераторов 2 и 3:

$$u_{\text{оп}}^{(\text{ор})}(t) = U_{\text{оп}} \cdot \sin \omega_0, \quad U_{\text{оп}} = \text{const}; \quad (5)$$

$$u_2^{(\text{ор})} = U_2 \cdot \sin(\omega_2 \cdot t + \varphi_2), \quad U_2 = \text{const}; \quad (6)$$

$$u_3^{(\text{ор})} = U_3 \cdot \sin(\omega_3 \cdot t + \varphi_3), \quad U_3 = \text{const}; \quad (7)$$

Системы АПЧ 4 и 5 выполняют подстройку частот выходных колебаний генераторов 2 и 3 таким образом, что:

$$\omega_2 = \omega_0; \quad \omega_3 = \omega_0. \quad (8)$$

При этом начальные фазы колебаний (2) и (3) за счёт статизма систем АПЧ, близкие по значению но не равны нулю:

$$\varphi_2 \neq 0, \varphi_3 \neq 0. \quad (9)$$

Опорные колебания (5) и колебания измерительного генератора (6) поступают на входы синхронного детектора 9. В синхронном детекторе 9 формируется выходное напряжение $u_{\text{сд9}}(\varphi_2)$:

$$u_{\text{сд9}}(\varphi_2) = \frac{1}{2} \cdot U_{\text{оп}} \cdot U_2 \cdot [\cos(\omega_0 \cdot t - \omega_2 \cdot t + \varphi_2) - \cos(\omega_0 \cdot t + \omega_2 \cdot t + \varphi_2)], \text{ так как } \omega_2 = \omega_0, \text{ то}$$

$$u_{\text{сд9}}(\varphi_2) = \frac{1}{2} \cdot U_{\text{оп}} \cdot U_2 \cdot [\cos(\varphi_2) - \cos(2 \cdot \omega_0 \cdot t + \varphi_2)], \quad (10)$$

Фильтр низких частот в составе синхронного детектора 9, подавляет колебания на частоте $2\omega_0$, благодаря чему на выходе синхронного детектора 9 формируется напряжение [смотри формулу (9), (10)]:

$$u_{\text{сд9}}^{(\text{фнч})}(\varphi_2) = \frac{1}{2} \cdot U_{\text{оп}} \cdot U_2 \cdot \cos \varphi_2 = U_{\text{сд9}} \cdot \cos \varphi_2 = U_{\text{сд9}}, \quad (11)$$

Аналогично работе синхронного детектора 9 на выходе синхронного детектора 10 формируется выходное напряжение $u_{\text{сд10}}(t)$:

$$u_{\text{сд10}}^{(\text{фнч})}(\varphi_3) = \frac{1}{2} \cdot U_{\text{оп}} \cdot U_3 \cdot \cos \varphi_3 = U_{\text{сд10}} \cdot \cos \varphi_3 = U_{\text{сд10}}, \quad (12)$$

Наличие напряжений (11) и (12), сформированных синхронными детекторами 9 и 10, служат признаком отсутствия гребня колеса вагона над датчиком.

При поступательном движении поезда, например, в направлении указанном стрелкой (рисунок 2), колесо вагона, выполненное из ферромагнитного материала, проходит последовательно через точки А, В, С над ДПК. В точке А измерительные генераторы 2 и 3 вырабатывают автоколе-

бания согласно формулам (2) и (3). В точке В проявляется результат замыкания магнитного потока катушки индуктивности L_2 , через магнитопроводящую массу колеса, в результате катушка индуктивности L_2 приобретает такое приращение ΔL_2 , при котором резонансная частота колебательного контура L_2, C_2 сдвигается в низкочастотную область настолько, что автоколебания генератора 2 срываются.

При подходе колеса к точке С на рельсовой линии по аналогичной причине происходит срыв колебаний генератора 3 (рис.2). Фиксация моментов времени t_2, t_3 последовательного срыва автоколебаний генераторов 2 и 3, соответствует факту прохода колеса над ДПК, и определяет направление движения.

На выходах синхронных детекторов 9 и 10 из-за срыва автоколебаний измерительных генераторов 2 и 3, формируются перепады напряжений, которые являются признаком прохода колеса над датчиком. Перепады напряжений с выходов синхронных детекторов запускают формирователи импульсов 11 и 12, которые формируют прямоугольные однополярные импульсы. Временной промежуток между импульсами

$$\Delta t_{23} = S_{23}/V_K,$$

где S_{23} — расстояние между точками 2 и 3 на рельсовой линии, V_K — скорость поступательного движения колеса над ДПК.

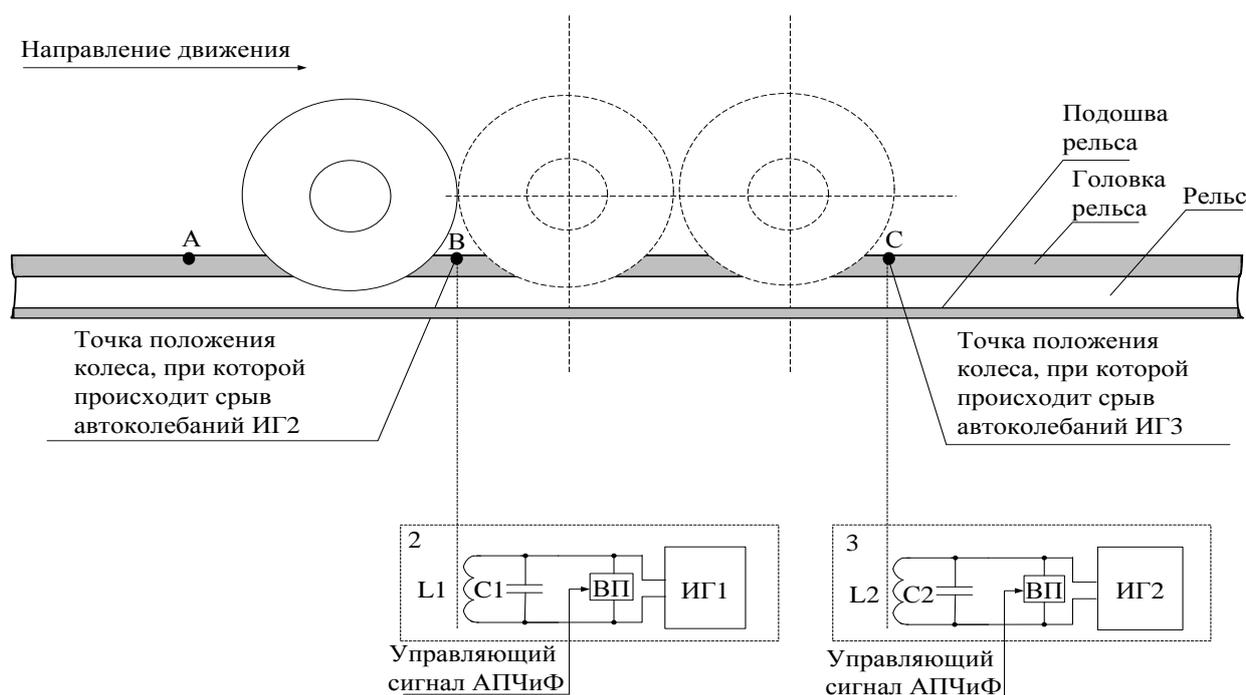


Рисунок 2. Определение направления движения

Сигналы с выходов формирователей импульсов 11, 12 поступают в логическое устройство 13. В логическом устройстве 13 определяется очередность следования импульсов и временной промежуток между ними.

Информация с логического устройства 13 поступает в кодирующее устройство 15, где происходит кодирование. Код моментов времени t_2 , t_3 и промежутка $\Delta t_{23} = t_3 - t_2$ попадает в микропроцессор 16 в котором в цифровом виде формируются значения моментов времени t_2 и t_3 по абсолютной шкале, и определяется направление движения. Импульсы кодированных сигналов с выхода микропроцессора 16 поступают в качестве модулирующих в передатчик датчика прохода колёс (ПДПК) 17. Сформированные в ПДПК 17 модулированные высокочастотные электромагнитные колебания излучаются антенной 18 для последующего применения в системах железнодорожной автоматики и телемеханики.

Программируемое постоянное запоминающее устройство 14 используется для заблаговременного программирования координат ДПК, а также служебной информации (номер дистанции, номер поста и др.). С ППЗУ 14 информация поступает в микропроцессор 16 где формируется информация для передачи. Сформированная микропроцессором информация попадает в ПДПК 17, потом в антенну 18.

Таким образом, применение ДПК позволяет решить задачу по устранению недостатков присущих магнитным датчикам: беспроводная передача информации, возможность работы со скоростями подвижного состава менее 5 км/ч в плоть до нулевой, при применении ретранслятора передавать информацию на большие расстояния, устойчивость сигнала вырабатываемого предлагаемым датчиком к электромагнитным помехам. В будущем предлагаемое устройство может служить шагом к применению беспроводной аппаратуры в области автоматики и телемеханики.

Библиографический список

1. Марюхненко В.С. «Радиоприемные устройства». Часть 1. Учеб. пособие. – Иркутск: ИВАИИ, 2001. – 531 с.
2. В.И. Шелухин «Датчики измерения и контроля устройств железнодорожного транспорта» М.: Транспорт, 1990. 119 с.
3. Министерство путей сообщения РФ «Датчик магнитный ДМ-95Н» Техническое описание и инструкция по эксплуатации ВРЗ.253.002 ТО МПС РФ 1995г. 19с.

ОБЛЕДЕНЕНИЕ ПРОВОДОВ ЛИНИИ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ И СПОСОБЫ БОРЬБЫ С НИМ

Мудрый А.Г., Наумов Р.Е., Марюхненко В.С. - научный руководитель
ФГБОУ ИргУПС
viktor.maryuhnenko@yandex.ru

Введение. В настоящее время основной задачей электроснабжения является бесперебойная передача энергии потребителю. Службы электрификации, а также потребители несут огромные убытки связанные с нару-

шением работоспособности систем электроэнергетики. Нарушение электроснабжения, несомненно, сопровождается опасными для жизни и здоровья людей последствиями.

Одним из основных причин нарушения непрерывного питания электроэнергией потребителей является обрыв проводов линии электропередачи (ЛЭП). Масса случаев обрыва проводов происходит в зимнее время из-за их обледенения. Существует множество примеров аварий, произошедших именно по этой причине – авария в Приморском крае (2013 год), в Пермском крае и Евпатории (2014 год), районах Хакасии и Волгоградской области (2015 год) и др.

Так, авария в Ульяновской области с 5 по 8 декабря 2010 года, произошедшая по причине обрыва провода из-за обледенения, принесла колоссальные убытки — официально до 2 млн. руб. Остановились многие предприятия в области. Был парализован весь транспорт, так как не работали светофоры, бензоколонки. «Замерли» водопровод, горячее водоснабжение, канализация, поскольку насосы этих устройств имеют электрический привод. Остановились лифты. Городская жизнь фактически была парализована.

Обледенение - явление, ухудшающее характеристики и качество конструкций, их прочность и долговечность. Обледенение представляет большую опасность для стабильного энергоснабжения и нормальной эксплуатации воздушных линий электропередачи.

Поэтому борьба с обледенением проводов линий электропередачи является серьёзной проблемой, актуальной для многих стран, имеющих регионы с высокой влажностью и низкими температурами.

Целью настоящей работы является обеспечение эффективного и быстрого удаления льда с контактного провода электрифицированной железной дороги, а также возможности движения поездов без перерыва.

Факторы влияющие на образование оледенения. Климатические факторы – основа исходных данных технических условий проектирования, расчетов, а также эксплуатации любых ЛЭП и контактных сетей, относящихся к устройствам наружной установки. От температуры окружающего воздуха зависят усилия (натяжения) проводов, действующие на опорно-поддерживающие устройства, а также требования, предъявляемые материалам по хладноломкости. Воздействие ветра и гололеда определяют расчетные горизонтальные и вертикальные нагрузки на подвешенные провода и элементы других подсистем ЛЭП.

Причина появления обледенения - конденсация имеющихся в воздухе паров на охлажденных поверхностях элементов сооружений. На проводах и конструкциях контактной сети отложение гололедных образований наблюдается обычно при неустойчивой погоде, когда оттепель сменяется похолоданием, в туманную погоду или при выпадении переохлажденного дождя.

Различают три основных вида гололедных образований: гололед, представляющий собой плотное прозрачное или полупрозрачное вещество плотностью 600-900 кг/м³; изморозь – кристаллический налет плотностью 20-100 кг/м³ и смесь, образующуюся при наслоениях гололеда и изморози, плотностью 200-600 кг/м³.

На интенсивность обледенения влияет высота расположения проводов. При увеличении расстояния от земли возрастает скорость ветра и увеличивается содержание переохлажденной воды в воздухе, что способствует увеличению размеров гололедных отложений.

Способы борьбы с обледенением. В настоящее время существует много различных способов борьбы с обледенением. Применяют механические, химические и электрические методы.

Использование механических методов заключается в применении специальных устройств, обеспечивающих удаление льда с проводов. Их недостатком является низкая производительность и возможность повреждения и деформации проводов в процессе удаления гололеда, что приводит к обрывам сети и сопровождается ускоренным износом проводов. Кроме того, механические методы требуют доступа к ЛЭП, что нарушает нормальную работу участка.

Существуют также химические методы борьбы с обледенением, которые не устраняют уже имеющуюся наледь, а препятствуют ее возникновению. На провода наносят специальные антиобледенительные растворы, замерзающие при температурах значительно более низких, чем вода. Некоторые составы способны удерживаться на сети до 2-3 дней, после чего требуется их повторное нанесение. Очевидно, что борьба с гололедными образованиями таким способом очень трудоемка и требует постоянных материальных затрат. Кроме того, химические вещества могут нанести вред окружающей среде.

Электрические способы удаления льда заключаются в нагреве или встряхивании проводов импульсами тока, обеспечивающими плавку льда или предотвращение его образования.

Существует способ удаления гололеда с проводов линий электропередачи, заключающийся в пропускании по двойным или кратным проводам линии электропередачи переменного тока или импульсов тока с частотой, близкой к их механическому резонансу и амплитудой, достаточной для преодоления внешних и внутренних сил трения. Возникающие при этом механические колебания проводов обеспечивают удаление с них влаги и льда. К сожалению, ни один из перечисленных способов борьбы с обледенением не является совершенным. Одни методы не достаточно эффективные, другие слишком затратные.

Предлагаемый способ борьбы с гололедными образованиями «Метод катушки». Нами предлагается эффективный быстродействующий способ удаления льда с проводов линии электропередачи.

В процессе работы был смоделирован участок линии электропередач, размер которого в 100 раз меньше реального участка. Данная установка представляет собой единую конструкцию, состоящую из трех металлических опор, соединенных токопроводящими проводами. На каждой опоре закреплен ящик с измерительными приборами – датчиками влажности, температуры, давления и скорости ветра.

Кроме того, на средней опорной конструкции установлена катушка, положение сердечника которой является параллельным по отношению к земле. В идеале катушка должна быть установлена на каждой опоре, но для примера работы данной установки было достаточно одной. Работа такой установки происходит следующим образом. Обледенение проводов происходит только при особых условиях температуры и влажности. На эти показания сориентированы измерительные датчики. При их срабатывании по катушке начинает протекать ток, который возбуждает сердечник присоединенной к опоре катушки. Возбужденный сердечник перемещается из стороны в сторону между проводами, стряхивая с него наледь.

Выводы. Предлагаемый способ борьбы с гололедными образованиями позволит не допускать перерывы в электроснабжении, вызванные авариями, возникшими по причине обледенения, и, следовательно, повысить надежность работы систем электроснабжения и сократить материальные потери.

Библиографический список

1. В. П. Михеев. Контактные сети и линии электропередачи: Учебник для вузов ж.-д. транспорта. М.: Маршрут, 2003. – 416с
2. Каганов В. И. Нагрев проводов электрических сетей с и помощью высокочастотной электромагнитной волны для борьбы с гололёдом.
3. Марквардт К.Г. Контактная сеть. - М.: Транспорт, 1994.
4. Антиобледенители (Электронныйресурс) Код доступа: <https://ru.wikipedia.org/wiki>
5. Защитим провода РЖД от гололеда. Журнал ИР 2014 (9). (Электронный ресурс). Код доступа: <http://www.i-r.ru/?p=zaschitim-provoda-rjd-ot-gololeda>
6. Бунзя А. В. Разработка устройства удаления гололеда с двойного контактного провода импульсно-резонансным методом на основе управляемого преобразователя, 2007. – 185с.
6. Бойнович Л. Б. Адгезионная прочность контакта льда с супергидрофобным покрытием. Доклады Академии наук, 2013, том 448, № 6, с. 675–679.

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ФАЗИРОВАННОЙ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Будовкина А.А., Ченский А.Г. – научный руководитель

ФГБОУ ВО "ИРНИТУ"

skb@istu.edu

Гидроакустические локации играют важную роль при изучении морфологии донной поверхности и стратификации осадков морей и океанов. При создании акустических систем для дистанционного зондирования важной задачей является учет направленных свойств акустических антенн, так как параметры антенн в значительной степени определяют характеристики гидролокаторов. Компьютерное моделирование позволяет анализировать различные параметры антенн и таким образом значительно ускорить процесс разработки и создания гидроакустических систем.

Программа моделирования гидроакустической антенны написана в среде разработки NI LabVIEW, которая позволяет имитировать реальные приборы, а также создавать модели (проекты) для сбора и обработки данных. Первая версия этого графического языка была выпущена в 1986г., и в настоящее время продолжает развиваться, оставаясь одним из наиболее популярных программных продуктов предназначенных для систем сбора и анализа данных, моделирования и разработки различных электронных устройств. Программа позволяет проанализировать на этапе создания антенны основные характеристики: раствор центрального лепестка, наличие и уровень боковых лепестков, а также построить полную диаграмму направленности антенны.

Моделирование проводилось для дискретной линейной антенны, состоящей из ненаправленных пьезокерамических элементов. Антенна предназначена для низкочастотного гидролокатора – профилографа донных осадков. Рабочий диапазон частот лоатора 300 Гц – 1500 Гц, что составляет длины волн в воде (при скорости звука 1420 м/с) от 0.94 м до 4.7 м.

Расчеты в программе выполняются по формуле (1):

$$|R(\theta)| = \left| \frac{\sin\left[\left(\frac{n\pi d}{\lambda}\right) \sin\theta\right]}{n \sin\left[\left(\frac{\pi d}{\lambda}\right) \sin\theta\right]} \right| \quad (1)$$

где λ – длина волны, n – количество приёмников, d – расстояние между приемниками, θ – угол диаграммы направленности. [1]. Для расчета угла раствора центрального лепестка используется формула (2):

$$\varphi = 2 \arcsin\left(\frac{0.44\lambda}{nd}\right) \quad (2)$$

где λ – длина волны, n – количество приемников, d – расстояние между приемниками, φ – раствор центрального лепестка [2].

Лицевая панель программы моделирования представляет собой 4 терминала, задающие параметры антенны и характеристики водной среды: частоту излучения, скорость звука, количество приемников и расстояние между ними. Изменяя значения этих терминалов, можно получить данные для построения характеристик дискретной линейной антенны профилографа. Построение диаграммы, для наглядности, производится не только в полярной, но и прямоугольной системах координат.

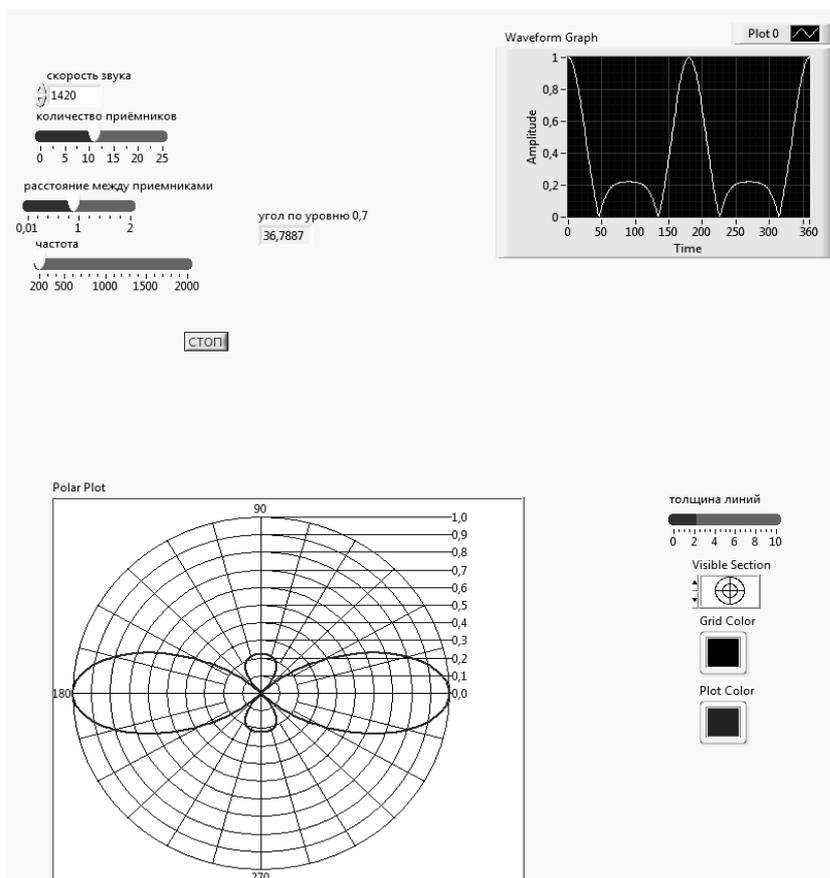


Рисунок 1. Лицевая панель программы

Компьютерное моделирование проводилось для дискретной линейной антенны размером превышающей максимальную длину волны излучения 4.7 м в несколько раз для получения узконаправленной диаграммы. Скорость звука в воде была принята средней для озера Байкал в летний период – 1420 м/с, общее количество пьезокерамических приемников составило 16 элементов и расстояние между ними устанавливалось от 0,9 м до 2,5 м.

В процессе компьютерного моделирования были произведены изменения частоты от 200 до 2000 Гц, а также расстояния между приемниками. Обработка этих данных показала, что для данной антенны минимальная ширина центрального лепестка 3,65 – 3,80 градусов на частотах от 1300 до 1400 Гц, при которых не появляются добавочные максимумы. Результатом моделирования является график диаграммы направленности и значения раствора центрального лепестка.

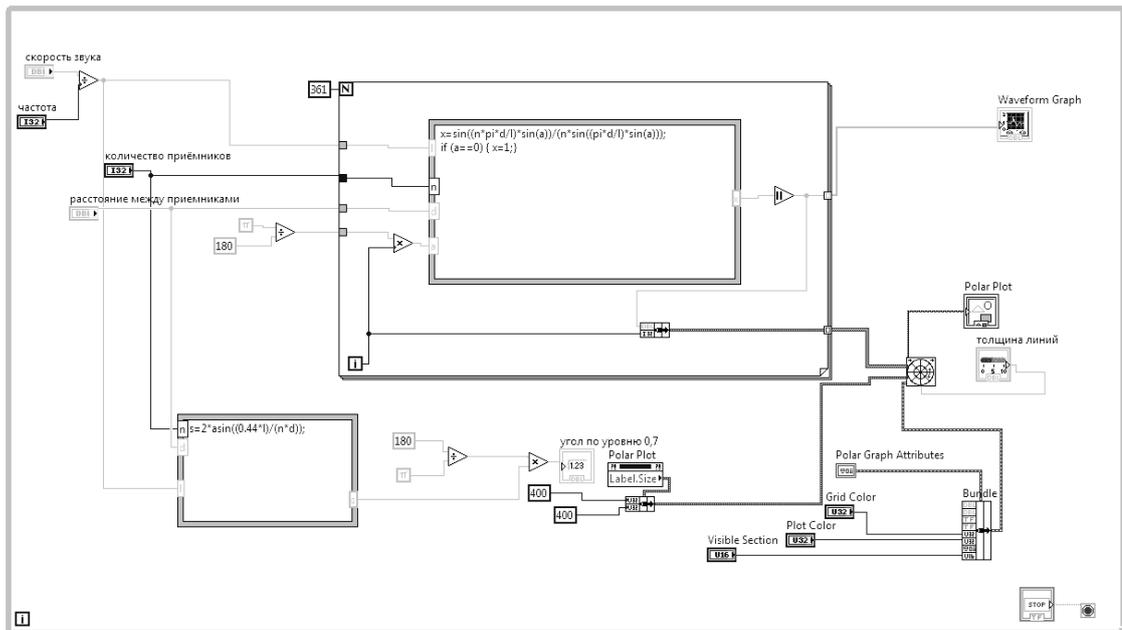


Рисунок 2. Блок диаграмм программы

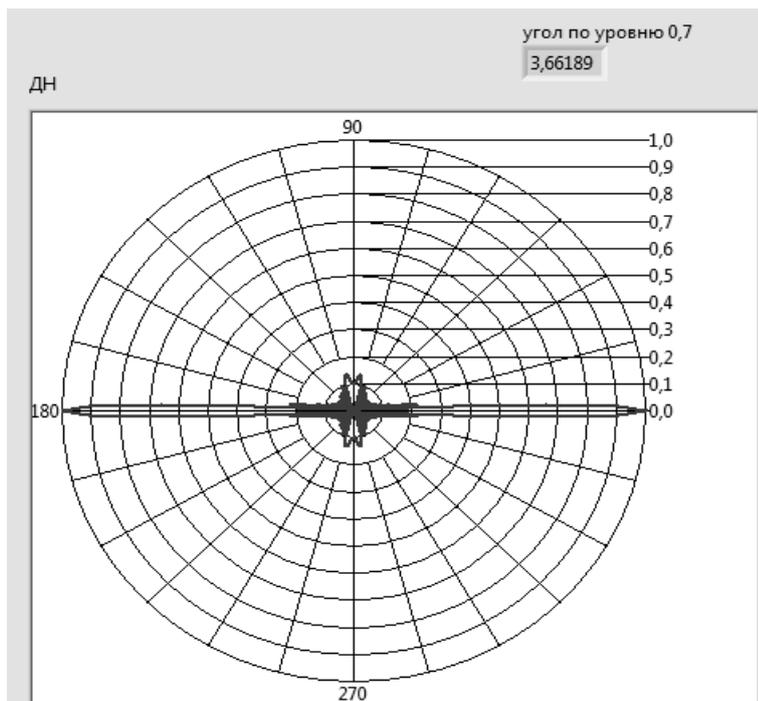


Рисунок 3. Диаграмма направленности

Изменяя информацию всех четырех терминалов программы, можно полностью изменить конечные результаты. Следует отметить также, что компьютерное моделирование позволяет уже на этапе проекта оценить характеристики фазированной антенной решетки и на их основании составлять определенные требования к параметрам антенной решетки.

Библиографический список

1. Свердлин Г.М. Гидроакустические преобразователи и антенны. Л.: Судостроение, 1988. –200 с.
2. Евтютов А.П., Митько В.Б. Инженерные расчеты в гидроакустике. Л.: Судостроение, 1988. –288 с.

СИСТЕМА ФАЗОВОЙ АУТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ РАДИОСТАНЦИИ РВ-1М

Марюхненко В. С., Иванникова М. В.
ФАЖТ ФГБОУ ВО «ИрГУПС»
maria3158@mail.ru

Автоматизация является одним из главных направлений научно-технического прогресса и важным средством повышения эффективности производства. Современное промышленное производство характеризуется ростом масштабов и усложнением технологических процессов, увеличением единичной мощности отдельных агрегатов и установок, применением интенсивных, высокоскоростных режимов, близких к критическим, повышением требований к качеству продукции, безопасности персонала, сохранности оборудования и окружающей среды.

Экономичное, надежное и безопасное функционирование сложных технических объектов может быть обеспечено с помощью лишь самых совершенных технических средств, разработка, изготовление, монтаж, наладка и эксплуатация которых немислимы без знания теории автоматического управления (ТАУ) и применения этих знаний на практике.

Современными тенденциями в автоматизации производства являются:

- а) широкое применение электронно-вычислительных машин (ЭВМ) для управления;
- б) создание машин и оборудования со встроенными микропроцессорными средствами измерения, контроля и регулирования;
- в) переход на децентрализованные (распределенные) структуры управления с микроЭВМ;
- г) внедрение человеко-машинных систем;
- д) использование высоконадежных технических средств;
- е) автоматизированное проектирование систем управления [3].

Все вышеперечисленные аспекты активно внедряются и на предприятиях железнодорожного транспорта.

При этом немаловажно отметить, что значимым элементом систем управления на железнодорожном транспорте является поездная радиосвязь, которая включает ряд автономно функционирующих автоматических систем регулирования. На рисунке 1 представлена упрощенная функциональная схема системы автоматического регулирования, типичная для большинства устройств, используемых в подобных системах[1].

Радиосвязь на железнодорожном транспорте в настоящее время оснащается новым поколением аппаратуры системы «Транспорт», к которой, в частности, относится радиостанция РВ-1М [6]. В составе радиостанции имеется приемопередатчик УПП-1М. Он позволяет организовать симплексный канал поездной радиосвязи в гектометровом диапазоне волн.

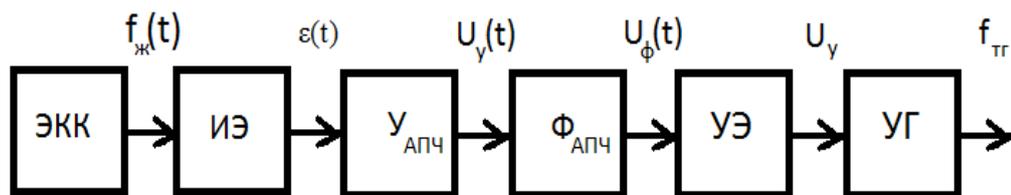


Рисунок 1. Функциональная схема системы автоматической подстройки частоты (АПЧ): измерительный элемент (ИЭ); усилитель АПЧ (УАПЧ); фильтр АПЧ (ФАПЧ); управляющий элемент (УЭ); управляемый автогенератор (УГ)

Приемопередатчик содержит следующие основные функциональные устройства: приемник, передатчик, модулятор, преобразователь напряжения [2]. В работе был проведен анализ процесса стабилизации частоты синтезатора, входящего в состав передатчика.

Синтезатор представляет собой схему генератора управляемого напряжением, частота которого стабилизируется системой фазовой автоподстройки. Фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ) (рисунок 2)— система автоматического регулирования, подстраивающая фазу управляемого генератора так, чтобы она была равна фазе опорного сигнала, либо отличалась на известную функцию от времени. Регулировка осуществляется благодаря наличию отрицательной обратной связи. Выходной сигнал управляемого генератора сравнивается на фазовом детекторе с опорным сигналом, результат сравнения используется для подстройки управляемого генератора [5].

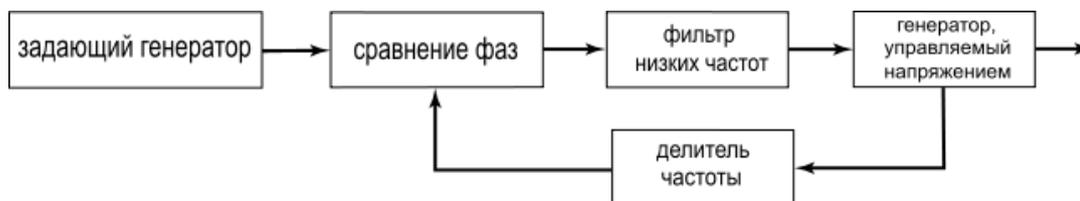


Рисунок 2. Функциональная схема ФАПЧ

ФАПЧ сравнивает фазы входного и опорного сигналов и выводит сигнал ошибки, соответствующий разности между этими фазами. Сигнал ошибки проходит далее через фильтр низких частот и используется в качестве управляющего для генератора, управляемого напряжением (ГУН), обеспечивающего отрицательную обратную связь. Если выходная частота отклоняется от опорной, то сигнал ошибки увеличивается, воздействуя на ГУН в сторону уменьшения ошибки. В состоянии равновесия выходной сигнал фиксируется на частоте опорного.

Синтезатор волн гектометрового диапазона (ГМВ) предназначен для формирования четырех частот, долговременная стабильность которых определяется стабильностью опорного генератора и частотной модуляции выходного колебания.

- В состав синтезатора входят (рисунок 3):
- генератор, управляемый напряжением (ГУН);
 - делитель с переменным коэффициентом деления (ДПКД);
 - делитель частоты с фиксированным коэффициентом деления (ДФКД1);
 - частотно-фазовый детектор (ЧФД);
 - схема выбора коэффициента деления ДПКД (СВК);
 - кварцевый генератор опорной частоты (ОГ);
 - фильтр нижних частот (ФНЧ);
 - делитель частоты на два (ДФКД2);
 - усилитель выходного сигнала (УС).

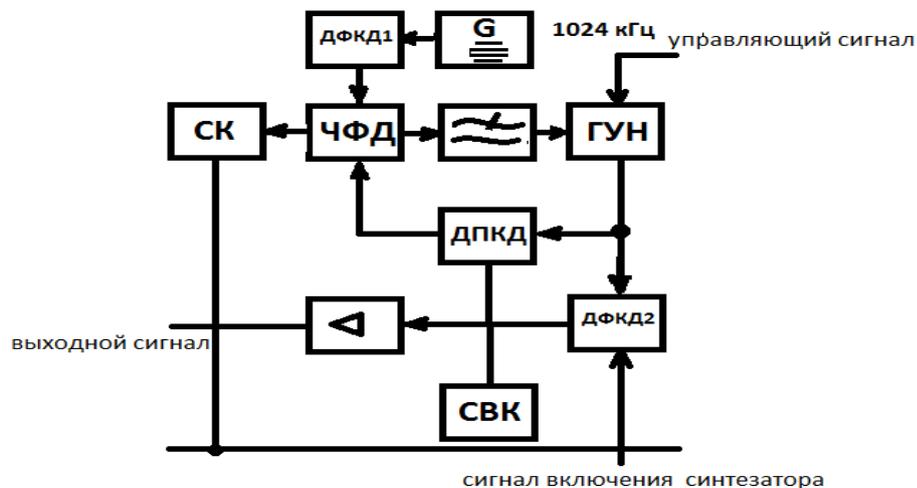


Рисунок 3. Функциональная схема синтезатора

Для формирования выходных частот используется принцип фазовой автоподстройки частоты генератора, управляемого напряжением под частоту опорного генератора. Выбор нужной выходной частоты производится изменением коэффициента деления ДПКД путем коммутации перемычек. Выходной сигнал ДПКД поступает на один из входов ЧФД. На другой вход ЧФД с выхода ДФКД1 поступает сигнал опорной частоты.

ЧФД выявляет рассогласование по частоте и фазе между сигналом опорной частоты и сигналом с выхода ДПКД и формирует управляющее напряжение ошибки пропорциональное интегралу от разности фаз сравниваемых сигналов, которое используется для подстройки частоты ГУН (1).

$$\varphi(t) = \int \Delta\omega(t) dt \quad (1)$$

По окончании переходных процессов частота и фаза выходного колебания ГУН устанавливаются такими, при которых рассогласование по фазе между входными сигналами ЧФД равно нулю. Частота колебания ГУН в два раза выше требуемой входной частоты синтезатора. Это сделано для того, чтобы исключить попадание составляющих частоты сравнения в полосу модулирующих частот. Для приведения частоты ГУН к требуемой

выходной частоте синтезатора после ГУН используется делитель на два, который включается только в режиме «ПЕРЕДАЧА», блокируя прохождение сигнала ГУН в приеме.

ДПКД выполнен на микросхемах D2, D3, D4 (рисунок 4), представляющих собой синхронные двоичные счетчики, установка которых в состояние, соответствующее коду на информационных входах, синхронизирована с сигналом на счетном входе.

Код для установки требуемого коэффициента деления ДПКД задается с помощью шести перемычек и прямого и инверсного значений сигнала 2 канал.

Генератор опорной частоты выполнен на вентиле D1.1 (рисунок 5), который выведен в активный режим с помощью резистора R1. Частота генерации определяется кварцевым резонатором ПЭ, а также дросселем L2 и конденсаторами C2 и C4.

ДФКД выполнен на микросхеме D5 (рисунок. 6), в состав которой входят два четырехразрядных двоичных счетчика. Для получения общего коэффициента деления 256 эти счетчики соединены последовательно.

ГУН выполнен на вентилях микросхемы D8 (рисунок. 7). Два вентиля этой микросхемы с помо-

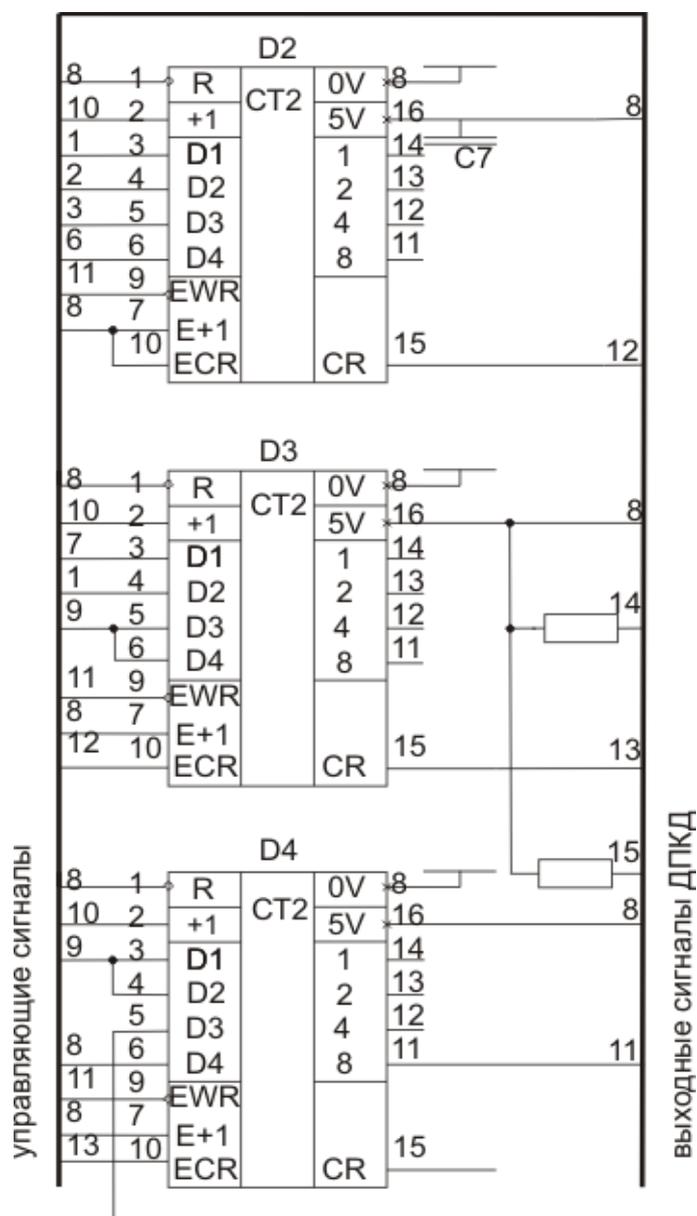


Рисунок 4. Схема принципиальная (фрагмент): делитель с переменным коэффициентом деления

щью резисторов R19 и R20 выведены в активный режим и последовательно соединены.

Частотно-фазовый детектор выполнен на микросхемах D6 и D7. (рисунок 8). Микросхема D6 представляет собой два D-триггера, а D7 – четыре двунаправленных ключа. Каждый из D-триггеров сигналами с выхода ДПКД

Подобные системы автоподстройки частоты в настоящее время используются во многих радиотехнических устройствах. Важность исследования и проектирования оптимальных систем АПЧ заключается в том, что ее параметры и характеристики в значительной степени определяют эффективность работы радиотехнической системы в целом.

Поэтому проведенный анализ работы синтезатора радиостанции РВ1-1М позволяет понять принципы его работы, производить настройку, диагностировать возможные неисправности и осуществлять их устранение, а также дает возможности для модернизации систем подобного рода.

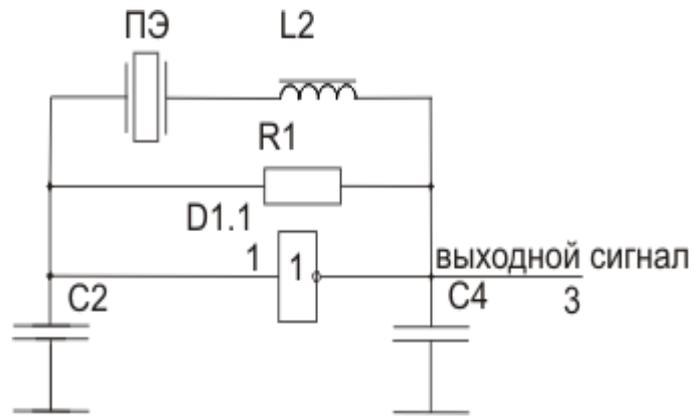


Рисунок 5.Схема принципиальная (фрагмент): генератор опорной частоты

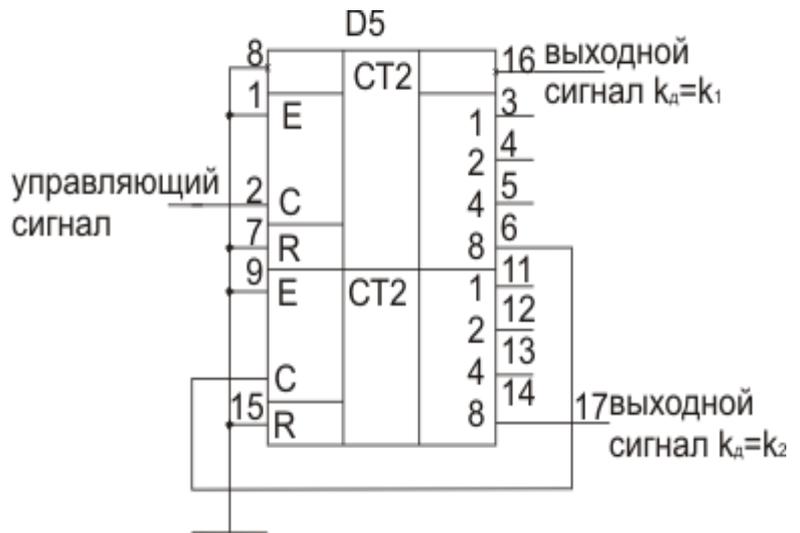


Рисунок 6.Схема принципиальная (фрагмент): делитель с фиксированным коэффициентом деления

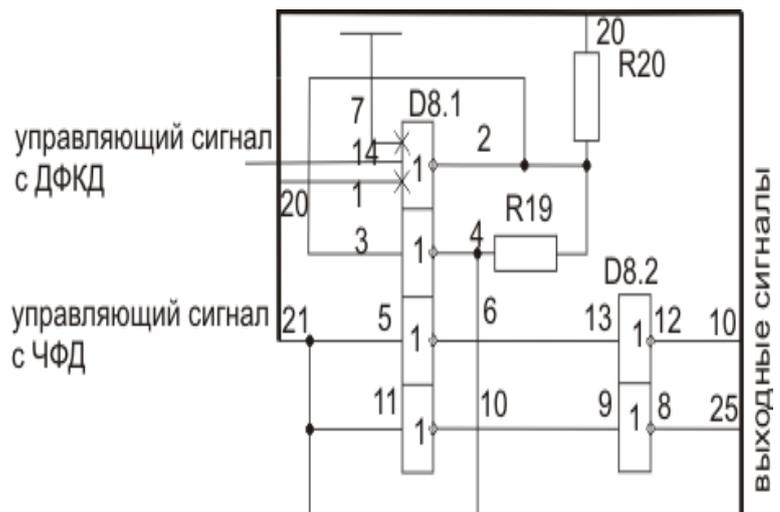


Рисунок 7.Схема принципиальная (фрагмент): генератор, управляемый напряжением

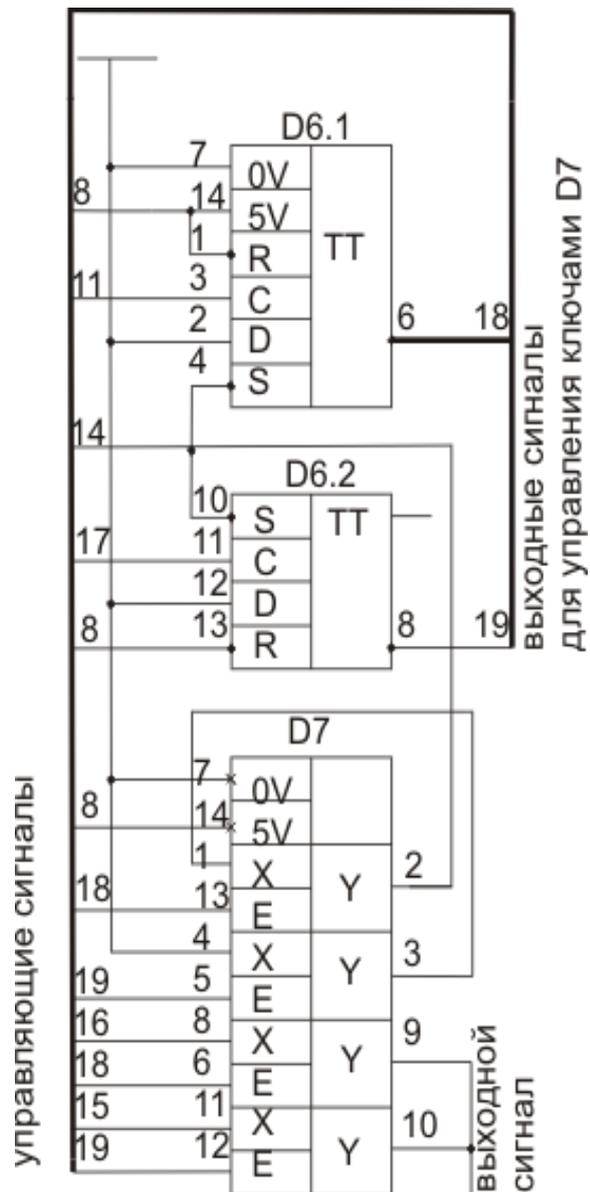


Рисунок 8 схема принципиальная (фрагмент):частотно-фазовый детектор

Библиографический список

- 1.Марюхненко В.С. Основы теории систем автоматического управления. Учебное пособие. – Иркутск: ИрГУПС, – 188 с.
- 2.Приемопередатчик УПП-1М: техническое описание и инструкция по эксплуатации ИЖ2.000.104 ТО;
- 3.Телекоммуникационные технологии на транспорте России «ТелекомТранс-2004" [Текст] :аннот. докл. Второй Межведомств. научно-практ. конф., 22-24 апр. 2004 г., г. Сочи. — Ростов н/Д : [б. и.], 2004. 191 с.
- 4.<http://scbist.com.html>;
- 5.<http://studopedia.ru>;
- 6.<http://www.electrosignal.ru/production/104>.

СОЗДАНИЕ НОВОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЛЧМ ИОНОЗОНДА

Цедрик М.В., Орлов А.И.
ФГБОУ ВО "ИРНИТУ"
mark7cedrick@gmail.com

Введение. Для проведения зондирования ионосферы непрерывным ЛЧМ сигналом используются ЛЧМ ионозонды. В ИСЗФ СО РАН развернута сеть ЛЧМ ионозондов, действующая уже более 20 лет. Последняя модернизация комплекса проводилась в 2004 году. За это время некоторые компоненты установки морально устарели и перестали отвечать современным требованиям к гибкости, расширяемости, массогабаритным показателям и энергопотреблению. В работе описывается один из возможных вариантов модернизации установки ЛЧМ ионозонда.

Описание действующей системы

На рисунке 1 представлена структурная схема ЛЧМ ионозондов, действующих в настоящее время.

Центральным управляющим звеном передающего комплекса ЛЧМ ионозонда на данный момент является физически и морально устаревший компьютер IBMPC, находящийся под управлением операционной системы MSDOS, приложения и драйвера под которую уже давно не разрабатываются. Для работы ПК необходимы дополнительные устройства: плата цифровых часов, выполненная на устаревших отечественных микросхемах, а так же дополнительный опорный генератор на 5 МГц, от которых можно избавиться, модернизирував установку. Связь с устройствами осуществляется посредством LPT и COM портов, все реже встречающихся в современных устройствах.

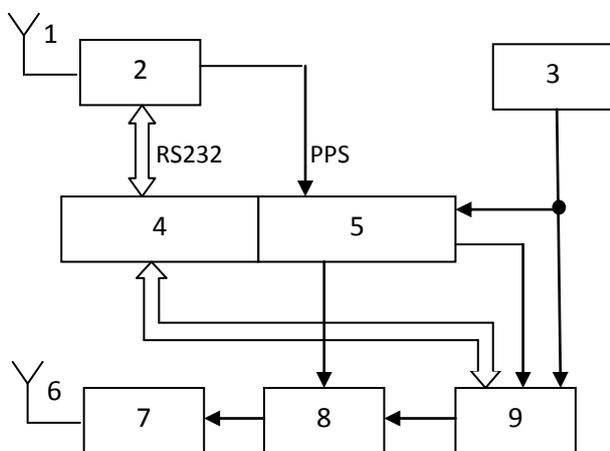


Рисунок 1. Структурная схема существующих ионозондов

– компьютер IBM-PC, 5 – плата цифровых часов, 6 – передающая антенна, 7 – передатчик, 8 – предварительный усилитель, 9 – ЦВС синтезатор AD9854.[1]

Описание предлагаемого варианта модернизации

Одним из способов модернизации такой системы является замена компьютера IBM PC, платы часов и опорного генератора одним устрой-

ством – микроконтроллером. Такое решение позволит существенно упростить функциональную схему установки ЛЧМ ионозонда (рисунок 2).

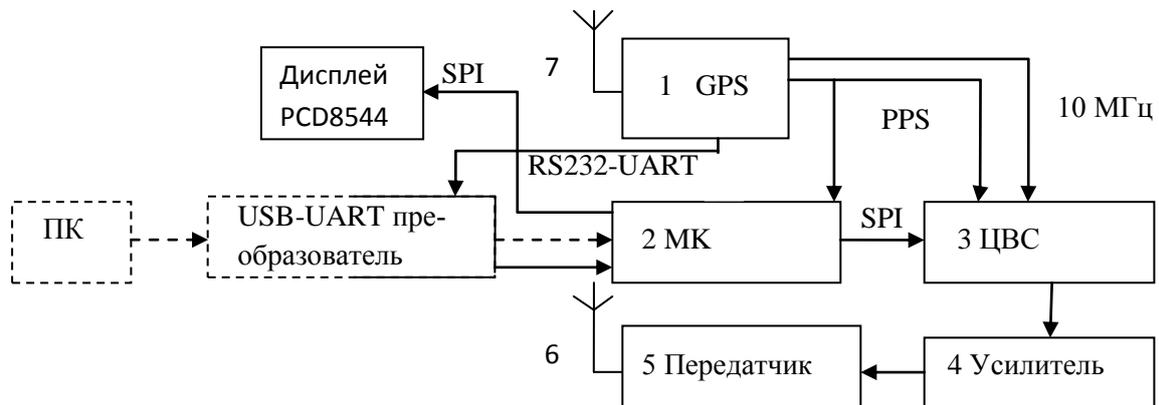


Рисунок 2 – Структурная схема модернизированного ЛЧМ ионозонда

На рисунке 2 блоки, выделенные пунктиром, используются только для загрузки настроек и расписания режимов и их роль эпизодическая.

Модернизация требует решения ряда технических задач, таких как написание программного обеспечения для микроконтроллера, разработки пользовательского ПО для ПК, создание платы преобразователя логических уровней интерфейса RS232 в уровни UART, макетирования всех компонентов устройства. Рассмотрим эти задачи по отдельности, начиная с аппаратной части.

В ЛЧМ ионозонде и приемник, и передатчик должны быть строго синхронизированы между собой по времени, для чего применяется их привязка к UTC, получаемому со спутников GPS. Для этого в установке используется высокоточный геодезический 12 канальный GPS приемник TrimbleThunderboltE с термостатированным кварцевым резонатором. В установку он поставляет три типа сигналов: прямоугольные секундные импульсы, следующие с точностью 15 нс, синусоидальный сигнал частотой 10 МГц, который, после прохождения через формирователь, может служить как тактовый для синтезатора частот, и, наконец, COM-порт, поставляющий информацию о координатах, времени и служебные данные в формате TSIP по линии RS232. Для преобразования уровней RS232 сигналов с GPS и ПК в уровни UART был собран переходник на двух микросхемах MAX3232CPE, включенных по стандартной схеме из [2], представленной на рисунке 3. Переходник состоит из двух одинаковых схем, размещенных на одной плате, разводка которой приведена на рисунке 4.

Пакет формата TSIP имеет следующую структуру:

$\langle DLE \rangle \langle id \rangle \langle \text{строка байт данных} \rangle \langle DLE \rangle \langle ETX \rangle$, где $DLE=0x10$, $ETX=0x03$, а id индивидуален для каждого пакета. В работе устройства используются данные из пакетов с $id=0x8F\ 0xAB$ и $0x8F\ 0xAC$. Байты в строке данных могут принимать любые значения, в том числе DLE и ETX . Во избежание ошибки к каждому байту $0x10$ в поле данных добавляется дополнительный байт с таким же значением, который должен быть удален

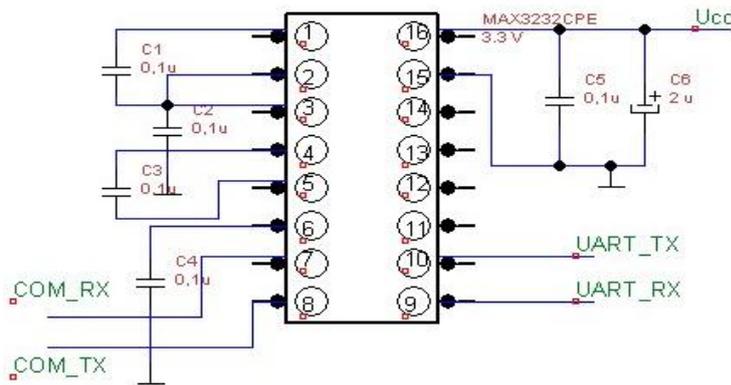


Рисунок 3. Схема преобразователя RS232-UART

Для вывода служебной информации в установке используется графический 48x84 дисплей PCD8544. Выбор этого дисплея обусловлен его низким энергопотреблением (3,3 В, 15-20 мА), информативностью, компактностью, соответствием его логических уровней напряжения уровням напряжения у контроллера. Кроме того, это самый дешевый дисплей, который удалось найти (стоит приблизительно 2\$). Связь дисплея с контроллером осуществляется через SPI и две дополнительных сигнальных линии: RSTиData/Command. Была написана программа для микроконтроллера для работы с дисплеем.

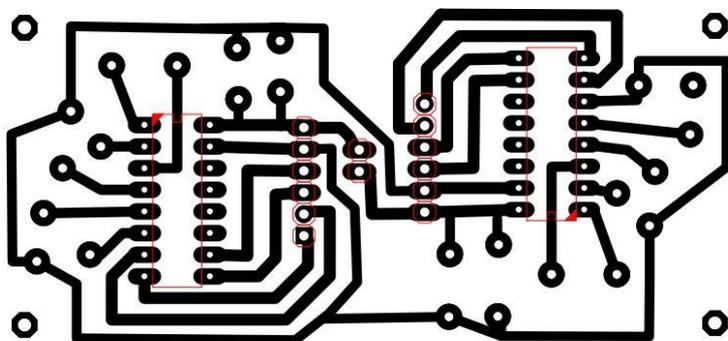


Рисунок 4. Разводка платы преобразователя RS232-UART

Для генерации ЛЧМ сигнала применяется ЦВС (Цифровой Вычислительный Синтезатор) AD9854, размещенный на отладочной плате. Поскольку эти отладочные платы теперь сняты с производства, в дальнейшем планируется перейти на платы собственного изготовления с микросхемой AD9854, формирователем тактовых импульсов и ФНЧ на борту.

Среди характеристик ЦВС AD9854 можно выделить следующие: разрядность аккумулятора частоты – 48 бит; разрядность выходного сигнала по амплитуде – 12 бит, по фазе – 14 бит; максимальная тактовая частота 300 МГц, максимальная частота выходного сигнала до 50% от тактовой; возможность получения программируемых видов модуляции.[4]

после приема данных. Таким образом, простая последовательность <DLE><ETX> не всегда является признаком окончания пакета.[3] Необходимо контролировать и учитывать все повторения байта 0x10. С этой целью в ПО для микроконтроллера, созданное в этой работе, включена специальная функция-парсер.

Программа использует готовые шрифты для знакогенератора. Так же она позволяет редактировать отдельные области дисплея и рисовать примитивы, используя алгоритм Брезенхайма.

Управлять синтезатором можно двумя путями: через морально устаревший и выходящий из употребления порт LPT, или же через SPI интерфейс. Поскольку LPT в современной аппаратуре зачастую отсутствует, для сообщения между ЦВС и микроконтроллером используется SPI. Кроме сигнальных линий SPI для управления синтезатором так же требуются линии MRESET, I/OReset, UPDATE, сигналы на которые подаются с портов GPIO микроконтроллера.

На рисунке 5 представлен фрагмент кода, отвечающий за настройку параметров SPI микроконтроллера для работы с ЦВС AD9854.

```

84
85     SPI_InitStructure.SPI_Direction = SPI_Direction_2Lines_FullDuplex;
86     SPI_InitStructure.SPI_DataSize = SPI_DataSize_8b;
87     SPI_InitStructure.SPI_CPOL = SPI_CPOL_Low;
88     SPI_InitStructure.SPI_CPHA = SPI_CPHA_1Edge;
89     SPI_InitStructure.SPI_NSS = SPI_NSS_Soft;
90     SPI_InitStructure.SPI_BaudRatePrescaler = SPI_BaudRatePrescaler_64;
91     SPI_InitStructure.SPI_FirstBit = SPI_FirstBit_MSB;
92     SPI_InitStructure.SPI_Mode = SPI_Mode_Master;
93     SPI_Init(SPI1, &SPI_InitStructure);
94     SPI_Cmd(SPI1, ENABLE);
95

```

clip2net.com

Рисунок 5. Фрагмент кода, задающий параметры SPI для коммуникации с AD9854

Главным вычислительным узлом модернизированного ионозонда является ARM микроконтроллер STM32F407VG с ядром Cortex-M4. Этот контроллер обладает следующими характеристиками: тактовая частота 168 МГц, расширяемая ОЗУ на 192 КБайт, 1 МБ флеш памяти, наличие USB, I2C, SPI, USART, SDIO, DCMi, ШИМ, RTC, 12-ти разрядных ЦАП и АЦП, многочисленных таймеров, аппаратного генератора случайных чисел и поддержки Ethernet. Напряжение питания и логические уровни имеют значение 3,3 В, что полностью согласуется с уровнями ЦВС AD9854 и дисплея PCD8544. Так же на отладочной плате микроконтроллера имеется программатор с возможностью внутрисхемной отладки.[5]

Общий вид макета установки представлен на рисунке 6. Для расчета значений регистров ЦВС и их загрузки в память микроконтроллера с ПК применяется приложение, совмещающее в себе функции терминала COM порта и узкоспециализированного калькулятора регистров AD9854

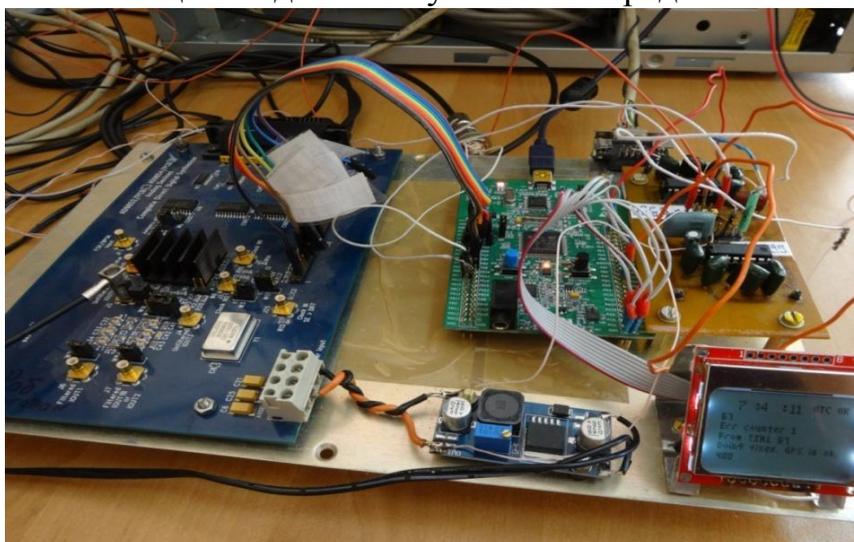


Рисунок 6. Общий вид макета установки

Для ПК, на котором отсутствует аппаратный COMпорт, его можно заменить устройствами, согласующими USB и UART и определяющимися на ПК как виртуальный COM порт.

Приложение написано на C++ и состоит из двух окон: окна калькуляции и окна визуализации и настроек порта. Внешний вид окна визуализации представлен на рисунке 7. В настоящее время это приложение имеет статус тестовой бета-версии.

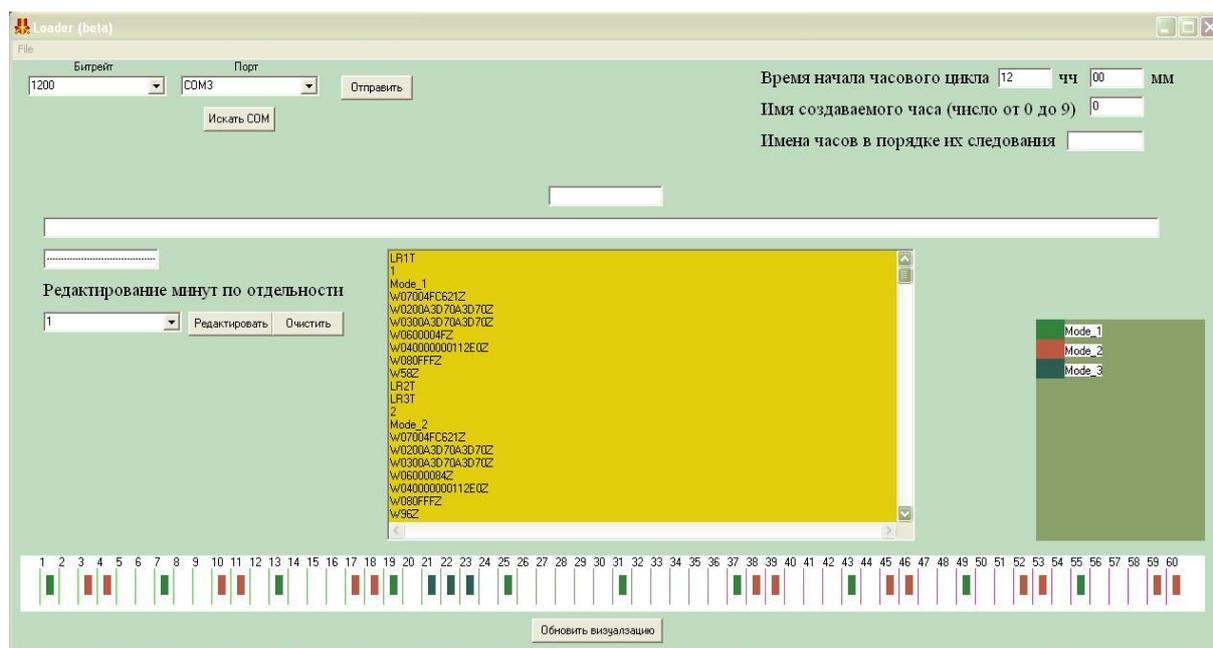


Рисунок 7. Окно визуализации приложения

Помимо расчета данных и отправки их в порт оно так же имеет возможность сохранять уже рассчитанные часовые файлы расписания в документ .txt, а так же считывать настройки из файлов, визуализировать их на временной шкале и отправлять в порт. Внешний вид окна калькуляции показан на рисунке 8. Гибкость и удобство программы заключается в том, что можно не просто менять входные параметры работы синтезатора, но и редактировать значения отдельных бит в регистрах, также можно получить справку по функции каждого бита.

Рассмотрим алгоритмы, по которым из входных значений рассчитываются значения регистров синтезатора AD9854.

Вычисление отдельных байтов частотного регистра производится по формулам (1) – (6).

$$B5 = \text{целое число от } \frac{FTW}{2^{40}}; \quad (1)$$

$$B4 = \text{целое от } \frac{FTW - B5 \cdot 2^{40}}{2^{32}}; \quad (2)$$

$$B3 = \text{целое от } \frac{FTW - B5 \cdot 2^{40} - B4 \cdot 2^{32}}{2^{24}}; \quad (3)$$

$$B2 = \text{целое от } \frac{FTW - B5 \cdot 2^{40} - B4 \cdot 2^{32} - B3 \cdot 2^{24}}{2^{16}}; \quad (4)$$

$$B1 = \text{целое от } \frac{FTW - B5 \cdot 2^{40} - B4 \cdot 2^{32} - B3 \cdot 2^{24} - B2 \cdot 2^{16}}{2^8}; \quad (5)$$

$$B0 = \text{целое от } \frac{FTW - B5 \cdot 2^{40} - B4 \cdot 2^{32} - B3 \cdot 2^{24} - B2 \cdot 2^{16} - B1 \cdot 2^8}{2^0}; \quad (6)$$

FTW рассчитывается по формуле (7):

$$FTW = \frac{F_1 \cdot 2^{48}}{FT}, \quad (7)$$

где F_1 – начальная частота в Гц, FT – тактовая частота синтезатора в Гц. Далее по формуле (8) производится расчет времени прохода от начальной частоты до конечной F_{end} :

$$t = \frac{F_{\text{end}} - F_1}{v}. \quad (8)$$

Здесь v – скорость сканирования по частотам, измеряемая в Гц/с и являющаяся входным параметром.

Рисунок 8. Внешний вид окна калькуляции

После этого по формуле (9) рассчитывается величина FT , по формуле (10) – шестибайтовое слово FW , загружаемое в регистр шага приращения частоты, после чего от FT отнимается единица, а полученная разность есть нечто иное, как значение регистра скорости приращения частоты. Все

полученные значения округляются до целых чисел и делятся на отдельные байты по формулам, аналогичным (1) – (6) и переводятся в шестнадцатеричную систему счисления при помощи функции IntToHex().

$$FT = \frac{20 \cdot 10^6 \cdot PLL}{v/dF}. \quad (9)$$

$$dFW = v \cdot FT \cdot 2^{48} / (20 \cdot 10^6 \cdot PLL) / (20 \cdot 10^6 \cdot PLL) \quad (10)$$

Здесь PLL – коэффициент умножения тактовой частоты, задаваемый пятью битами в контрольном регистре AD9854 и способный принимать значения от 4 до 20 включительно.[4]

Заключение

Предлагаемый вариант модернизации установки ЛЧМ ионозонда позволяет уйти от использования устаревшей аппаратной базы, в целом повысить гибкость и расширяемость системы, сделать ее компоненты более независимыми от используемых программных и аппаратных платформ. Так, программное обеспечение, разрабатываемое для микроконтроллера, можно без изменения использовать практически на любых контроллерах STM32F4, а с небольшими изменениями – и на контроллерах серий F1, F2 и F3. Для загрузки в установку может применяться любой ПК под управлением ОС Windows, на котором присутствует разработанное приложение-загрузчик, наличие аппаратного COM и LPT портов уже не является необходимым критерием. Кроме того, в перспективе появляется возможность управлять ионозондом дистанционно через сеть интернет.

Библиографический список

1. Пояснительная записка в Государственную комиссию по радиочастотам «ЛЧМ – ионозонд 2» / ИСЗФ СО РАН, Иркутск, 2004. – 13с.
2. Max3232 - TexasInstruments [Электронный ресурс]//MAX3232: сайт. – URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/max3232.pdf>. (дата обращения 13.05.2016).
3. Trimble[Электронный ресурс]// ThunderboltEGPSDisciplinedClockUser-Guide: сайт. –URL: <http://alltest.kr/web/html/home.php>. (дата обращения 15.09.2015).
4. AnalogDevices [Электронный ресурс] // AD9854: сайт. – <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9854.pdf>. (дата обращения: 19.10.2015).
5. STMicroelectronics [Электронный ресурс] // STM32F429xx: сайт. – URL:http://www.st.com/web/catalog/mmc/FM141/SC1169/SS1577/LN1806/PF2554_19#. (дата обращения: 20.09.2015).

РАЗРАБОТКА ЛЧМ ГЕНЕРАТОРА НА БАЗЕ МИКРОСХЕМЫ AD9854

Науменко А.А., Подлесный А.В.
ИСЗФ СОРАН
naym@iszf.irk.ru

Введение. ЛЧМ генераторы находят повсеместное использование в решениях задач радиолокации, зондирования ионосферы и т.п. С развитием цифровой электроники, стало возможным перейти от сложных и громоздких аналоговых ЛЧМ генераторов, к компактным и более точным цифровым системам. В данной работе представлены результаты анализа современных микросхем цифровых генераторов сигнала и описание нового ЛЧМ генератора, построенного на основе микросхемы DDSгенератора AD9854.

Анализ существующей системы. ИСЗФ СО РАН имеет собственную сеть ЛЧМ зондирования в азиатско-тихоокеанском регионе. Генераторы ЛЧМ сигнала используемые в составе данной сети построены на основе отладочных плат AD9854PCB[1]. К сожалению, компания AnalogDevice прекратила выпуск данных плат, что ограничило возможности по обслуживанию и развитию сети. Остро встала необходимость разработки нового устройства.

При генерации ЛЧМ сигнала важными параметрами DDSгенератора являются разрядность шага приращения частоты и разрядность выходного АЦП. Для работы в составе ионозонда требуемая разрядность шага приращения частоты должна быть не менее 48 бит, а разрядность выходного АЦП не менее 12 бит. Анализ микросхем DDSгенераторов производства ANALOGDEVICES последнего поколения показал их несоответствие требованиям к разрядности шага приращения частоты[2], по этой причине новый ЛЧМ генератор построен на основе микросхемы прошлого поколения AD9854.

Перед разработкой нового генератора был проведен тщательный анализ принципиальной схемы отладочной платы AD9854PCB собранной на основе микросхемы AD9854[3]. Были определены слабые места и недостатки её дизайна, которые требовалось устранить в новой версии ЛЧМ генератора.

Разработка нового генератора. Особенностью отладочной платы AD9854PCB является управление микросхемой AD9854 через LPT порт. В современной аппаратуре часто отсутствует данный интерфейс, что накладывает специфические требования к аппаратному обеспечению передающего комплекса. Однако в самой микросхеме имеется возможность работы через последовательный интерфейс SPI, при этом связь с микросхемой становится двусторонней и появляется возможность контролировать регистры AD9854 для автоматической диагностики и

выявления неисправностей. Поэтому, для реализации работы с AD9854 в последовательном режиме выбран преобразователь интерфейса из USB в SPI на базе микросхемы MCP2210. Шина USB в настоящее время используется огромным количеством внешних устройств, поэтому практически все современные ПК имеют несколько таких портов.

Микросхема MCP2210 является преобразователем интерфейса из USB в SPI, с максимальной скоростью передачи информации до 12 Мб/сек. Микросхема имеет полную поддержку WindowsXP, Vista, 7, Linux и MacOS. Большим преимуществом MCP2210 является наличие 9 настраиваемых GPIO выводов кроме основных контактов интерфейса SPI (MISO, MOSI, SCK). Наличие подобных выводов делает возможным полноценное управление микросхемой AD9854, так как она требует использование таких внешних сигналов как: RESET, I/ORESET, \overline{CS} , UPDATECLOCK.

Программная часть работы с MCP2210 не вызывает осложнений при интеграции её в новые проекты. На официальном сайте находится библиотека, ориентированная под работу как в языках VisualBasic и C#, так и C++, Python, LabVIEW и др.

Для увеличения универсальности оборудования, было решено добавить дополнительный разъем на плату, дублирующий контакты, необходимые для работы с микросхемой AD9854 в последовательном режиме. Это позволит заменить управляющий преобразователь, в случае поломки, на любой другой преобразователь без необходимости изготавливать новую плату.

Рабочее напряжение питания микросхемы AD9854 составляет 3.3 В. От его качества зависят такие важные характеристики как динамический диапазон и уровень фазовых шумов генерируемого сигнала. Подбор внешнего блока питания с низким уровнем шумов на такое напряжение является нетривиальной задачей, поэтому на новой плате, на базе понижающего преобразователя LM2596S-3.3, был собран конвертор напряжения, позволяющий подключать к клеммам разъема питания от 5 до 12 вольт. Данные напряжения питания являются достаточно распространёнными, что позволит без проблем подобрать источник питания от 220 В переменного напряжения. Схема получившегося преобразователя питания приведена на рисунке 1.

Часть схемы, отвечающей за формирование дифференциального тактового входа, выполненного на базе микросхемы MC100LVEL16, была перенесена без изменений с оценочной платы AD9854PCB.

Токозадающая цепь ЦАП микросхемы AD9854 на отладочной плате AD9854PCB состоит из двух параллельных сопротивлений. В ходе эксплуатации выяснилась потребность подстраивать это сопротивление для получения максимальной мощности на выходе генератора. По этой

причине, в новой плате в токозадающей цепи ЦАП установлено многооборотное построечное сопротивление.

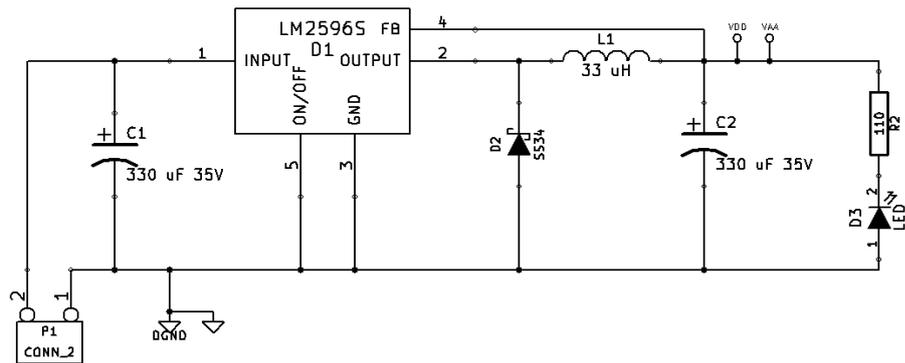


Рисунок 1. Принципиальная схема преобразователя напряжения

Так как частоты, используемые при проведении ионосферного зондирования, не превышают 30 МГц, выходные фильтры было решено пересчитать на более низкую частоту среза. На плате AD9854PCB частота среза фильтров равна 120 МГц. В новой плате фильтр был пересчитан на частоту среза 60 МГц, что позволит получить более гладкую форму гармонического сигнала на выходе.

Итоговая принципиальная схема генератора ЛЧМ сигналов приведена на рисунке 2.

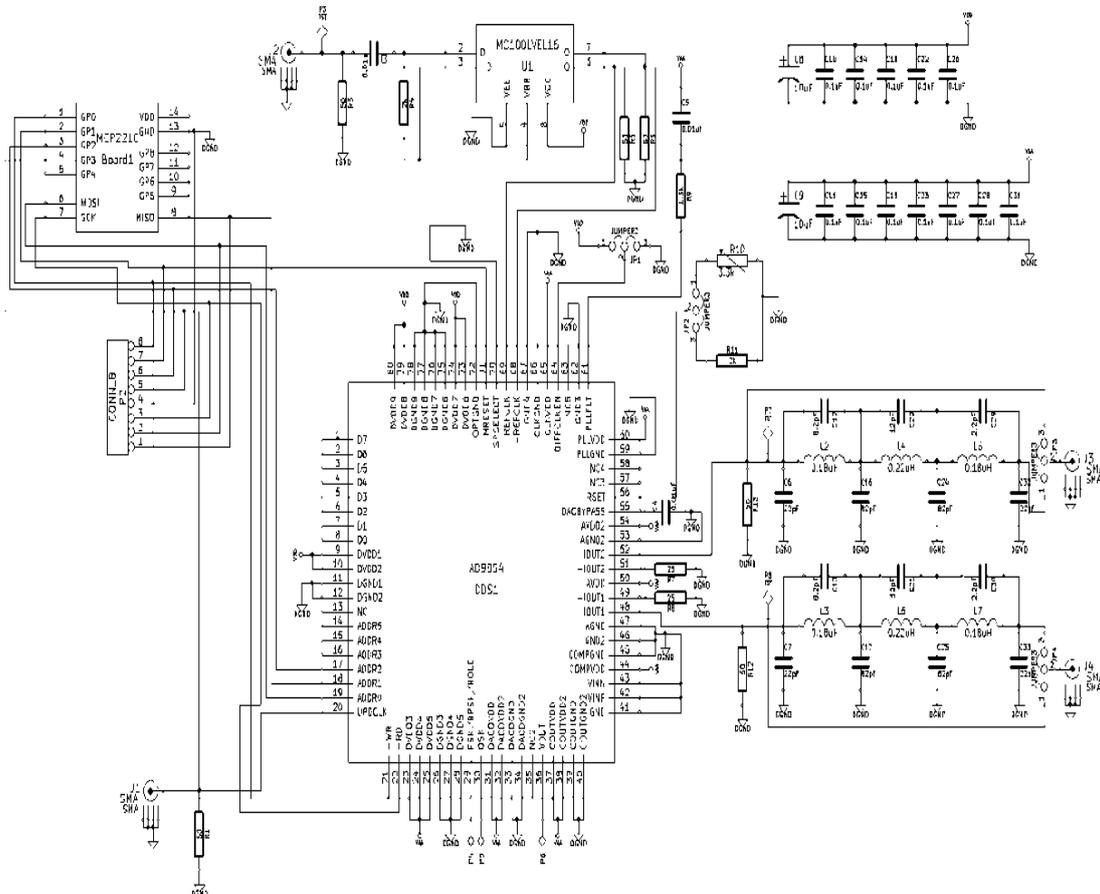


Рисунок 2. Принципиальная схема нового ЛЧМ генератора

Разводка печатной платы была произведена в программном пакете KiCAD. Плата была разведена на двух токопроводящих слоях с применением больших земляных полигонов, как показано на рисунке 3.

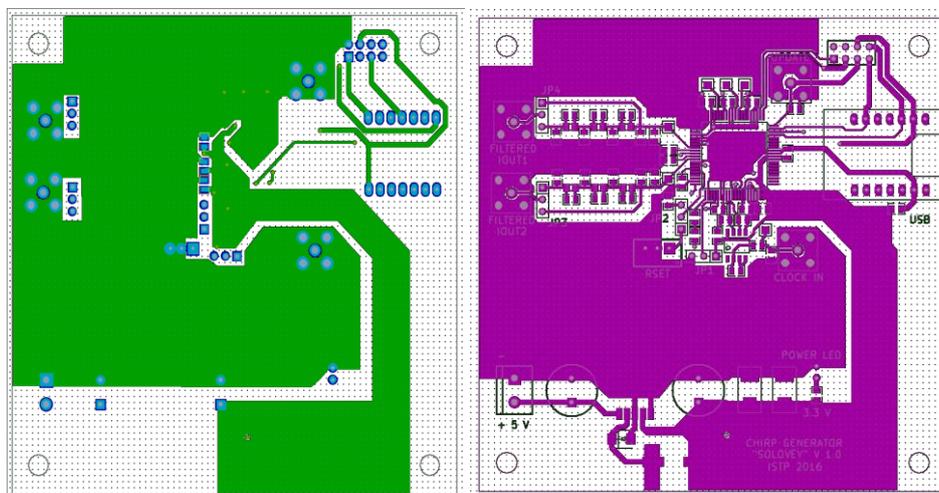


Рисунок 3. Разработанный рисунок печатной платы нижний (слева) и верхний (справа) слои

Заключение

Разработка и создание нового ЛЧМ генератора позволила уйти от необходимости использования снятых с производства отладочных плат AD9854PCB и решить некоторые проблемы, связанные с её особенностями. Использование управляющего USB интерфейса и расширение диапазона питающего напряжения уменьшило зависимость нового генератора от аппаратной конфигурации передающего комплекса, что, в свою очередь, увеличивает удобство обслуживания и ремонта. Благодаря использованию AD9854, появляется возможность реализовать в программе управления новым генератором совместимость с отладочными платами AD9854PCB. После изготовления и тестирования новый генератор станет заменой AD9854PCB в существующей системе ЛЧМ зондирования.

Библиографический список

1. Подлесный А.В., Брынько И.Г., Куркин В.И., Березовский В.А., Киселев М.А., Петухов Е.В. Многофункциональный ЛЧМ ионозонд для мониторинга ионосферы. Гелеогеофизические исследования, 2013, выпуск 4, 24-31.
2. Product selection table. Direct Digital Synthesis//[Официальный сайт фирмы Analog Device]. URL: <http://www.analog.com/en/parametricsearch/11018> (дата обращения: 11.05.2016).
3. AD9854 Evaluation Board Schematic//[Принципиальная схема отладочной платы AD9854PCB]. URL: http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/evaluation-documentation/AD9854_schematics_revE.pdf(дата обращения: 11.05.2016).

РАЗРАБОТКА ТАЙМЕРА СО ЗВУКОВОЙ СИГНАЛИЗАЦИЕЙ ОКОНЧАНИЯ ВРЕМЕНИ СЧЕТА

Непомнящих И.И., Просвирякова Л.В. – научный руководитель
ФГБОУ ВО "ИРНИТУ"
reirem@istu.edu

Целью данной работы является разработка цифрового счетчика- таймера, имеющего визуальную и звуковую индикацию.

В повседневной жизни мы каждый день сталкиваемся с сотнями и даже тысячами различных электронных устройств в которых используются различные микроконтроллеры. Они применяются во всех сферах жизни, начиная от микроволновки и заканчивая сложными системами управления. Конечно, по сравнению с первыми моделями, во много раз увеличилась производительность, появились дополнительные возможности (например, подключение внешней памяти), количество размещаемой на кристалле периферии стало столько, что при разработке несложных проектов, достаточно иметь сам микроконтроллер, сделать "обвязку", подключить источник питания и можно сказать, что устройство готово. Можно сказать, что микроконтроллеры пришли на смену микропроцессорам в простых системах, упростили жизнь разработчикам, и сделали более дешевым и соответственно доступным конечный продукт.

Устройство состоит из нескольких частей: микроконтроллер **ATmega 328P-PU**, плата **Arduino Uno R3**, макетная плата, три кнопки, пьезоэлемент и четырехразрядный семисегментный индикатор. Структурная схема счетчика представлена на рисунке 1.

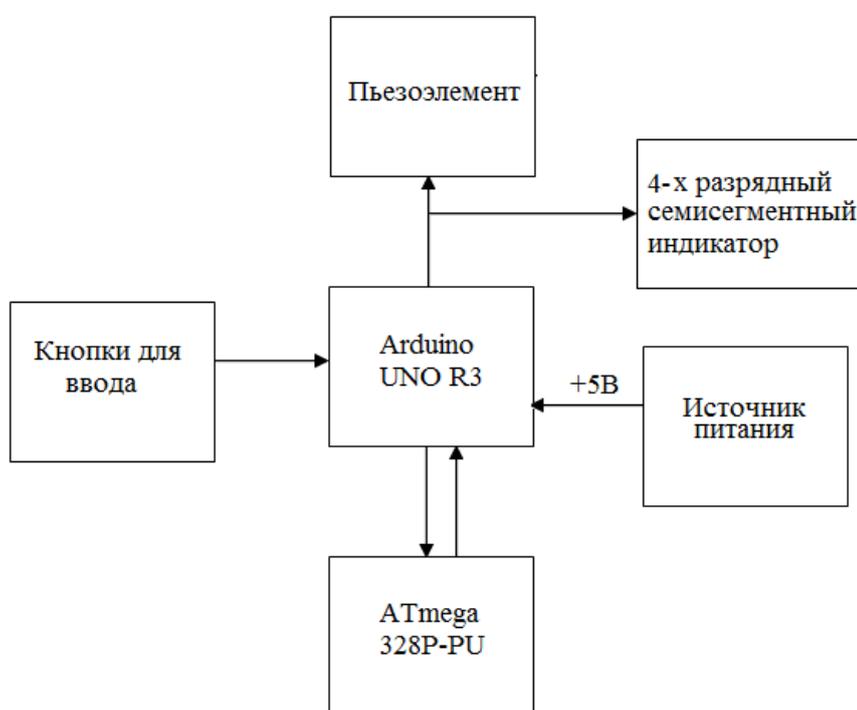


Рисунок 1. Структурная схема счетчика со звуковой индикацией

Для питания устройства используется автономный блок питания с выходным напряжением +5В, либо USB –вывод компьютера.

Принцип работы устройства состоит в том, что при нажатии кнопки №1 или №2 происходит установка нужного числа (при нажатии №2 происходит вычитание при №1 прибавление на единицу), при помощи кнопки №3 происходит запуск счетчика. В результате этого на четырехразрядном семисегментном индикаторе отображается счет числа до заданного. После того, как счетчик доходит до нужного числа на индикатор выводится анимация, а из пьезоэлемента начинает звучать мелодия, символизирующая то, что счетчик дошел до нужного числа. После этого счетчик сбрасывается на ноль.

Основой данного ПО является программа счета, которая отвечает за несколько функций. Первая подпрограмма отвечает за то, что при нажатии кнопки №1 происходит увеличении числа, которое мы хотим задать (рисунок 2).

```
75     if (digitalRead(key) == LOW) {n++;}; // если нажата кнопка
76     if(n >= 10)
77         { n0++;nx++ ;//пикпик();
78           n = 0;
79         } // снижаем скорость нарастания чисел(20 к 1)
80
81     n1=n0%10;
82     if(n0<100)
83         { n2=(int) (n0/10);
84         };
85     if(n0>=100)
86         { n2=(int) ((n0-n3*100)/10);
87         };
88     n3=(int) (n0/100);
89     n4=n0/10;
90     if(n2 >= 10)
91         { n2 = 0;
92         }
```

Рисунок 2. Код подпрограммы увеличения числа

Вторая же подпрограмма отвечает за то, что при нажатии кнопки №2 происходит уменьшение заданного числа. Третий же фрагмент данного кода отвечает за установку числа и дальнейший запуск счетчика. Когда счетчик дойдет до заданного числа, включится программа индикации, которая будет символизировать окончания отсчета и сброс на ноль. Для удобства на каждом шаге увеличения (уменьшения) числа происходит замедление нарастания (убывания), так как микроконтроллер слишком быст-

ро обрабатывает нашу программу и мы бы не успевали контролировать установку числа кнопками.

Также каждый раз в данной программе, при помощи последнего фрагмента кода выполняется вычисление каждого разряда для вывода на четырехразрядный индикатор.

В зависимости от нужной нам мелодии мы задаем те ноты, которые будут звучать. Далее устанавливает небольшую паузу, так как наш микроконтроллер очень быстро обрабатывает данные. И в конце подаем нужную нам последовательность нот.

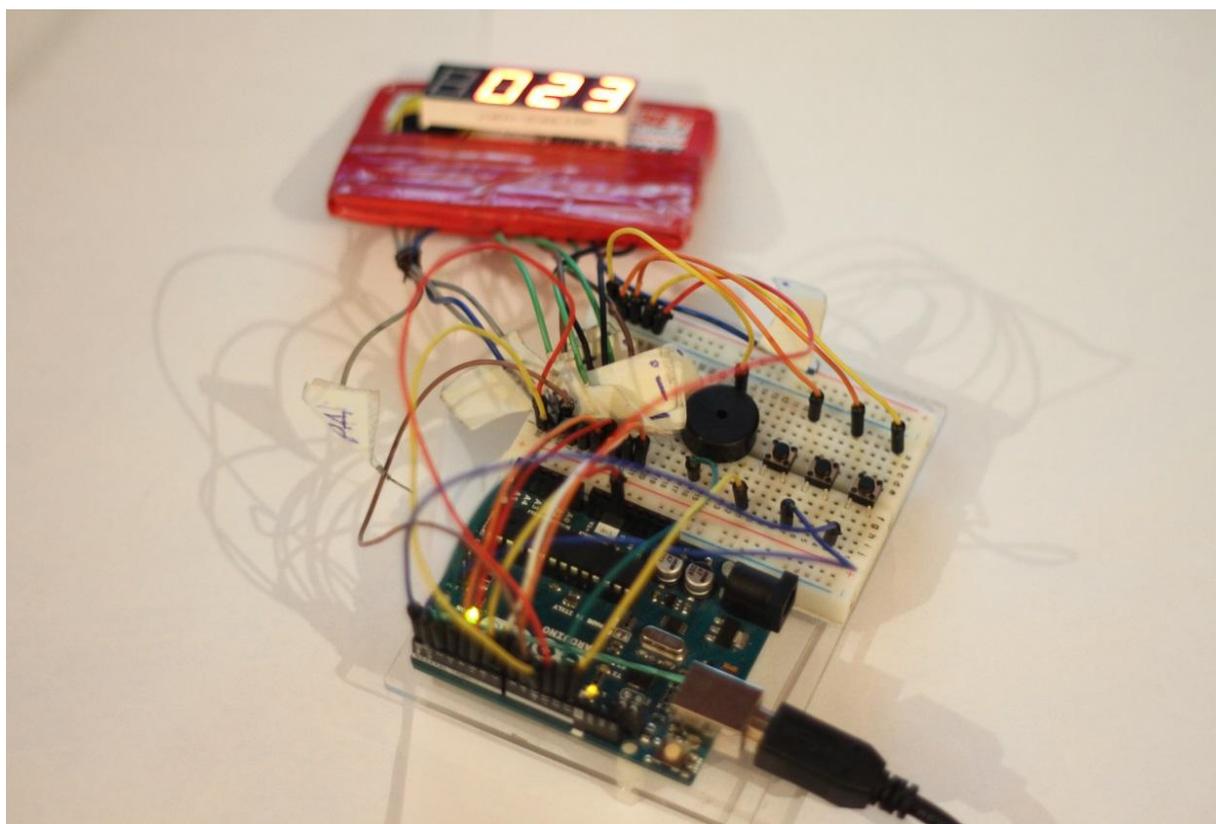


Рисунок 3. Внешний вид устройства

Схема счетчика была реализована на контактной макетной плате (рисунок 3). Схема состоит из нескольких частей: микроконтроллер **ATmega 328P-PU**, плата ArduinoUnoR3, три кнопки, пьезоэлемент и четырехразрядный семисегментный индикатор. Для питания устройства использовался USB –выход компьютера.

ArduinoUnoR3 плата, которая построена на ATmega328. Платформа имеет 14 цифровых вход/выходов (6 из которых могут использоваться как выходы ШИМ), 6 аналоговых входов, кварцевый генератор 16 МГц, разъем USB, силовой разъем, разъем ICSP и кнопку перезагрузки. Для работы необходимо подключить платформу к компьютеру посредством кабеля USB, либо подать питание при помощи адаптера AC/DC или батареи. Каж-

дый из 14 цифровых выводов Uno может настроен как вход или выход, используя функции `pinMode()`, `digitalWrite()` и `digitalRead()`. Выводы работают при напряжении 5 В. Каждый вывод имеет нагрузочный резистор (по умолчанию отключен) 20-50 кОм и может пропускать до 40 мА.

На платформе Uno установлены 6 аналоговых входов (обозначенных как A0 .. A5), каждый разрешением 10 бит (т.е. может принимать 1024 различных значения). Стандартно выводы имеют диапазон измерения до 5 В относительно земли, тем не менее имеется возможность изменить верхний предел посредством вывода AREF и функции `analogReference()`. Некоторые выводы имеют дополнительные функции. Например, I2C: 4 (SDA) и 5 (SCL), где посредством выводов осуществляется связь I2C (TWI), для создания которой используется библиотека Wire.

Микроконтроллер Atmega 328P-PU от компании ATMEL является сердцем платформ ArduinoUNO, ArduinoNano, ArduinoProMini и ряда других. Данные платы вместе с многочисленными модулями удобны для создания прототипов, но довольно громоздки и избыточны для готовых устройств.

Конечное устройство можно собрать на макетной или печатной плате ATmega328P, как и все остальные микроконтроллеры семейства AVR имеет 8-битный процессор и позволяет выполнять большинство команд за один такт.

Разработанное устройство может быть использовано в качестве индикации в любых цифровых устройствах. Данное устройство является полностью работоспособным и удовлетворяет заданным требованиям.

Библиографический список

1. Шило В. Л. Популярныe цифровыe микросхемы: Справочник. – 2-е изд., исправленнoе. – М. Радио и связь, 1989. – 352 с, ил.
2. Нефедов А.В. - Интегральные микросхемы и их зарубежные аналоги. Справочник. Т. 2 - 2000, 640 с.
2. Евстифеев А.В. Микроконтроллеры AVR семейств Tiny и Mega фирмы ATMEL. Издательский дом «Додэка-XXI», 2005. - Мирoвая электроника
4. Техническая документация по ArduinoUno [Электронный ресурс] / <http://arduino.ru> //– Режим доступа– <http://arduino.ru/Hardware/ArduinoBoardUno>

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПЛИС В УСТРОЙСТВАХ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Засенко В.Е., Петров И.С., Просвирякова Л.В.
ФГБОУ ВО "ИРНИТУ"
reirem@istu.edu

Целью данной работы является исследование схемы формирователя квадратурных составляющих модуляционного кода при минимальной частотной манипуляции на базе программируемой логической интегральной схемы. Принцип работы схемы формирователя квадратурных составляющих подробно описан в статье [3].

Цифровые сигналы, передаваемые методом минимальной частотной манипуляции с непрерывной фазой, находят широкое применение в современных системах радиосвязи. Один из способов формирования и обработки таких сигналов подробно описан в [2,3]. Возникла идея исследования одного из блоков заявленного ранее устройства [2] с применением программируемой логической интегральной схемы.

ПЛИС(программируемая логическая интегральная схема, FieldProgrammableGateArray) – схема, представляющая набор идентичных блоков (маркоячеек). Макроячейки конфигурируются на выполнение логических операций, например, она может выполнять роль провода соединителя, также всевозможные логические операции.

Первые ПЛИС имели возможность разового программирования, в качестве простейшего примера рассмотрим вариант ПЛИС на плавких перемычках, пример макроячейки приведен на рисунке 1.

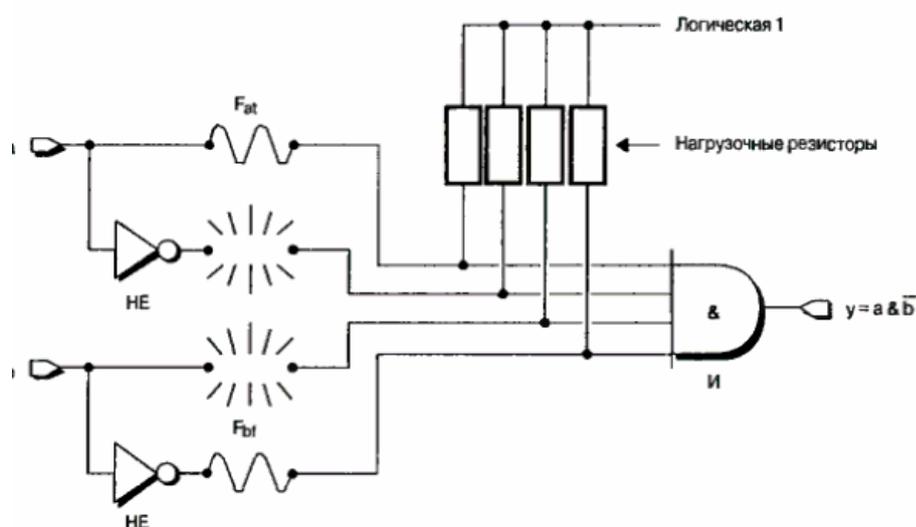


Рисунок 1 –Макроячейка ПЛИС на плавких перемычках

Программируемые логические интегральные схемы такого вида были первыми, их можно было запрограммировать только один раз. Все

макроячейки были между собой соединены плавкими переключателями. Не запрограммированный кристалл представляет собой набор элементов, которые не выполняют никаких функций в исходном состоянии. Программирование ПЛИС подобного типа заключается в прожигании переключателей, в результате образуется из элементов необходимая логическая схема, программирование подобного ПЛИС называется прожигом. При программировании ПЛИС на переключатели подается определенный ток, который и прожигает переключатели.

Современные ПЛИС, позволяют многократно их перепрограммировать, по устройству ПЛИС бывают следующие:

- PAL макроячейки состоят из элементов И и ИЛИ, программируемые элементы только И, ИЛИ фиксированы. Это ранний вариант ПЛИС, был актуален в СССР.

- CPLD конфигурация ПЛИС хранится в энергонезависимой памяти (например flash), данные ПЛИС готовы к работе сразу после подачи питания.

- FPGA конфигурация ПЛИС хранится в энергонезависимой памяти RAM, вариантов загрузки в RAM конфигурации ПЛИС, может быть разный, зависит от конкретного ПЛИС. В основном конфигурация ПЛИС загружается из энергонезависимой памяти (Flash), т.е. прошивка хранится в Flash и после включения питания загружается в RAM, изменение RAM возможно и через программатор, но тогда при перезагрузке ПЛИС потребуются заново устанавливать конфигурацию. Преимуществом данного ПЛИС, то что он может быть переконфигурирован в течение работы

- Soc (системы на кристалле) представляет собой FPGA или CPLD, внутри которого имеется ядро процессора. Данные системы используются в телефонах, планшетах и др. гаджетах. Процессор в таких системах служит для выполнения программ написанных на Си/Си++ и др. языках программирования. ПЛИС в этом случае предназначен для подключения периферийных устройств, или организации периферийных устройств (например RAM память для выполнения программ, Flash память для хранения программ и др.).

Существуют следующие основные производители ПЛИС:

- Achronix
- Actel
- Altera
- Atmel
- Lattice semiconductor
- Xilinx

Из перечисленного выше списка необходимо было выбрать микросхему, позволяющую формировать несложные алгоритмы и отличающуюся высоким быстродействием.

Реализуемая задача не является большой, поэтому выбор производителя не играет роли, был выбран Altera исходя из цены на ПЛИС и программатор, также из-за среды разработки, которая имеет бесплатную web-edition версию и проста в реализации.

Описание схемы реализуемого устройства выполнено на языке Verilog. Организация Altera, производит следующие серии ПЛИС:

MAX популярные энергонезависимые ПЛИС, предназначенные для замены дискретной логики, преобразования интерфейсов, расширения ввода-вывода и т.п..

Startix высокопроизводительные СБИС ПЛ большой логической емкости (до 1 млн. эквивалентных логических элементов).

Arria оптимизированные для решения телекоммуникационных задач. Все микросхемы этой серии содержат встроенные высокоскоростные приемопередатчики.

Cyclone для решения широкого круга задач. Предназначены для применения в массовых проектах, где требуются низкая себестоимость и низкое энергопотребление.

MAX10 недорогие СБИС ПЛ с энергонезависимой конфигурационной Flash-памятью для решения широкого круга задач. Предназначены для применения в различных отраслях, в том числе в промышленной и автомобильной.

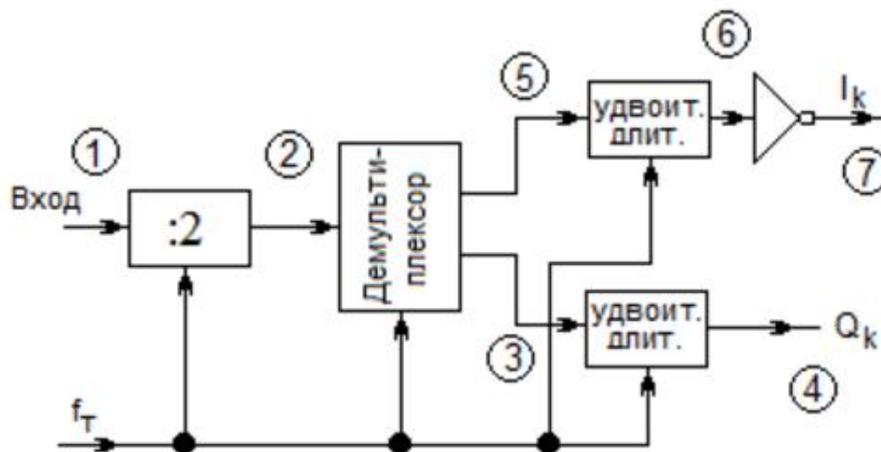


Рисунок 2 – Структурная схема формирователя квадратурных составляющих модуляционного кода

Конкретная серия ПЛИС была выбрана исходя из наименьшей цены, поскольку данные ПЛИС имеют достаточные характеристики для

выполнения поставленной задачи. Была выбрана микросхема Altera MAX II EPM240.

Выбранная для исследования функциональная схема представлена на рис.2, принцип работы подробно описан в статье [3].

Основными характеристиками ПЛИС являются: число выводов, время задержки в макроячейке, которое определяет максимально возможную рабочую частоту, следующая характеристика число элементов и макроячеек.

В данном, ПЛИС можно спокойно использовать входные сигналы с частотой до 50МГц.

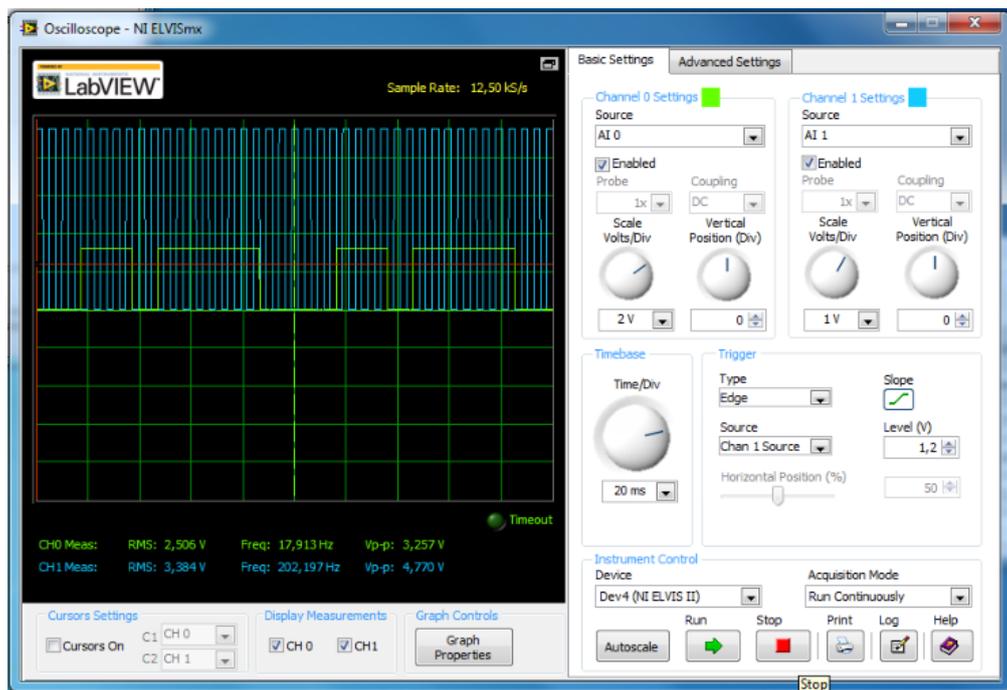


Рисунок 3 –Квадратурная составляющая

Например, можно при помощи таблицы истинности, или можно функционально описать работу модуля.

Весь код разбит на модули `ext_len1` - удлинитель импульсов, `divider` делитель, `dex` демультиплексор, этим кодом описывается какие выводы модуля с какими соединить. Модули представляют собой функционально законченные блоки, соединенные между собой посредством кода. Т.е. код описывает, какие выводы, с какими соединить. Сами модули описываются разными методами.

Результатом работы являются временные диаграммы, иллюстрирующие работу схемы. Как видно из рис. 3,4, диаграммы полностью соответствуют работе формирователя квадратурных составляющих, который описан в статье [3].

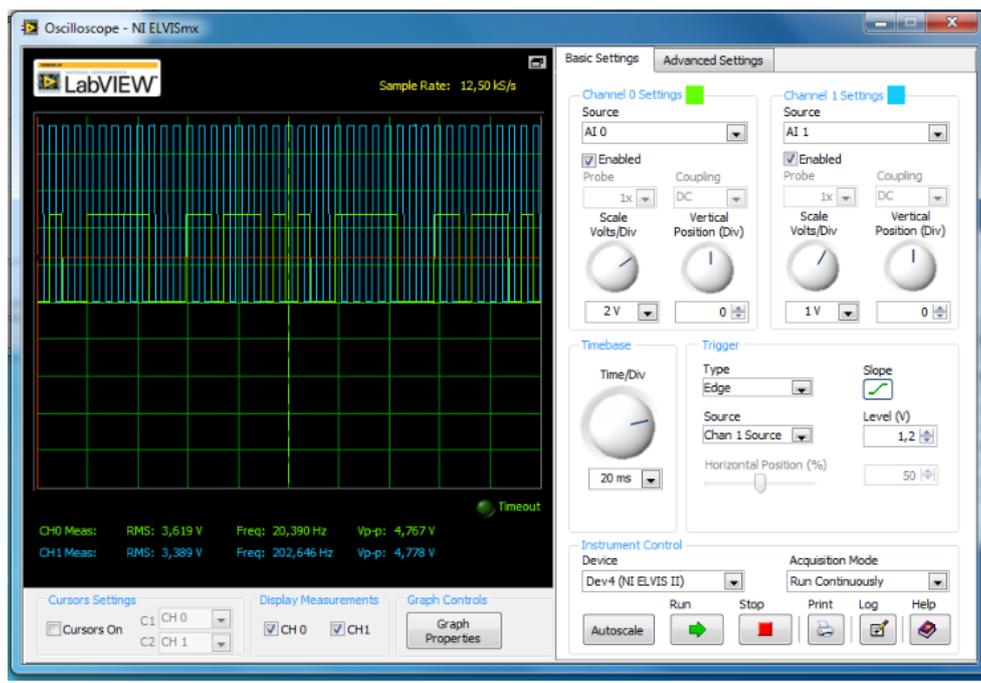


Рисунок 4 –Синфазная составляющая

Библиографический список

1. Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь. Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 432 с.
2. Засенко В.Е., Просвирякова Л.В., Шевченко В.Е. Способ передачи цифровой информации сигналами с минимальной частотной манипуляцией. Патент РФ № 2475936. 2013.
3. Засенко В.Е., Просвирякова Л.В. Алгоритмы формирования и свойства модуляционных кодов при минимальной частотной манипуляции. Журнал « Вестник Иркутского государственного технического университета» 12(107)2015.
4. Соловьев В. В. Основы языка проектирования цифровой аппаратуры Verilog. — М.: Горячая линия — Телеком, 2014. — 208 с.
5. Поляков А.К. языки VHDL и Verilog в проектировании цифровых устройств Горячая линия — Телеком, 2014. — 378 с.
6. Программирование ПЛИС Учебное пособие / под ред. Ю.П. Кондратенко. - Николаев: НГГУ им. Петра Могилы, 2002. - 206 с.
7. Литвинов Е.И., Шагурин И.И. Лабораторный практикум. Проектирование цифровых устройств с использованием языка Verilog HDL на базе FPGA фирмы Xilinx. Москва, 2012. — 173 с.
8. WWW.dsplib.ru Теория сигналов. Сигналы с минимальной частотной манипуляцией (minimumshiftkeyMSK).

ОБРАБОТКА ЛЧМ-СИГНАЛА В РЕЖИМЕ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ С ПОМОЩЬЮ ПЛИС

Токмачев Д.А., Безрукин А.Г.
ФГБОУ ВО "ИРНИТУ"
tokmachev.dmitrij@yandex.ru

Гидролокаторы бокового обзора (ГБО) являются одним из наиболее распространенных средств дистанционного исследования морского дна.

ГБО позволяют получать т.н. акустическое изображение дна и могут применяться как для обзорного исследования больших по площади районов дна, так и для детального изучения отдельных участков дна [1].

Принцип действия ГБО основан на излучении зондирующих акустических посылок, "высвечивающих" на грунте полосы обзора, и приеме эхосигналов от этих полос и находящихся на них объектов поиска, что, благодаря равномерному поступательному движению носителя и периодичности зондирующих посылок, обеспечивает сплошной просмотр грунта полоса за полосой. Принципиальная схема ГБО приведена на рис.1.

Среди информационных систем подводного поиска ГБО обладают наибольшим дальностью действия. Это объясняется особенностями распространения в воде акустических волн, в частности, их относительно малым поглощением [2].

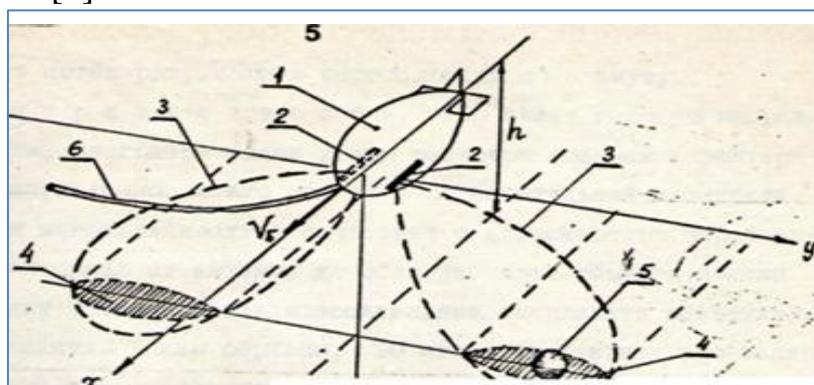


Рисунок 1. Принципиальная схема ГБО:

1 — носитель, 2 — антенны, 3 — веерные характеристики направленности, 4 — полосы обзора на грунте, 5 — объект поиска, 6 — грузонесущий кабель.

В качестве зондирующего сигнала выбран сигнал с линейной частотной модуляцией. ЛЧМ сигнал — это вид частотной модуляции, при которой частота несущего сигнала изменяется по линейному.

Основным методом для обнаружения момента прихода фронта обратно-отражённого сигнала является вычисление корреляционной функции между принимаемым сигналом и заранее записанной маской [3] (последовательность дискретных отсчетов передаваемого сигнала):

$$R_k = \sum_{i=0}^{N-1} u_{k+i} \cdot m_i,$$

где u_k – последовательность входных отсчетов; m_i – сформированный массив дискретных отсчетов маски; N – размер обрабатываемого скана.

Применение ЛЧМ зондирующего сигнала и оптимальной (корреляционной) обработки позволяет на несколько порядков повысить энергетические характеристики системы и улучшить помехозащищенность, но требует построения устройства обработки сигнала.

Оцифровка и обработка принимаемого сигнала производится в отдельном устройстве обработки ЛЧМ-сигнала, работающем в режиме реального времени, оно производит оцифровку принимаемого с антенн отраженного сигнала, вычисляет значения взаимнокорреляционной функции и также управляет усилением (ВАРУ) в приемном тракте.

Для реализации гидролокатора бокового обзора с применением ЛЧМ сигналов было решено использовать ПЛИС, для вычисления взаимокорреляционной функции.

ПЛИС – это интегральные микросхемы, состоящие из программируемых логических блоков и программируемых соединений между этими блоками. Переконфигурировав внутренние блоки (макроячейки) нужным образом, можно получить микросхему, выполняющую на аппаратном уровне нужные нам действия на основе логических операций в реальном времени [5] [6].

Таким образом, ПЛИС позволяет в реальном времени получать данные с приемной антенны и параллельно вычислять текущее значение взаимокорреляционной функции.

ПЛИС вычисляет взаимосвязь между принимаемым сигналом и заранее записанной маской зондирующего сигнала (рис.2.).

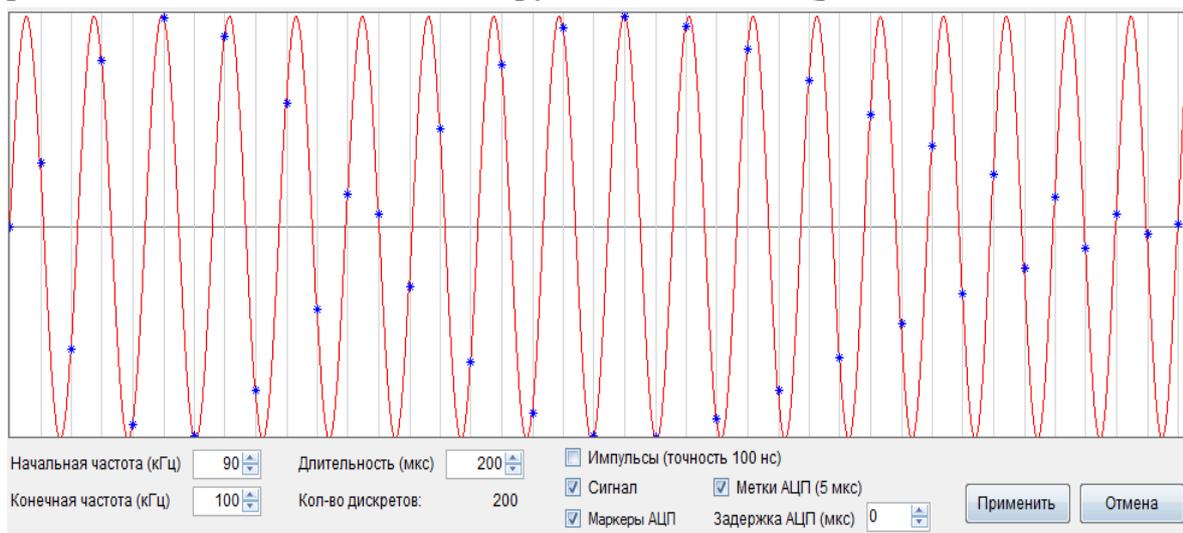


Рисунок 2. Задаваемый в программе зондирующий ЛЧМ сигнал

Для вычисления взаимокорреляционной функции между принимаемым сигналом и заранее записанной маской в ПЛИС сконфигурирована следующая структура[4]: в буфере RAM1 сохраняются отсчеты с АЦП, в буфере RAM2 записаны отсчеты маски.

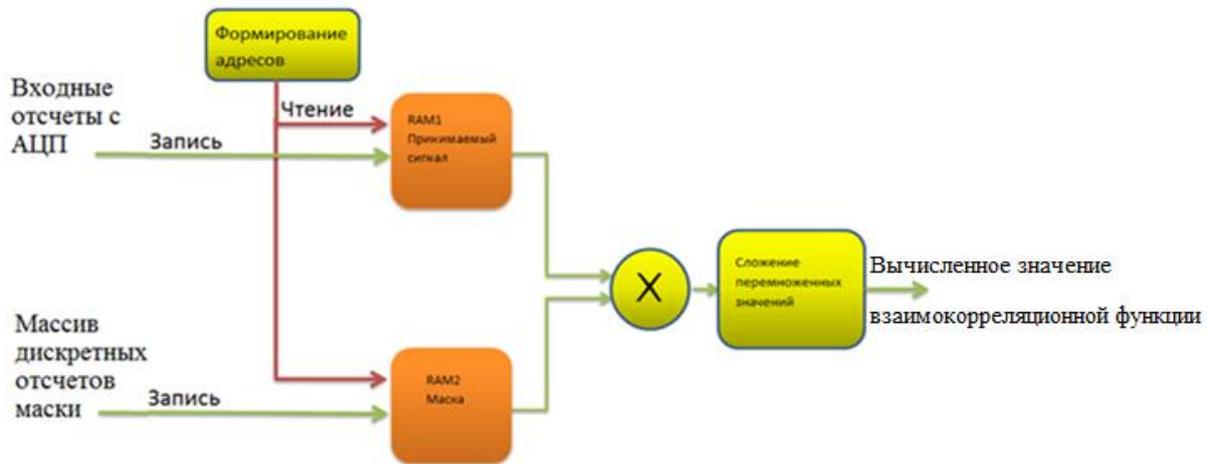


Рисунок3. Вычисление взаимокорреляционной функции

Для вычисления одного значения корреляционной функции производится считывание из буфера сохранённых отсчетов АЦП и соответствующих им отсчетов маски, выполняется их перемножение. Результат суммируется до тех пор, пока не будут перемножены все отсчеты, количество которых зависит от длительности ЛЧМ-сигнала. После того как отсчет взаимокорреляционной функции вычислен, он отправляется на запись в микросхему внешней памяти. После вычисления последнего отсчета в скане ПЛИС ожидает команду на считывание данных из внешней памяти. Затем эти данные отправляются на ПК оператора ГБО.

Порядок операций выполняемых ПЛИС при вычислении одного отсчета ВКФ (рисунок 4):

1. Генерация дискредитирующих 200КГц импульсов.
2. По фронту дискредитирующего импульса ПЛИС считывает:
 - Отсчет с АЦП – значение напряжения на выходе приемного тракта.
 - Из памяти SRAM – отсчет для ЦАП.
2. Как только ПЛИС считывает с АЦП отсчет – он записывается в буфер, параллельно - по SPI передается отсчет ВАРУ на ЦАП.
3. После записи очередного отсчета с АЦП в буфер:
 - Из буфера считываются предыдущие отсчеты и один – текущий.
 - Параллельно этому из внутренней памяти считываются отсчеты маски.
4. Отсчеты АЦП из буфера и маски попарно перемножаются.

5. Перемноженные значения поступают в сумматор, до тех пор, пока не суммируются все отсчеты.
6. Сразу после окончания суммирования, полученное число – одно значение взаимнокорреляционной функции записывается в SRAM память.
7. ПЛИС ожидает фронт следующего дискредитирующего импульса.

Программа на ПК оператора ГБО на основе полученных данных, формирует на экране монитора построчное тоновое изображение поверхности дна(рисунок 5.).

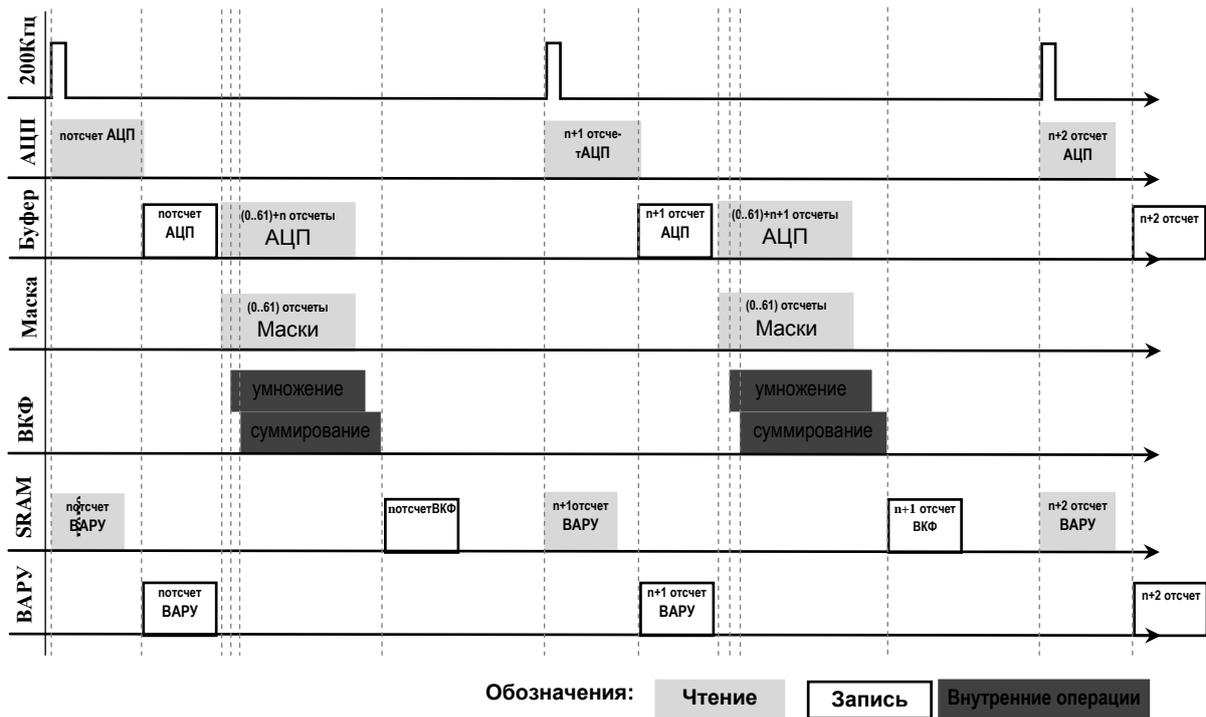


Рисунок 4. Временная диаграмма операций в ПЛИС при вычислении ВКФ

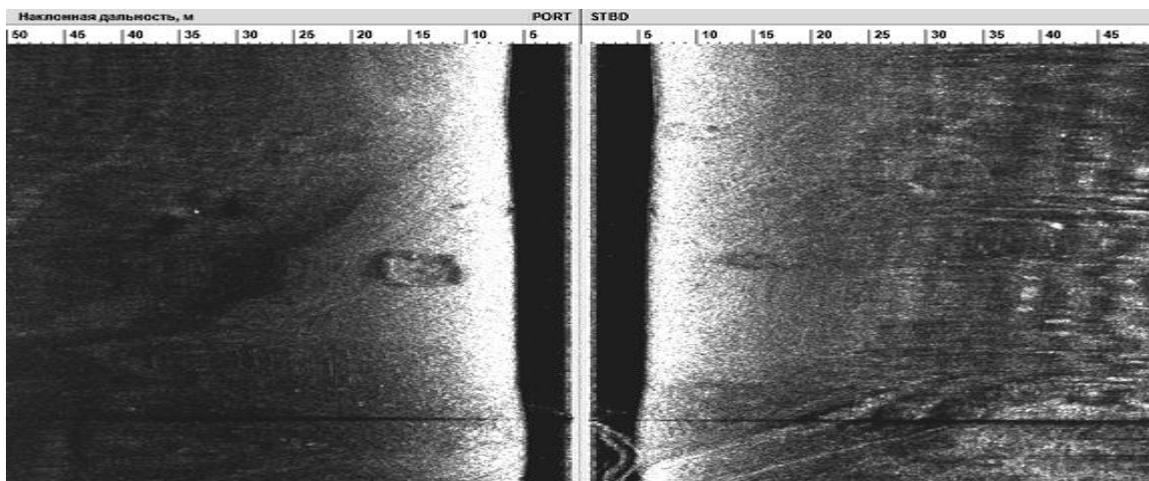


Рисунок 5. Пример изображения полученного с помощью ГБО

Библиографический список

1. Каевицер В.И., Разманов В.М., Кривцов А.П. и др. Дистанционное зондирование морского дна акустическими сигналами с линейной частотной модуляцией // Радиотехника. – 2008. – № 8. – С. 35-42.
2. Антипенский Р. Моделирование источников сложных сигналов // Современная электроника.– 2007. – №9. – С. 47-49.
3. Воронин В.А. Использование гидролокатора бокового обзора со сложным сигналом для решения задач прикладной гидроакустики /В.А. Воронин, С.П. Тарасов // Известия южного федерального университета. – 2005. –№2(46). – С. 65.
4. Безрукин А.Г., Токмачев Д.А., Ченский А.Г.//Материалы конференцииМСОИ-2015 –2015. –Т.1.– С. 248.
5. Угрюмов, Е. П. ПЛИС Цифроваясхемотехника / Е.П. Угрюмов. –М. : БХВ-Петербург, 2008. –470 с.
6. Стешенко, В.Б. ПЛИС фирмы ALTERA: проектирование устройств обработки сигналов / В.Б. Стешенко. – М.: ДОДЭКА, 2009. –86 с.

ТЕХНИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ РЕАЛИЗАЦИИ ЕДИНОГО ИНФОРМАЦИОННОГО ПРОСТРАНСТВА В СФЕРЕ УЧЕТА И МОНИТОРИНГА РЕСУРСОВ

Амелин А.А., Фискин Е.М.
ФГБОУ ВО "ИРНИТУ"
canepa@mail.ru

Единое информационное пространство представляет собой совокупность баз и банков данных, технологий их ведения и использования, информационно-телекоммуникационных систем и сетей, функционирующих на основе единых принципов и по общим правилам, обеспечивающим информационное взаимодействие организаций и граждан, а также удовлетворение их информационных потребностей[1].

Информационное пространство – открытая самоорганизующаяся система, включающая в себя огромное разнообразие информационных потоков и информационных полей, находящихся во взаимодействии [2].

В работах европейских и американских авторов информационное пространство, как правило, называется информационной супермагистралью (Information superhighway), или киберпространством (Cyberspace). Американская инициатива создания национальной информационной инфраструктуры со временем приобрела интернациональный характер и получила название глобальной информационной инфраструктуры [3].

Информационное пространство России сегодня можно условно представить состоящим из слабо связанных между собой информационных секторов (ведомственных, региональных, коммерческих), каждый из которых в силу различных причин мало доступен пользователям.

Информационные системы функционируют, в основном, в интересах заинтересованных организаций и, как правило, без необходимого их взаимодействия. Такое положение дел приводит к дублированию работ, избыточности, в сборе первичной информации, удорожанию разработок и эксплуатации систем. Кроме того, организационная разобщенность затрудняет обмен информацией и доступ к ней.

Анализ распространения информационных услуг, ресурсов и программных продуктов (информационного потенциала) по территории России показывает их крайне неравномерное распределение, причем в основном ими обеспечены центральные области. Это распределение соответствует распределению основных научных и информационных центров России. Проблема выравнивания информационного потенциала по регионам России требует немедленного решения [1].

Современные системы ресурсоснабжения требуют интеллектуального управления в режиме близком к режиму реального времени. Для этого необходимо объединение систем управления с информационно-измерительными системами. Управлением режимом работы интеллектуальных систем могут заняться SCADA-системы, которые для этого и предназначены. Для управления им нужно предоставить информацию с точек измерения параметров систем энергоснабжения. При этом нужно получить данные с тех точек измерения, которые позволили бы в достаточной мере прогнозировать изменение режима работы системы энергоснабжения. У конечных потребителей уже есть подобная система. Речь идет о системе коммерческого учета. Она используется для ежемесячных коммерческих расчетов с энергоснабжающей организацией. Т.е. все эти данные собираются и используются один раз в месяц. Эти же устройства можно использовать для получения данных в режиме реального времени, на основе которых можно прогнозировать поведение изменения параметров энергосистемы в зависимости от воздействия управляющих органов. Что позволит оперативно и адекватно управлять режимом энергоснабжения в зависимости от потребностей конечных потребителей.

Хотя система коммерческого учета уже существует у конечных потребителей, в том виде, в котором она существует, использовать ее для получения данных в режиме реального времени не получится. Для этого необходимо организовать информационно-измерительную систему, которая бы собирала данные со всех контрольных точек в единую базу данных. На основе этой базы данных возможно моделирование режимов работы системы энергоснабжения с целью прогнозирования влияния изменения параметров системы энергоснабжения. Посредством полученных данных

системы автоматического управления режимом могут принять то или иное решение для поддержания стабильности системы энергоснабжения, или предоставить рекомендательные данные оператору.

В общем случае проблема оперативного управления решена. Этим, на протяжении значительного промежутка времени занимались организации разрабатывающие SCADA-системы, и они с этим прекрасно справляются. Но, когда доходит до реального положения дел, выясняется, что SCADA-системы заточены под использование строго определенного оконечного оборудования, такого как счетчики, датчики и т.д. В тоже время, на предприятиях уже монтировано подобное оборудование, и, его демонтаж, приобретение и монтаж оборудования, поддерживаемого SCADA-системой, требует значительных финансовых вливаний, а также затрат времени. Помимо описанной проблемы, встречаются случаи наличия, в результате тактических решений некоторых задач управления, нескольких SCADA-систем на одном предприятии, каждая из которых заточенная под определенную задачу, но которым нужна одна и та же информация. Решение предоставления необходимой информации решается монтажом нескольких комплектов датчиков в одной и той же контрольной точке. Это ведет к избыточности, но в следствии того, что SCADA-системы работают только с определённым оборудованием, предоставляемым разработчиками этой системы, другого решения нет.

Вследствие всего вышесказанного становится ясно, несмотря на то, что современные SCADA-системы решили проблемы оперативного управления системами снабжения и производства, остались актуальными вопросы информационного характера. А именно:

- проблемы совместимости SCADA с произвольным оконечным оборудованием;
- сложности обмена данными между различными SCADA-системами.

Решение этих вопросов возможно в рамках информационно-измерительной системы, которая поддерживала бы работу с оборудованием разных производителей, т.е. могла бы строить сеть с использованием уже существующего конечного оборудования, что подразумевает под собой универсальность, могла бы интегрироваться с существующими SCADA-системами, для предоставления им необходимой информации и

На протяжении нескольких лет коллективом НТЦ «КУМИР» ведется работа развитием ИИС, получившей название ИИС «КУМИР-ресурс», реализующей вышеописанный подход.

Реализованный подход к созданию информационно-измерительных систем

- Использование сети пакетной передачи данных и формат пакетов самих средств измерений без преобразования. Таким образом, оконечные устройства должны быть шлюзами. Предлагается абстрактная архитектура систе-

мы опроса, позволяющая построить систему независимо от типа прибора учета.

- Реализация ввода/вывода данных и функций управления системой через Web-интерфейс для создания Интернет-ориентированной системы учета.
- Использование архитектуры BSP-систем для проектирования системы в целом, что делает сервис доступным для предприятий России и будет способствовать внедрению Интернет-технологий в эту сферу ЖКХ.
- Связь с узлами учета обеспечивается по технологии GPRS
- Множественный доступ к приборам. Позволяет опрашивать большое количество узлов учета энергоресурсов за один раз.
- Данные собранные с узлов хранятся и обрабатываются на сервере, что позволяет хранить и обрабатывать большой объем данных, предоставляя оператору только нужные ему сведения.
- Наличие собственного WEB-сервера для предоставления отчетов всем заинтересованным организациям через Интернет.
- Резервирование данных, в случае выхода из строя сервера, все данные сохраняются, что с трудом обеспечивается, если данные хранить у каждого пользователя
- ИИС «КУМИР-Ресурс» построена на технологии клиент-сервер, при этом клиентским приложением являются WEB-браузеры, а интерфейсом системы – WEB-сервер.
- Кроссплатформенная реализация.

Библиографический список

1. Концепция формирования и развития единого информационного пространства России и соответствующих государственных информационных ресурсов.
2. Вепринцев В. Б., Манойло А. В., Петренко А. И., Фролов Д. Б. Операции информационно-психологической войны: краткий энциклопедический словарь-справочник / под ред. А. И. Петренко. – М. : Горячая линия – Телеком, 2005. – 541 с.].
3. Theglobalinformationinfrastructure: agendaforcooperation [Электронныйресурс]. – Режим доступа: <http://iitf.doc.gov/documents/docs/gii/giiagend.html>.].

АНАЛИЗ КАЧЕСТВЕННЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ СЕТИ. РАСЧЕТ КАЧЕСТВЕННЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ИНТЕРВАЛА ЦРРЛ

Скапинцева К.Н., Леонова Н.В. – научный руководитель

ФГБОУ ВО "ИРНИТУ"

nksyunka@list.ru

Расчёт качественных показателей проектируемой радиорелейной линии связи осуществлён с использованием аппаратно-программного комплекса планирования и измерения характеристик RPS-2. Радиорелейный интервал УРС Тунгор - УРС Охчи.

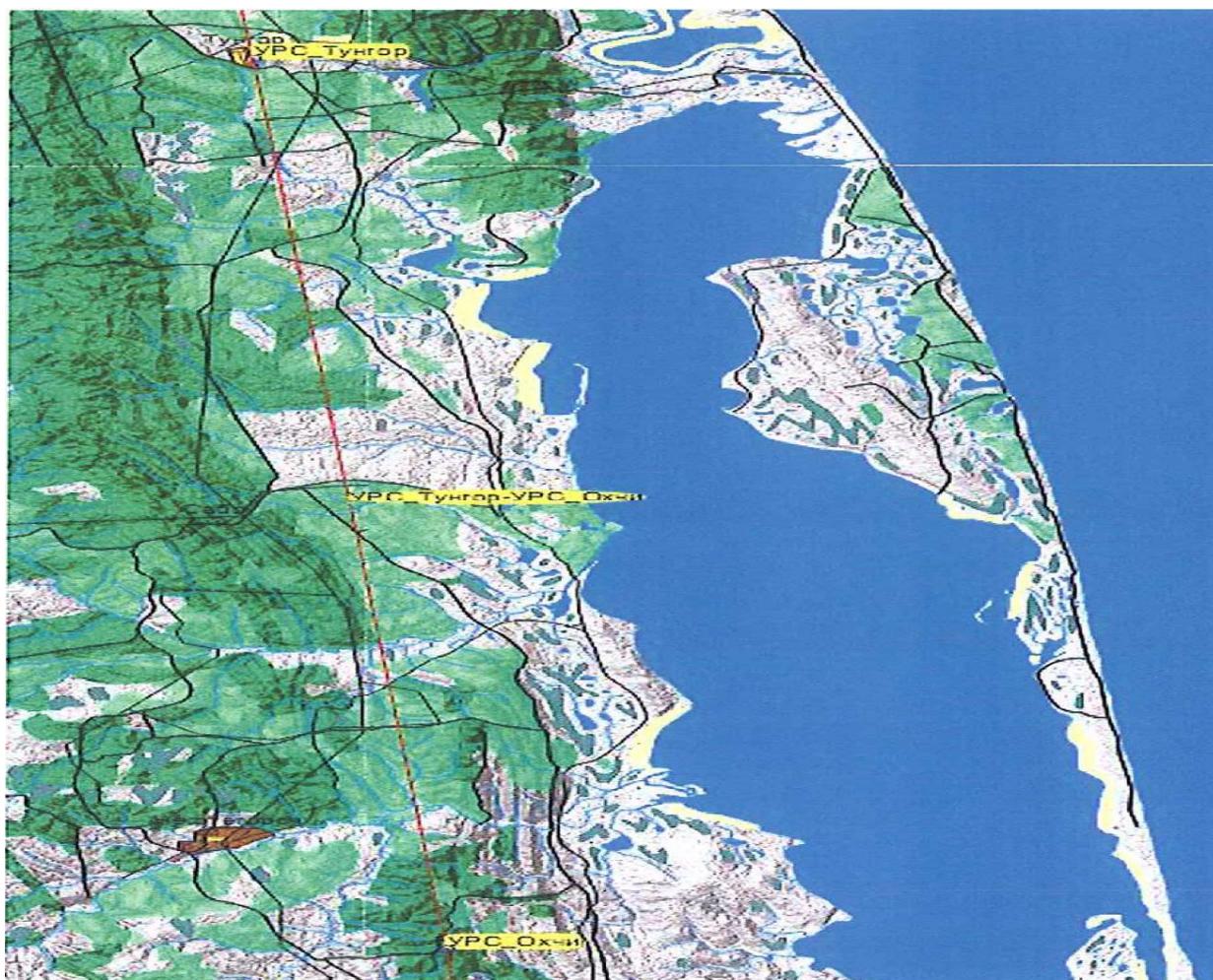


Рисунок 1. План размещения РРСт УРС Тунгор - РРСт УРС Охчи

Расчет параметров возможных трасс проектируемой ЦРРЛ был выполнен в соответствии с «Методикой расчета трасс цифровых РРЛ прямой видимости в диапазоне частот 2-20 ГГц», утвержденной Управлением электросвязи Госкомсвязи России в 1998 году и Рекомендации ITU-R P.530, P.453, P.836 и P.837. Нормы на качественные показатели цифровых радиорелейных трактов были определены согласно /1, 6, 7, 8 / ("Методика расчета трасс аналоговых и цифровых РРЛ прямой видимости")

(Москва, 1987 г.), "Нормы на электрические параметры цифровых каналов и трактов первичных сетей связи" (Москва, 1996 г.), Рекомендации ИТУ-T G.826 и G.827). С учетом характеристик проектируемой ЦРПЛ, по принятой классификации МСЭ-R, они являются линиями внутризональной сети (длина общего тракта $200 < L < 600$ км). Следовательно, процент времени, в течение которого коэффициент ошибок по секундам, пораженными ошибками (SESR) (отношение числа секунд, пораженных ошибками (SES) к общему числу секунд в период готовности) не должен превышать 0,012. Среднегодовой показатель неготовности для внутризональной сети ограничивается величиной 0.05%. При этом на дождевую составляющую отводится третья часть данной величины. Расчет основных показателей и оценка подвеса антенно-фидерных устройств РРЛ проводилось исходя из условий выполнения норм на их качественные показатели в наиболее неблагоприятные месяцы. Построение профилей трасс производилось с помощью программного комплекса RPS-2 с на основе цифровых карт местности масштаба 1:200000, с учетом возможной "плюсовой" их погрешности, относительно мест развертывания антенных систем. Для полученных профилей радиорелейной трассы было выполнено построение первой зоны Френеля между антеннами приемных и передающих терминалов. В соответствии с заданной ЦРПЛ рассчитывались следующие показатели качества: 1) неустойчивость, относящаяся к состоянию готовности для худшего месяца (SESR); 2) среднегодовая неустойчивость, относящаяся к состоянию неготовности (среднегодовой коэффициент неготовности Кнг); 3) суммарная неустойчивость на интервале для худшего месяца. Расчет указанных показателей производился для одинарного приема сигналов. В процессе расчета показателей качества учитывались следующие составляющие неустойчивости: субрефракционная составляющая; интерференционная составляющая; дождевая составляющая.

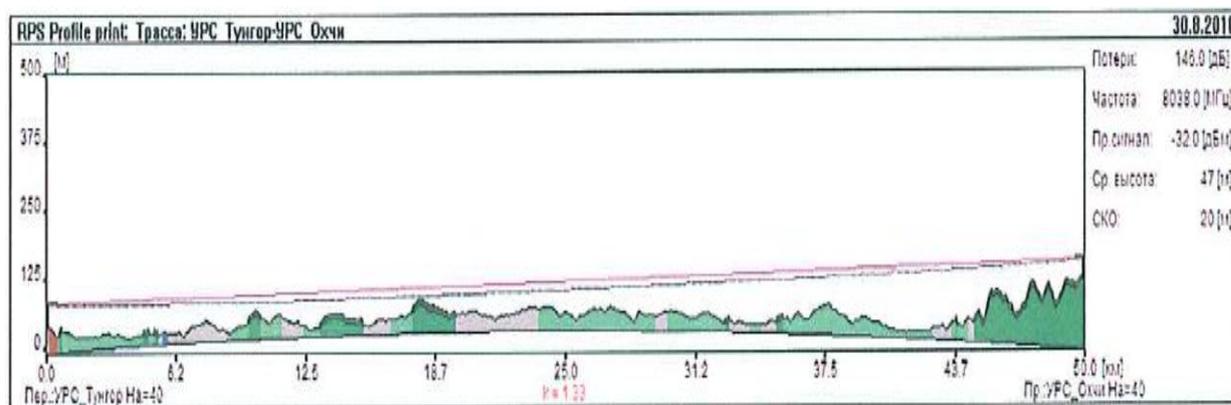
При этом среднегодовой коэффициент неготовности, обусловленный процессом распространения радиоволн, может составлять примерно одну треть от соответствующего нормируемого значения.

Основной целью расчетов является вычисление вышерассмотренных показателей неустойчивости и надежности связи на интервале в целом. На основе сравнения рассчитанных значений с требуемыми нормированными значениями делается вывод о прогнозируемой пригодности проектируемых интервалов связи. Если по всем показателям нормированные значения будут превышены, то интервал считается пригодным. В противном случае интервал считается непригодным.

На основе методики расчета пригодности ЦРПЛ лежит последовательное определение следующих величин:

- 1) расчет мощности принимаемого сигнала;
- 2) расчет множителя ослабления при распространении радиоволн в свободном пространстве;

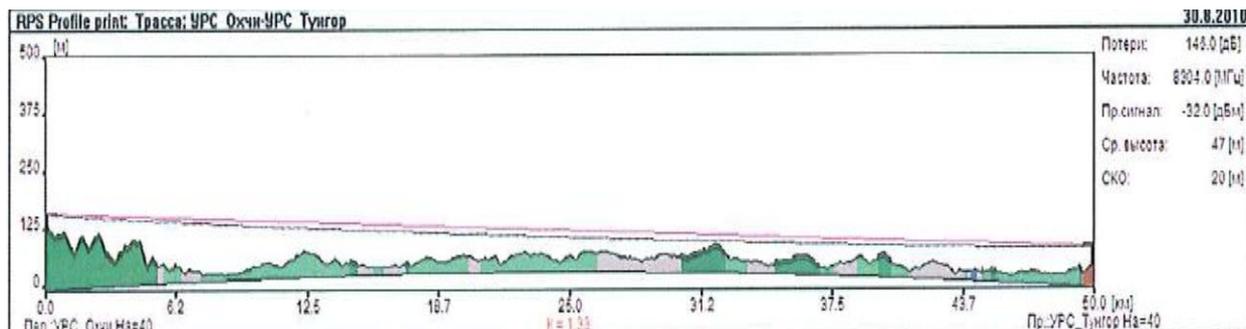
- 3) составляющих множителя ослабления на трассе (для чего выполняется построение ее профиля, определение его типа, расчет препятствий и участков отражения);
- 4) расчет множителя ослабления, обусловленного влиянием дождей;
- 5) расчет отношения мощностей мешающих и полезного сигналов;
- 6) расчет энергетического запаса РРЛ на замирания сигнала;
- 7) расчет устойчивости работы линии на основе расчетов составляющих устойчивости сигнала;
- 8) экранирующего влияния препятствий при явлении субрефракции;
- 9) влияния волн, отраженных от земной поверхности и слоистых неоднородностей тропосферы;
- 10) за счет распространения радиоволн в атмосферных газах и дождях.



**Рисунок 2. Продольный профиль на участке РРСт
УРС Тунгор - РРСт УРС Охчи**

Таблица 1. Потери радиотрассы: УРС Тунгор - УРС Охчи

Передатчик	УРС - Тунгор E 142-57-19.34 N 53-23-14.17		
Высота	35 м		
Приемник	УРС - Охчи E 143-1-50.75 N 52-56-26.41		
Высота	110 (+10) м		
Расстояние	49,9 км	Частота	8038,000 МГц
Сигнал	-32,0 дБм	Модуляция	128 QAM
Мощность	29,0 дБм	Чувствительность	-73,0 дБм
Пер. Антенна: Модель	HP8-71W2-4 м	Усиление	42,5 дБм
		Высота	40,0 м
Потери:свободное пространство	144,58 дБ	Препятствия	0,00 дБ
Отражение	-0,04 дБ	В атмосфере	1,50 дБ
Ориентация антенн	0,00 дБ	Аппаратурные	0,00 дБ
Местность	0,00 дБ	Сумма	146,04 дБ



**Рисунок 3. Продольный профиль на участке РРСт
УРС Охчи - РРСт УРС Тунгор**

Таблица 2. Потери радиотрассы: Трасса: УРС Охчи - УРС Тунгор

Передатчик	УРС - Охчи E 143-1-50.75 N 52-56-26.41		
Высота	110 (+10) м		
Приемник	УРС - Тунгор E 142-57-19.34 N 53-23-14.17		
Высота	35 м		
Расстояние	49,9 км	Частота	8304,000 МГц
Сигнал	-32,0 дБм	Модуляция	128 QAM
Мощность	29,0 дБм	Чувствительность	-73,0 дБм
Пер. Антенна: Модель	HP8-71W2-4 м	Усиление	42,5 дБм
		Высота	40,0 м
Потери: свободное пространство	144,87 дБ	Препятствия	0,00 дБ
Отражение	-0,38 дБ	В атмосфере	1,50 дБ
Ориентация антенн	0,00 дБ	Аппаратурные	0,00 дБ
Местность	0,00 дБ	Сумма	145,99 дБ

Таблица 3. Трасса: УРС Тунгор - УРС Охчи. Оценка надежности по методике CCIR

УРС - Тунгор E 142-57-19.34 N 53-23-14.17	УРС - Охчи E 143-1-50.75 N 52-56-26.41		
Высота	40,0 км	Высота	40,0 км
Азимут	174	Азимут	354
Усиление	42,5 дБм	Усиление	42,5 дБм
Наклон	0	Наклон	0

Зона дождей: E, средняя температура: 3С, Kf:1,5, Kd: 2.0, K*Q: 2.000000e-05

Таблица 4. Оценка надежности по методике CCIR

Передатчик	УРС - Тунгор	Приемник	УРС - Охчи
Частота	8038,000 МГц	Модуляция	128 QAM
Излишняя мощность	29,0 дБм	Чувствительность	-73,0 дБм
Приемный сигнал	-32,04 дБм	Потери распростран.	146,04 дБ

Запас на замирание в отсутствие помех: 40,96 [дБ]
 Запас на замирание с учетом помех: 40,96 [дБ]
 Улучшение за счет пространственного разноса: 100,00
 Нарушение связи: 28.73 Сек./год
 Готовность без учета дождя: 99.9999 %
 Готовность с учетом дождя: 99.9989 %

Таблица 5. Оценка надежности по методике SSIR

Передатчик	УРС - Охчи	Приемник	УРС - Тунгор
Частота	8304,000 МГц	Модуляция	128 QAM
Излишняя мощность	29,0 дБм	Чувствительность	-73,0 дБм
Приемный сигнал	-31,99 дБм	Потери распротр.	145,99 дБ

Запас на замирание в отсутствие помех: 41,01 [дБ].
 Запас на замирание с учетом помех: 41,01 [дБ].
 Улучшение за счет пространственного разноса: 100.00.
 Нарушение связи: 29.92 Сек./год.
 Готовность без учета дождя: 99.9999 %.
 Готовность с учетом дождя: 99.9989 %.
 Готовность в 2х направлениях без учета дождя: 99,9998 %.
 Готовность в 2х направлениях с учетом дождя: 99,9978 %.

Радиорелейный интервал УРС Охчи - УРС Пильтун - Концессия



Рисунок 4. План размещения РРСт УРС Охчи - РРСт УРС Пильтун - Концессия

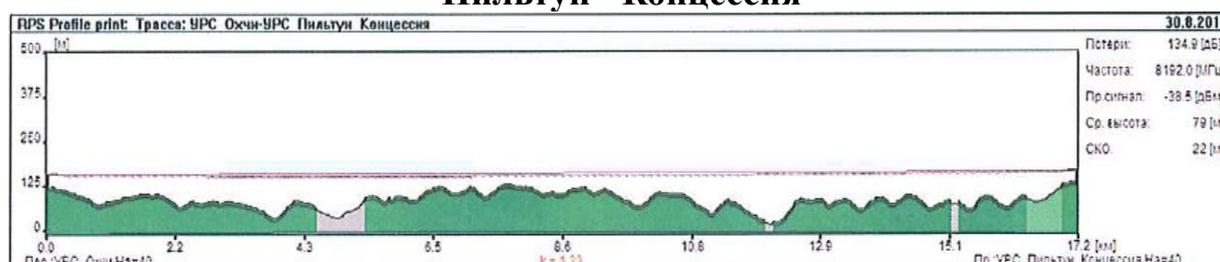


Рисунок 5. Продольный профиль на участке РРСт УРС Охчи - РРСт УРС Пильтун – Концессия

Таблица 6 – Потери радиотрассы: УРС Охчи - УРС Пильтун – Концессия

Передатчик	УРС - Охчи Е 143-1-50.75 N 52-56-26.41		
Высота	110 (+10) м		
Приемник	УРС-Пильтун - Концессия Е 143-2-56.26 N 52-47-10.10		
Высота	119 (+10) м		
Расстояние	17,2 км	Частота	8192,000 МГц
Сигнал	-38,5 дБм	Модуляция	128 QAM
Мощность	24,0 дБм	Чувствительность	-73,0 дБм
Пер. Антенна: Модель	VNLB4-7W1-2 м	Усиление	36,2 дБм
		Высота	40,0 м
Потери: свободное пространство	135,51 дБ	Препятствия	0,00 дБ
Отражение	-1,15 дБ	В атмосфере	0,52 дБ
Ориентация антенн	0,00 дБ	Аппаратурные	0,00 дБ
Местность	0,00 дБ	Сумма	134,88 дБ

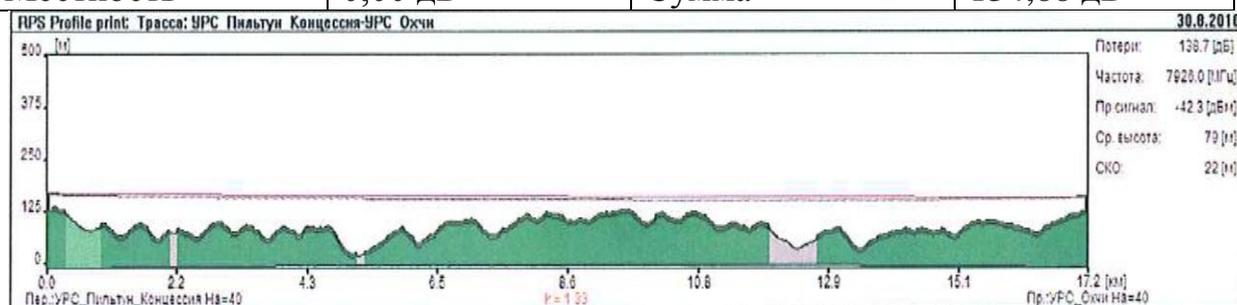


Рисунок 6. Продольный профиль на участке РРСт УРС Пильтун - Концессия - РРСт УРС Охчи

Таблица 7. – Потери радиотрассы: УРС Пильтун - Концессия - УРС Охчи

Передатчик	УРС - Пильтун - Концессия Е 143-2-56.26 N 52-47-10.10		
Высота	119 (+10) м		
Приемник	УРС - Охчи Е 143-1-50.75 N 52-56-26.41		
Высота	110 (+10) м		
Расстояние	17,2 км	Частота	7926,000 МГц
Сигнал	-42,3 дБм	Модуляция	128 QAM
Мощность	24,0 дБм	Чувствительность	-73,0 дБм
Пер. Антенна: Модель	VNLB4-7W 1-2 м	Усиление	36,2 дБм
		Высота	40,0 м
Потери: свободное пространство	135,21 дБ	Препятствия	0,00 дБ
Отражение	3,02 дБ	В атмосфере	0,52 дБ
Ориентация антенн	0,00 дБ	Аппаратурные	0,00 дБ
Местность	0,00 дБ	Сумма	138,75 дБ

Таблица 8. Трасса: УРС Охчи - УРС Пильтун – Концессия.
Оценка надежности по методике CCIR

УРС - Охчи E 143-1-50.75 N 52-56-26.41	УРС - Пильтун - Концессия E 143-2-56.26 N 52-47-10.10		
Высота	40,0 км	Высота	40,0 км
Азимут	176	Азимут	356
Усиление	36,2 дБм	Усиление	36,2 дБм
Наклон	0	Наклон	0

Зона дождей: E, средняя температура: 3С, Kf: 1,5, Kd: 2.0, K*Q: 2.000000e-05

Таблица 9. Оценка надежности по методике CCIR

Передатчик	УРС - Охчи	Приемник	УРС - Пильтун-Концессия
Частота	8192,000 МГц	Модуляция	128 QAM
Излишняя мощность	24,0 дБм	Чувствительность	-73,0 дБм
Приемный сигнал	-38,48 дБм	Потери распространения	134,88 дБ

Запас на замирание в отсутствие помех: 34,52 [дБ]

Запас на замирание с учетом помех: 34,52 [дБ]

Улучшение за счет пространственного разнеса: 100,00

Нарушение связи: 15.58 Сек./год

Готовность без учета дождя: 100.0000 %

Готовность с учетом дождя: 99.9990 %

Таблица 10. Оценка надежности по методике CCIR

Передатчик	УРС - Пильтун-Концессия	Приемник	УРС - Охчи
Частота	7926,000 МГц	Модуляция	128 QAM
Излишняя мощность	24,0 дБм	Чувствительность	-73,0 дБм
Приемный сигнал	-42,35 дБм	Потери распространения	138,75 дБ

Запас на замирание в отсутствие помех: 30,65 [дБ]

Запас на замирание с учетом помех: 30,65 [дБ]

Улучшение за счет пространственного разнеса: 64.07

Нарушение связи: 56.22 Сек./год

Готовность без учета дождя: 99.9998 %

Готовность с учетом дождя: 99.9988 %

Готовность в 2х направлениях без учета дождя: 99,9998 %

Готовность в 2х направлениях с учетом дождя: 99,9978 %

Расчет основных параметров радиорелейных интервалов между радиорелейными станциями показывает, что при указанных в проекте высотах подъема электрического центра антенн, выбранных типов антенной фидерных устройств и мощности передатчиков, с учётом всех составляющих неустойчивости сигнала, соблюдаются требования по надежности связи.

Расчет качественных показателей системы ШБД

Расчет параметров возможных трасс проектируемой системы ШБД был выполнен в соответствии с принятыми нормами на качественные показатели определенные согласно "Нормы на электрические параметры цифровых каналов и трактов первичных сетей связи" (Москва, 1996г.), рекомендации ITU-T G.826 и G.827. Расчет основных показателей и оценка подвеса антенно-фидерных устройств ШБД проводилось исходя из условий выполнения норм на их качественные показатели в наиболее неблагоприятные месяцы. Построение профилей трасс производилось с помощью программного комплекса RPS-2 на основе цифровых карт местности масштаба 1:200000, с учетом возможной "плюсовой" их погрешности, относительно мест развертывания антенно-фидерных систем. Для получения профилей трассы широкополосного беспроводного доступа от базовой станции до абонентской станции было выполнено построение первой зоны Френеля между антеннами приемных и передающих терминалов.

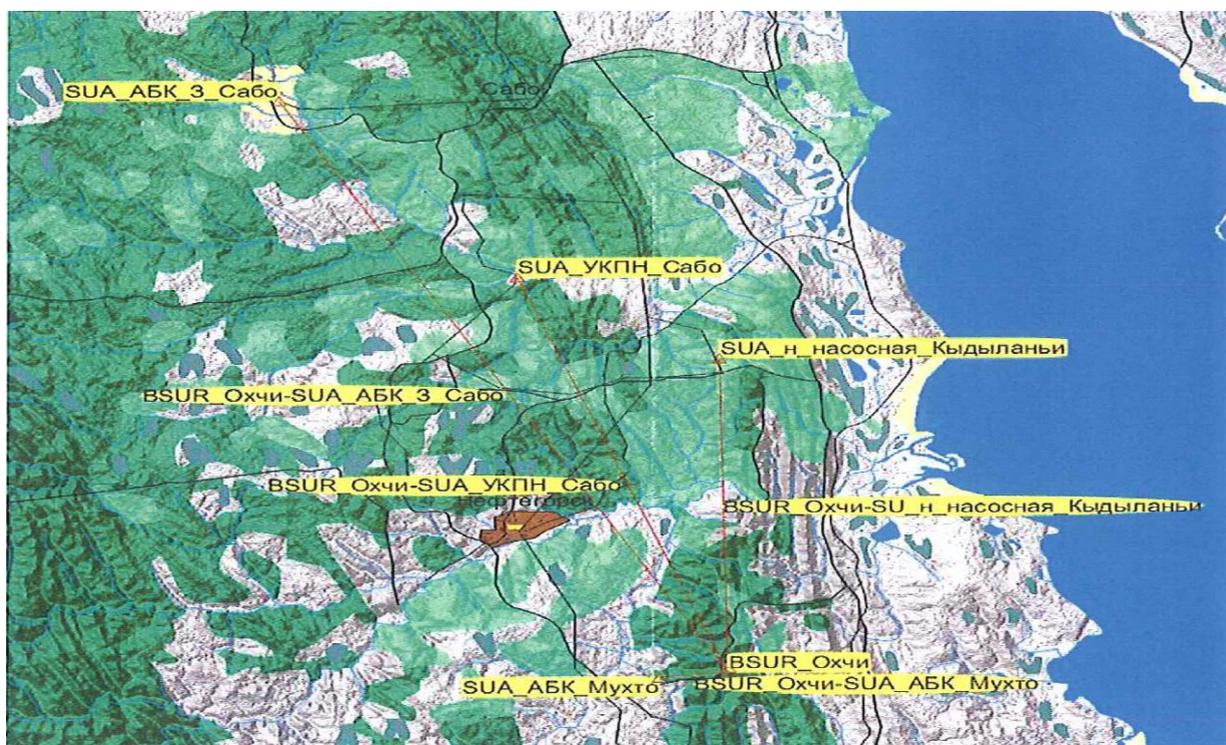


Рисунок 7. План размещения BSUR Охчи и подключаемых абонентских станций

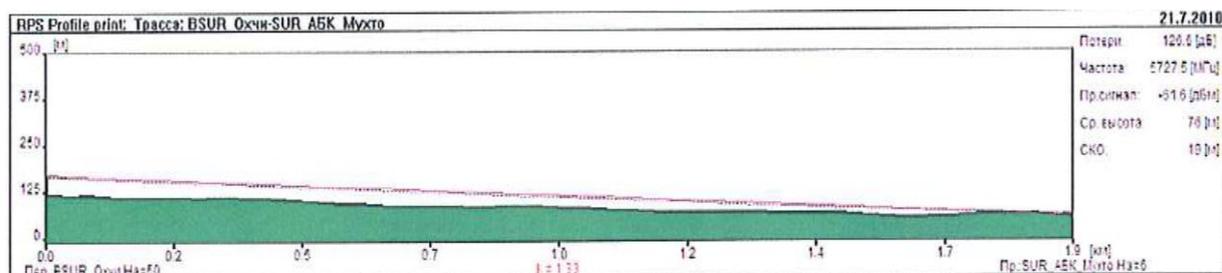


Рисунок 8. Продольный профиль на участке BSUR Охчи - SUR Мухто

Таблица 11 – Потери радиотрассы: BSUR Охчи - SUR АБК Мухто

Передатчик	BSUR Охчи E 143-1-50.75 N 52-56-26.41		
Высота	110 (+5) м		
Приемник	SUR АБК Мухто E 143-0-9.36 N 52-56-19.61		
Высота	46 (+5) м		
Расстояние	1,9 км	Частота	5727,500 МГц
Сигнал	-61,6 дБм	Модуляция	4 QAM
Мощность	27,0 дБм	Чувствительность	-93,0 дБм
Пер. Антенна 1: Модель	DS5500-15BV 60	Усиление	15,0 дБм
		Высота	50,0 м
Пер. Антенна 2: Модель	5054-SUR-EU	Усиление	23,0 дБм
		Высота	6,0 м
Потери: свободное пространство	113,26 дБ	Препятствия	5,58 дБ
Отражение	5,72 дБ	В атмосфере	0,06 дБ
Аппаратурные	2,00 дБ	Сумма	126,61 дБ

Таблица 12 – Потери радиотрассы: BSUR Охчи - SUR АБК Мухто

Передатчик	SUR АБК Мухто E 143-0-9.36 N 52-56-19.61		
Высота	46 (+5) м		
Приемник	BSUR Охчи E 143-1-50.75 N 52-56-26.41		
Высота	110 (+5) м		
Расстояние	1,9 км	Частота	5727,500 МГц
Сигнал	-61,6 дБм	Модуляция	4 QAM
Мощность	27,0 дБм	Чувствительность	-93,0 дБм
Пер. Антенна 1: Модель	5054-SUR-EU	Усиление	23,0 дБм
		Высота	6,0 м
Пер. Антенна 2: Модель	DS5500-15BV 60	Усиление	15,0 дБм
		Высота	50,0 м
Потери: свободное пространство	113,26 дБ	Препятствия	5,58 дБ
Отражение	5,72 дБ	В атмосфере	0,06 дБ
Аппаратурные	2,00 дБ	Сумма	126,61 дБ

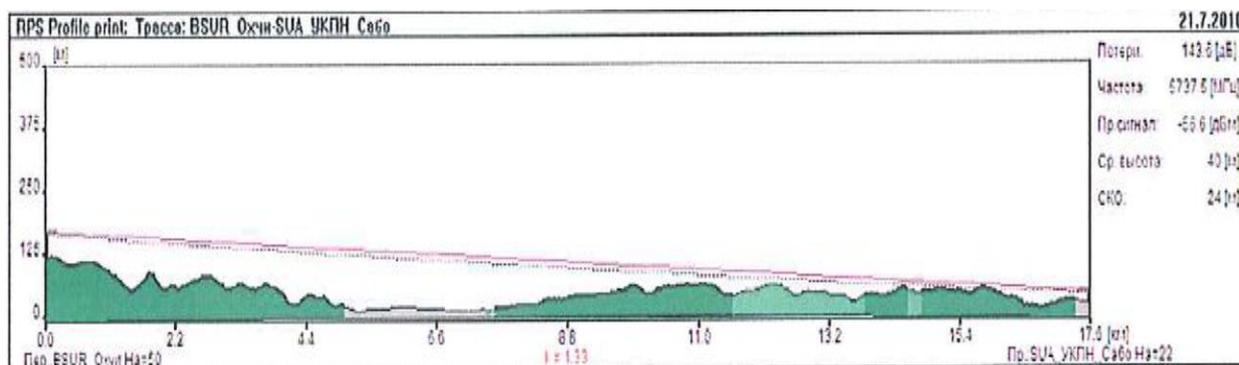


Рисунок 9. Продольный профиль на участке BSUR Охчи - SUA УКПН Сабо

Таблица 13. Потери радиотрассы: BSUR Охчи - SUA УКПН Сабо

Передатчик	BSUR Охчи E 143-1-50.75 N 52-56-26.41		
Высота	110 (+5) м		
Приемник	SUA УКПН Сабо E 142-56-38.79 N 53-5-23.30		
Высота	17 м		
Расстояние	17,6 км	Частота	5737,500 МГц
Сигнал	-56,6 дБм	Модуляция	4 QAM
Мощность	27,0 дБм	Чувствительность	-93,0 дБм
Пер. Антенна:	DS5500-30	Усиление	30,0 дБм
Модель		Высота	50,0 м
Потери: свободное пространство	132,58 дБ	Препятствия	3,04 дБ
Отражение	5,46 дБ	В атмосфере	0,53 дБ
Аппаратурные	2,00 дБ	Сумма	143,61 дБ

Таблица 14. Потери радиотрассы: Трасса: SUA УКПН Сабо - BSUR Охчи

Передатчик	SUA УКПН Сабо E 142-56-38.79 N 53-5-23.30		
Высота	17 м		
Приемник	BSUR Охчи E 143-1-50.75 N 52-56-26.41		
Высота	110 (+5) м		
Расстояние	17,6 км	Частота	5737,500 МГц
Сигнал	-56,6 дБм	Модуляция	4 QAM
Мощность	27,0 дБм	Чувствительность	-93,0 дБм
Пер. Антенна:	DS5500-30	Усиление	30,0 дБм
Модель		Высота	22,0 м
Потери: свободное пространство	132,58 дБ	Препятствия	3,04 дБ
Отражение	5,46 дБ	В атмосфере	0,53 дБ
Аппаратурные	2,00 дБ	Сумма	143,61 дБ

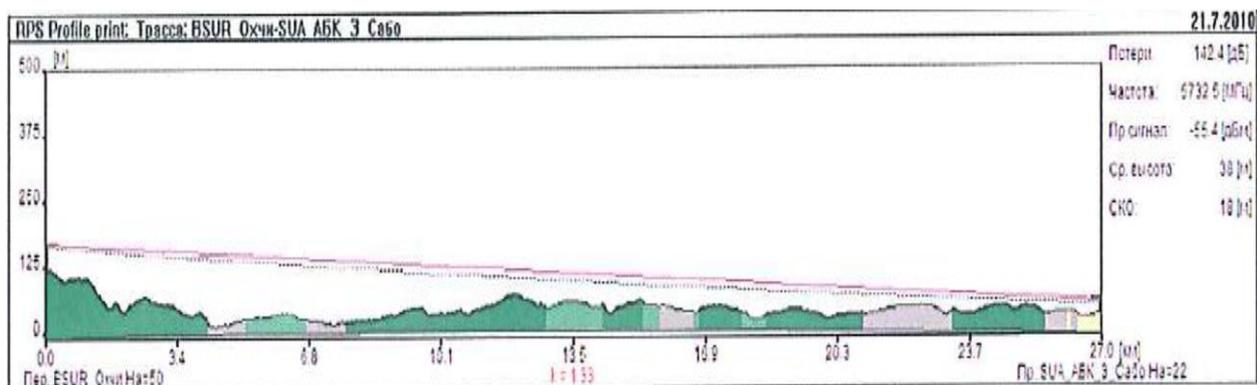


Рисунок 10. Продольный профиль на участке BSUR Охчи - SUA АБК 3 Сабо

Таблица 15. Потери радиотрассы: Трасса: BSUR Охчи - SUA АБК 3. Сабо

Передатчик	BSUR Охчи E 143-1-50.75 N 52-56-26.41		
Высота	110 (+5) м		
Приемник	SUA АБК 3. Сабо E 142-50-46.27 N 53-9-24.08		
Высота	26 м		
Расстояние	27,0 км	Частота	5732,500 МГц
Сигнал	-55,4 дБм	Модуляция	4 QAM
Мощность	27,0 дБм	Чувствительность	-93,0 дБм
Пер. Антенна: Модель	DS5500-30	Усиление	30,0 дБм
		Высота	50,0 м
Потери: свободное пространство	136,31 дБ	Препятствия	0,00 дБ
Отражение	3,33 дБ	В атмосфере	0,81 дБ
Аппаратурные	2,00 дБ	Сумма	142,44 дБ

Таблица 16 – Потери радиотрассы: Трасса: SUA АБК 3. Сабо - BSUR Охчи

Передатчик	SUA АБК 3. Сабо E 142-50-46.27 N 53-9-24.08		
Высота	26 м		
Приемник	BSUR Охчи E 143-1-50.75 N 52-56-26.41		
Высота	110 (+5) м		
Расстояние	27,0 км	Частота	5732,500 МГц
Сигнал	-55,4 дБм	Модуляция	4 QAM
Мощность	27,0 дБм	Чувствительность	-93,0 дБм
Пер. Антенна: Модель	DS5500-30	Усиление	30,0 дБм
		Высота	22,0 м
Потери: свободное пространство	136,31 дБ	Препятствия	0,00 дБ
Отражение	3,33 дБ	В атмосфере	0,81 дБ
Аппаратурные	2,00 дБ	Сумма	142,44 дБ

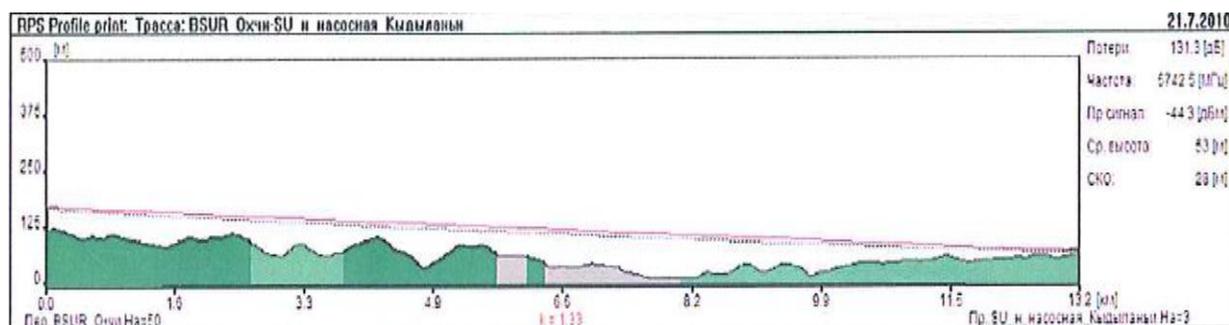


Рисунок 11. Продольный профиль на участке BSUR Охчи - SUA Кыдыланьи

Таблица 17. Потери радиотрассы: Трасса: BSUR Охчи - SUA насосная Кыдыланьи

Передатчик	BSUR Охчи E 143-1-50.75 N 52-56-26.41		
Высота	110 (+5) м		
Приемник	SUA насосная Кыдыланьи E 143-1-36.71 N 53-3-32.62		
Высота	58 м		
Расстояние	13,2 км	Частота	5742,500 МГц
Сигнал	-44,3 дБм	Модуляция	4 QAM
Мощность	27,0 дБм	Чувствительность	-93,0 дБм
Пер. Антенна: Модель	DS5500-30	Усиление	30,0 дБм
		Высота	50,0 м
Потери: свободное пространство	130,08 дБ	Препятствия	0,00 дБ
Отражение	-1,18 дБ	В атмосфере	0,40 дБ
Аппаратурные	2,00 дБ	Сумма	131,29 дБ

Расчет основных параметров системы ШБД между базовыми станциями и абонентскими станциями системы ШБД показывает, что при указанных в проекте высотах подъема электрического центра антенн, выбранных типов антенной фидерных устройств и мощности передатчиков, с учетом всех составляющих неустойчивости сигнала, соблюдаются требования по надежности связи.

Библиографический список

1. Санитарно – Эпидемиологические правила и нормативы СаннПин 2.1.8/2.2.41383 – 03.
2. Федеральный закон №7 – ФЗ от 10.01.2002г. «Об охране окружающей среды».
3. Стеклов В.Л., Н.Л. Бирюков. Транспортные сети и системы электросвязи. Системы мультимплексования. Издательство: «Випол». - 2003. - 177 с.
4. Крухмалев В.Л., Гордиенко В.Н., Моченов А.Д.. Цифровые системы передачи. Издательство: Горячая линия-Телеком. – 2012. – 372 с.
5. Правила устройства электроустановок (ПУЭ).
6. Военные системы радиорелейной тропосферной связи А.П. Родимова [и др.]; под ред. А.П. Родимова. – Л.; ВАС. 1984. - 382 с.

УНИВЕРСАЛЬНЫЙ МОДУЛЬ ДЛЯ ЗАПИСИ ВЕРТИКАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ СКОРОСТИ ЗВУКА

Губин Н.А., Губина М.О.
ФГБОУ ВО "ИРНИТУ"
skb@istu.edu

При проведении гидрографических работ и исследование рельефа дна акваторий в настоящее время используются различные гидроакустические средства: многолучевые эхолоты, гидроакустические профилографы, гидролокаторы бокового обзора. При гидроакустической съемке расстояние L до дна определяется путем измерения времени распространения звуковых колебаний от излучателя до объекта:

$$L = TC/2, \quad (1)$$

где, T – время прохождения зондирующего сигнала до цели и обратно, C – скорость звука в воде, м/с.

Как видно из формулы (1), точность измерения расстояния L зависит от точности определения величины скорости звука, которая изменяется в толще воды в зависимости от изменения давления, температуры и степени минерализации. Поэтому во время проведения гидрографической съемки необходимо периодически, в зависимости от гидрологических условий, измерять вертикальное распределение скорости звука в воде и вносить в расчеты соответствующие поправки.

Для выполнения этой задачи используются такие устройства как «miniSVP». Профилометр «miniSVP» может быть погружен в глубину до 500 метров. При необходимости профилометр «опционально» оснащается датчиком температуры или давления. В процессе погружения «miniSVP» осуществляет запись значений скорости звука с частотой 1, 2, 4, или 8 Гц, тем самым регистрируя значение скорости распространения звука для определенной глубины.



Рисунок 1. Профилометр скорости звука в воде miniSVP

Данный профилометр оснащен встроенной флеш-памятью с возможностью хранения более 10 миллионов строк данных и может работать автономно (от батарейки). Передача данных на персональный компьютер пользователя осуществляется по кабелю RS 232.

Зачастую в процессе проведения гидрографических работ совместно с измерением профиля требуется еще производить измерения скорости распространения звука в поверхностном слое воды. Обычно измерения такого рода выполняются времяпролетными измерителями скорости звука (ИСЗ), возле приемо-излучающей антенны гидроакустической аппаратуры. Каждое измерение скорости звука выполняется путем посылки одного ультразвукового импульса на известное расстояние. Передача результатов измерений, на персональный компьютер, осуществляется через последовательный порт по кабелю RS 232, длиной порядка 50 м, в режиме реального времени.

Стоимость ИСЗ составляет порядка 5000 фунтов а стоимость профилометра может достигать 10000 фунтов и зачастую покупать оба таких измерителя является не целесообразным и крайне дорого. В связи с чем в ОИИС ФТИ был разработан универсальный аппаратно-программный модуль для записи вертикального распределения скорости распространения звука в воде с помощью обычного ИСЗ.

Разработанный модуль работает на базе 16 Меггерцового микроконтроллера Atmel. Микроконтроллер Atmel ATmega168 имеет рабочее напряжение (логический уровень) 3,3В, при рекомендуемом напряжении питания 2,8-5,5В, 14 Цифровых входов и выходов 6 из которых могут использоваться как ШИМ-выходы, а также 8 аналоговых входов обеспечивают легкое сопряжение контроллера с различными устройствами и датчиками. контроллера составляет Flash 16 КБ что позволяет использовать его для выполнения большого спектра задач.

В качестве измерителя скорости распространения звука и давления используется скоростемер Valeport miniSVS, который подходит для измерения скорости звука, в диапазоне от 1375 до 1900 м/сек с разрешением 0.001 м/сек, и давления до 50 бар с разрешением 0,0005 бара. Потребляемая мощность скоростемера составляет 250 мВт при использовании внешнего питания от 9 до 28 Вольт. Результаты измерений передаются со скоростемера на контролер через последовательный интерфейс обмена данными RS232.



Рисунок 2. Измеритель скорости звука в воде Valeport miniSVS

Последовательный интерфейс микроконтроллера работает, используя логический уровень 3.3в. Для согласования логических уровней микроконтроллера и скоростемером была использована интегральная микросхема MAX3232, преобразующая сигналы последовательного порта RS-232, в

сигналы пригодные для использования контролером в диапазоне от 3 до 5.5В.

Полученные контролером значения скорости звука записываются в текстовом виде на подключенную, через шину SPI, SD карту(SecureDigitalMemoryCard)объемом 1 Гигабайт. Режим шины SPI(SerialPeripheralInterface) является обязательным для всех типовSDкарт и позволяет использовать ее совместно с микроконтроллером. Этот тип шины поддерживает только 3,3-вольтовой интерфейс и не требуют лицензии на хост. Потребляемая мощность SD карты зависит от её скоростного режима и находится в диапазоне 66-330 мВт во время передачи данных при напряжении питания 3,3 В.

В качестве элементов питания спроектированного устройства были выбраны батарейки класса D (LR20) фирмы Duracell, емкостью 14,3 А/ч. Батарейки будут объединяться в блок по 6 штук, чтобы обеспечить питание 9В. Элементы питания будут использовать только в момент измерений и передачи данных ,учитывая низкий коэффициент саморазряда, использование одноразовых батарей позволит получить большой период работы без замены элементов питания. Номинальная ёмкость установленных батареек составляет 128,7Вт/час.

Управляющая плата и элементы питания помещаются в единый водонепроницаемый корпус.

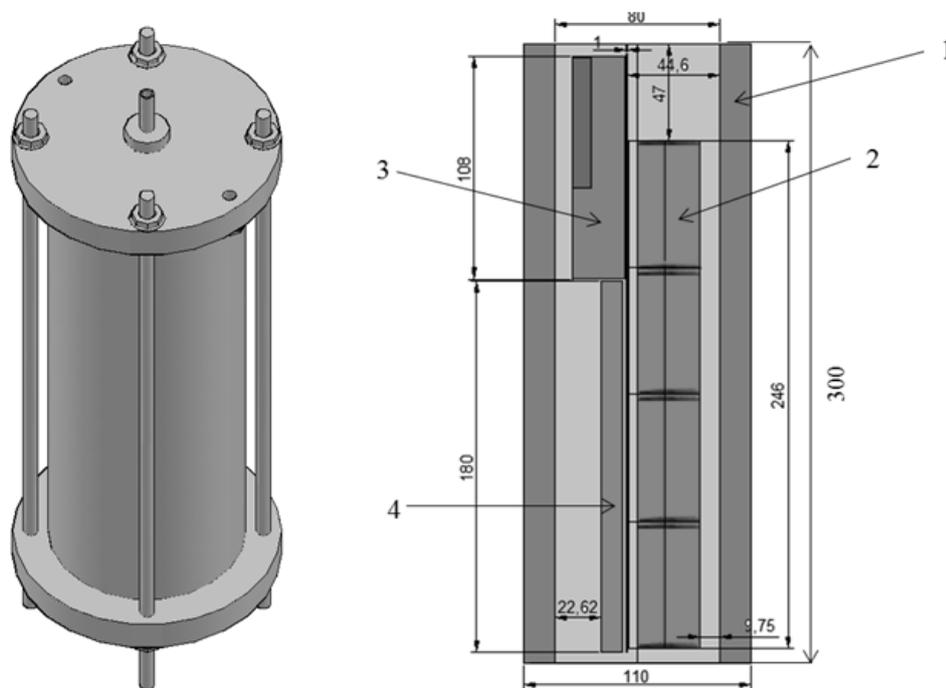


Рисунок 3. Внешние изображение корпуса

И внутренняя компоновка элементов(все размеры указаны в мм)

1 – основной корпус(труба); 2 – элементы питания;

3 – управляющая плата с sd-картой; 4 – фиксирующая стенка.

Из расчета того что корпус должен выдерживать давление на глубине 500 метров и с возможным усовершенствованием системы до глубины 1000 метров в качестве материала для корпуса была использована труба ДА16(дюраль-алюминиевый сплав) со следующими параметрами: внутренний диаметр 80 мм, внешний диаметр 110, толщина стенок 15 мм. Допустимое рабочее давление в прямой трубе таких размеров составляет 19,71 Мпа(эквивалентно 1944 метрам глубины.)

В конечном виде по функциональности устройство похоже на записывающий модуль «miniSVP» за исключением того момента что данный модуль может быть подключен к любому ИСЗ или комплексному датчику используемому при гидрографических работах. Расчетная глубина погружения составляет 500 метров а общий вес устройства порядка 6 кг. Данной устройством позволяет получать вертикальное распределение скорости звука в воде с использованием обычно измерителя скорости звука без необходимости приобретения отдельно профилометра.

Библиографический список

1. Корякин Ю.А. Гидроакустические системы // Сб. «Наука Санкт-Петербурга и морская мощь России», СПб: Наука, 2002.
2. ValeportMiniSVS [Электронный ресурс] /Seatronics – Режим доступа : <http://www.seatronics-group.com/assets/uploads/resources/2011/2/2b32a596-2aeb-493f-a296-4051d328da26.pdf>, свободный.
3. Википедия[Электронный ресурс] – Режим доступа : http://ru.wikipedia.org/wiki/Скорость_звука, свободный.
4. Губин Н.А., Ченский Д.А., Ченский А.Г. Автоматизированная установка для градуировки измерителей скорости распространения звука в воде// Вестник Иркутского государственного технического университета. 2016. № 2 (109).– С. 17-23.
5. Губин Н.А., Ченский Д.А., Ченский А.Г. Автоматическая система определения координат автономной донной станции //сборник: Современные проблемы радиоэлектроники и связи Материалы XII Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. Иркутский национальный исследовательский технический университет. 2013. –С. 24-28.

РАСЧЕТ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ БАЗОВОЙ СТАНЦИИ

Куклин В.Л., Агарышев А.И. -научный руководитель
aai.irk@mail.ru

Введение. Основными критериями выбора места расположения базовых станций (БС) являются особенности рельефа местности, установка БС в самой высокой точке предполагаемой зоны покрытия и наиболее удаленное место установки антенны от переизлучающих объектов. Следует помнить, что если слишком высоко поднять антенну, например, на высокий холм, то могут появиться так называемые «зоны полутени» вблизи БС, а также вызванные влиянием диаграммы направленности, обусловленные минимумами под большими углами БС[1].

В данном примере рассматриваются несколько наиболее подходящих мест для расположения БС. Так же будет произведен прогноз уже функционирующей БС с целью сравнения теоретических расчетов и практических измерений. Потенциальное место расположения базовой станции в Октябрьском районе г. Иркутска показано на рис. 1. Данный вариант обуславливается большей высотой здания по отношению к другим объектам.



Рисунок1. Расположение базовой станции по ул. Депутатская

Выбор антенной системы. В данном примере используется направленная панель, имеющая следующие характеристики: коэффициент усиления $G=17$ дБ, максимальная мощность $P=600$ Вт, диапазон частот 870 – 960 МГц, поляризация вертикальная. Диаграммы направленности (ДН) представлены на рис. 1 и азимутальной плоскости описывается выражением, где $Q = \theta - \theta_{max}$ [1]:

$$F(Q) = \sin(5 \cdot 10^{-4} knd \sin Q) \cos Q / n \sin(5 \cdot 10^{-4} kdsin Q), \quad (1)$$

где n – число вибраторов в антенне БС (6 шт.), d – расстояние между вибраторами (30см), $\kappa=2\pi/\lambda$, $\lambda=c/f$, c – скорость света, $f= 865$ МГц.

ДН в вертикальной выражается, где α – параллельный Земле угол, а смысл символов тот же самый ($\alpha = \pi/36$ – наклон башни от вертикали):

$$F(\alpha) = \sin \left[\left[4 \left[\cdot 10 \right] (-3) \right] k n d \sin(\alpha + \pi/36) \right] \cos(\alpha + \pi/36) / n \sin \left[4 \cdot 10^{-3} k d \sin(\alpha + \frac{\pi}{36}) \right] \quad (2)$$

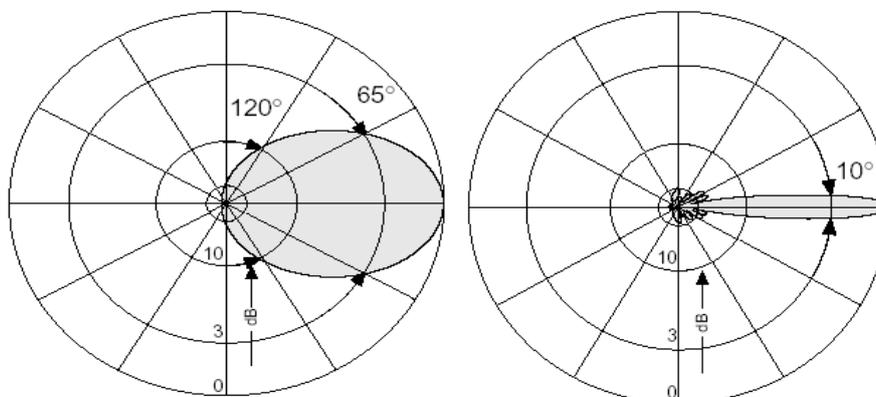


Рисунок 2. Диаграмма направленности антенны в азимутальной (слева) и вертикальной (справа) плоскостях

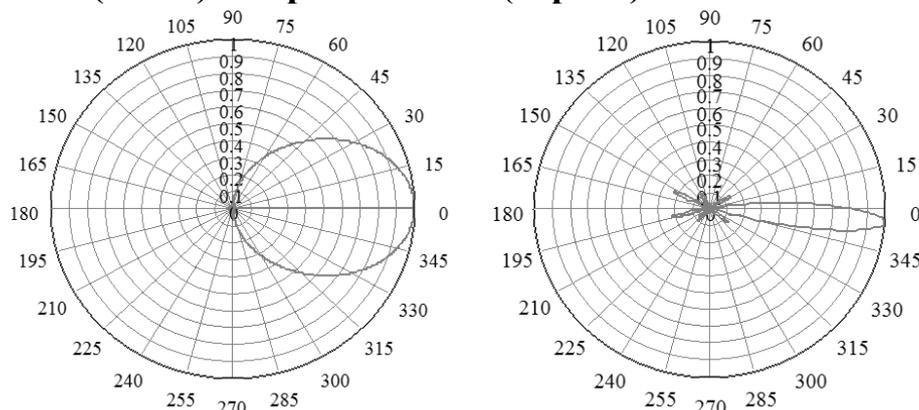


Рисунок 3. Диаграмма направленности антенны в азимутальной (слева) и вертикальной (справа) плоскостях (данные измерений)

Выражение ДН требуется для описания поля УКВ. В пункте радиопередатчик может иметь напряженность электрического поля, которую можно рассчитать коэффициентом направленного действия (КНД) по отношению к изотропному излучателю. В связи с широким применением диапазона УКВ более рационально характеризовать условия приема мощностью, создаваемой на входе приемного устройства. Для этого надо знать КНД антенны, который рассчитывается (пусть приближенно) по следующей формуле:

$$КНД \approx 32000 / (Q_{0.5} * a_{0.5}),$$

где $Q_{0.5}$ и $a_{0.5}$ – ширина главного лепестка в горизонтальной и вертикальной плоскостях по уровню 0,5 от максимальной мощности, что соответствует уровню 0,707 по напряженности поля нормированной диаграммы направленности. Зная коэффициент усиления антенны расчет КНД можно произвести по следующей формуле:

$$G = 10 \lg(KHD),$$

где G – коэффициент усиления антенны. Наглядное представление о распределении энергии волн дает амплитудная характеристика направленности от направления в пространстве. Направление определяется азимутальным (Q) и меридиональным (α) углами сферической системы координат, как это показано на рис. 1. Графическое изображение характеристики направленности называют диаграммой направленности.

Расчет для свободного пространства. Для рассмотрения рельефа местности требуется построить профиль направления радиотрассы, для которой производится расчет. Для примера произведем расчет на примере профиля 2 базовой станции № 1. Трассы распределения радиоволн пролегают по линиям, соединяющим точку расположения стационарной передающей антенны (БС) в направлении максимума к перемещающейся мобильной приемной антенной. Профиль 1 представлен на рис.3. Для начала нужно выбрать нулевой уровень отсчета высоты. В данном случае этот уровень равен 460 м над уровнем моря. Высота подвеса антенны БС равна 30 м, высоту антенны МС относительно земли будем считать равной 1,7 м.

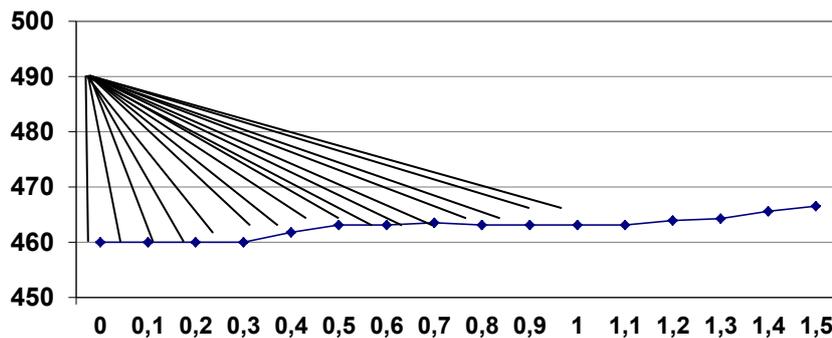


Рисунок 4. Зависимость наклонной дальности (r) от высот и обычной дальности

Расчет делается по формуле 1.12, где $L_O = P_A / P_B$:

$$L_O = (4\pi)^2 r^2 / \lambda^2 D_A D_B, \quad (3)$$

где D_A, D_B коэффициенты усиление передающей и приемной антенн.

Потери передачи в свободном пространстве, выраженные в логарифмической мере, дБ:

$$L_B = 35.45 + 20 \lg f + 20 \lg r - \lg D_A - \lg D_B. \quad (4)$$

Полезно также рассмотреть эмпирические методы расчета[1]. Это две расчетные модели дающие средние значения потерь на трассе БС – подвижный объект, но с учетом дополнительного затухания, обусловленного препятствиями. Важным достоинством методов является, что он описывается несложными выражениями, пригодными для проведения измерений. Но главный недостаток методов, поскольку методы Окамуры–Хата, которые предполагает измерение L_{OX} , и Олсбрука–Парсонса, где предполагается измерение L_{OP} , отличны между собой.

Метод Окомуры – Хата. Этот метод был разработан на основе данных измерений уровней сигнала от передатчика в нескольких частотных диапа-

зонах в Токио и его пригородах. Результаты измерений обобщены и позволяют получить эмпирическую формулу для средних потерь при распространении L_{OX} , дБ. Выбор этого метода, следовательно, наиболее предпочтителен для урбанизированных областей, где расстояние анализа относительно невелико (меньше чем 30 км), эффективная высота передающей антенны – меньше 200 м, эффективная высота приемной антенны – меньше 10 м, и местность относительно плоская. Применение этого метода для других случаев при больших расстояниях может оказаться неприемлемым.

Так как расчет производится для зоны обслуживания БС г. Иркутска стандарта GSM900, необходимо расширение частотного диапазона для метода Хата. Это модель известна Хата/Дэвидсона/Эпштейна–Петерсона и применяется в виде экстраполяции кривых к частотам от 30 до 1500 МГц. После определения потерь на трассе, пользуясь моделью Хата, применяют уравнение, чтобы корректировать потери для $f=900$ МГц [1].

В дополнение к исправлениям, сделанными Дэвидсоном, эта модель включает дополнительные затухания на трассе из-за дифракционных потерь на рельефе, но в данном проекте потери на рельеф не учтены, так как предполагаемые места установки БС находятся на относительно плоской поверхности. Для квазиплоского города когда потери дифракционные потери равны нулю, основная формула, позволяющая рассчитать потери передачи, упрощается. В соответствии с данным методом основные потери на трассе для городских зон определяются следующей формулой:

$$L_{ox} = 69,55 + 26,15 \lg f - 13,82 \lg Hb - aHm + (44,9 + 6,55 \lg Hb) \log d, \quad (5)$$

где f – частота в МГц, Hb – высота антенны базовой станции, превышающая среднюю высоту рельефа в направлении анализируемой трассы 30 м, aHm – поправочный коэффициент, d – расстояние от передатчика до приемника, км. Выражения для aHm различны для крупных и средних городов. Для города средних размеров

$$aHm = (1,1 \lg f - 0,7)Hm - 1,56 \lg f - 0,8 . \quad (6)$$

Для большого города появляется от частотных диапазонов:

$$aHm = 8,29(\lg 1,54Hm)^2 - 1,1, \text{ для } f \leq 200 \text{ МГц}, \quad (7)$$

$$aHm = 3,2(\lg 11,75Hm)^2 - 4,97, \quad \text{ для } f \leq 400 \text{ МГц}, \quad (8)$$

где Hm – высота антенны мобильной станции относительно земли ($\approx 1,7$ м). Для пригородных областей городские потери, рассчитанные выше, корректируются следующим образом:

$$L\Gamma = L - 2(\lg(f/28))^2 - 5,4, \quad (9)$$

для сельских квазиоткрытых участков:

$$Lk = L - 4,78(\lg f)^2 + 18,33 \lg f - 35,94, \quad (10)$$

для открытых участков:

$$Lo = L - 4,78(\lg f)^2 + 18,33 \lg f - 40,94 \quad (11)$$

После определения потерь на трассе, используя модель Хата, применяется следующее уравнение модели Хата/Дэвидсона/Эпштейна – Петер-

сона для расширения диапазона метода Хата, т. к. расчет ведется для $f=900$ МГц, а поправочные коэффициенты Хата справедливы на $f \leq 400$ МГц:

$$L_{H-D} = L_{HATA} - (f / 250) \lg (1500 / f) \quad (12)$$

где L_{HATA} – потери на трассе в дБ, определенные по методу Хата, L_{H-D} – потери на трассе в дБ с расширением Davidson к методу Хата, f – частота в МГц. Для расчета воспользуемся выражением (5) и поправочным коэффициентом для города средних размеров (6), затем скорректируем потери для пригородной зоны по формуле (9). Результаты расчета в дБ методом Хата с учетом расширения спектра приведены в табл. 5.7.

Метод Олсбрука – Парсонса. Разработанная американцами Олсбруком и Парсонсом модель позволяет предсказать основные потери передачи. Эти потери включают в себя потери передачи в свободном пространстве, потери распространения над плоской землей, дифракционные потери, обусловленные характером рельефа местности под городской застройкой, причем эти потери рассчитываются в предположении отсутствия застройки любым из известных методов.

Основные потери передачи L , дБ, выражаются следующей формулой:

$$L_{OP} = L_f + [(L_P - L_F)^2 + L_D^2]^{1/2} + L_B, \quad (13)$$

где L_F – потери передачи в свободном пространстве, L_P – потери распространения над плоской землей, L_D – дифракционные потери, L_B – потери, вызванные городской застройкой.

Потери распространения над плоской землей, дБ:

$$L_P = 120 - 20 \lg (Hm) - 20 \lg (Hb) + 40 \lg r, \quad (14)$$

где Hm – высота мобильной антенны (в данном случае 1,7 м), Hb – высота стационарной антенны (в данном случае 30 м).

Потери, вызванные наличием городской застройки, дБ:

$$L_B = 20 \lg [(h_0 - h_m) / \sqrt{d\lambda}] + 16, \quad (15)$$

где λ – длина волны, м, d – эффективная ширина улицы, на которой расположена мобильная антенна, (в данном случае 8 м), h_0 – средняя высота домов вблизи мобильной антенны (в данном случае 10 м).

Так как рельеф местности в предполагаемом месте установки БС относительно плоский, то дифракционные потери принимаем равными нулю. Тогда выражение (16) упрощается и принимает вид:

$$L_I = L_F + L_B. \quad (16)$$

Рассчитаем основные потери по модели Олсбрука–Парсонса, используя выражение (16), а также, пользуясь выражением (14) рассчитаем потери в свободном пространстве с целью сравнения с практическими измерениями (L). Результаты расчета представлены в таблице, где найдены потери в зоне расположения МС через каждые 100 м. В этой таблице представлены расчеты по методу Окомуры–Хата и расчеты по программе L_2 [2].

В расчетах программе и расчетах по формуле учтена диаграмма направленности БС согласно (1) и (2). В этой же таблице приведены раз-

ности (L_2-L), (L_P-L) и (L_B-L), где L измеренные селективным измерителем излучения электромагнитных полей Narda SRM-3000, L_P – расчетные потери распространения над плоской землей, L_B – расчетные потери распространения в свободном пространстве.

Модели Олсбрука – Парсонса и Окомуры – Хата ($L_{ОП} < L$) и ($L_{ОХ} < L$), т. е. много больше реально наблюдаемых в данном случае поглощаемых доз электромагнитной энергии. Для формулы Введенского $L_P < L$, что также было больше реально наблюдаемых доз энергии.

Таблица. Результаты расчетов методом Олсбрука – Парсонса, Окомуры–Хата, по программе L_2 [2], по формуле Введенского L_P , для свободного пространства L_B и сравнение с реальными измерениями L

R, км	$L_{ОП}$, дБм	$L_{ОХ}$, дБм	$L_2 - L$	L_P , дБм	$L_P - L$	L_B , дБм	$L_B - L$	L , дБм
0,1	-85,9	-49,6	-1,5	-43,5	4,6	-43,0	5,1	-48,1
0,2	-91,9	-57,0	-0,8	-51	5,2	-50,0	6,2	-56,2
0,3	-95,4	-59,6	-3,6	-55,5	0,5	-54,1	1,9	-56,0
0,4	-97,9	-64,4	-5,4	-58,4	-2,4	-56,6	-0,6	-56,0
0,5	-99,8	-68,7	-2,7	-61,2	-3,2	-58,5	-0,5	-58,0
0,6	-101,4	-73,0	-2,4	-63,3	-3,3	-60,1	-0,1	-60,0
0,7	-102,8	-76,7	-1,7	-65,2	-2,6	-61,4	2,6	-63,0
0,8	-103,9	-79,9	-1,9	-66,5	-2,5	-62,6	1,4	-64,0
0,9	-104,9	-82,7	-1,5	-67,7	-1,7	-63,6	2,4	-66,0
1	-105,9	-85,2	-1,7	-68,6	-1,6	-64,5	2,5	-67,0
1,1	-106,7	-87,4	-1,2	-69,8	-1,8	-65,4	2,6	-68,0
1,2	-107,4	-89,5	-1,2	-70,7	-1,7	-66,1	2,9	-69,0
1,3	-108,1	-91,4	-0,4	-71,4	-0,4	-66,8	4,2	-71,0
1,4	-108,8	-93,1	-1,4	-72,2	-0,2	-67,5	4,5	-72,0
1,5	-109,4	-94,8	-1,4	-73,3	-0,3	-68,1	4,9	-73,0
1,6	-110,0	-96,3	-1,4	-75,1	-1,1	-68,6	5,4	-74,0
1,7	-110,9	-97,7	-1,7	-77,6	-1,6	-69,1	6,9	-76,0
1,8	-112,0	-99,1	-1,1	-79,2	-2,2	-69,6	7,4	-77,0
1,9	-113,2	-100,4	-2,0	-82,1	-3,1	-70,1	8,9	-79,0
2,0	-114,4	-101,6	-2,2	-85,0	-5,0	-70,6	9,4	-80,0

Таким образом, в результате программа [1] оказывается лучше в данном случае для описания реального вблизи базовых станций, что подтверждается $L_2 \leq L$, в то время $L_B > L$, что соответствует потерям в свободном пространстве.

Получение пороговых потерь от базовых станций. В данной задаче необходимо определить, в каких точках трассы распространения радиоволн средние потери не будут превышать пороговых значений, т. е. когда уровень поля соответствует предельному уровню, достаточному для приема базовой станции (БС). Эти уровни определились с учетом следующих факторов: 1) уровень чувствительной антенной БС (17 дБ); 2) уровень

ослабления антенно-фидерным трактом БС и МС; 3) уровень ослабления в «голове» (≈ 3 дБ); 4) пороговое значение средних потерь в направлении от БС к МС (100дБм).

В результате программа [2] оказывается лучше в данном случае для описания реального электромагнитного поля вблизи БС. Это проиллюстрировано на рисунке 5, где внешняя граница определяется результатами расчетов по программе [2] (темная внешняя граница – начало координат), метод Окомуры – Хата (светлая внешняя – начало координат), метод Олсбрука – Парсонса (темной граница – начало координат).

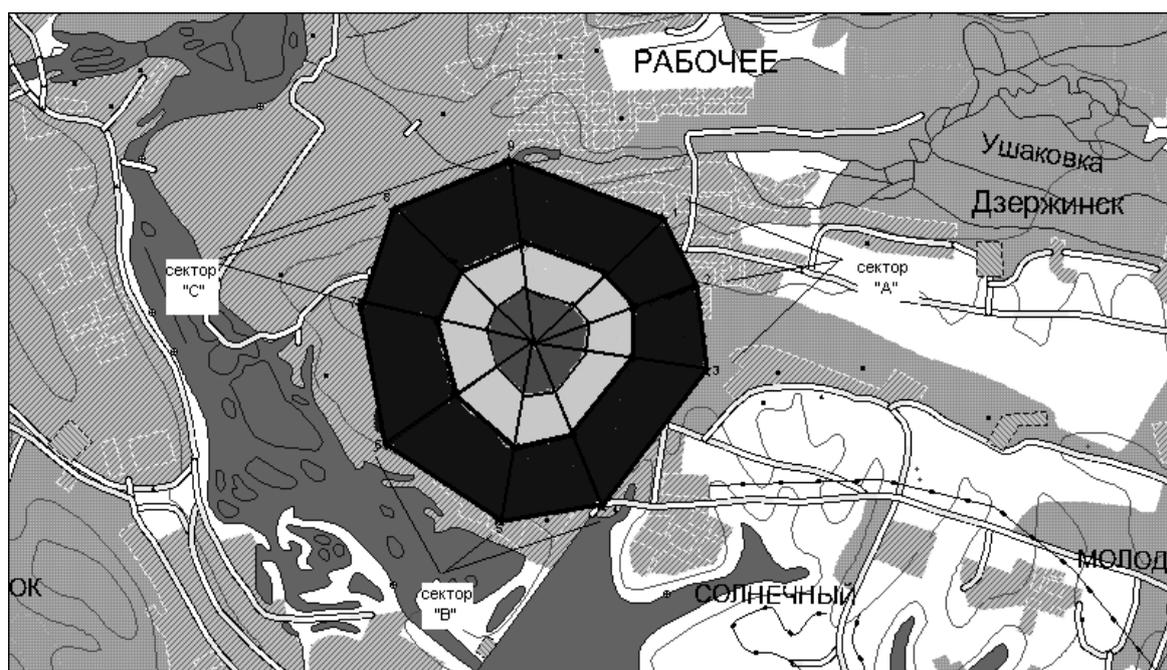


Рисунок 5. Карта зоны покрытия для базовых станций

Выводы. Таким образом, расчеты по программе [2] применяются в данном случае для прогноза интенсивности электромагнитного поля на территории вблизи базовой станции поскольку внешний край лучше соответствует темная границе расчетов ослаблений напряженностей поля от дальностей. Это вызвано недостаточно высокой плотностью зданий, которые в основном деревянные, а также ровной поверхности рельефа отраженной волны, где прямая волна не поглощается и с положением отраженной волны, где наблюдается значительное затухание электромагнитной энергии.

Библиографический список

1. Весоловский К. Системы подвижной радиосвязи. – М.: Горячая линия-Телеком, 2006. – 536 с.
2. Программа расчёта напряжённостей поля радиоволн УКВ диапазона на основе двухлучевой интерференционной модели формирования поля. Авторы: Агарышев А.И., Куклин В.Л. Свидетельство о государственной регистрации программ для ЭВМ №2912660693. Зарегистрировано в реестре программ для ЭВМ 28 ноября 2012 г.

ИЗМЕРЕНИЯ И НАСТРОЙКА МОЩНОСТИ ПЕРЕДАТЧИКОВ ЦИФРОВОГО НАЗЕМНОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ (ЦНТВ)

Ушаков В.В., Просвирыков А.С., Просвирыкова Л.В. – научный руководитель
ФБГОУ ВО «ИРНТУ», ФБГОУ «ИОРТПЦ»
reirem@istu.edu

В данной статье рассмотрен алгоритм измерений и настройки мощности передатчиков цифрового наземного телевизионного вещания.

После открытия радиоволн и изучения их распространения человечество столкнулось с непреодолимой проблемой: первоначальная энергия сигнала, которая была на выходе передатчика, будет уменьшаться при распространении в любой среде. Иными словами сигнал будет затухать. Главным негативным следствием этого процесса является сложность в приеме сигнала, т.е. если энергия сигнала на выходе канала связи будет меньше некоего уровня (порога чувствительности приемника), то зона уверенного приема сигнала может быть меньше необходимой.

В качестве объекта измерений была выбрана схема, представленная на рис.1

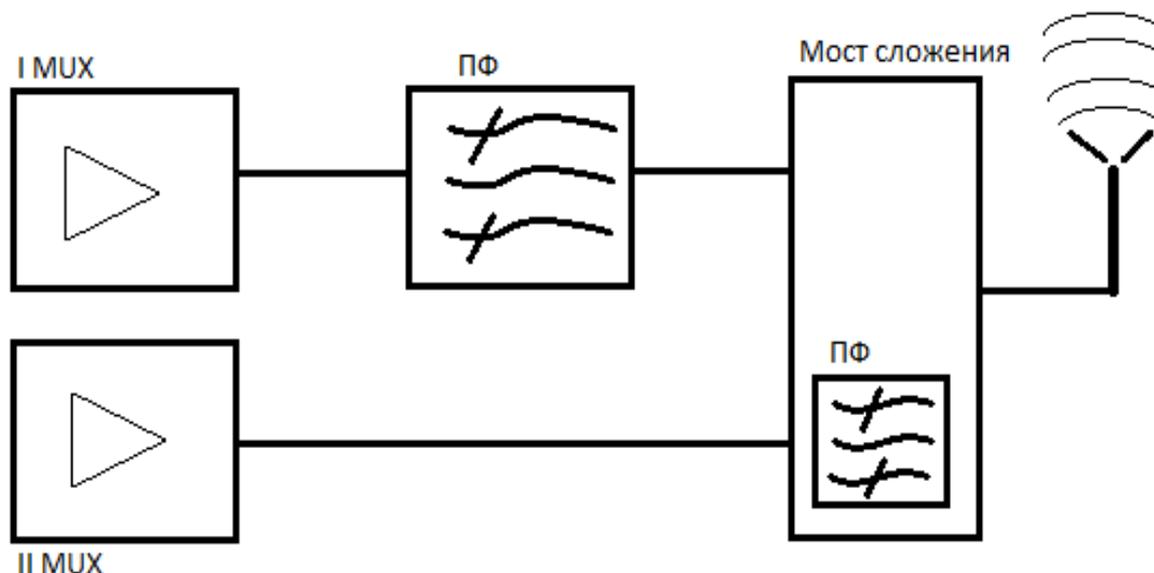


Рисунок 1. Схема соединения передатчиков

При работе двух передатчиков на мост сложения и одну антенну происходит затухание сигнала. Выходной сигнал I MUX (38ТВК) проходит через полосовой фильтр (в котором происходит затухание) и подаётся на мост сложения (в котором так же происходит затухание). Выходной сигнал II MUX (57ТВК) подаётся сразу на мост сложения, который имеет встроенный полосовой фильтр (здесь также будет наблюдаться затухание).

Согласно ETSI TR 101 290 v1.2.1 «Цифровое телевизионное вещание: Руководство по измерениям для DVB систем» затухание излучаемого сигнала должно быть не более 3дВ по мощности. Для получения стабильного сигнала, необходимо задавать более высокую выходную мощность на передатчике. Излучаемая мощность регламентируется лицензией, поэтому не допускается превышение разрешённого значения. Исходя из вышеизложенного, необоснованное увеличение мощности на передатчиках может привести к нарушениям, которые в свою очередь ведут к административным взысканиям.

В данной статье рассмотрен алгоритм измерений и настройки мощности передатчиков ЦНТВ формата T2 на примере маломощных ретрансляторов. Заявленная излучаемая мощность каждого передатчика 100Вт.



Рисунок 2. Ответвитель IV –V диапазона

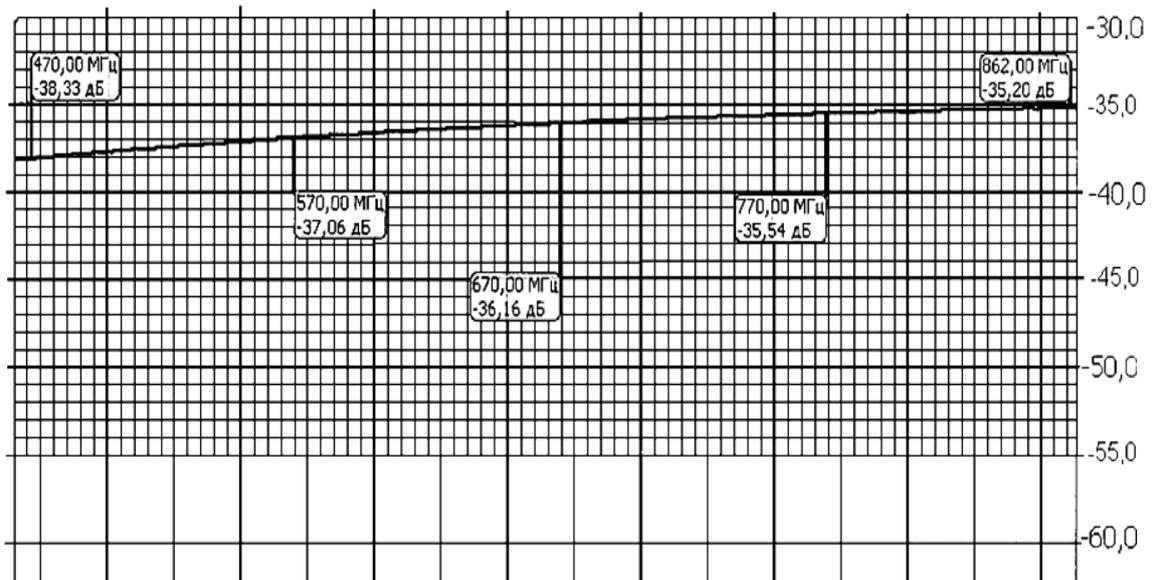
Измерение производится до антенно-фидерного устройства (АФУ), так как затухания в фидере и антенне устанавливаются опытным путем, затем уточняются с помощью типовых расчетов. Полученные данные учитываются при проектировании новых объектов.

Для измерений выходного сигнала был использован прибор – ТВ анализатор Rohde-Schwarz ETL. Датчик мощности который входит в состав ТВ анализатора рассчитан на выходную максимальную мощность 300mW для этого использовался ответвитель IV – V диапазона. Необходимо установить какие затухания будут на ответвителе для этого произведены измерения прибором «Измеритель модуля коэффициента передачи и

отражения P2M-04». Ниже на графике показана зависимость ослабления

Направленный ответитель 4-5 диапазона №110107

27.01.2011 16:15:20 2:S21 Ампл. лог. (дБ) Переходное затухание петли «Падающей».



сигнала по мощности от частоты.

Рисунок 3. График частотного затухания ответителя III – IV диапазона

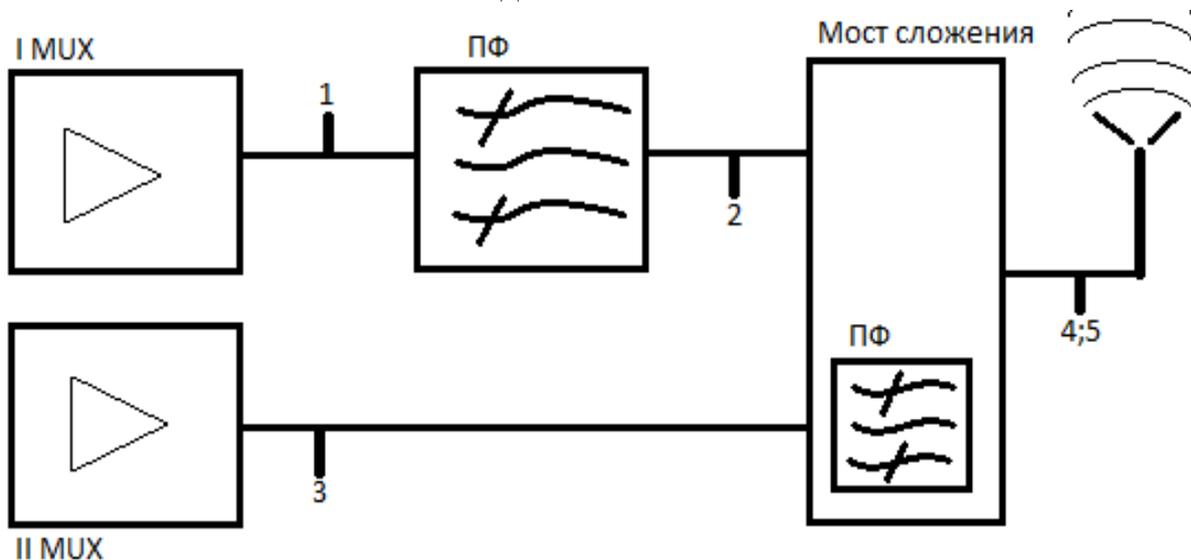


Рисунок 4. Места проводимых измерений

На рисунке 4 показаны цифрами места, где будут производиться измерения. Чтобы выделить влияние моста сложения на каждый сигнал, измерения в точках 4 и 5 проводились отдельно, а также по частоту.

Результаты измерений приведены в таблице 1.

Таким образом, из произведенных измерений видно, что затухание 38 ТВК 1,05 дБ, а затухание 57 ТВК 1,9 дБ. Если перевести в мощность получается, что 38 ТВК теряет 1,27 Вт, а 57ТВК теряет 1,55 Вт при прохождении через устройство сложения и удовлетворяет требованиям ETSITR 101 290 v1.2.1«Цифровое телевизионное вещание: Руководство по измерениям для DVB систем». Следовательно, данный метод измерения позволяет выявить затухание сигнала не соответствующее предельному допустимому уровню.

Таблица 1. Измерение затухания мощности 38 и 57 телевизионного каналов

№ измерения	Центральная частота цифрового ТВ канала (МГц)	Выходная мощность цифрового телевизионного передатчика (Вт)	Затухание (дБ)
1	610	100	0
2	610	100	0,2
3	762	100	0
4	762	100	1,9
5	610	100	0,85

Библиографический список

1. ETSITR 101 290 v1.2.1 «Цифровое телевизионное вещание: Руководство по измерениям для DVB систем»
2. Правила технической эксплуатации средств цифрового телевизионного вещания в стандарте DVB-T2. Утверждены приказом РТРС от 21.06.13 №70, Москва 2013г.
3. Руководство по эксплуатации измерителя модуля коэффициента передачи и отражения P2M-04. Часть 3 ЖНКЮ.468166.002РЭ2. ЗАО «НПФ Микран», 2011г.
4. Руководство по эксплуатации анализатора спектра телевизионных сигналов Rohde-Schwarz ETL 1-3 части. Rohde&Schwarz, Мюнхен (Германия) 2013г.

КООРДИНАТЫ И ВЫСОТЫ ДВУХЧАСТОТНЫХ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ ПРИЕМНИКОВ С УЧЕТОМ СУТОЧНЫХ ВАРИАЦИЙ ИОНОСФЕРЫ

Симоненко А.М.
ФГБОУ ВО "ИРНИТУ"
Sima92@ya.ru

В настоящее время для определения координат различных объектов широко используются глобальные радионавигационные системы GPS и ГЛОНАСС, COMPASS, основанные на приеме радиосигналов от искусственных спутников земли (ИСЗ) [1–3]. Самым основным источником погрешностей определения координат объектов в этих системах является групповое запаздывание радиоволн при прохождении через ионосферу Земли. Эти задержки больше задержек, соответствующих прямолинейному распространению радиоволн в свободном пространстве и зависят от большого числа факторов, таких как время суток, день года, уровень активности Солнца, местоположение НКА и АП. Для коррекции этого запаздывания используются методы, основанные на задании зависимости плотности электронов $N_{\text{от}}$ высоты h в точке, где прямая, соединяющая ИСЗ и приёмник, пересекает главный максимум N , соответствующий слою $F2$ ионосферы [4–6]. Задержки в приемниках GPS корректируются с использованием простой формулы [4], которая получена сравнительно давно и не отражает многие важные особенности реальной среды распространения радиоволн. В частности, мало внимания уделялось исследованиям влияния изменений вертикальных $N(h)$ -профилей вдоль указанной выше прямой на групповые задержки радиоволн, в том числе не исследовано влияние положения переходной области ионосферы ночь–день (день–ночь) на эти задержки.

Цель работы заключается в исследовании влияния переходной области ионосферы ночь–день (день–ночь) на эти задержки и представлении результатов измерений значений случайных отклонений координат и высот двухчастотных радиоприёмников СРНС от средних значений координат и высот, а также в анализе этих результатов.

Методика эксперимента. Измерения проводились спутниковыми геодезическими GNSS/GPS приемниками JavadSigma, подключенным к ПК с помощью специально разработанной программы и установленными на двух различных геодезических пунктах с известными координатами. Пункты находятся в г. Иркутске на расстоянии порядка 9 км друг от друга. Полагается, что приемники находятся в одинаковых условиях возмущения ионосферы. Первый пункт IKRU находится на базе Восточно-Сибирского аэрогеодезического предприятия и является пунктом фундаментальной-астрономо-геодезической сети "Иркутск". Второй пункт IRKJ расположен на базе Восточно-Сибирского филиала ФГУП «ВНИИФТРИ» и является пунктом мировой сети. Данные пункты прошли государственную серти-

фикацию, и их геодезические координаты в системе WGS-84 были определены с точностью до десятых долей миллиметра. Данные с приемников были зарегистрированы в универсальном формате RINEX и обработаны при помощи специальной программы Pinnacle. Пример регистрации экспериментальных данных для одного из сеансов приведён в таблице 1.

Таблица 1. Пример регистрации данных радиоприёмников СРНС

SITE	MM/DD/YY	HH:MM:SS	SVs	PDOP	LATITUDE	LONGITUDE	HI
IRKJ	07/23/12	00:00:00	17	1,2	N52,21903513	E 104,31618246	503,175
IRKJ	07/23/12	00:00:30	17	1,2	N52,21903323	E 104,31618288	503,231
IRKJ	07/23/12	00:01:00	17	1,9	N52,21903377	E 104,31617713	504,150
IRKJ	07/23/12	00:01:30	17	1,6	N52,21903698	E 104,31617790	503,449
IRKJ	07/23/12	00:02:00	17	1,8	N52,21903633	E 104,31617790	503,666
IRKJ	07/23/12	00:02:30	17	1,7	N52,21903631	E 104,31617838	503,526

В таблице 1 использованы следующие обозначения: SITE – наименование пункта измерений; MM/DD/YY – дата измерений (месяц, день, год), HH:MM:SS – время UTC (часы, минуты, секунды); SVs – количество наблюдаемых спутников; PDOP – геометрический фактор точности; N, E – значения широты и долготы (доли градуса); H – высота приёмной антенны над уровнем моря, м.

Методика обработки экспериментальных данных. Из таблицы 1 видно, что для сеанса длительностью ≈ 30 с измеренные значения географических координат практически не меняются, а отклонения измеренных высот от средней высоты для этого сеанса не превышают 50 см. Однако отличия этих характеристик от сеанса к сеансу существенно превышали их отличия внутри сеансов. Поэтому для каждого сеанса с номером j определялись средние значения долготы E_j , широты N_j и высоты H_j , которые подвергались дальнейшей обработке, в результате которой определялись средние значения E_c, N_c, H_c , а также отклонения от этих средних $\Delta E_j = E_j - E_c, \Delta N_j = N_j - N_c, \Delta H_j = H_j - H_c$. Сглаживание экспериментальных зависимостей производилось с интервалом 60 минут. Для обработки данных был выбран магнитоспокойный день с 00.00 до 24.00 по UTC 24.07.2012 года. Были обработаны массивы данных с двух приемников, работающих синхронно.

На следующем этапе исследований строились зависимости измеренных значений $\Delta E_j, \Delta N_j, \Delta H_j$ от времени, по виду которых был сделан вывод о присутствии существенных флуктуаций координат (особенно высоты) в утренние и вечерние часы при переходе «день-ночь» и влияния этих факторов на точность местоопределения АП. Предполагалось что два одинаковых приемника работали в одинаковых условиях в непосредственной близости друг от друга с одинаковым интервалом измерений 30 секунд.

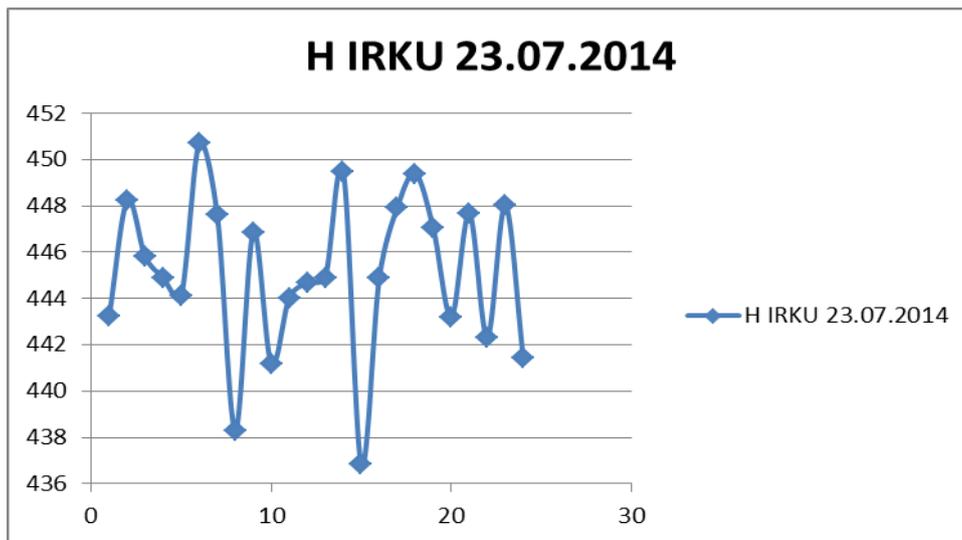


Рисунок 1

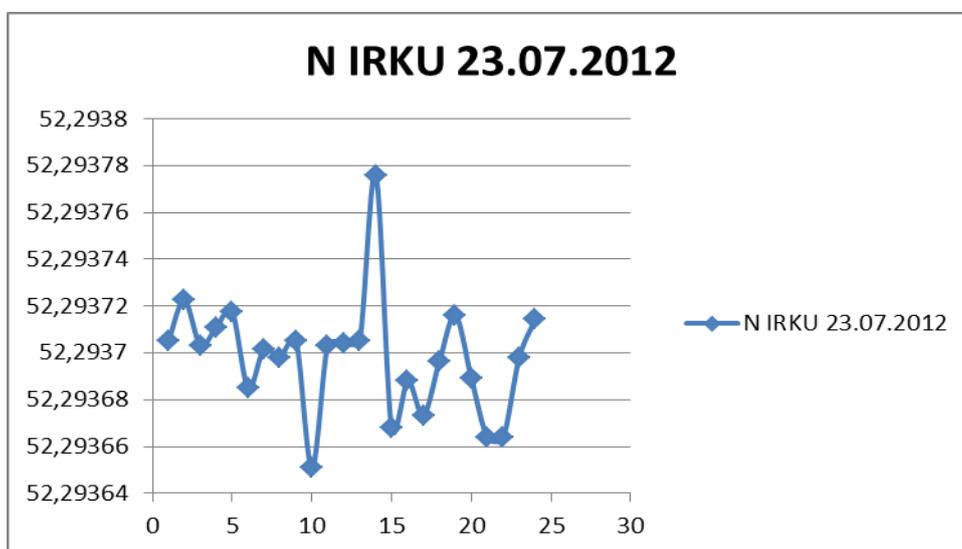


Рисунок 2

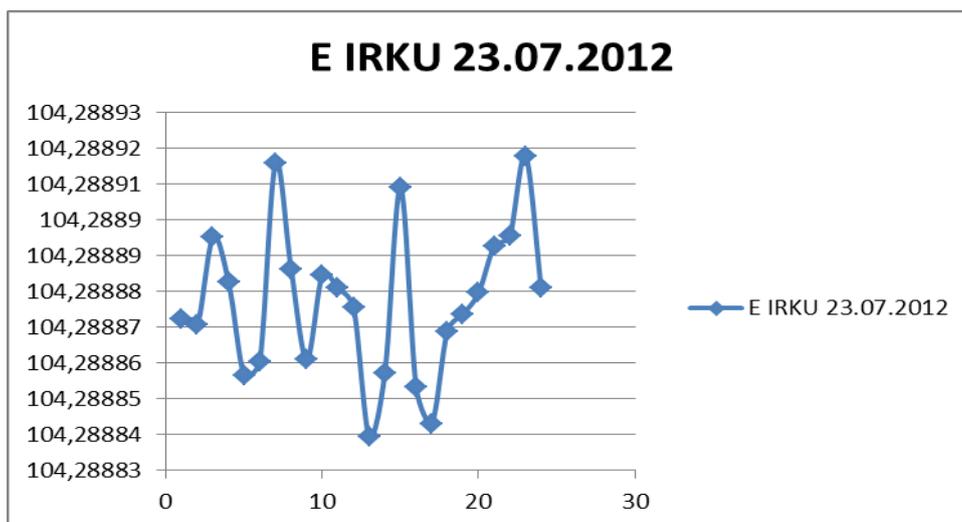


Рисунок 3

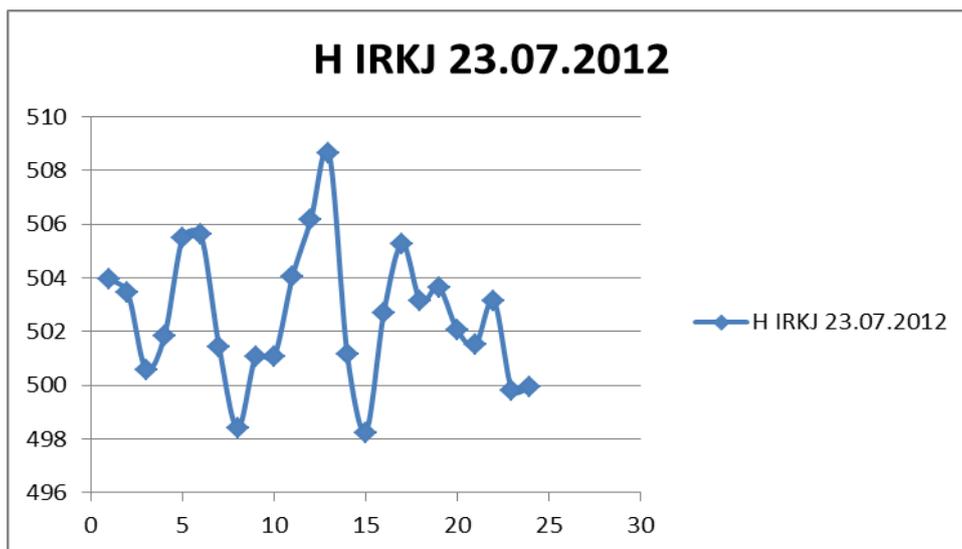


Рисунок 4

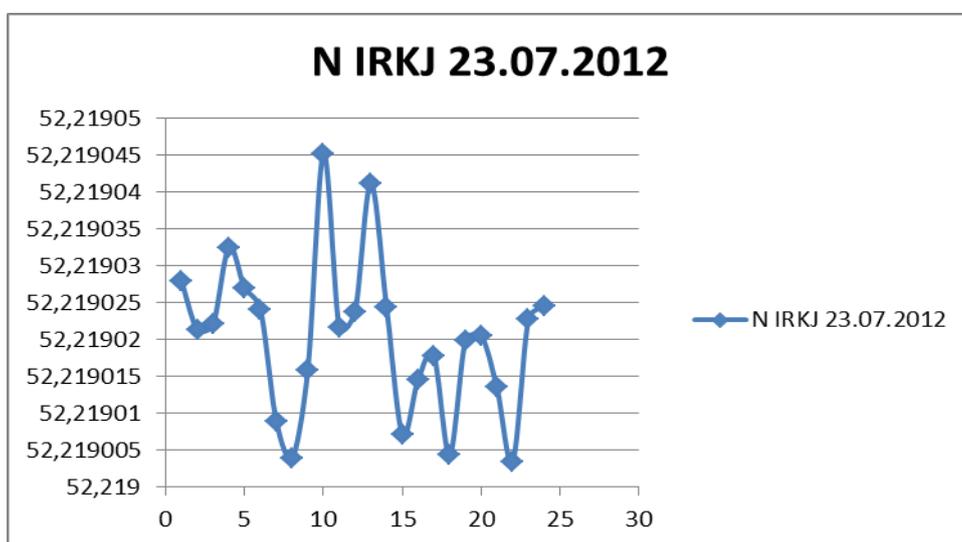


Рисунок 5



Рисунок 6

Обсуждение полученных результатов. Рисунки 1-5 показывают увеличение случайных отклонений измеренных координат и высот в одинаковые

интервалы суток на пункте IRKU, которые возникают в интервале от 14.00 до 15.00. Так как время UTC отличается от местного Иркутского времени на 8 часов, то данное распределение приходится на 23.00 (вечернее время). Максимальные отклонения от среднего значения составляют порядка 8 м по высоте. При рассмотрении зависимостей высоты, широты и от времени суток на пункте IRKJ (рисунок 4-6) максимальные флуктуации возникают так же в вечерние часы. Как видно из рисунка 6 отклонения долготы не имеет характерного провала в дневное время суток, как это обнаруживается в суточном ходе отклонений широты.

При статистической обработке данных использовались различные интервалы сглаживания 60 мин, 30 мин и 15 минут. Сравнение результатов сглаживания позволяет сделать заключение о том, что, во-первых, увеличение интервала сглаживания вызывает заметное изменение характера суточного хода случайных погрешностей координат, во-вторых, приводит к увеличению постоянной составляющей их СКП. При увеличении интервала сглаживания начинает проявляться влияние перемещений спутников. Кроме того, начинает сказываться присутствие тренда в суточном ходе систематических погрешностей широты и долготы. В таблице 2 представлены результаты исследований максимальных и минимальных флуктуаций координат и высот, определенных двухчастотными спутниковыми радионавигационными приемниками.

Таблица 2.

11:30:15	52,2937	104,2889	444,6912		0,0000059	-0,0000016	-0,42753	
12:30:15	52,29371	104,2888	444,9068		0,0000068	-0,0000379	-0,21195	
13:30:45	52,29378	104,2889	449,5036		0,0000777	-0,0000200	4,384778	
14:30:45	52,29367	104,2889	436,8355		0,0000304	0,0000318	-8,28323	
15:30:15	52,29369	104,2889	444,8796		0,0000103	-0,0000239	-0,23921	
16:30:15	52,29367	104,2888	447,938		0,0000250	-0,0000342	2,819207	
17:30:15	52,2937	104,2889	449,4009		0,0000019	-0,0000083	4,282138	
18:30:15	52,29372	104,2889	447,0414		0,0000177	-0,0000035	1,922608	
19:30:15	52,29369	104,2889	443,1908		0,0000091	0,0000025	-1,92798	
20:30:15	52,29366	104,2889	447,6733		0,0000343	0,0000155	2,554547	
21:30:15	52,29366	104,2889	442,3171		0,0000344	0,0000184	-2,80163	
22:30:15	52,2937	104,2889	448,0306		0,0000006	0,0000406	2,911828	
23:18:15	52,29371	104,2889	441,4159		0,0000160	0,0000038	-3,70284	
	Nc	Ec	Hc					
	52,2937	104,2889	445,1188				5,598434	max
							-8,28323	min

Таким образом, максимальные флуктуации координат и высот, определенных двухчастотными спутниковыми радионавигационными приемниками возникают в утренние и вечерние часы в момент перехода день-ночь и достигают по высоте и в плане до 8 метров.

Так же студентами кафедры РЭ и ТС НИ ФГБОУ ВО "ИРНИТУ" были проведены исследования по влиянию ионосферы в момент перехода день-ночь одночастотными спутниковыми радионавигационными приемниками GarminGPSMap. Результаты флуктуаций координат и высот представлены в таблице 3.

Таблица 3.

24.11.2009	7979,00	6795,40	473,54		52,87	-60,46	-13,27		9,775181	-6,86781	11,94659
	7984,80	6794,50	478,34		58,67	-61,36	-8,47		10,8476	-6,97005	12,89388
	7972,90	6806,00	459,61		46,77	-49,86	-27,20		8,647291	-5,66365	10,33695
	7961,90	6811,00	488,52		35,77	-44,86	1,71		6,613391	-5,09565	8,348808
	7957,00	6810,60	480,54		30,87	-45,26	-6,27		5,707381	-5,14109	7,681472
	7958,60	6807,20	472,59		32,47	-48,66	-14,22		6,003221	-5,52733	8,160273
	7964,00	6799,10	472,13		37,87	-56,76	-14,68		7,001681	-6,44749	9,518071
	7963,00	6799,80	491,53		36,87	-56,06	4,72		6,816781	-6,36797	9,328427
	7963,00	6801,00	476,86		36,87	-54,86	-9,95		6,816781	-6,23165	9,235907
	7962,00	6800,30	470,73		35,87	-55,56	-16,08		6,631881	-6,31117	9,154929
17.12.2009	7975,50	6834,70	479,71		49,37	-21,16	-7,10		9,128031	-2,40333	9,439118
	7991,00	6839,60	476,90		64,87	-16,26	-9,91		11,99398	-1,84669	12,13531
	7993,70	6847,80	476,90		67,57	-8,06	-9,91		12,49321	-0,91517	12,52669
	7994,40	6857,00	476,90		68,27	1,14	-9,91		12,62264	0,129949	12,62331
	7992,20	6861,20	476,90		66,07	5,34	-9,91		12,21586	0,607069	12,23094
	7985,80	6862,30	476,90		59,67	6,44	-9,91		11,0325	0,732029	11,05676
	7977,90	6863,60	476,90		51,77	7,74	-9,91		9,571791	0,879709	9,612131
	7957,20	6868,00	485,57		31,07	12,14	-1,24		5,744361	1,379549	5,907693
	7956,00	6865,90	484,09		29,87	10,04	-2,72		5,522481	1,140989	5,639118
	7957,00	6864,10	490,89		30,87	8,24	4,08		5,707381	0,936509	5,783705
					91,07	172,64	79,83	max	16,83836	19,61235	41,30984
					-196,63	-222,76	-37,02	min	-36,3574	-25,3051	0,353233
		Nc	Ec	hc							

Таким образом, максимальные флуктуации координат и высот, определенных двухчастотными спутниковыми радионавигационными приемниками возникают в утренние и вечерние часы в момент перехода день-ночь и достигают по высоте и в плане до 200 метров.

Выводы. Результаты работы можно использовать для совершенствования алгоритмов обработки навигационной информации и результатов измерений в приёмниках СРНС с целью повышения точности определения их координат.

Библиографический список

1. Глобальная спутниковая радионавигационная система GLONASS / Под ред. Харисова В.Н., Перова А.И., Болдина В.А. – М.: ИПРЖР. – 1998. – 400 с.
2. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. Перова А.И., Харисова В.Н.. Изд. 4-е, перераб. и доп. – М: Радиотехника. – 2010.– 800 с.
3. Кравцов Ю.А., Фейзулин З.И., Виноградов А.Г. Прохождение радиоволн через атмосферу Земли. – М.: Радиоисвязь. – 1983. – 263 с.
4. Klobuchar J.A. Ionospheric time-delay algorithm for singlefrequency GPS users IEEE Transaction on Aerospace and Electronics System.–986.–EAS23(3) –P.325–331.
5. Котьяшкин С. И. Определение ионосферной задержки сигналов в одночастотной аппаратуре потребителей спутниковой системы навигации NAVSTAR // За-рубежная радиоэлектроника. – 1989. №5. – С. 85–95.
6. Hernandez-Pajares M., Juan J.M., Sanz J. Global observation of the ionospheric electronic response to solar events using ground and LEO GPS data. // Journal of Geo-physical Research. – 1998. Vol.103. №A9. – P. 20789 – 20796.

ШИРОКОПОЛОСНАЯ НАПРАВЛЕННАЯ АНТЕННА ДЛЯ РАДИОМОНИТОРИНГА СВЧ ДИАПАЗОНА

Ушакова А.А., Подлепенец В.С.- начальник отдела развития
Российской Телевизионной Радиовещательной Сети филиала
«Иркутского Областного Радио Телевизионного Передающего Центра»
vpodlepenets@rtrn.ru

Стационарные комплексы радиоконтроля позволяют проводить панорамный спектральный и технический анализ, пеленгацию радиосигналов, обрабатывать результаты и формировать отчеты. Кроме того, они могут осуществлять контроль сетей GSM, UMTS, CDMA, TETRA, Wi-Fi, Wi-MAX, DECT и DVB-T/T2. Все стационарное оборудование имеет комплект стационарных антенн. Сложнее производить работы при выезде «в поле». Там необходима мобильность и портативность аппаратуры.

Сейчас можно наблюдать общую тенденцию снижения габаритов измерительного оборудования СВЧ-диапазона. В портативном исполнении появляются приемники, анализаторы спектра и вспомогательные компоненты, позволяющие работать на частотах до 40 ГГц и выше. И стоимость такого оборудования уже начала снижаться. Но остаётся проблема с антеннами. Их габариты и высокая цена все так же затрудняют работу «по полю», требуя применения внешних малошумящих усилителей и громоздких антенных систем с высоким коэффициентом усиления.

Основными потребителями, для которых проектировалась и была изготовлена широкополосная антенна с диапазоном от 1 ГГц до 13 ГГц, могут быть радиочастотные центры, Роскомнадзор, различные предприятия занимающиеся монтажными работами с радиорелейными линиями, оборудованием Wi-Fi, а также организации, занимающиеся контролем эксплуатации радиопередающих устройств и устранением нарушений и неисправностей при их работе, и особенно на этапе эксплуатации при подозрении помехового воздействия.

Широкополосная малогабаритная антенна пригодна для проверки наличия излучения радиорелейной станции или наземной станции спутниковой связи без необходимости подъема на антенно-мачтовое сооружение:

- для проверки соблюдения частотного плана передающих объектов;
- для обнаружения помех в канале или излучения в соседнем канале;
- для инсталляции сайта, начиная с проверки излучаемой мощности, настройки кросс-поляризации, юстировки антенны, заканчивая сдачей/приемкой работ по монтажу;
- для мониторинга функционирования сайта (периодической проверки уровня излучения с уровня земли).

Одной из главных особенностей современного использования радиочастотного спектра является широкое применение большого количества профессиональных и бытовых устройств, использующих технологию Wi-

Fi, особенно в диапазонах 2,4 и 5,2 ГГц (роутеры, смартфоны, планшеты, фотоаппараты). Причем большинство этих устройств создаёт многочисленные помехи электронным РЭС. Наличие этих помех требует от специалистов радиоконтроля постоянного проведения мониторинга эфира, и частые выезды на места установки передающих устройств, для определения причин помех.

При выборе конструкции антенны в первую очередь ставились задачи широкополосности в заданном диапазоне частот, КНД, поляризация, габариты, минимальный вес и минимальные экономические затраты. За основу широкополосного облучателя был взят несимметричный вибратор.

Расширение полосы пропускания несимметричных вибраторов и антенн на их базе достигается такими же методами, как и симметричных вибраторов - утолщением проводов цилиндрических вибраторов и применением конических и плоскостных конструкций.

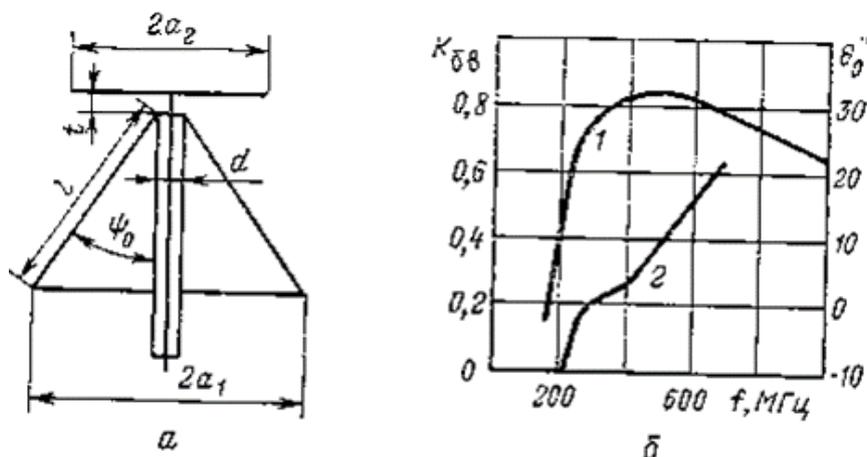


Рисунок 1. Дisko-конусная антенна: а) продольный разрез б) зависимость $K_{ДВ}$ и угла наклона максимума ДН от частоты

Дisko-конусная антенна является типичной широкополосной несимметричной антенной. Ее конструкция показана на рисунок 1,а. Она образована из биконической антенны при замене одного конуса диском. Питание к диско-конусной антенне подводится с помощью коаксиального кабеля, причем центральный провод присоединяется к диску, а наружная оболочка к конусу в его вершине. Этот способ возбуждения напоминает схему антенны верхнего питания.

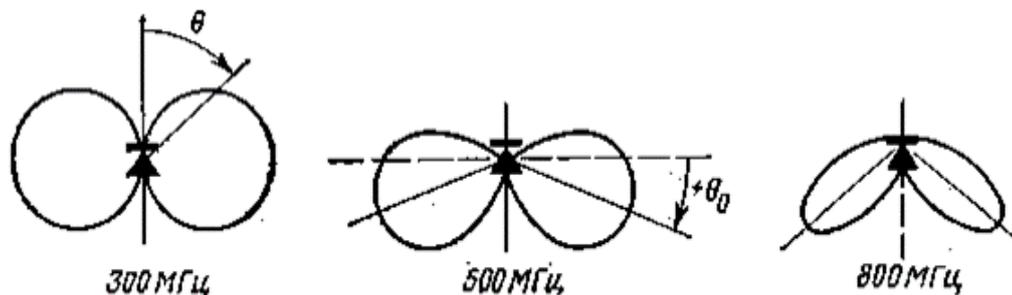


Рисунок 2 – ДН диско-конусной антенны для трех частот

Широкополосные свойства диско-конусной антенны так же, как и биконического вибратора, объясняются хорошим согласованием с внешним пространством. Наименьшая рабочая частота называется «частотой среза», так как в области низших частот с уменьшением частоты КБВ в питающем кабеле резко, почти скачком, уменьшается. Длина волны, соответствующая частоте среза, называется наибольшей рабочей длиной волны и равна $\lambda_{\text{макс}} \approx 3,6 \cdot l$, т. е. длина образующей должна быть несколько больше четверти наибольшей длины волны. Установлено, что с уменьшением размеров d и t граница полосы рабочих длин волн расширяется в сторону более коротких волн и что оптимальным углом конуса является $2\psi_0 = 60^\circ$. Между размерами устройства возбуждения должно соблюдаться соотношение: $t \approx 0,3 \cdot d$. Радиус основания конуса равен $a_1 = l \cdot \sin \psi_0 \frac{d}{2}$. Радиус диска обычно выбирается равным $a_2 = 0,7 \cdot a_1$

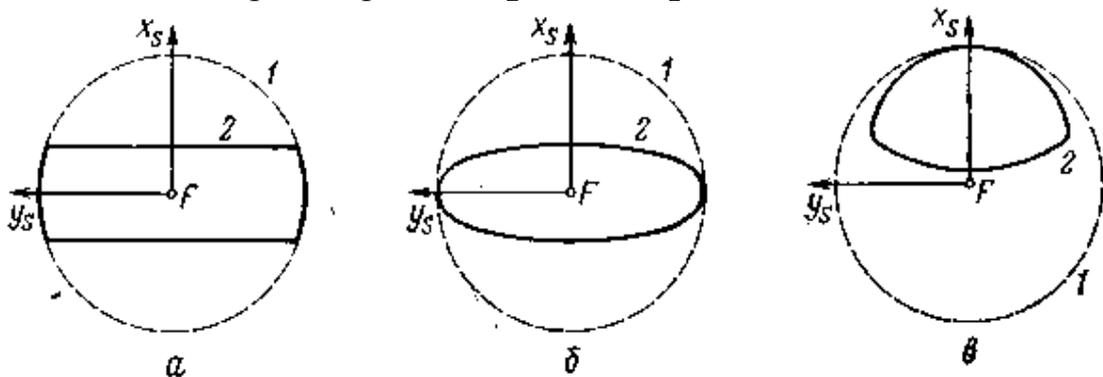


Рисунок 3. Вырезки из параболоида вращения

У хорошо сконструированных диско-конусных антенн коэффициент перекрытия диапазона $\frac{\lambda_{\text{макс}}}{\lambda_{\text{мин}}}$ доходит до 5 при $K_{\text{бв}} > 0,5$ в питающем фидере с волновым сопротивлением 50 Ом. На рисунок 1б показана зависимость КБВ в коаксиальном кабеле с волновым сопротивлением 52 Ом для антенны с частотой среза 200 МГц (кривая 1).

ДН диско-конусной антенны в горизонтальной плоскости круговая. ДН в вертикальной плоскости зависит от угла при вершине конуса ψ_0 , отношения $\frac{a_1}{a_2}$ и от рабочей частоты. Она имеет вид двух лепестков, которые с увеличением частоты сужаются, все более прижимаясь к образующим конуса. На рисунке 2 показаны экспериментальные ДН диско-конусной антенны для трех различных частот, а на рисунке 1б показана зависимость угла отклонения максимума ДН в зависимости от частоты для антенны с частотой среза 200 МГц с указанной выше геометрией, обеспечивающей наибольшую полосу пропускания (кривая 2).

Поляризация диско-конусной антенны линейная, меридиональная, т. е. вектор E лежит в плоскостях, содержащих ось антенны.

Диско-конусные антенны применяются в основном как слабонаправленные антенны метрового, дециметрового и сантиметрового диапазонов, и как облучатели зеркальных антенн.

Зеркала в виде вырезок из параболоида вращения используются главным образом в антеннах с веерной ДН, т. е. ДН, имеющей существенно разную ширину в главных плоскостях. Облучатели таких зеркал, естественно, должны быть точечными.

Антенны с зеркалом в виде вырезки из параболоида вращения при формировании веерной ДН имеют ряд конструктивных преимуществ перед цилиндро-параболическими антеннами из-за малых габаритов облучателя. Однако цилиндро-параболические антенны имеют обычно более высокие значения эффективности и меньший уровень боковых лепестков.

Симметрично-усеченный параболоид показан на рисунок 3,а. У этой антенны углы раскрытия в главных плоскостях разные, ширина ДН облучателя в этих плоскостях также должна быть разной. Для усеченного параболоида вращения отношение большого размера раскрытия к малому обычно не может превышать 5—6, так как при больших отношениях облучатель в плоскости малого размера раскрытия антенны будет иметь слишком большой размер.

С целью уменьшения уровня боковых лепестков, а также веса антенны и габаритов облучателя симметричная вырезка из параболоида вращения может быть выполнена по контуру равноинтенсивного облучения (рисунок 3,б). Если уровень облучения краев зеркала выбран оптимальным, то такая антенна при заданной площади раскрытия будет иметь наибольший КУ. Несимметричные вырезки из параболоида вращения (рисунок. 3,в) используются для уменьшения или устранения влияния отраженных электромагнитных волн на облучатель и влияния рассеяния отраженных волн на облучателе на ДН антенны, особенно на уровень боковых лепестков.

Облучатели антенн с зеркалом в виде вырезки из параболоида вращения должны иметь существенно разную ширину ДН в главных плоскостях. Этому требованию лучше всего удовлетворяет пирамидальный рупор. Так как у него положение фазовых центров для главных плоскостей различно, то иногда профиль зеркала корректируется (обычно в плоскости малого размера раскрытия). При очень больших углах раскрытия в плоскости большого размера применяются специальные широкоугольные облучатели, например - диско-конусные.

Распределение амплитуд поля в раскрытии рассчитывается по известной ДН облучателя с помощью формул для параболоида вращения при ограничении углов Φ в соответствии с геометрией вырезок. Диаграммы направленности, КНД и КУ для раскрытия, показанного на рисунок 3,а, приближенно можно рассчитывать по формулам для прямоугольного или эллиптического раскрытия. Раскрытие, изображенный на рисунок 3,б, почти всегда является эллиптическим; соответственно используются формулы,

приведенные в [2]. Для расчета указанных параметров антенн с другими формами вырезов применяется численное интегрирование.

Антенна

Благодаря небольшому размеру и весу широкополосная направленная антенна идеальна для мобильного и портативного использования.

В сочетании с переносными приемниками антенна используется для обнаружения передатчиков и источников помех. Направление источников сигнала определяется наведением антенны в направлении с получением максимального сигнала по продольной оси в диапазоне частот от 1000 Гц до 13000 МГц.

Максимальный выходной сигнал антенны служит критерием искомого направления (радиопеленгация по максимальному сигналу).

Удобный размер, несмотря на способность работать в широком частотном диапазоне.

Отсутствие усталости при работе с антенной благодаря ее конструкции и использованию материалов, которые делают ее массу минимальной;

Антенна позволяет принимать как вертикальную, так и горизонтальную поляризацию во всём названном диапазоне частот.

Может быть установлена на треногу (монтажная резьба 1/4").

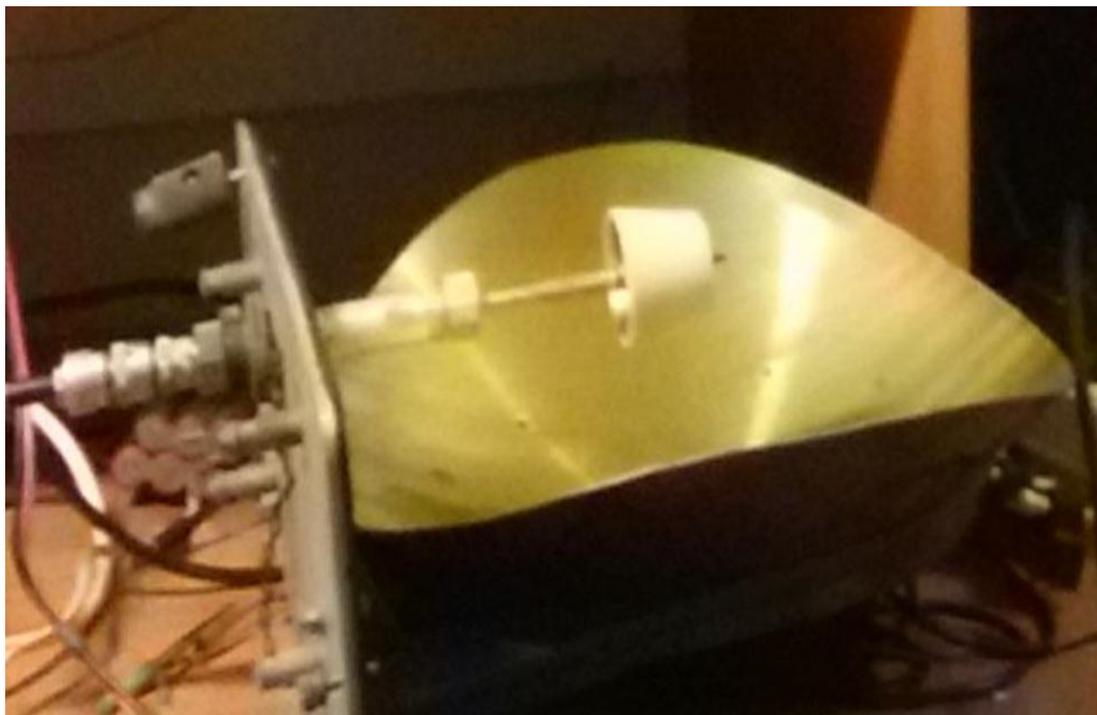


Рисунок 4. Внешний вид антенны на измерительном стенде

Диапазон частот от 1000 МГц до 13000 ГГц охватывается двумя диско-конусными облучателями.

Первый диапазон частот: от 1000 МГц до 5600 МГц

Второй диапазон частот: от 5600 МГц до 13000 МГц

Техническая информация:

точная пеленгация, т.е. отчетливая диаграмма направленности с получением максимального сигнала по продольной оси в диапазоне частот от 1000 МГц до 13000 МГц;

максимальный выходной сигнал антенны служит критерием искомого направления (радиопеленгация по максимальному сигналу);

может быть установлена на треногу (монтажная резьба 1/4”);

широкополосная антенна, установленная на треноге, может плавно регулироваться по азимуту и углу места;

зеркало имеет диаметр 0,3 м и, в зависимости от используемого облучателя, принимает сигналы в диапазоне частот 1 – 5,6 ГГц или 5,6 – 13 ГГц. Диапазон частот может быть увеличен до 40 ГГц за счет дополнительных облучателей, присоединяемых к рефлектору.



Рисунок 5. Фото диско-конусного облучателя второго диапазона

Библиографический список

1. Лавров А. С., Резников Г.Б. Антенно-фидерные устройства. Учебное пособие для вузов. М.: «Сов.радио», 1974,– 386 с.
2. Сверхширокополосные антенны. Перевод с английского С.В. Попова и В.А. Журавлева. Под редакцией канд. техн. наук Л.С. Бененсона. Издательство «Мир». Москва 1964.–416 с.
3. Частотно независимые антенны. В. Рамзей. Перевод с английского А.П. Сахарова. Под редакцией канд. техн. наук А.Ф. Чаплина. Издательство «Мир». Москва 1968.– 172 с.

РАЗРАБОТКА ПОДВОДНОГО АППАРАТА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ГЛУБИННОГО ШЛЕЙФА

Басиров Ю.Р., Санников С.В., Кононенко Р.В. – научный руководитель
ФГБОУ ВО "ИРНИТУ"

Yuri_basirov@mail.ru

Sanni743@mail.ru

Разработка подводного аппарата, управления и передачи параметров глубинного шлейфа, для проведения водолазных работ по исследованию дна и возможности работ по бурению и прокладке труб и кабеля по дну. Развитие автоматических подводных аппаратов может избавить людей от риска, которому они могут подвергнуться при работе под водой, а также помочь в изучении и освоении подводного мира. Исследования Мирового океана имеют стратегическое значение для любой державы, которая предполагает сохранить свой суверенитет в ближайшие сто – двести лет. При этом имеется несколько направлений:

- Фундаментальный – получение новых знаний.
- Экономический – разработка природных ресурсов (биологических, геологических и пр.).
- Социальный – подготовка высококвалифицированных научных и технических кадров.
- Есть также геополитический и военные аспекты.
- В определенной степени изучение океана сравнимо с изучением планет
- Поверхность дна океана изучена хуже, чем поверхности всех планет Солнечной системы.

С помощью таких аппаратов можно будет, к примеру, изучить систему рек и водоемов находящуюся под ледяным панцирем Антарктиды. Так же они могут облегчить обслуживание подводных объектов (газопроводов).

Автономный обитаемый подводный аппарат (АНПА)– это подводный робот чем-то напоминающий торпеду или подводную лодку, перемещающийся под водой с целью сбора информации о рельефе дна, о строении верхнего слоя осадков, о наличии на дне предметов и препятствий. Питание аппарата осуществляется от аккумуляторов или другого типа батарей. Некоторые разновидности АНПА способны погружаться до глубины 6000 м. АНПА используются для площадных съёмок, для мониторинга подводных объектов, например трубопроводов, поиска и обезвреживания подводных мин.

Телеуправляемый подводный аппарат (ТНПА) — это подводный аппарат, часто называемый роботом, который управляется оператором или группой операторов (пилот, навигатор и др.) с борта судна. Аппарат связан с судном сложным кабелем, через который на аппарат поступают сигналы управления и электропитание, а обратно передаются показания датчиков и

видео сигналы. ТНПА используются для осмотровых работ, для спасательных операций, для остропки и извлечения крупных предметов со дна, для работ по обеспечиванию объектов нефтегазового комплекса (поддержка бурения, осмотр трасс газопроводов, осмотр структур на наличие поломок, выполнение операций с вентилями и задвижками), для операций по разминированию, для научных приложений, для поддержки водолазных работ, для работ по поддержанию рыбных ферм, для археологических изысканий, для осмотра городских коммуникаций, для осмотра судов на наличие контрабандных товаров, прикреплённых снаружи к борту и др. Круг решаемых задач постоянно расширяется и парк аппаратов стремительно растёт. Работа аппаратом намного дешевле дорогостоящих водолазных работ несмотря на то, что первоначальные вложения достаточно велики, хотя работа аппаратом не может заменить весь спектр водолазных работ.

Стандартно аппарат имеет следующее оборудование:

- Двигатели (от трёх до десяти и более).
- Датчик давления.
- Компас или гироскоп для ориентирования в пространстве.
- Видеокамеру.
- Осветительное оборудование.
- Манипулятор.
- Гидролокатор кругового обзора.

В аппаратах весом менее 50 кг и используемых для осмотровых целей часто отсутствует манипулятор и гидролокатор, бывают и другие упрощения. В аппаратах рабочего класса и аппаратах для осмотра с возможностью добавочного оборудования (так называемый класс II) может использоваться следующее оборудование:

- Гидравлический модуль.
- Гидравлические манипуляторы способные поднимать более 100 кг.
- Тросорез типа гидравлических ножниц.
- Дисковый тросорез.
- Магнитометр.
- Осмотровой модуль для трубопровода.
- Многолучевой эхолот.
- Щётка для чистки конструкций.
- Модуль остропки.

Данная разработка требуется для нужд ООО «Спрут», компания, занимающаяся подводными работами и непосредственным заказом от данного предприятия.

В ходе обсуждений по проблематике работ под водой, было выявлено, что существуют исследования, которые не может провести человек непосредственно под водой. Ввиду труднодоступности к некоторым шлейфам на дне и невозможность долгого пребывания под водяным давлением и возможно температурой воды. Данную задачу достаточно просто возможно

было бы решить с помощью робототезированных технологий с передачей сигналов управления и параметров по определенным каналам связи.

Задачи для данного аппарата:

- 1) Работа по выделенному каналу связи.
- 2) Управление с помощью выбранного канала манипуляторами.
- 3) Передача видеосигнала и телеметрии (температуры, давления и т.д.).
- 4) Возможность сбора пород грунта со дна
- 5) Относительная недороговизна изделия.

Исследовав подобные разработки у сторонних предприятий, был выбран предпочтительный аналог компании «Гном»: именно телеуправляемый подводный аппарат «Супер ГНОМ Про». Модель для профессионального использования с широким набором дополнительного оборудования.

Технические характеристики ПОДВОДНЫЙ МОДУЛЬ

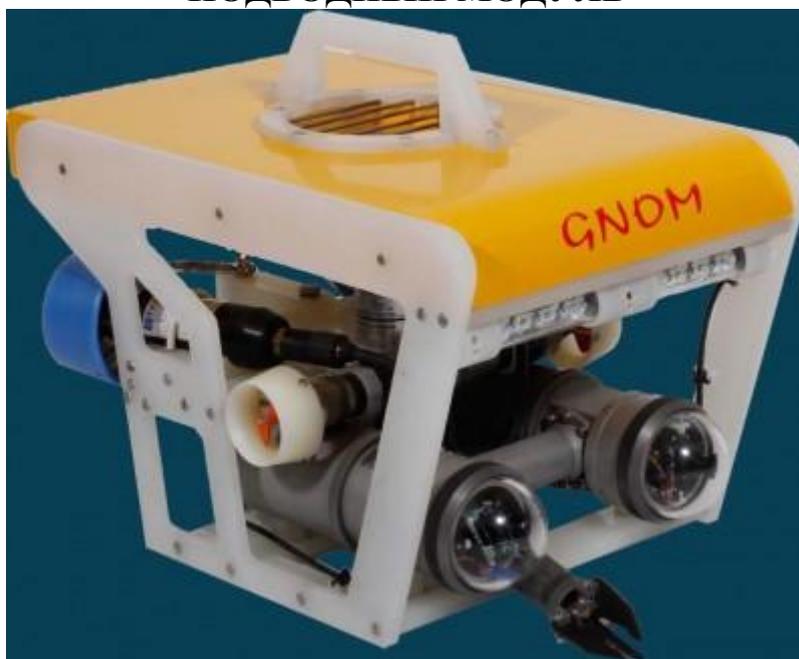


Рисунок 1. Телеуправляемый подводный аппарат «Супер ГНОМ Про»

Максимальная рабочая глубина до 150 м (опционально 300 м).

Размеры (ДхШхВ) 450 мм х 300 мм х 300 мм.

Вес системы на воздухе / Общий вес 12 кг / 70 кг.

Двигатели 3 двигателя постоянного тока.

Горизонтальные: 2х двигателя, 180 В 300 Вт.

Вертикальные: 1х двигатель, 180 В 300 Вт.

Боковые (опция): 2х двигателя, 1 кгс.

Крейсерская скорость (вперед) до 4-х узлов.

Боковая скорость (опция) до 0.5 узлов.

Тяга горизонтальная 12 кгс.

Тяга вертикальная 6 кгс.

Грузоподъемность 2 кг.

Защита подводного модуля:
полипропиленовая рама

КАБЕЛЬ

Максимальная длина кабеля 400 м.
Диаметр кабеля 11 мм.
Усилие на разрыв 100 кг.
Вес на воздухе 7 кг/100 м.
Вес в пресной воде –нейтральная плавучесть.
Тип ультратонкий гибкий коаксиальный кабель с кевларовой защитой.
Максимальная рабочая нагрузка 60 кг.

КАМЕРА

Модель SonySuperHAD 2 CCD.
Разрешение 600 ТВЛ.
Матрица 1/3" Interline Transfer CCD.
Чувствительность 0.1 Лк (0.01 - ч/б режим).
Объектив 3.6 мм/F2.0.
Управление диафрагмой:
фокусировка
угол обзора 66°
наклон камеры +/- 50°

СИСТЕМА ОСВЕЩЕНИЯ

Источник света ультраяркие светодиоды белого света.
Кол-во светильников 3х.
Кол-во светодиодов 11х (16х опционально).
Мощность 1 Вт каждый.
Световой поток 11х 100 люмен.
Угол расхождения света 105° каждый.
Цветовая температура 5600-6000° Кельвин.
Управление переменная интенсивность.

НАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА

Датчики компас и датчик глубины.
Телетекст.
Режим автокурса.
Режим автоглубины.
Рысканье по курсу +/-3°.
Точность компаса 0.5°.
Точность датчика глубины 1% F.S.

БЕРЕГОВАЯ СТАНЦИЯ

Источник питания 100-240 В @ 200 Вт, 60-50 Гц.
Рекомендуемое входное напряжение 220 В.
Выходное напряжение 180 В.
Максимальная мощность 1200 Вт.
Дисплей 15" ЖК.

Панель управления.

OSD да.

Управление джойстик.

Видеорегистратор.

Защита система упакована в высококачественные водонепроницаемые кейсы.

Состав системы (базовый комплект).

ПОДВОДНЫЙ АППАРАТ "СУПЕРГНОМ ПРО"

Рабочая глубина 150м.

Кабель-связка 10мм, 200 м.

Цифровой компас (функция удержания курса, данные отображаются на мониторе).

Датчик глубины (функция удержания глубины, данные отображаются на мониторе).

Сервопривод наклона видеокамеры $\pm 50^\circ$.

Сервопривод наклона осветителей $\pm 50^\circ$ (синхронно с камерой, опция).

Катушка развёртывания кабеля, скользящий контакт.

Надводный блок управления/питания.

ЖК монитор 15".

Защитная полипропиленовая рама с блоком плавучести и опорами.

Два специальных гермобокса.

Джойстик.

Соединительные кабели.

Ремкомплект.

Инструкция по эксплуатации.

При средней цене в 3,690.00€.

Ввиду того что данный аппарат удовлетворяет практически всем требованиям заказчика, но не выполняет несколько важных функций, но при наличии уже готовой базы, было принято решение модернизировать данный аппарат. Для этого нужно добавить в устройство для управления манипуляторами подключенными к аппарату, для сбора информации о грунте шлейфа и возможности управления буром, для проб бурения под водой. Создается комплекс, включающий в себя телеуправляемый подводный аппарат (ТПА) и оборудование для его корабля-носителя.

На всех этапах отработки комплекса требуются программные и аппаратные средства, позволяющие отлаживать его информационно-управляющую систему (ИУС). ИУС представляет собой набор всего необходимого оборудования (датчики, вычислители, периферийные платы и пр.) и программного обеспечения для формирования управляющих сигналов на движительно-рулевой комплекс и выдачу требуемой информации о состоянии и параметрах движения аппарата на пульт оператора. Основой ИУС являются алгоритмы системы управления (СУ). Прочие аппаратно-программные компоненты ИУС служат для обеспечения работы СУ.

ИУС условно разделяется на бортовую и пульттовую части. Оборудование носителя включает в себя блок электроники приборный (БЭП), блок управления (БУ), консоль управления (КУ) и модуль контроля состояния изоляции (МКСИ) канала связи с ТПА, предназначенный для защиты цепей питания в случае пробоя изоляции. Программное обеспечение вычислителей КУ и ТПА представляет собой реализацию алгоритмов цифровой системы управления (СУ).

Совокупность сигналов СУ программно представлена в виде массива вещественных чисел. Для настройки СУ используются константы, заданные массивом коэффициентов. Например, коэффициент может регулировать величину усиления сигнала в локальном контуре управления угловой координатой, а цифровой сигнал может представлять собой сигнал с датчика обратной связи. Каждому коэффициенту и цифровому сигналу назначен свой порядковый номер (индекс). Отладка СУ предполагает графический вывод временных графиков цифровых сигналов и запись измененных коэффициентов при установке соответствующего флага разрешения. Для этого в ИУС ТПА предусмотрен механизм отладки.

Условно ИУС ТПА можно разделить на пульттовую и бортовую части ИУС. Основой бортовой части ИУС ТПА являются алгоритмы системы управления, которые на основе показаний датчиков и команд оператора формируют задающие сигналы на движительно-рулевой комплекс (ДРК). Остальные подсистемы бортовой части ИУС являются служебными и необходимы для нормальной работы СУ ТПА.

Библиографический список

1. Молчанов А.В., Егоров С.А., Куценко А.С. Бортовая информационно-управляющая система телеуправляемого подводного аппарата // 7-ая научно-практическая конференция «Перспективные системы и задачи управления»: материалы. Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2012. С. 33-37.
2. Черненко К.В., Молчанов А.В., Егоров С.А., Куценко А.С. Особенности построения информационно-управляющей системы телеуправляемого подводного аппарата // Вестник московского государственного технического университета имени Н.Э. Баумана. Сер. Машиностроение. 2012. Спец. вып. «Специальная-робототехника и мехатроника». С. 65–74.
3. Куценко А.С., Егоров С.А., Молчанов А.В., Черненко К.В., Пелипенко И.И., Иноземцев В.В. Программный комплекс для управления телеуправляемым подводным аппаратом // XIII Международная научно-техническая конференция. – «Современные методы и средства океанологических исследований»: материалы. М.: Институт океанологии им. П.П.Ширшова РАН, 2013. Т.2. С. 277-280.
4. internet – <https://ru.wikivercity.org/wiki/> Роботизированные подводные аппараты
5. internet - <http://www.gnomrov.ru/products/super-gnom-pro/>

АВТОНОМНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

Дисманович А.И., Фискина М.М.—научный руководитель
ФГБОУ ВО "ИРНИТУ"
fmm1@mail.ru

В настоящее время существует не мало способов заменить привычные нам источники первичного питания электроаппаратуры; к счастью, научная мысль и современные технологии не стоят на месте. К ним можно отнести тепло Земли (геотермальная энергия), энергию Солнца, энергию ветра, тепла морей, морских волн и океанов, а также гидроэнергетику: морские приливы и отливы, биогазовые, теплонасосные установки и другие преобразователи энергии.

Объектом нашего исследования стал термоэлектрический модуль, в основе работы которого, лежит эффект, открытый французским часовщиком Жаном Пельтье. В 1834 г. он обнаружил, что при протекании постоянного электрического тока в цепи, состоящей из разнородных проводников, в местах контактов (спаях) проводников поглощается или выделяется, в зависимости от направления тока, тепло. При этом количество этой теплоты пропорционально току, проходящему через контакт проводников, на рисунке 1 показан процесс. В основе работы элементов Пельтье лежит контакт двух токопроводящих материалов с разными уровнями энергии электронов в зоне проводимости. При протекании тока через контакт таких материалов, электрон должен приобрести энергию, чтобы перейти в более высокоэнергетическую зону проводимости другого полупроводника. При поглощении этой энергии происходит охлаждение места контакта полупроводников. При протекании тока в обратном направлении происходит нагревание места контакта полупроводников, дополнительно к обычному тепловому эффекту. [1] При контакте металлов эффект Пельтье настолько мал, что незаметен на фоне омического нагрева и явлений теплопроводности. Поэтому при практическом применении используются контакт двух полупроводников.

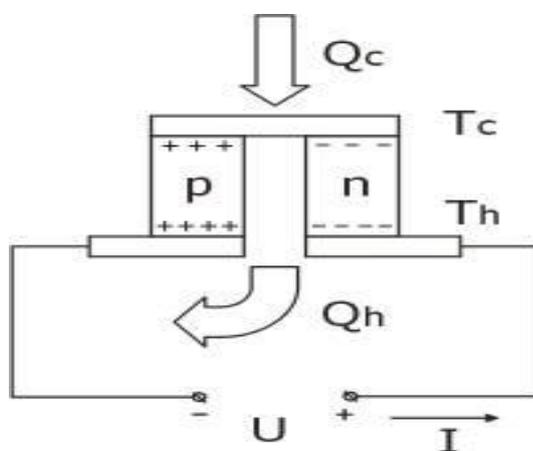


Рисунок 1. Схема действия эффекта Пельтье

Единичным элементом ТЭМ является термопара, состоящая из одного проводника (ветки) р-типа и одного проводника n-типа. При последовательном соединении нескольких таких термопар теплота (Q_c), поглощаемая на контакте типа n-p, выделяется на контакте типа p-n (Q_h). Термоэлектрический модуль представляет собой совокупность таких термопар, обычно соединенных между собой последовательно по току и параллельно по потоку тепла. Термопары помещаются между двух керамических пластин – рисунок 2. Ветки напаиваются на медные проводящие площадки, которые крепятся к специальной теплопроводящей керамике, например, из оксида алюминия. Количество термопар может варьироваться в широких пределах - от нескольких единиц до нескольких сотен, что позволяет создавать ТЭМ с холодильной мощностью от десятых долей ватта до сотен ватт. Наибольшей термоэлектрической эффективностью среди промышленно используемых для изготовления ТЭМ материалов обладает теллурид висмута, в который для получения необходимого типа и параметров проводимости добавляют специальные присадки, например, селен и сурьму. Традиционно сторона, к которой крепятся провода, горячая и она изображается снизу.

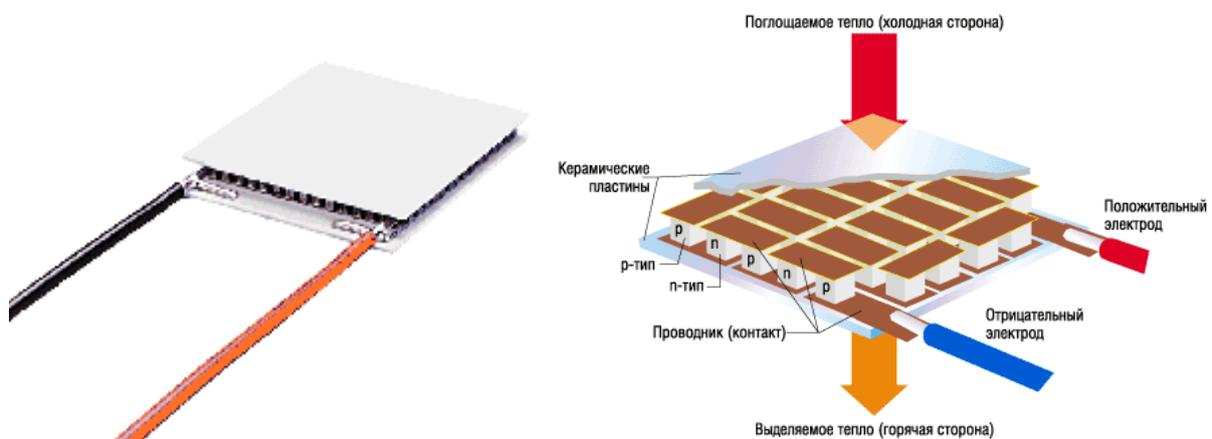


Рисунок 2. Модуль Пельтье

При прохождении через ТЭМ постоянного электрического тока возникает разность температур ($dT = T_h - T_c$) между его сторонами: одна пластина (холодная) охлаждается, а другая (горячая) нагревается. По сути элемент Пельтье является своеобразным тепловым насосом. При использовании модуля Пельтье необходимо обеспечить эффективный отвод тепла с его горячей стороны, например, с помощью воздушного радиатора. Здесь надо учесть, что отводить придется не только "перекачиваемую" теплоту, но и добавляемую (примерно 50%) самим модулем. Если поддерживать температуру горячей стороны модуля на уровне температуры окружающей среды, то на холодной стороне можно получить температуру, которая будет на десятки градусов ниже. В высококачественных серийных ТЭМ известных производителей, разность температур может достигать 74 градуса. Модуль является обратимым, т.е. при смене полярности посто-

янного тока горячая и холодная пластины меняются местами. Можно использовать модуль в режиме термоциклирования: чередовать режим охлаждения с режимом нагрева с помощью переключателя. Как уже отмечалось, степень охлаждения пропорциональна величине тока, проходящего через ТЭМ, что позволяет при необходимости плавно регулировать температуру охлаждаемого объекта, причем с высокой точностью.

Мы же воспользуемся обратным свойством термоэлектрического модуля, которое было открыто ещё раньше, в 1821 году немецким физиком Томасом Зеебеком. Эффект Зеебека заключается в возникновении электродвижущей силы ЭДС (термоЭДС) в замкнутой цепи, состоящей из разнородных проводников, если места контактов поддерживают при разных температурах. В простейшем случае, когда электрическая цепь состоит из двух различных проводников, она называется термоэлементом или термопарой, а ее ветви – термоэлектродами. При различной температуре контактов в замкнутой цепи возникает ток, называемый термоэлектрическим, причем изменение знака у разности температур спаев сопровождается изменением направления термотока. Величина термоЭДС зависит только от температур горячего и холодного контактов и от материала проводников. [1]

В небольшом интервале температур термо-ЭДС E можно считать пропорциональной разности температур:

$$E = \alpha_{12}(T_2 - T_1) \quad (1)$$

где α_{12} – термоэлектрическая способность пары (коэффициент термо-ЭДС).

Возникновение термоЭДС обусловлено тремя причинами:

1. температурной зависимостью наивысшего энергетического уровня, занятого электронами, что приводит к появлению контактной составляющей термоЭДС
2. диффузией носителей заряда от горячего конца к холодному, определяющей объемную часть термоЭДС
3. воздействием на электроны звуковой волны, распространяющейся в кристалле

На рисунке 3 показан образец термоэлектрического модуля, который берем за основу, он состоит из двух отдельных модулей размером 20x40 мм. Как уже было замечено, при прохождении сквозь модуль тепла, на его выводах появляется некоторое напряжение. Выходная мощность одного модуля слишком мала. Если соединить несколько таких модулей, выходная мощность первичного источника увеличится. Чтобы проверить заявленные характеристики и рассчитать количество ТЭМ, необходимое для обеспечения первичного питания определенного потребителя, в дальнейшем исследуем модуль.

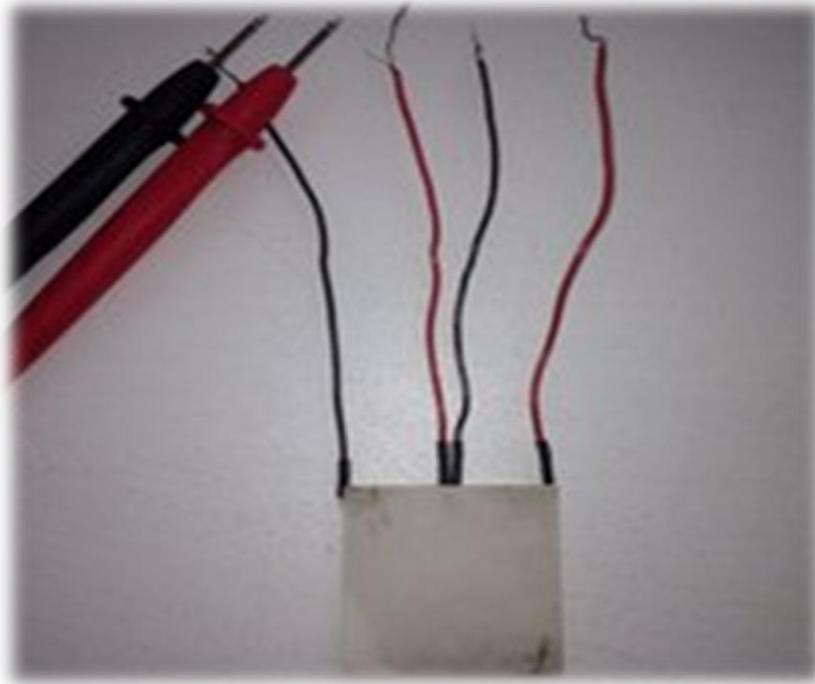


Рисунок 3. Модуль Пельтье

На рисунке 4 показана схема эксперимента, одну сторону элемента Пельтье нагреваем, противоположную охлаждаем, элемент Пельтье подключен к активной нагрузке, температуру измеряем с помощью термопар, подключённых к мультиметром. Источниками тепла служат два нагревательных элемента, блок питания, от которого запитываем эти нагреватели, снабжён амперметром и вольтметром, что позволяет регулировать количество подводимой к нагревателям мощности.

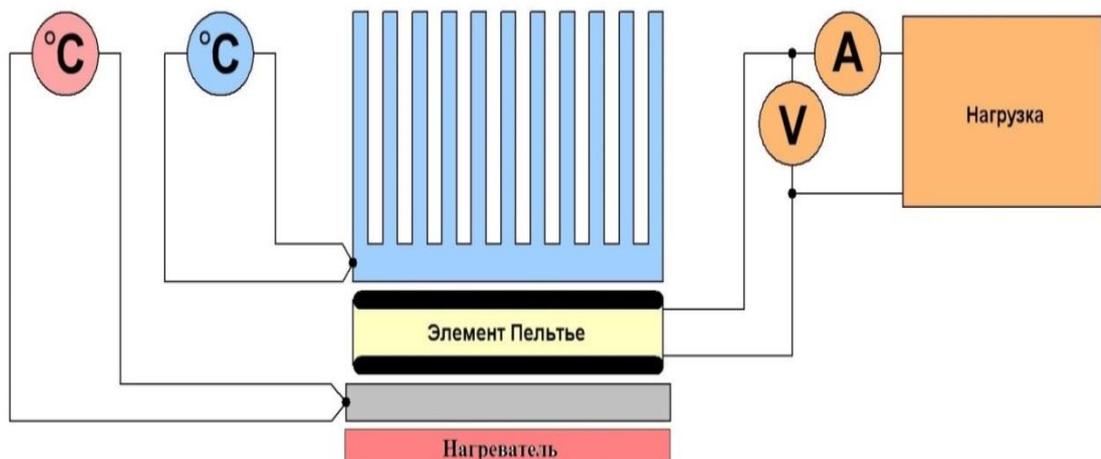


Рисунок 4. Схема эксперимент

В таблице 1 приведены значения, которые выдает распространенный зарубежный образец TEC1-12709 [2].

Таблица 1 – Характеристики модуля Пельтье ТЕС1–12709

Мощность нагрева, Вт	Ток элемента Пельтье, А	Напряжение на элементе Пельтье, В	Мощность элемента Пельтье, Вт	КПД %	ΔT , °С	Эффективность, мВт/°С
62	0,135	2,05	0,28	0,45	58	4,77
	0,25	1,76	0,44	0,71	56	7,86
	0,5	1,1	0,55	0,89	53	10,38
	0,9	0,47	0,42	0,69	50	8,49
81	0,136	2,7	0,37	0,45	76	4,83
	0,254	2,39	0,61	0,75	73	8,32
	0,51	1,78	0,91	1,12	70	12,97
	1,076	0,55	0,59	0,73	66	8,97
99	0,137	3,26	0,45	0,45	92	4,85
	0,26	2,94	0,76	0,77	89	8,56
	0,52	2,2	1,14	1,16	83	13,78
	1,24	0,73	0,91	0,92	82	11,07

Из таблицы видно, что выходная мощность и КПД элемента зависят от разности температур ΔT .

Построим зависимости основных параметров, чтобы наглядно увидеть и выбрать подходящий режим работы термоэлектрического элемента.

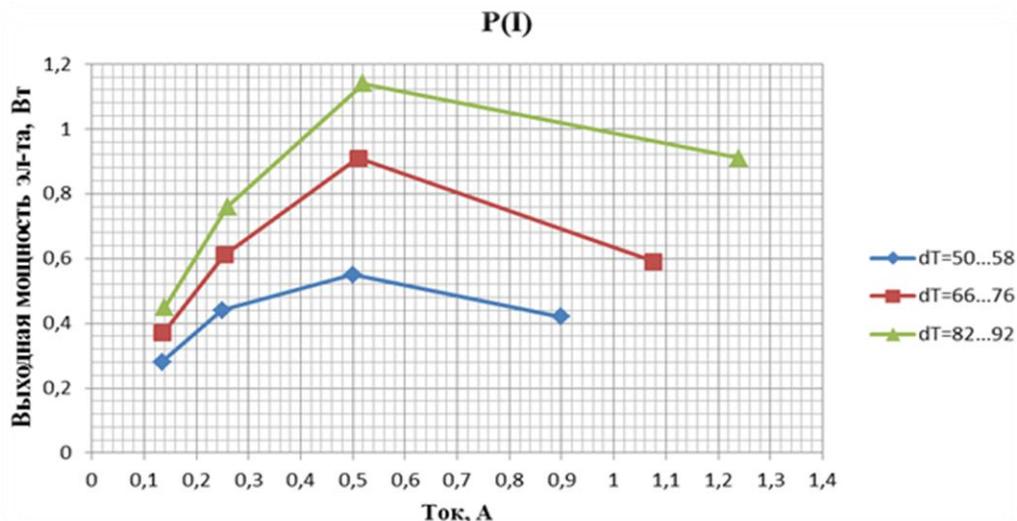


Рисунок 5 . Ватт амперная характеристика ТЭМ

На рисунке 5 видно, что максимальная выходная мощность наблюдается при токе примерно 0,5 А, причем с ростом разности температур на сторонах элемента максимум тока смещается в сторону больших значений. Самым показательным параметром таблицы 1, на мой взгляд является эффективность, значение которой в данном случае определяется, как

мощность вырабатываемого электрического тока данным элементом, при разности температур на его горячей и холодной сторонах в 1 °С. На рисунке 6 отображена зависимость эффективности от тока, здесь тоже присутствует ярко выраженный максимум и видно, что чем больше разность температур, тем больше эффективность работы термоэлектрического модуля.

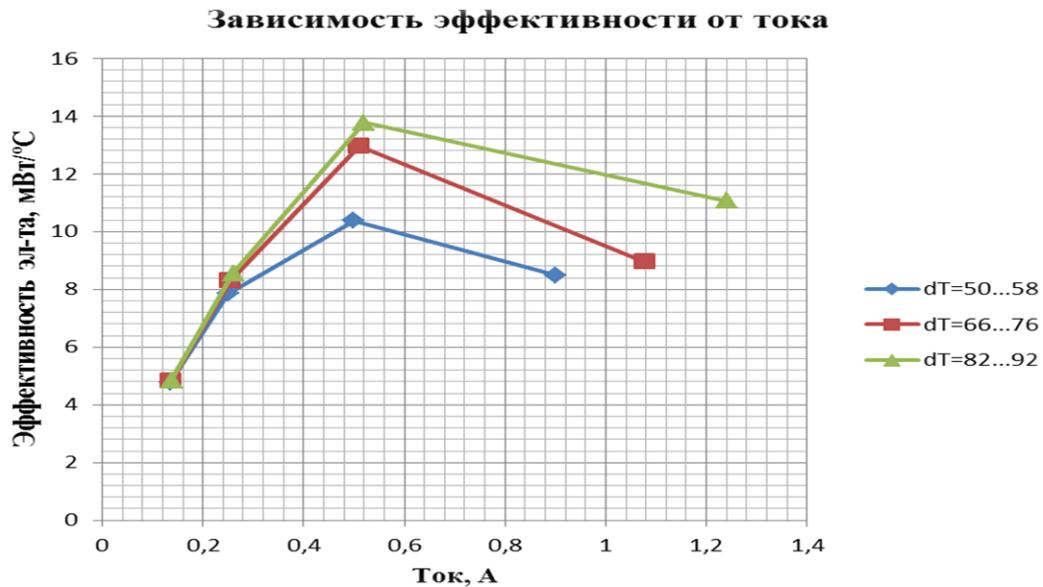


Рисунок 6. Зависимость эффективности от тока

На рисунке 7 изображен не менее информативный график – зависимость мощности элемента от разности температур его горячей и холодной сторон.

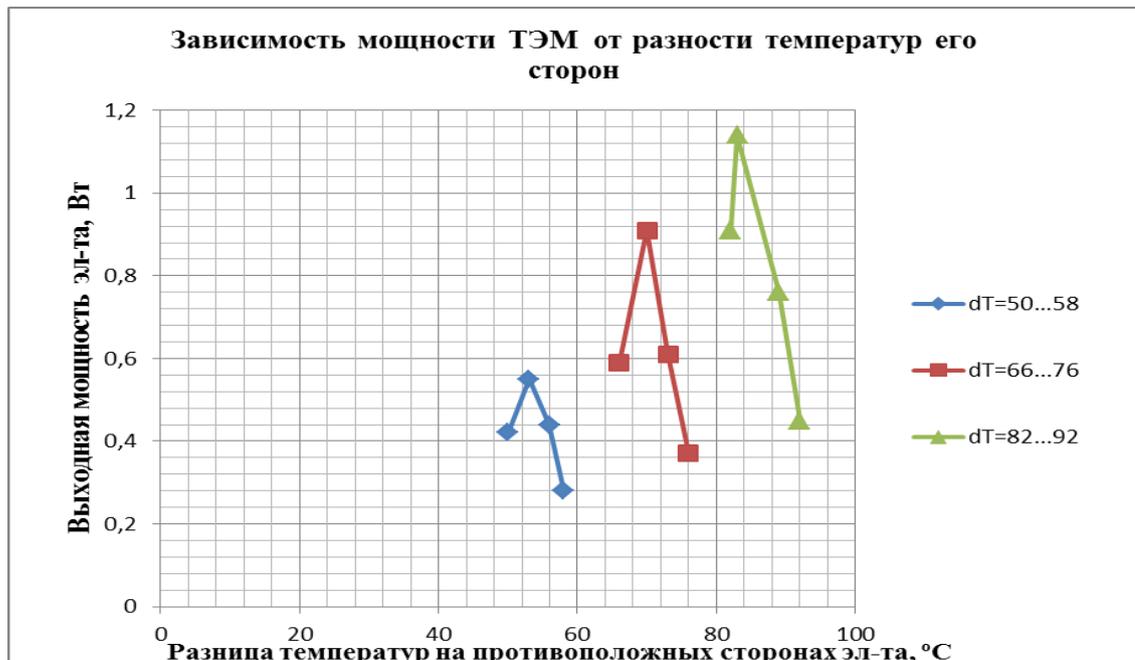


Рисунок 7. Зависимость мощности модуля от разности температур

И еще один график – это вольт-амперная характеристика ТЭМ

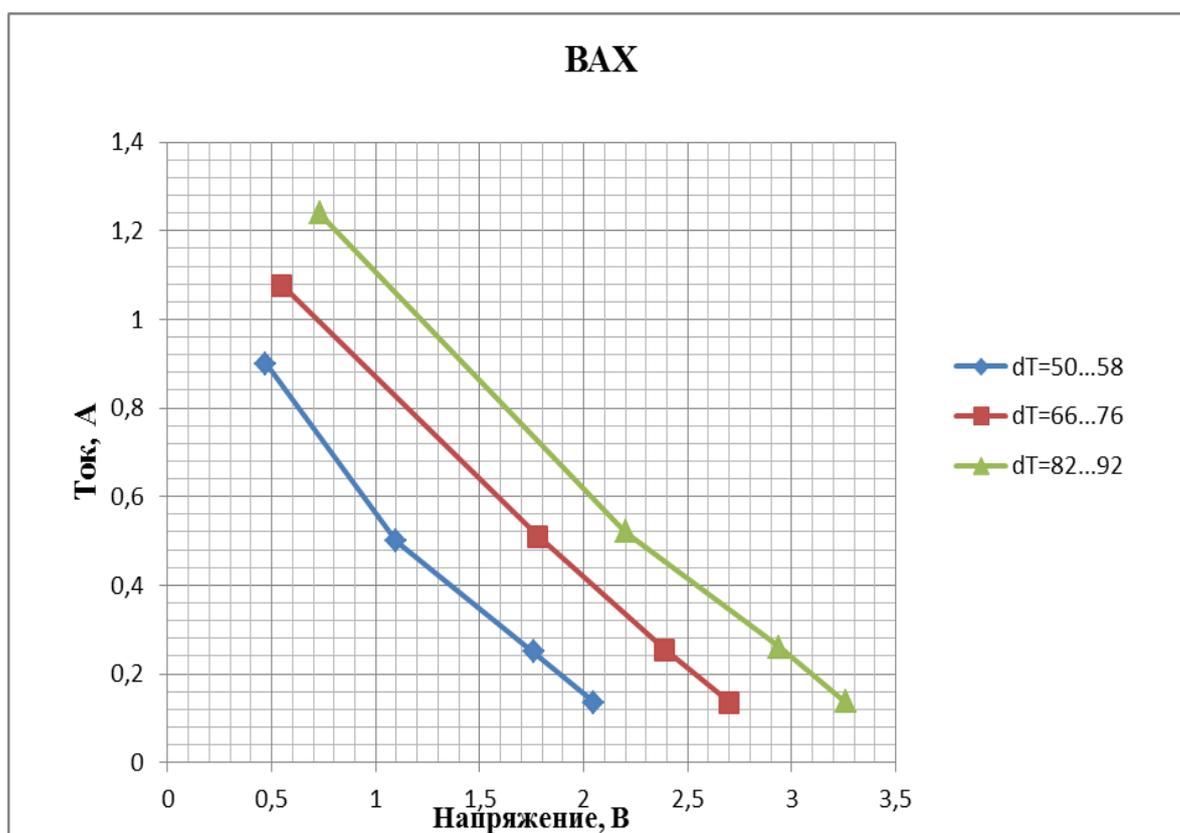


Рисунок 8. ВАХ термоэлектрического элемента

По графикам видно, что максимальные значения выходной мощности, эффективности, а также КПД, элемент Пельтье выдает при разности температур 82-83°C и при 70°C.

В заключение, можно сделать вывод: ТЭМ – весьма неплохая альтернатива, если необходимо обеспечить питание маломощного потребителя и условия эксплуатации соответствуют необходимым для поддержания безотказной работы аппаратуры, а затраты можно существенно снизить по причине, того, что на базе технопарка ИрНИТУ сотрудники инновационного предприятия «Термостат» начали изготавливать термомодули, с относительно высоким КПД.

Библиографический список

1. Элемент Пельтье описание, характеристики, применение [Электронный ресурс] / Электронный портал RADIOPOLYUS.RU.–Режим доступа: <http://radiopolyus.ru/spravka/274-element-pelte-xarakteristiki-opisanie-primeneniye.html>, свободный.
2. Генератор на элементе Пельтье [Электронный ресурс] / Электронный портал INERTON.UCOZ.RU.– Режим доступа: http://inerton.ucoz.ru/publ/ehlektronika/dc_dc_preobrazovateli/generator_na_ehlemente_pelte/16-1-0-30, свободный.

БЛОК КОНТРОЛЯ ИЗЛУЧЕНИЯ УКВ РАДИОСТАНЦИИ

Жданов А.Е., Засенко В.Е. - научный руководитель
ФГБОУ ВО "ИРНИТУ"
jjj1994@yandex.ru

Основным видом деятельности компании ООО «Рубиком» является деятельность в области радиовещания и телевидения. В 2010 году Обществом на территории города Нижнеудинска, на частоте 101,7 МГц осуществляется вещание радиоканала «Наше радио», а на частоте 102,7 МГц в 2013 году появился радиоканал «Удачное радио». В 2014 году на территории поселка Чунский на частоте 102,3 МГц, начато вещание радиоканала «Удачное радио», а в 2015 на территории города Слюдянка на частоте 104,0 МГц. Во всех городах используется радиовещательное оборудование производства ООО «НПП «Триада ТВ», производства города Новосибирск. Однако, только в Слюдянке используется цифровое радиовещательное оборудование, в остальных населенных пунктах аналоговое.

На рисунке 1 по примеру «Удачное радио» в Слюдянке, работающего на частоте 104 МГц показана обобщенная структурная схемы схема функционирования удаленного администрирования управляемого ПК и мониторинга показателей радиопередатчика.

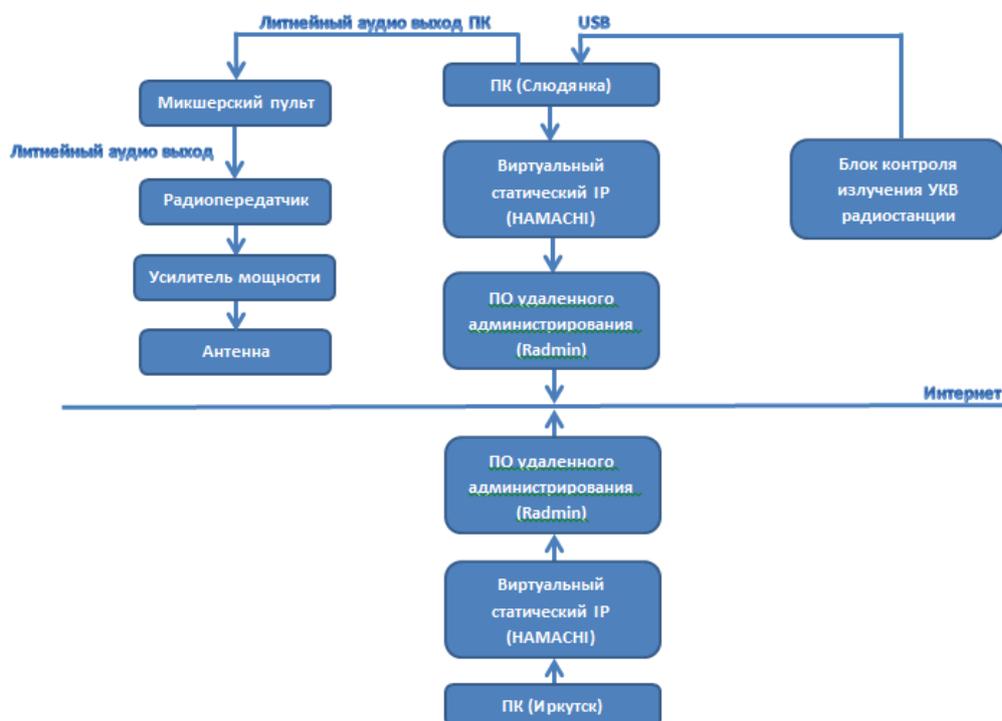


Рисунок 1 – Обобщенная структурная схемы схема функционирования удаленного администрирования управляемого ПК и мониторинга показателей радиопередатчика

Как видно на рисунке выше управляющий ПК, расположенный в Иркутске, по средствам программного обеспечения Hamachi, предназначенного для построения VPN, позволяет создать собственную защищённую сеть из компьютеров, соединённых через интернет, эмитируя тем самым физической локальной сетью. Другими словами с помощью Hamachi ПК (Иркутск) и ПК (Слюдянка) присваивается уникальный виртуальный статический IP адрес, а так организуется виртуальная локальная сеть. Следующим шагом на пути удаленного управления управляющего ПК управляемым ПК, является использования ПО Radmin (Remote Administrator), предназначенного для удалённого администрирования ПК (платформ Microsoft Windows), которое позволяет полноценно работать на нескольких удалённых компьютерах с помощью графического интерфейса, передавать файлы и использовать режим голосового или текстового общения с пользователем удаленного компьютера. ПО Radmin использует уникальные виртуальные статические IP адреса.

На управляемом ПК (Слюдянка) по мимо, ранее описанного, ПО для удаленного управления и администрирования, так же установлено ПО автоматизации эфирного вещания. Линейный аудио выход ПК подключен к линейному входу микшерского пульта, это необходимо для предварительной фильтрации шумов аудио сигнала, а так же задания оптимального рабочего уровня выходного сигнала. Линейный выход микшерского пульта подключен к цифровому радиопередатчику «Полюс 0,5ПТ», который в свою очередь формирует стереосигнал с частотной модуляцией несущей и усиливает частотно-модулированный сигнал до уровня 200 Вт на частоте 104 МГц.

В процессе организации эфирного вещания в удаленных населенных пунктах, возникает необходимость мониторинга амплитудно-частотных показателей усилителя мощности в режиме реального времени, как следствие, и необходимость создания УКВ приемника. Отметим, что цифровое радиовещательное оборудование «Полюс 0,5ПТ» предполагает собой наличие мониторинга и управления усилителя мощности, осуществляющееся через интерфейс RS-485. Однако, как было сказано ранее только в Слюдянке используется цифровое радиовещательное оборудование, в остальных населенных пунктах аналоговое.

Таким образом, совместно с генеральным директором ООО «Рубиком» и научным руководителем моего дипломного проекта была сформулирована задача, а именно разработка и реализация блока контроля излучения УКВ радиостанции, а так же последующее применение. Данный блок должен иметь: малые масса-объемные показатели; широкий диапазон частот, этот параметр в первую очередь будет зависит от конструктивных особенностей схемы блока, элементной базы и так далее; питание через USB порт.

Для решения поставленной задачи нами были выбраны программно-задаваемые радиосистемы SDR (Software Defined Radio) представляющие собой единую аппаратную платформу для реализации целого ряда устройств. Software Defined Radio (SDR) – это набор аппаратных и программных технологий, позволяющих создавать аппаратуру с реконфигурируемой архитектурой для беспроводных сетей передачи информации, включая оконечное оборудование. SDR обеспечивает эффективные и сравнительно недорогие решения проблем создания многомодовых, многофункциональных беспроводных устройств, способных изменять свою функциональность посредством обновления встроенного программного обеспечения. Таким образом, SDR можно рассматривать как технологию, применимую к широкому спектру областей индустрии беспроводных телекоммуникаций.

Другими словами SDR это технология прямого преобразования сигналов, которая имеет различные пути реализации. Таким образом, в ранее сформулированной задаче блоком контроля излучения УКВ радиостанции, будет являться приемник, построенный по технологии SDR.

Первый путь реализации радиоприемника по технологии SDR приведен на рисунке 2, он заключается в использовании маломощного генератора электрических колебаний, который применяется для преобразования частот сигнала, затем преобразованный сигнал поступает на цифровую обработку. Цифровая обработка начинается на низкой промежуточной частоте (10-40кГц), хотя если мы обратим внимание на приёмный тракт, то сможем удостовериться, что он такой же как у классического супергетеродинного приёмника. В данной схеме недостатки супергетеродинных приемников здесь сохраняются, хотя и частично компенсируются, за счёт цифровой обработки низкочастотного сигнала. Главными элементами конструкции, определяющими характеристики приёмника, являются смесители и фильтры промежуточной частоты, хотя блок цифровой обработки сигнала вносит значительную лепту в конечный сигнал.



Рисунок 2 – Схема супергетеродинного радиоприемника с цифровой обработкой сигнала.

Второй путь реализации радиоприемника по технологии SDR проиллюстрирован на рисунке 3. Недостаток данной схемы в том, что принимаемый спектр сначала переносится на звуковую частоту и затем начинается его обработка. В качестве АЦП может быть использована звуковая карта, характеристики которой и будут определять качество приемника. Первый смеситель квадратурный балансный, работающий в ключевом режиме, далее стоит АЦП. Чем больше разрядность АЦП звуковой карты и частота дискретизации - тем выше основные характеристики приёмника.

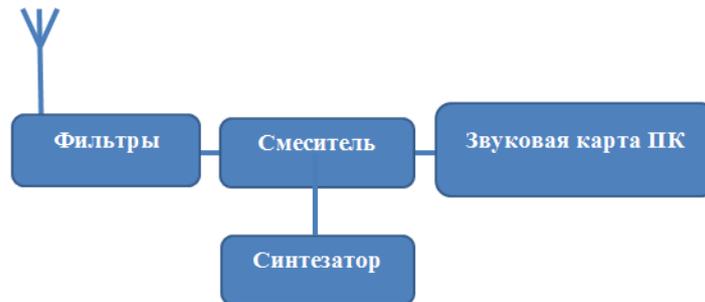


Рисунок 3 – Схема радиоприемника с переносом спектра на низкую частоту.

Третий путь реализации радиоприемника по технологии SDR. Отличительной особенностью приведенной на рисунке 4 схемы приемника является отсутствие смесителя, фильтров промежуточной частоты. Сигнал проходящий в антенну, сразу подвергается оцифровке. Это и называется прямой оцифровкой сигнала. АЦП работает на приёмной частоте. Характеристики такого приёмника в основном будут определяться параметрами используемого АЦП, а возможности оцифровки определяются программой. Цифровую обработку сигнала после АЦП, производят с помощью программируемых логических интегральных схем (ПЛИС).

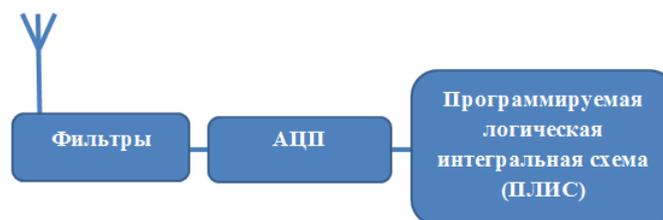


Рисунок 4 – Схема радиоприемника обработкой сигнала на принимаемой частоте.

Нами был выбран третий путь реализации радиоприемника по технологии SDR, но с некоторыми изменениями, а именно перед АЦП, нами добавлен смеситель с подключенным к нему синтезатором. На рисунке 5 роль левой части обобщенной структурной схемы будет выполнять микросхема R820T, представляющая собой цифровой кремниевый тюнер. В данный тюнер входит: полосовой фильтр, частотный

диапазон которого настраивается подключением к нему двух катушек индуктивности, размерность которых выбирается в datasheet на 28 странице, это необходимо для достижения лучшей радиочастотной работы, высокой чувствительности аппаратных средств к катушкам индуктивности полосового фильтра и радиочастотным входным катушкам индуктивности; синтезатор с ФАПЧ и кварцевым генератором; смеситель; не настраиваемый НЧ фильтр.



Рисунок 5 – Обобщенная структурная схема разработанного SDR-приемника.

На рисунке 5 роль правой части обобщенной структурной схемы будет выполнять микросхема RTL2832U, представляющая собой цифровой демодулятор, поддерживает интерфейс USB 2.0. В данный демодулятор входит: синхронизированное по времени с R820T восьми битным АЦП; квадратурный блок, так же использующий кварцевый генератор R820T; два НЧ фильтра подключенные на выходе квадратурного блока (синфазная и квадратурная компоненты); блок быстрого вычисления дискретного преобразования Фурье; цифровой чип пересчета, необходимый для точного уменьшения частоты дискретизации входного потока данных.

Микросхемы R820T и RTL2832U связаны между собой через интерфейс I2C. Соответственно, демодулятор RTL2832U на входе подключен через интерфейс I2C, а на выходе USB 2.0.

Принципиальная схема используемого SDR-приемника представлена на рисунке 6.

Физически собрав схему, представленную на рисунке 6, мы приступаем к следующему шагу, а именно установке и использованию плагина, то есть независимого компилируемого программного модуля, динамически подключаемого к основной программе и предназначенного для расширения и использования возможностей данной программы. Мы использовали бесплатный, находящийся в свободном доступе плагин SDRSharp американской фирмы Airspy.

На рисунке 7 проиллюстрирована работа разработанного приемника с использованием плагина SDRSharp, предварительно установленного на ПК в Слюдянке.

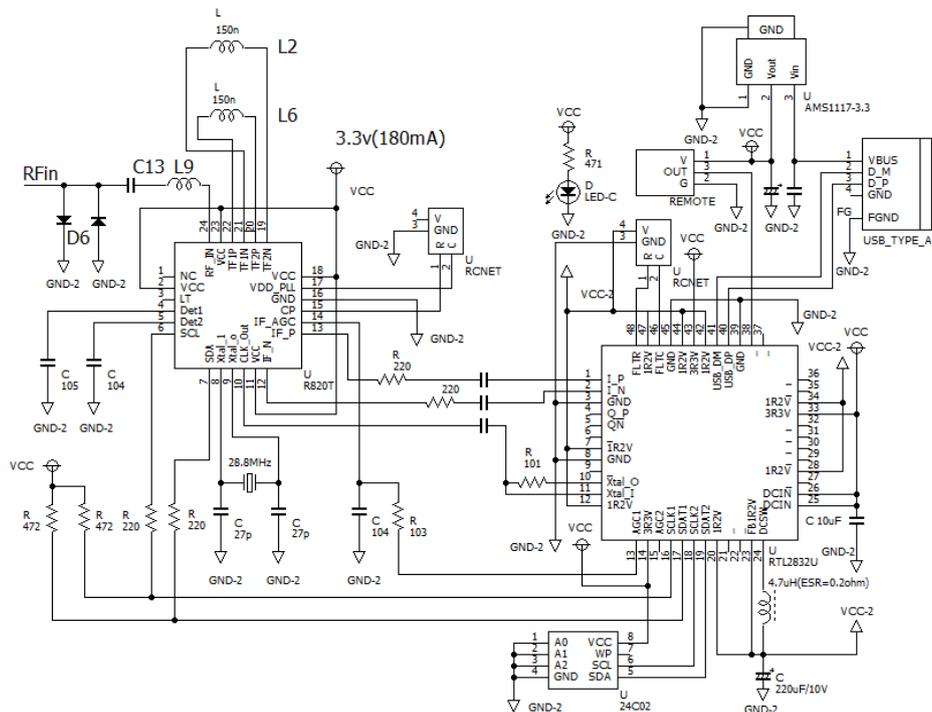


Рисунок 6 – Принципиальная схема разработанного SDR приемника.

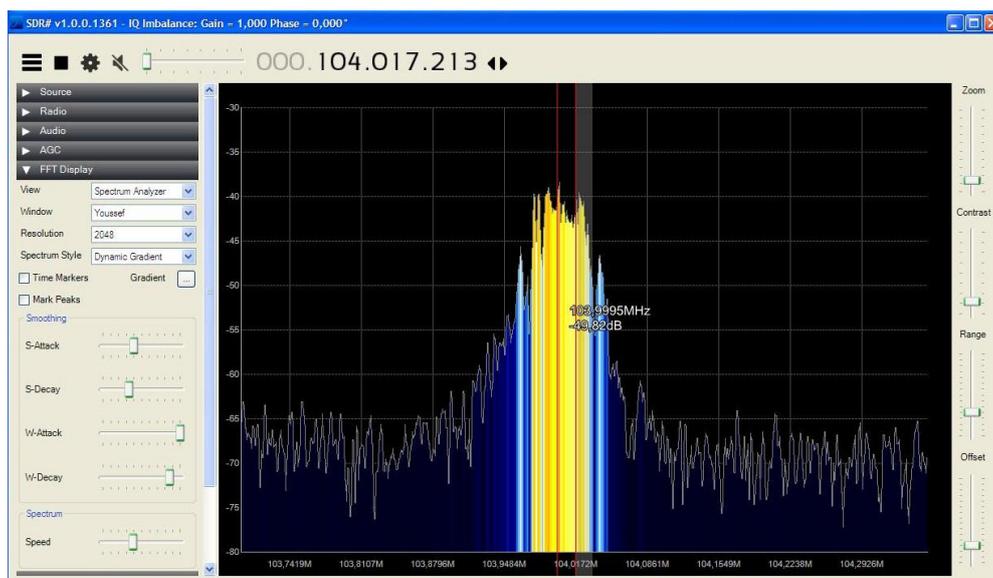


Рисунок 7 – Результаты УКВ приемника с использованием плагина SDRSharp.

Библиографический список

1. Ставиская Р.М., Страдомский С., Никитина Т., Козлова А., Кочергина Е., Власова Н.Г., Попова Т.В., Медведев О., Кондратьева А., Коровина Е.В., Дарман В. В. Радиовещание в России в 2012 году. М.: Федеральное агентство по печати и массовым коммуникациям, 2013. С. 8.
2. Эфирное радио – будет ли цифра? // Широкополосные сети и мультимедийные технологии. URL: <http://www.telemultimedia.ru/art.php?id=466> (дата обращения: 04.05.2016).

IP-ТЕЛЕВИДЕНИЕ И ИНТЕРНЕТ-ТЕЛЕВИДЕНИЕ: РАЗЛИЧИЕ ТЕХНОЛОГИЙ И КОНЦЕПЦИЙ

Белинская С.И.¹, Осипов К.А.², Петров А.В.² – научный руководитель
1 ФГБОУ ВО “ИрГУПС” 2 ФГБОУ ВО “ИрНИТУ”
nikkie.33302@gmail.com

В современном мире появилась возможность не просто смотреть передачи в одностороннем режиме, а управлять воспроизведением, например, поставить на паузу передачу и продолжить просмотр с того же момента, а потом промотать рекламный блок и т.п. Технология, обеспечивающая эти возможности, называется IP-телевидение или Интернет-телевидение.

IPTV

Начало этой аббревиатуры, IP, значит то, что используется этот протокол передачи данных (“интернет протокол”), но система целиком с мировой паутиной не связана, а связана лишь только с провайдером.

IPTV функционирует в IP-сетях на основе следующих протоколов: UDP (UserDatagramProtocol) — для передачи потокового видео и аудио. HTTP (HyperTextTransferProtocol) — для организации интерактивных сервисов (таких как пользовательские меню и пр.), передачи потокового видео и аудио.

RTSP (RealTimeStreamingProtocol) — для управления потоками вещания.

RTP (Real-timeTransportProtocol) — для передачи потокового видео.

IGMP (Internet Group Management Protocol) — для управления мультикаст-потоками.[1]

IP интерактивное телевидение в Москве начало свое развитие с середины 2005 г. Сегодня многие операторы в стране, предоставляющие интернет услуги, в набор своих предложений обязательно вводят и предоставление IP-TV. Любая сеть IP-телевидения состоит из следующих компонентов: головной станции, телекоммуникационных сетей, промежуточных и принимающих абонентских устройств. Головная станция получает, формирует и транслирует в сеть видео потоки контента. В качестве источников такого контента используются спутниковые телевизионные каналы, аналоговое и цифровое видео, и т.д. Основная функция этой станции заключается в IP-инкапсуляции, то есть включении контента в виде полезной информации в состав протокола PDU (protocoldataunit) и передачу его в телекоммуникационные сети.[2]

В качестве клиентского оборудования могут выступать все компьютеры (соответствующие системным требованиям), специализированные ТВ приставки, медиа-плееры, телевизоры с технологией SMART TV, мобильные устройства.

Чтобы просматривать телевизионные программы на ПК нужно чтобы на компьютер была установлена универсальная программа VLC media player, а ваш провайдер обеспечивал стабильное соединение с сетью на скорости минимум 5 Мбит/с.[3]

Для просмотра телеканалов IPTV на обычном телевизоре используется специальная телевизионная приставка STB (SetTopBox), которая декодирует видеоданные и выводит расшифрованное видео на экран телевизора. При этом видеопоток от провайдера подается через коммутатор на цифровую телевизионную приставку либо по витой паре, либо по оптоволоконному кабелю. Несмотря на то, что используется IP-соединение, каждый пользователь связан с источником отдельной линией.

Как и в случае со спутниковым телевидением, здесь можно выбирать пакеты каналов из предлагаемого провайдером списка. При этом ежемесячная абонентская плата складывается из базовой ставки за предоставление услуги, стоимости выбранного пакета и, возможно, за аренду оборудования.

Зато у абонентов IPTV есть возможность, недоступная пользователям спутникового телевидения: видео по запросу. Суть его состоит в том, что пользователь может выбрать, например, любой фильм из предлагаемого списка и смотреть его в любое удобное для него время. Именно благодаря возможностям обратной связи полное определение технологии IPTV содержит эпитет «интерактивное» – это цифровое интерактивное телевидение в сетях передачи данных по протоколу IP.

Главным достоинством IPTV является возможность предоставления пользователям широкого набора дополнительных услуг, связанных с потреблением контента (VideoonDemand (VoD), TVoIP, TimeShiftedTV, NetworkPersonalVideoRecorder, ElectronicProgramGuide, NearVideoonDemand).[4]

Интернет – телевидение

Главный принцип Интернет-ТВ заключается в том, что любой правообладатель имеет полноценную возможность разместить своё видео в сети и даже создать собственный телевизионный Интернет-канал. То есть концепция Интернет-ТВ мало отличается от концепции паутины в целом.

Безусловным плюсом Интернет-телевидения является то, что для распространения контента не нужно менять техническую инфраструктуру, покупать специфическое оборудование или прокладывать дополнительные сети. Услуги телевидения подобного рода доступны везде, где существует выход в глобальную Сеть.

Одним из широко известных проектов, который находится на стадии бета-тестирования, является Joost разработанный создателями Skype и Kazaa Янусом Фрисом и Николасом Зенстромом. В отличие от обычного телевидения, которое передаёт изображение по радио и кабельным сетям, в Joost трансляция ведётся на основе пиринговой технологии.

В Joost присутствует возможность просмотра передач с комментариями, то есть пользователь имеет возможность комментировать видеоролики, просматривать комментарии других, вывешивать рейтинги передач и присваивать контенту теги.

Онлайн-сервис Joost имеет ряд конкурентов. Среди них европейский peer-to-peer сервис интернет-ТВ — Vabelgum, который также находится на стадии тестирования. Сеть децентрализованного (пирингового) телевидения Vabelgum была разработана Сильвио Скалья. Она, как и Joost, работает в режиме бета-версии.[5]

Система интернет-телевидения позволяет реализовать:

- Управление пакетом подписки каждого пользователя
- Защиту содержания телевидения на любом уровне
- Трансляцию каналов в формате MPEG-2, MPEG-4
- Представление телевизионных программ
- Функцию регистрации телевизионных передач
- Поиск прошлых телевизионных передач для просмотра
- Функцию паузы для телеканала в режиме реального времени
- Индивидуальный пакет телеканалов для каждого пользователя

Передача происходит по каналу связи с глобальной Сетью. На практике это может выглядеть следующим образом: пользователь попадает на сайт, предлагающий услуги онлайн-телевидения, и совершает несложные действия по выбору желаемого канала. Здесь речь идет именно о просмотре онлайн-видео, вещающего через интернет.

Для просмотра телевизионных программ через интернет достаточно соответствующего приемного устройства (телевизор, приставка) и высокоскоростного канала связи с глобальной Сетью. Необходимым условием также является наличие безлимитного Интернета, скорость которого как минимум 1 Мбит/с. Важна также стабильность соединения, а это уже целиком и полностью зависит от провайдера.[7]

Так как в обоих случаях не требуется использование дорогих радиочастот, и IPTV, и Internet TV способны предложить неограниченное число каналов без лишних затрат. Именно эта особенность позволяет создавать телепередачи и каналы, ориентированные на узкоспециальные интересы зрителей.

Вывод

На основе анализа доступных источников рассмотрены общие принципы реализации IP-телевидения; проведён сравнительный анализ технологий IP-телевидения и Интернет-телевидения. Следует предполагать дальнейший рост использования услуг IP-телевидения и Интернет - телевидения.

Следует сделать вывод о том что интернет – телевидение намного удобнее из-за его легкодоступности, нежели IPTV, при использовании которого необходимо заключать договор с провайдером.

Библиографический список

- 1 IPTV [Электронный ресурс] / –Режим доступа: <https://ru.wikipedia.org/wiki/IPTV> , свободный.
- 2 КАК РАБОТАЕТ IP ТЕЛЕВИДЕНИЕ? [Электронный ресурс] / – Режим доступа: <http://www.rcsz-tcc.ru/rcsz-tcc-pub/tel.php> , свободный.
- 3 Решение IPTV [Электронный ресурс] / –Режим доступа: <http://www.netris.ru/sectors/digital-television/iptv-solution.html> , свободный.
- 4 Internet Television: непутать IPTV! [Электронный ресурс] / –Режим доступа: <http://www.hifinews.ru/advice/details/23.htm> , свободный.
- 5 Интернет – телевидение [Электронный ресурс] /– Режим доступа: <https://ru.wikipedia.org/wiki/Интернет-телевидение> , свободный.
- 6 IPTV и ИНТЕРНЕТ телевидение в чем разница? [Электронный ресурс] / – Режим доступа: <http://irvispress.ru/catalog/tv/sovremennye-tehnologii-tv/televidenie-i-internet/> , свободный.\
- 7 С.И. Белинская, К.А. Осипов, А.В. Петров / Применение технологии GPON для предоставления IP–телевидения – В сб. Фундаментальные проблемы науки: сборник статей Международной научно – практической конференции (15 мая 2016 г., г. Тюмень).

ПРИМЕНЕНИЕ РАЗРАБОТАННОЙ ПРОГРАММЫ РАСЧЕТА ДЛЯ ИНТЕРПРЕТАЦИИ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ УГЛОВ ПРИХОДА ДЕКАМЕТРОВЫХ РАДИОВОЛН

Жанг Н.М.

Государственный технический университет имени Ле Куй Дона
nmgjang44@gmail.com

Введение. Актуальность прогнозирования углов прихода радиоволн в настоящее время обусловлена разработкой программы расчета углов прихода декаметровых радиоволн (ДКВ) [1–5], которая объединяет программную реализацию модели ионосферы [6] и программу прогноза вариаций критических частот, геометрический параметров ионосферы [7], а также программу влияния регулярной и случайной неоднородности ионосферы [8,9], основанной на применении модифицированного закона преломления закона Снеллиуса. Углы прихода ДМВ гораздо сильнее зависят от параметров регулярной и случайной неоднородности ионосферы по сравнению с неоднородностями, связанными с напряженностью поля или времени вдоль траекторий радиоволн. Дополнительно механизм влияния случайной неоднородности ионосферы следует из работы [5], ввиду различия со стороны спектра влияющего на углы прихода ДКВ на высотах от 100 км до высот влияния 300 км. Цель настоящей работы состоит в представлении примеров программы прогнозирования углов прихода ДКВ. При этом дано описание примеров использования программы для решения практических задач.

1. Примеры прогнозирования углов прихода ДКВ между городами

1. 1. Расчет углов прихода ДКВ по трассе Новосибирск – Москва

Входные данные: дата 15.02.14 г., мод 1F2, географические координаты пункта передачи (г. Новосибирск): широта 54.02° , долгота 82.93° , географические координаты пункта приёма (г. Москва): широта 55.75° , долгота 37.62° . Рабочая частота – 18 МГц, среднее число Вольфа в феврале – 103 [10], минимальное значение для угла излучения -1° , максимальное значение для угла излучения -80° , шаг по углу -0.01° .

На рис. 1, а и б представлены результаты прогнозирования суточной вариации углов излучения (левый рис.) и приёма радиоволн (правый). Из рис. 1 а и б видно, что интервал углов излучения составляет от 7 до 8 градусов, а интервал углов приёма радиоволны – от 5 до 10 градусов. Более широкое изменение углов приёма радиоволн обусловлено влиянием неоднородностей ионосферы на характеристики распространения радиоволн [5,6].

1.2. Расчет углов прихода ДКВ по трассе Уфа – Иркутск

Длина трассы: 3079 км. Входные данные для расчёта: дата 15.05.2014 г., прогнозируемый мод 1F2, географические координаты пункта передачи

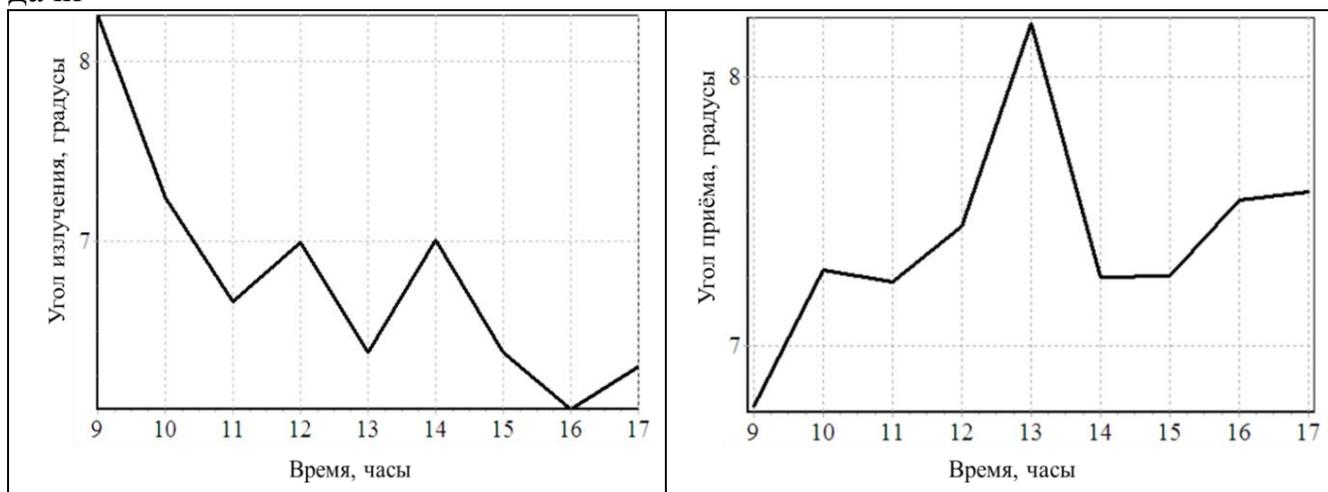


Рисунок 1. Временная зависимость углов излучения и приёма по трассе Новосибирск – Москва в январе 2014 г.

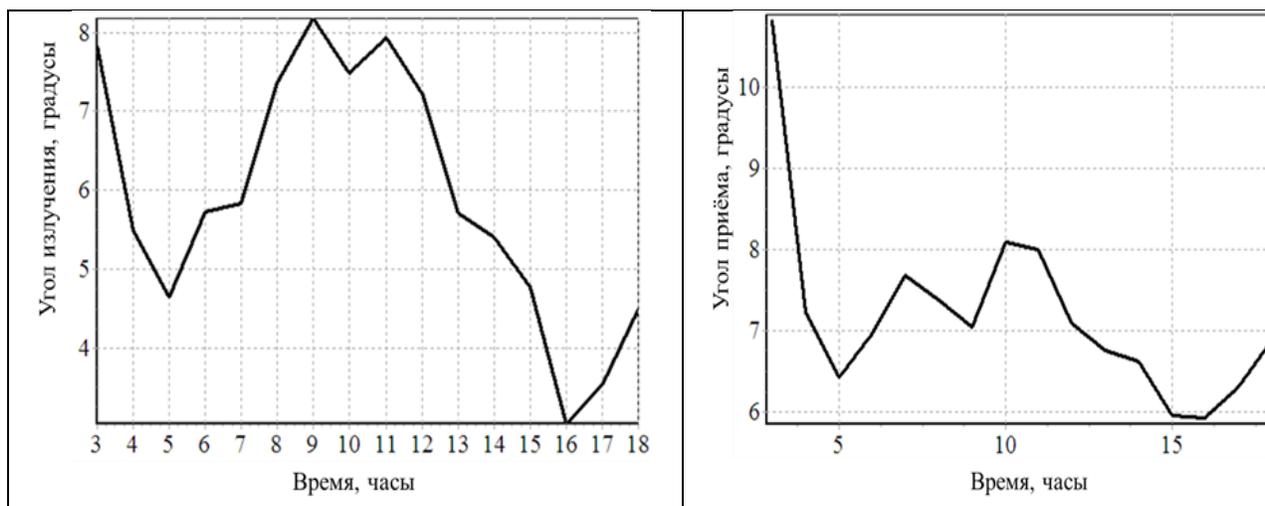


Рисунок 2. Временная зависимость углов излучения и приёма по трассе Уфа – Иркутск в мае 2014 г.

(г.Уфа)широта:54.82°,долгота 56.07°,географические координаты пункта приёма(г.Иркутск):широта:51.82°,долгота:103.07°.Рабочая частота:16.8 МГц.Среднее число Вольфа –50, минимальное значение для угла излучения –1°, максимальное значение для угла излучения –80°, шаг по углу – 0.01°.Углы прихода выше, чем углы излучения, что следует из анализа данных на рис.3.

1.3. Расчет углов прихода ДКВ по трассе Чита – Санкт-Петербург
 Длина трассы: 4893 км. Дата: 15.02.2014 г. Мод: 2F2. Географические координаты пункта передачи (г. Чита): широта 52.05° , долгота 113.47° . Географические координаты пункта приёма (Санкт-Петербург): широта 59.93° , долгота 30.32° . Рабочая частота – 18 МГц, число Вольфа – 102[10], минимальное значение для угла излучения -1° , максимальное значение для угла излучения 80° , шаг по углу – 0.01° .

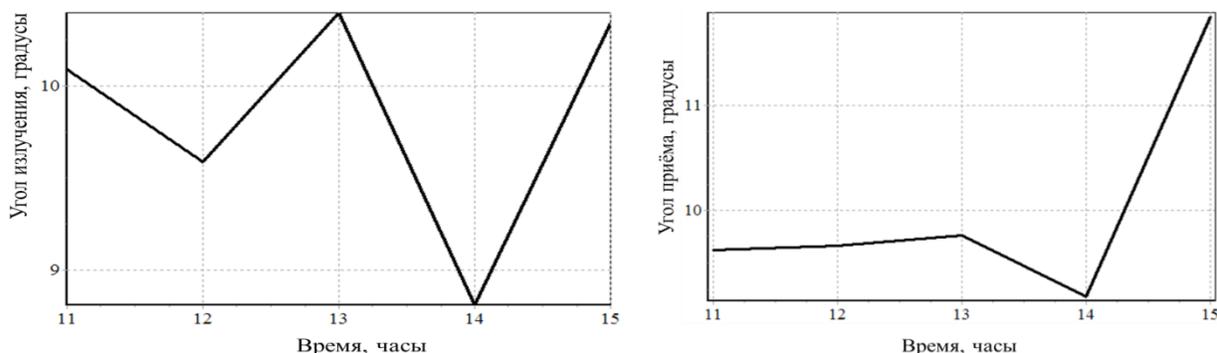


Рисунок 3. Временная зависимость углов излучения и прихода по трассе Чита – Санкт-Петербург в январе 2014 г.

1.5. Прогнозирование углов прихода моды 1F2 по трассам Москва – Ростов-на-Дону, Минск – Ростов-на-Дону в ноябре и декабре 2013 г. Ниже приведены примеры прогнозирования углов прихода ДКВ по трассам Москва – Ростов-на-Дону, Минск – Ростов-на-Дону. Результаты прогнозирования сравниваются с результатами эксперимента для мода 1F2. Описание эксперимента представлено в работе [11]. Числа Вольфа были в период проведения – ноябрь 72, декабрь 90 [10].

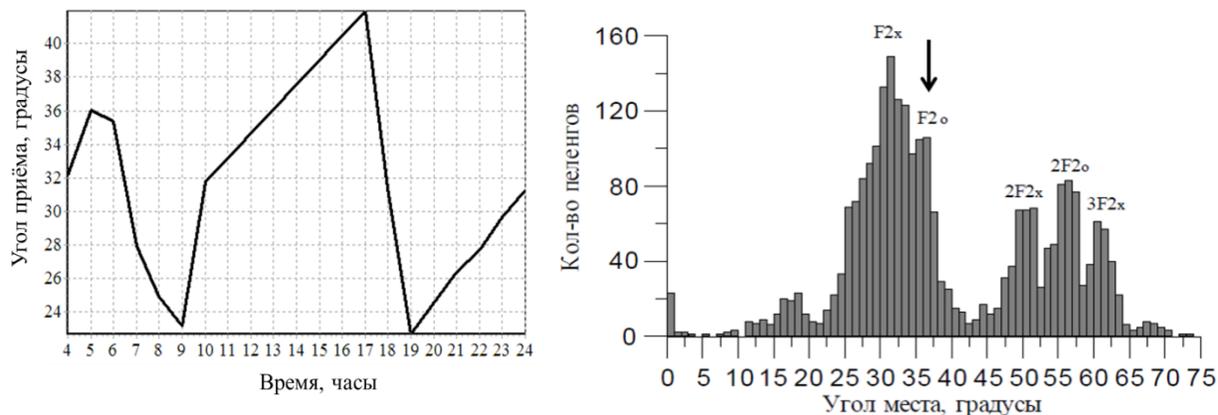


Рисунок 4. Временная зависимость углов прихода ДКВ на трассе Москва – Ростов-на-Дону по расчетам и экспериментальное распределение углов прихода, 23.11.2013 г., 5:00 – 6:00, на частоте 4.996 МГц[11]

Входные данные для прогнозирования. Длина трассы 931 км. Широта и долгота Москвы 55.6, 39.9. Широта и долгота Ростова-на-Дону 47.23, 39.7. Шаг расчета по траектории 1 км.

Из расчетов следует, что суточный диапазон углов прихода моды 1F2 заключался 22 –42° московского времени (мск). В частности, в интервале времени с 5:00 до 6:00 мск среднее значение углов прихода ДКВ равно 35 градусов. Эти результаты прогнозирования согласуются с результатами измерений моды F_0 , представленными на рис. 4 и показанного вертикальной стрелкой на этом рисунке.

Для трассы Москва – Ростов-на-Дону проводилось еще прогнозирование углов прихода ДКВ с такими же входными данными, но при рабочей частоте f , равной 9.996 МГц и 14.996 МГц.

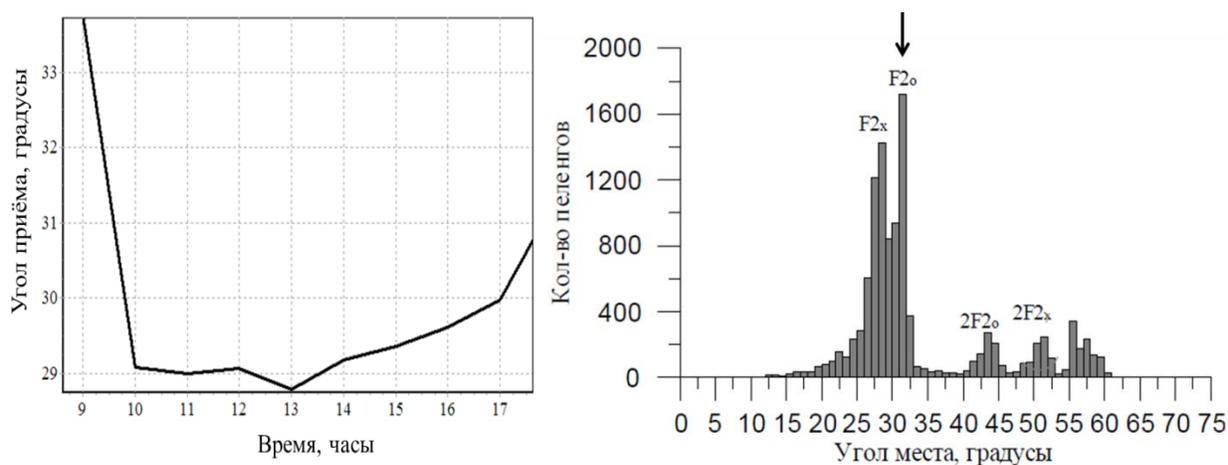


Рисунок 5. Изменения углов прихода ДКВ на трассе Москва – Ростов-на-Дону и экспериментальное распределение, 23.11.2013, 9:00 – 10:00 мск, $f=9.996$ МГц

Из рис. 5 видно, что в интервале времени с 9:00 часов до 10:00 часов углы прихода ДКВ изменяются в интервале от 29 до 34 градусов и среднее значение углов прихода ДКВ – 32 градуса. Эти результаты прогнозирования хорошо согласуются с результатами измерений моды F_0 – обыкновенная компонента моды 1F2, представленными на этом же рисунке.

Отмечено, что не наблюдалась мода 2F2 по прогнозированию с 09 ч до 10 ч для рабочей частоты 9.996 МГц и с 05 до 06 ч – для рабочей частоты 4.996 МГц, хотя по результатам эксперимента (рис. 4 и 5, справа) эта мода присутствует. Для обоснования этого явления проводился расчет значения максимальной применимой частоты моды 2F2 (МПЧ2F2) для трассы Москва – Ро-

стов-на-Дону по методу равных скачков [12]. Полученные значения МПЧ2F2 в 9 и 10 ч.мск соответственно равны 7.45 и 8.3 МГц, в 5 и 6 ч. МПЧ2F2, соответственно, 3.4 и 3.95 МГц. По этим результатам расчета МПЧ2F2 следует, что теоретически при рабочей частоте 9.996 МГц невозможно наблюдать моду 2F2 в интервале с 9 до 10 ч, а при рабочей частоте 4.996 МГц с 5 до 6 ч невозможно наблюдать моду 2F2. Несмотря на это, на практике, прохождение радиоволн с $f > \text{МПЧ}2F2$ возможно (как показано по результатам эксперимента на рис. 4, 5) из-за влияния случайных неоднородностей ионосферы двух различных типов: 1) мелкомасштабных (характерный размер < 1 км) неоднородностей N , расположенных ниже отражающего радиоволны слоя, 2) крупномасштабных (размер > 100 км) неоднородностей, к которым можно отнести, так называемые, перемещающиеся возмущения ионосферы (ПИВ). К этим же данным имеет расчет МПЧ2F2 по методу равных МПЧ [1], но расчет этим методом пока не проводился.

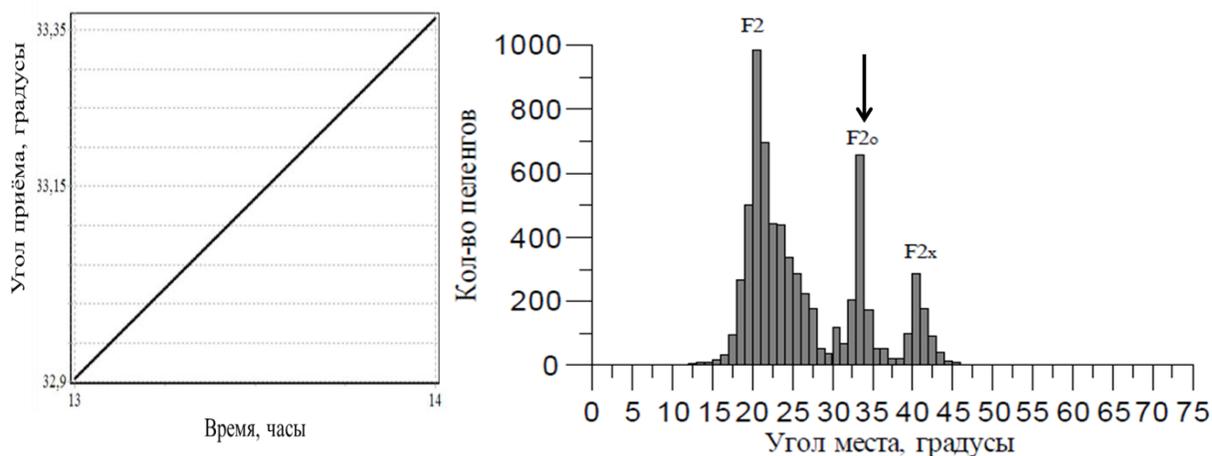


Рисунок 6. Изменения углов прихода ДКВ на трассе Москва – Ростов-на-Дону и экспериментальное распределение 09.12.2013г.,13:00–14:00мск, $f=14.996$ МГц

Из графика, приведенного на рис.6, следует, что среднее значение углов прихода моды 1F2 ДКВ с 13:00 до 14:00 мск составляет 33 градуса. Эти результаты совпадают со значением мода1F2 по результатам эксперимента.

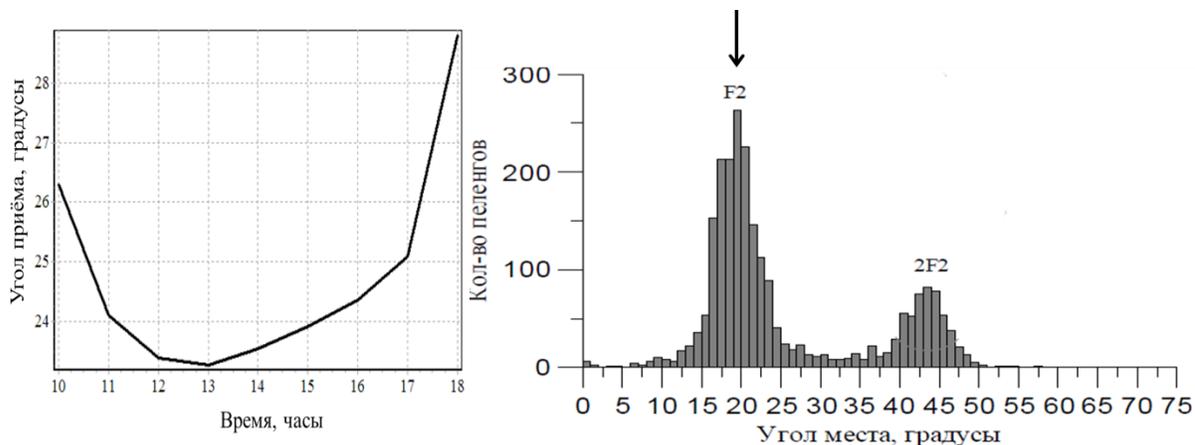


Рисунок 7.Изменения углов прихода ДКВ на трассе Минск – Ростов-на-Дону и экспериментальное распределение 01.12.2013г., 14:00–15:00мск, $f=11.730$ МГц

Из графика, приведенного на рис. 7 получено среднее значение углов прихода моды 1F2 ДКВ с 14:00 до 15:00 ч., которое равно 23.5 градуса. Это результат прогнозирования больше результатов эксперимента на 2 градуса, что вполне приемлемо с учетом надежности определения исходных данных.

1.6. Прогнозирование углов прихода всех мод, приходящих в пункт приёма при различных рабочих частотах

В этом подразделе приведен примеры прогнозирования угловых характеристик мод, приходящих в области от пункта передачи до конечного пункта. В качестве входных параметров выбираются: географические координаты пункта передачи и приёма, число Вольфа, дата и время.

После запуска программы получены результаты прогнозов дистанционно-угловых характеристик всех мод, полученных на расстоянии от пункта передачи до конечного пункта по направлению азимута радиопередачи (передатчик – приёмник). Численный эксперимент проводился при различных рабочих частотах. Ниже представлены дистанционно-угловые характеристики мод, полученные при рабочей частоте 18 МГц.

Исходные данные для расчета: дата 24.05.2004, время 23:37:56. Географические координаты пункта приёма долгота 35 градуса, широта 30 градуса. Число Вольфа 100. Минимальное значение для угла излучения 1° . Максимальное значение для угла излучения 80° .

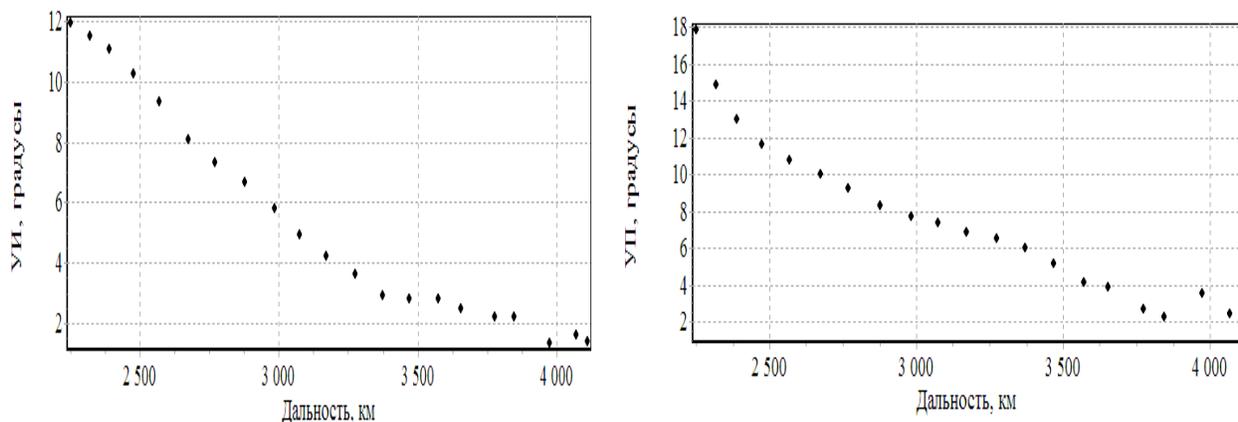


Рисунок 8. Дистанционно-угловые характеристики углов излучения (слева) и приёма (справа) моды 1F2 при $f = 18$ МГц

Мод 1F2 наблюдается на расстояниях от 2300 до 4200 км.

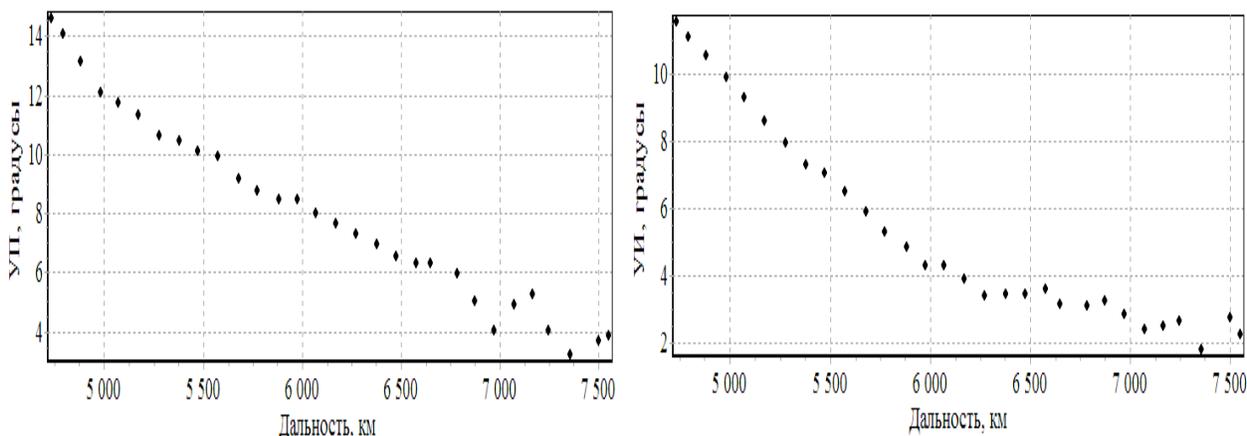


Рисунок 9. Дистанционно-угловые характеристики углов излучения (слева) и приёма (справа) моды 2F2 при $f = 18$ МГц

Мода 2F2 наблюдается на расстояниях от 4500 до 7600 км. На рис.8 и рис. 9 следует обратить на различие углы прихода мода 1F2 слева и справа. Отмечено, что на рабочей частоте 18 МГц наблюдаются только радиоволны, которые отражаются от слоя F2. Эти результаты объясняются тем, что на высокой частоте радиоволны не отражаются от слоя E, а проникают через его и отражаются от слоя F2.

2. Оптимизации диаграмм приёмо-передающих антенн на основе применения результатов прогнозирования угловых характеристик ДКВ

При проектировании коротковолновых антенн большое значение имеет задание углов наклона лучей, достигающих места приёма. Передающие ан-

тенны должны быть спроектированы таким образом, чтобы их диаграммы направленности обеспечивали наибольшую интенсивность лучей, достигающих места приёма с наименьшим затуханием, а диаграммы направленности приёмных антенн должны, по возможности, обеспечить наиболее интенсивный приём этих лучей. Вследствие суточного, сезонного и годового изменения высоты отражающего слоя углы наклона лучей, достигающих места приёма, меняются по времени. Для обеспечения устойчивости радиосвязи в разное время суток и сезоны года ДКВ радиолинии должны обладать способностью к быстрому маневрированию рабочими частотами в широком диапазоне, чтобы круглосуточно поддерживать работу системы связи.

Для проектирования приёмно-передающих антенн рекомендуем выполнять следующие этапы: 1) прогнозирование углов излучения и приёма ДКВ; 2) выбор типа антенн ДКВ и проектирование антенны в соответствии с прогнозируемым углом прихода радиоволн и рабочей частотой.

Для реализации второго этапа проектирования рекомендуется использовать ромбическую антенну для системы ДКВ радиосвязи. Ромбические антенны имеют следующие достоинства, благодаря которым они получили широкое применение на практике: большой диапазон работы, простота конструкции, эксплуатации и экономичность при проектировании. Ниже представлена краткая методика расчета ромбических антенн по заданному углу прихода радиоволн и рабочей частоте [13].

Для ромбических антенн используется условное обозначение $R\Gamma(\Phi/L)/H$, где R – ромбическая, Γ – горизонтальная, Φ – половина тупого угла максимума ромба (в градусах), L – относительная длина стороны ромба L_p/λ_0 (L_p – стороны ромба), H – относительная высота подвеса ромба H_p/λ_0 (H_p – высота подвеса антенны, λ_0 – средняя длина волны рабочего диапазона).

Для горизонтальной ромбической антенны диаграмма направленности в вертикальной плоскости имеет вид [13]:

$$F(\theta) = \frac{8 \cdot \cos(\phi)}{1 - \sin(\phi) \cdot \cos(\phi_m)} \cdot \sin^2 \left\{ \frac{k \cdot L_p}{2} [1 - \sin(\phi) \cdot \cos(\theta)] \right\} \cdot \sin(k \cdot H_p \cdot \sin(\theta)). \quad (1)$$

Из условия максимума первого множителя в (1) определяется оптимальное значение половины тупого угла ромба:

$$\frac{\partial}{\partial \phi} \left(\frac{\cos(\phi)}{1 - \sin(\phi) \cdot \cos(\phi_m)} \right) = 0, \quad (2)$$

где ϕ_m – угол прихода ДКВ, полученный из результатов прогнозирования.

Из этого следует: $\sin(\phi) = \cos(\phi_m)$ или $\phi = 90^\circ - \phi_m$. (3)

Оптимальное значение длины стороны ромба определяется из условия максимума второго множителя (1):

$$\sin\left(\frac{k \cdot l_p}{2} \cdot (1 - \sin(\phi) \cdot \cos(\phi_m))\right) = 1. \quad (4)$$

Из (4) следует:

$$l_p = \frac{\lambda_0}{2 \cdot (1 - \sin(\phi) \cdot \cos(\phi_m))}. \quad (5)$$

Оптимальная высота подвеса антенны определяется из условия максимума третьего сомножителя:

$$\sin(k \cdot H_{II} \cdot \sin(\phi_m)) = 1, \quad (6)$$

откуда получим

$$H_{II} = \frac{\lambda_0}{4 \cdot \sin(\phi_m)}. \quad (7)$$

При практическом проектировании ромбических антенн обычно не придерживаются указанных оптимальных значения ϕ и 1, так как антенны в этом случае весьма громоздкие, дорогие и требуют для своего размещения большой площади. Некоторые отклонения от оптимальных размеров, в частности уменьшение размеров сторон антенн в 1,5-2 раза, не приводит к заметному уменьшению коэффициента усиления антенн, поскольку в окрестности своего максимума коэффициент усиления слабо меняется при изменении определяющих его параметров [13].

Предполагается, что требуется проектировать антенны для системы ДКВ радиосвязи по трассе Хабаровск–Иркутск с рабочей частотой 16,8 МГц. Для решения этой задачи сначала проводится прогнозирование угла прихода ДКВ по этой трассе, далее, по результатам прогнозирования средних углов ДКВ находится среднее значение угла приёма радиоволн за год.

Таблица 1. Средние углы прихода ДКВ для различных месяцев года для трассы Хабаровск – Иркутск

Месяцы	январь	февраль	март	апрель	май	июнь
β_{cp}	10,2	10	10,5	11	13,7	13,2
Месяцы	июль	август	сентябрь	октябрь	ноябрь	декабрь
β_{cp}	13,2	12,7	11,3	9,7	9,4	9,0

Из таблицы 1 получено среднее значение угла прихода радиоволн для трассы Хабаровск – Иркутск за год, равное 11.2°. Из справочника [13] выбирается ромбическая антенна РГ(65/4)1 с максимумом главного лепестка ДН, который соответствует прогнозируемому углу прихода ДКВ 11.2°.

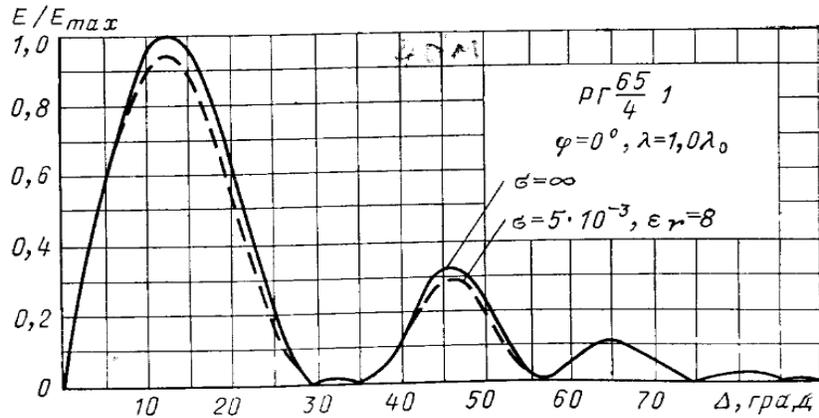


Рисунок10. Диаграмма направленности в вертикальной плоскости Антенны РГ(65/4)1 [13]

Рисунок показывает, что задача синтеза оптимизированной приёмо-передающей антенны для трассы Хабаровск – Иркутск успешно решена. Ромбическая антенна с параметрами $\phi = 65^{\circ}$, $l = 4\lambda_0$, $H = \lambda_0$ имеет область максимума главного лепестка, содержащую прогнозируемый угол прихода 11.2° .

Заключение. В статье успешно решена задача анализа возможностей применения разработанной программы для решения практических задач, в том числе:

1. С использованием результатов прогнозирования проведены интерпретации результатов измерений углов прихода ДКВ по нескольким трассам: Хабаровск – Иркутск, Новосибирск – Москва, Уфа – Иркутск, Чита – Санкт-Петербург, Москва – Ростов-на-Дону, Минск – Ростов-на-Дону.
2. Показано, что разработанная программа позволяет прогнозировать дистанционно-угловые характеристики всех мод, принятых на расстояниях от пункта передачи до заданного места в заданном направлении.
3. В результате сравнения результатов расчета с экспериментом сделан вывод о том, что разработанные метод и алгоритм позволяют повысить точность прогнозирования углов прихода ДКВ, учитывая различие углов излучения и приёма.
4. Показано, что разработанная программа позволяет проектировать антенны декаметрового диапазона с оптимальной диаграммой направленности.

Выявлено причины отличий углов прихода ДКВ, по котором программа будет дорабатываться. Первое отличие связано с необходимостью учета магнитоионных компонент, второе отличие связано с более эффективным методом при расчете МПЧ2F2, известного как прием скачков с равной МПЧ [12].

Библиографический список

1. Жанг Н.М., Агарышев А.И. Программная реализация прогнозов декаметровых радиоволн через горизонтальную неоднородную рассеивающую ионосферу Жанг // Современные проблемы радиоэлектроники и связи: материалы XIII Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Иркутск: Изд-во ИрГТУ, 2014. – С. 4–8.
2. Жанг Н.М. Разработка алгоритма и программы расчетов характеристик распространения декаметровых радиоволн в ионосфере на основе применения закона преломления Снеллиуса // Современные проблемы радиоэлектроники и связи: материалы XII Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Иркутск: Изд-во ИрГТУ, 2013. – С. 5–13.
3. Жанг Н.М., Агарышев А.И. Программная реализация прогнозов угловых характеристик декаметровых радиоволн в горизонтальной неоднородной рассеивающей ионосфере // Распространение радиоволн: сб. докл. XXIV Всерос. науч. конф. (Иркутск, 9 июня–5 июля, 2014 г.): в 4 т. / под ред. Д.С. Лукина [и др.]. – Иркутск: ИСЗФ СО РАН, 2014. – Т. 3. – С. 21–24.
4. Агарышев А.И., Жанг Н.М. Прогнозирование характеристик декаметровых радиоволн на неоднородной рассеивающей ионосфере // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015610215, заявка № 2014661368 от 10 ноября 2014 г., дата гос. регистрации Реестре программ для 12 января 2015 г.
5. Агарышев А.И., Жанг Н.М. Метод прогнозирования углов прихода декаметровых радиоволн при их распространении в горизонтально-неоднородной рассеивающей ионосфере // Распространение радиоволн: сб. докл. XXV Всерос. науч. конф. (Томск, 04 июля–09 июля 2016 г.)– Томск: ИОА СО РАН, 2016 (в печати).
6. Bradley P.A., Dudeney J.R. A simple model of the vertical distribution of electron concentration in the ionosphere // J. Atmos. Terr. Phys. – 1973. – V. 35, № 12. – P. 2131–2146.
7. A simple HF propagation method for MUF and field strength: Document CCIR 6/288. – CCIR XVI-th Plenary Assembly. – Dubrovnik, 1986. – 34 p.
8. Агарышев А.И., Жанг Н.М. Применение закона Снеллиуса для расчета траекторий радиоволн в регулярной рассеивающей ионосфере // Вестник ИрГТУ. – Иркутск : Изд-во ИрГТУ, 2013. – № 4 – С. 131–136.
9. Жанг Н.М. Прогноз угловых характеристик декаметровых радиоволн в неоднородной рассеивающей ионосфере // Вестник ИрГТУ. – Иркутск : Изд-во ИрГТУ, 2014. – № 11. – С. 217–221.
10. URL: <http://solarscience.msfc.nasa.gov/>.
11. Чайка Е.Г., Вертоградов Г.Г. Использование данных текущей диагностики ионосферы в задаче КВ-пеленгации и однопозиционного место определения // Распространение радиоволн: сб. докл. XXIV Всерос. науч. конф. (Иркутск, 29 июня – 5 июля, 2014 г.): в 4 Т.; под ред. Д.С. Лукина [и др.]. – Иркутск : ИСЗФ СО РАН. – 2014. – Т. 2. – С. 41–44.
12. Агарышев А.И., Агарышев В.А., Алиев П.М., Труднев К.И. Системы коротковолновой радиосвязи с подавлением многолучёвости сигнала: монография / под ред. А.И. Агарышева. – Иркутск: Изд-во ИрГТУ, 2009. – 160 с.
13. Айзенберг Г.З. Коротковолновые антенны. – М.: Связьиздат, 1962. – 815 с.

КОАКСИАЛЬНЫЙ РЕЗОНАТОР С УКОРАЧИВАЮЩЕЙ ЕМКОСТЬЮ

Ле Куанг Туен, Егоров В.Н – Руководитель работы
ФГБОУ ВО "ИРНИТУ"

tetuonglegu142@gmail.com

В диапазоне дециметровых волн широко применяются линии передач с *TEM*-волнами и резонаторы на их основе [1]. Распространенным типом измерительного резонатора в этом диапазоне является коаксиальный резонатор с зазором в центральной электроде, так называемой "укорачивающей емкостью", которая позволяет существенно уменьшить длину резонатора в сравнении с полуволновой. В зазор, т.е. в «укорачивающий конденсатор» такого измерительного резонатора помещается диэлектрический образец для точного измерения его параметров в диапазоне частот от 100 МГц до 1 ГГц. Коаксиальный резонатор с «укорачивающей емкостью» (КРУЕ) можно также рассматривать как «тороидальный резонатор» - один из типов квазистационарных резонаторов. Для расчета характеристик резонатора этого типа используются два подхода. Первый основан на квазистационарном приближении с аппроксимацией резонатора колебательным контуром с сосредоточенными параметрами (квазистационарная модель). Другой, более строгий, электродинамический подход основан на полномолновом представлении поля в резонаторе (полномолновая модель).

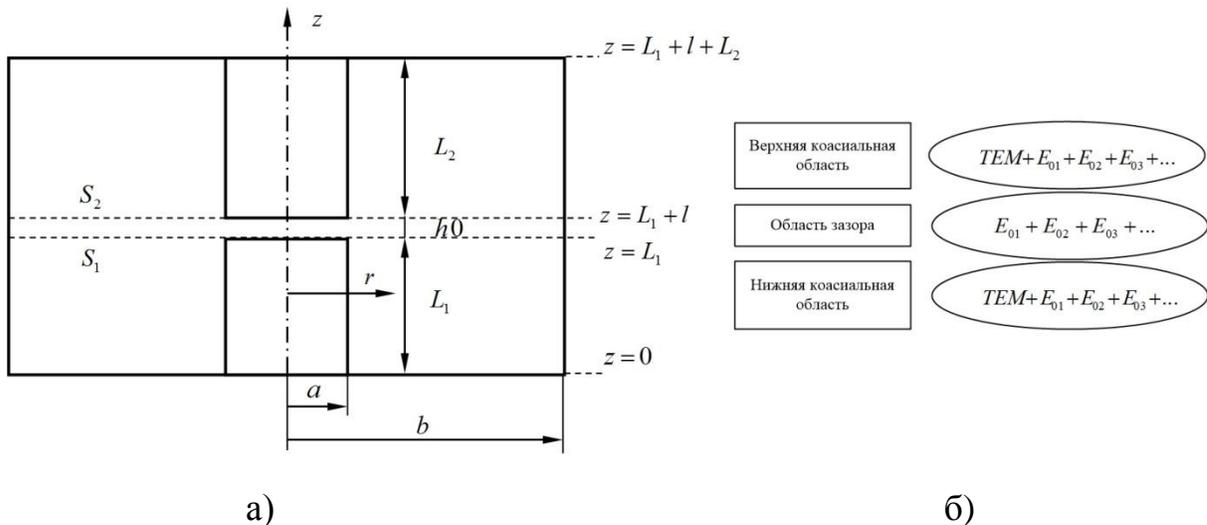


Рис. 1. Коаксиальный резонатор с укорачивающей емкостью (а) и поле в нем (б)

Квазистационарное приближение. На рис. 1а показан коаксиальный резонатор с укорачивающей емкостью в разрезе. Его размеры: a, b – радиус центрального электрода и внутренний радиус внешнего цилиндра соответственно; L_1, L_2 – длины нижней и верхней коаксиальных частей; h_0 – высота зазора; S_1, S_2 – граничные поверхности двух областей соответственно при $z = L_1$ и $z = L_1 + h_0$. При моделировании тороидального резонатора методом квазистационарного приближения, резонатор рассматривается как колебательный контур, составленный из индуктивных и емкостных элементов [2,3]. Электрическое поле низшего (основного) типа колебания сосредоточено в зазоре между плоскими торцевыми поверхностями верхнего и нижнего центральных электродов. Полная емкость зазора равна емкости параллельно соединенных емкости плоского конденсатора –зазора C_0 и емкости боковых поверхностей центральных электродов C_6 .

$$C_{\Sigma} = C_0 + C_6. \quad (1)$$

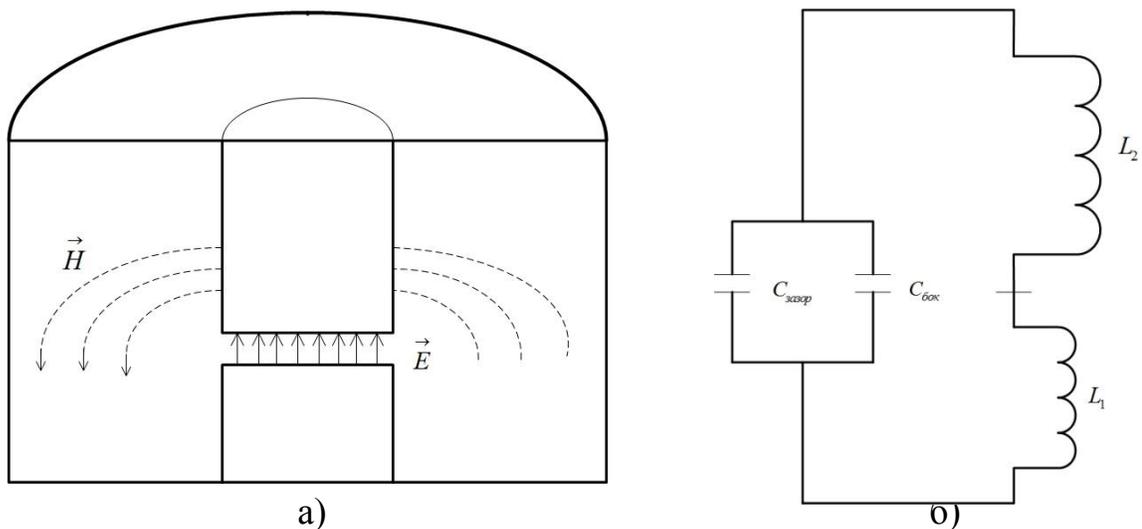


Рис. 2. Квазистационарный резонатор (а) и его эквивалентная схема (б)

Емкость плоского конденсатора-зазора, как известно, равна:

$$C_0 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_2 \pi a^2}{h_0}, \quad (2)$$

где ε_0 - электрическая постоянная вакуума, ε_2 - относительная диэлектрическая проницаемость среды в резонаторе. Боковая емкость центральных электродов приближенно рассчитывается по формуле [3]:

$$C_{\sigma} = \varepsilon_0 \varepsilon_2 \cdot 2a \cdot \ln \left[\frac{2(b-a)}{h_0} \right]. \quad (3)$$

Магнитное поле сосредоточено в пространстве между центральными проводником и цилиндрическим корпусом КРУЕ. Входное сопротивление закороченных на конце отрезков коаксиальной линии выше и ниже зазора равно [3]

$$X_{L1} = j \cdot \rho \cdot \operatorname{tg}(k_2 L_1), \quad X_{L2} = j \cdot \rho \cdot \operatorname{tg}(k_2 L_2), \quad (4)$$

где $\rho = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_2}} \cdot \ln \left(\frac{b}{a} \right)$ - волновое сопротивление коаксиальной линии [Ом],

$k = \frac{2\pi \cdot f \cdot \sqrt{\varepsilon_2}}{c}$ - волновое число [м^{-1}], c - скорость света в вакууме [м/с], f - частота [Гц].

При длине закороченного с одной стороны отрезка коаксиальной линии менее четверти волны в нем, его входное сопротивление, как известно, имеет индуктивный характер. Сопротивление зазора имеет емкостный характер

$$X_c = \frac{1}{j\omega C_{\Sigma}}. \quad (5)$$

Условием резонанса является равенство нулю полного реактивного сопротивления, т.е.

$$X_c + X_{L1} + X_{L2} = \frac{1}{j\omega C_{\Sigma}} + j \cdot \rho \cdot \operatorname{tg}(kL_1) + j \cdot \rho \cdot \operatorname{tg}(kL_2) = 0, \quad (6)$$

или

$$\frac{1}{\rho \cdot \omega C_{\Sigma}} - \operatorname{tg}(kL_1) - \operatorname{tg}(kL_2) = 0. \quad (7)$$

Расчет КРУЕ в квазистационарном приближении проводился в среде «Маткад -14». Исследовался КРУЕ с размерами: внутренний диаметр внешнего цилиндра $2b=152,2$ мм, диаметр центрального электрода $2a = 38$ мм; длина нижней и верхней коаксиальных частей – $L_1 = 26$ мм и $L_2 = 38,5$ мм; высота зазора $h_0 = 3,2$ мм. При таких размерах расчетная резонансная частота КРУЕ в квазистационарном приближении составила $f_{\text{расч}} = 555,2$ МГц.

Полученный результат отличается от экспериментального значения ($f_{\text{эксн}} = 551,6$ МГц). Из расчета показано, что емкость зазора всегда превышает её расчетное значение на некоторую неизвестную величину ΔC . При помещении в зазор измеряемого диэлектрического образца величина ΔC изменяется неизвестным образом, что может приводить к значительной погрешности измерения диэлектрических параметров в квазистационарном приближении. Точно рассчитать КРУЕ с диэлектрическим образцом в зазоре в квазистационарном приближении невозможно. Более строгой является полноволновая модель КРУЕ, которая на данном этапе рассматривается в отсутствие образца в нем.

Полноволновая модель. Основным вопросом в строгой (полноволновой) модели резонатора является представление поля в разных областях внутри резонатора. Наиболее распространенным подходом является метод частичных областей с представлением поля в каждой области в виде ряда по полной ортогональной системе функций данной области и последующим «сшиванием» полей на общих границах областей и наложением граничных условий на стенках резонатора. Разбиение внутреннего объема резонатора на частичные области целесообразно делать так, чтобы эти области имели простую геометрическую форму (рис. 1а) с известной полной ортогональной системой (собственных) функций – собственных волн (рис.1б). Расчет тороидального резонатора по методу полноволновой модели заключается в строгом исследовании поля резонатора, описании всех типов азимутально-однородных волн, возможных в резонаторе [2,4]. В общем случае поле тороидального резонатора представляется в виде

суммы полей волны ТЕМ и бесконечного ряда волн E_{0m} . Объем тороидального резонатора условно разделяется на три области: нижняя коаксиальная область, расположенная ниже зазора; верхняя коаксиальная область - выше зазора и область зазора. Будем рассматривать резонатор с резонансной частотой ниже критической частоты волны E_{01} (и всех других E_{0m} волн) в коаксиальных частях резонатора и в области зазора. При этом ограничении (всегда выполняющемся в практических конструкциях резонатора) все волны E_{0m} будут затухающими.

Поле в нижней коаксиальной области резонатора представим в виде суммы полей распространяющейся волны ТЕМ и затухающих волн E_{0m} . Волна ТЕМ при $0 \leq z \leq L_1$, $a \leq r \leq b$ может рассматриваться как колебание ТЕМ в коаксиальной линии, причем волна в резонаторе является стоячей, поэтому электрические и магнитные компоненты описываются в виде:

$$E_{z,0} = 0, \quad (8a)$$

$$E_{r,0} = \frac{A_0}{2\pi \cdot r} \sin(k_2 z), \quad (8б)$$

$$H_{\varphi,0} = -j \frac{A_0}{W_2 \cdot 2\pi \cdot r} \cos(k_2 z), \quad (8в)$$

где r, φ, z - цилиндрические координаты, A_0 - амплитуда поля ТЕМ волны в нижней коаксиальной части, $W_2 = 120\pi \sqrt{\mu_2 / \varepsilon_2}$ - характеристическое сопротивление среды в резонаторе, μ_2 - относительная магнитная проницаемость среды в резонаторе, $k_2 = \omega \sqrt{\varepsilon_0 \varepsilon_2 \mu_0 \mu_2}$ - волновое число в воздухе.

Компоненты волн E_{0m} будут:

Продольная

$$E_{z,m} = A_m Z_0(\chi_m r) \cos(h_m z), \quad (9a)$$

поперечные

$$E_{r,m} = -\frac{\gamma_m}{\chi_m} A_m Z_1(\chi_m r) \sinh(\gamma_m z), \quad (9б)$$

$$H_{r,m} = \frac{j}{\chi_m} \frac{k_2}{W_2} A_m Z_1(\chi_m r) \cosh(\gamma_m z), \quad (9в)$$

где A_m - амплитуда поля волны E_{0m} и

$$Z_0(\chi_m r) = J(\chi_m r) + P_m N(\chi_m r),$$

$$Z_0'(\chi_m r) = J_0'(\chi_m r) + P_m N_0'(\chi_m r) = -Z_1(\chi_m r) = -J_1(\chi_m r) - N_1(\chi_m r),$$

χ_m - поперечное волновое число, h_m - продольное волновое число,

$$h_m = \sqrt{k_2^2 - \chi_m^2} < 0, \quad h_m = -j\gamma_m, \quad \text{где } \gamma_m^2 = \sqrt{\chi_m^2 - k_2^2} > 0.$$

В верхней коаксиальной части состав волн такой же, как в нижней части, но с другими, в общем случае, амплитудами и начальными фазами.

Волна ТЕМ:

$$E_{z,L} = 0, \quad (10a)$$

$$E_{r,L} = \frac{B_0}{2\pi \cdot r} \sin(k_2 z + \Theta), \quad (10б)$$

$$H_{\varphi,L} = -j \frac{B_0}{W_2 \cdot 2\pi \cdot r} \cos(k_2 z + \Theta), \quad (10в)$$

где B_0 - амплитуда поля ТЕМ волны в области выше зазора. Фаза поля Θ определится из граничного условия $E_{r,m} = 0$ при $z = L_1 + h_0 + L_2$

$$\Theta = -k_2 L + \pi. \quad (11)$$

Компоненты волн E_{0m} :

Продольная:

$$E_{z,m} = B_m Z_0(\chi_m r) \cos(h_m z + \Theta_m), \quad (12a)$$

поперечные:

$$E_{r,m} = -\frac{\gamma_m}{\chi_m} B_m Z_1(\chi_m r) \sinh(\gamma_m z + \Theta_m), \quad (12б)$$

$$H_{r,m} = \frac{j}{\chi_m} \frac{k_2}{W_2} B_m Z_1(\chi_m r) \cosh(\gamma_m z + \Theta_m), \quad (12в)$$

где $\Theta_m = -\gamma_m L$, B_m - амплитуда поля волн E_{0m} - в области выше зазора.

В области зазора при $L_1 \leq z \leq L_1 + h_0$ и $0 \leq z \leq b$ волна ТЕМ возбуждает затухающие E_{0q} волны. Поле в этой области представляется как сумму затухающих встречных волноводных волн E_{0q} с компонентами:

$$E_{z,q} = J_0(\eta_q r) [C_q \exp(-\beta_q z) + D_q \exp(\beta_q z)], \quad (13a)$$

$$E_{r,q} = \frac{\beta_q}{\eta_q} J_1(\eta_q r) [C_q \exp(-\beta_q z) - D_q \exp(\beta_q z)], \quad (13б)$$

$$H_{\varphi,q} = j \frac{k_2}{W_2} \frac{J_1(\eta_q r)}{\eta_q} [C_q \exp(-\beta_q z) + D_q \exp(\beta_q z)], \quad (13в)$$

где $\beta_q = \sqrt{\eta_q^2 - k_q^2} > 0$, C_q, D_q - амплитуды встречных волноводных волн E_{0q} .
 Граничное условие $E_{z,q} = 0$ при $r = b$ приводит к равенству $\eta_q = \nu_{0,q} / b$, где $\nu_{0,q}$ – q-тый корень функции Бесселя порядка $n = 0$.

Экспериментальные результаты. Описанный выше КРУЕ исследовался экспериментально с помощью скалярного анализатора цепей P2M-18 в режиме измерения ослабления четырехполюсника. На рис. 3. приведена экспериментальная резонансная характеристика КРУЕ.

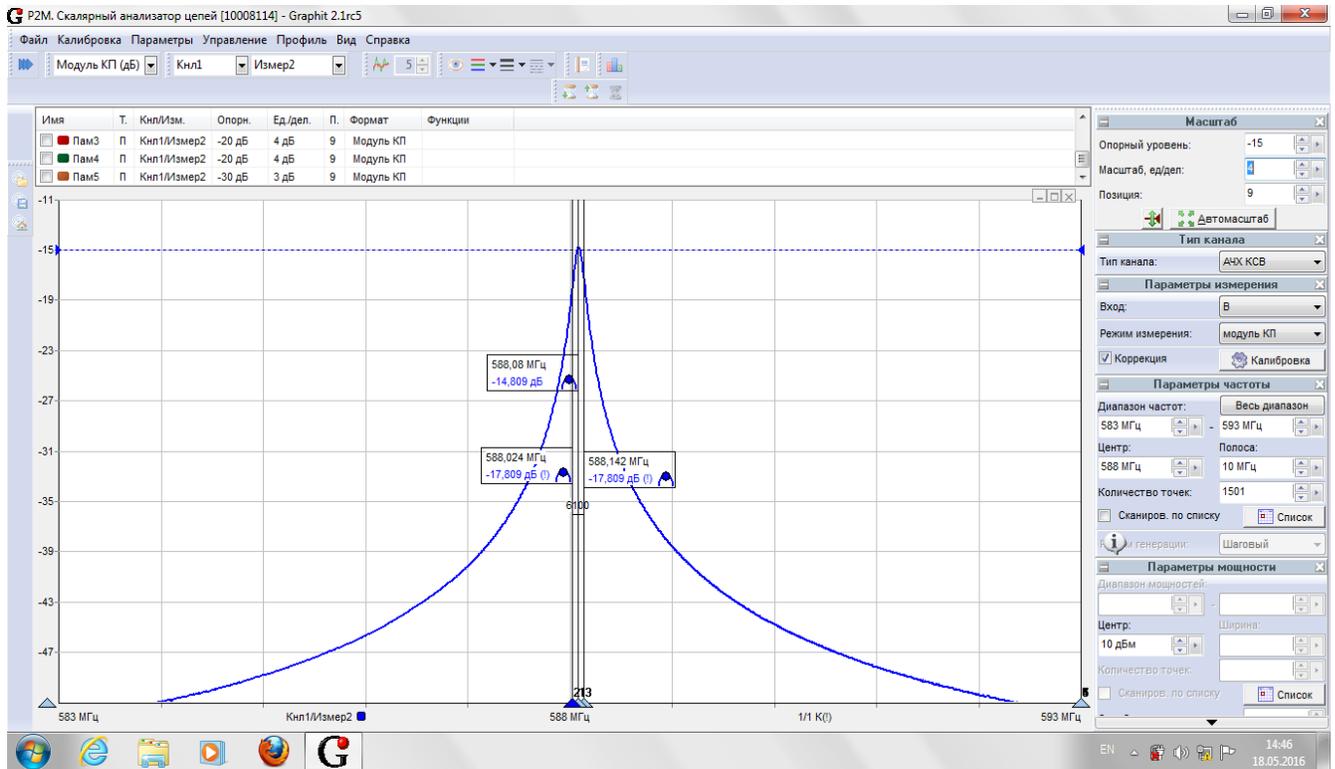


Рис. 3. Экспериментальная резонансная характеристика КРУЕ

По экспериментальной резонансной частоте и размерам резонатора были рассчитаны поперечные волновые числа волн E_{0m} как корни уравнения, полученного из выражения для компоненты поля $E_z(r)$ при граничном условии $E_z(r)=0$ при $r=a$, $r=b$. В таблице 1 приведены полученные значения безразмерных поперечных волновых чисел $\chi_m \cdot a$.

Таблица 1

Значения безразмерных поперечных волновых чисел $\chi_m \cdot a$ для КРУЕ

m	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\chi_m \cdot a$	1,0244	2,081	3,132	4,182	5,230	6,278	7,326	8,374	9,421	10,469
m	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
$\chi_m \cdot a$	11,516	12,564	13,611	14,659	15,706	16,753	17,800	18,848	19,895	20,942

Заключение. Коаксиальный резонатор с укорачивающей емкостью имеет собственную добротность более 6000 на частоте 550 МГц, что не достижимо в других типах резонаторов с аналогичными или меньшими размерами. Расчет пустого резонатора в квазистационарном приближении дает отличие от эксперимента на 3,6 МГц.

Для дальнейшего повышения точности расчета КРУЕ, в том числе, с магнитодиэлектрическим образцом в укорачивающем зазоре, необходимо продолжение работ по полноволновой модели этого резонатора. На данном этапе работы найдены значения поперечных волновых чисел в исследованном резонаторе на его экспериментальной резонансной частоте.

Биографический список

1. Брандт А.А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах, М.: ГИФМЛ, 1963, 403 с.
2. Никольский В.В., Никольская Т.И. Электродинамика и распространение волн: учеб для вузов. 3-е изд., перераб. и доп., М.: Наука, 1989, 543 с.
3. Орлов С.И. Расчет и конструирование коаксиальных резонаторов, М.: Советское радио, 1970, 256с.
4. James Baker-Javis and Bill F.Riddle –Dielectric Measurements using a reentrant cavity mode-matching analysis, NIST Tech. note 1384, 1996, 12 p.

РАЗРАБОТКА РАДИОМОДЕМА ДЛЯ ПОКВАРТИРНОГО УЧЕТА ЭНЕРГОРЕСУРСОВ

Николаев А.А., Сизых М.С., Пинкин А.А., Белоусов Р.А., Фискин Е.М.
ФГБОУ ВПО ИРНИТУ
Sizih_mihail@ntckumir.ru

На сегодняшний день проблема сбора данных является очень актуальной, т.к. внедрение приборов поквартирного учета холодной и горячей воды, а так же электросчетчиков, приводит к возникновению ряда проблем при монтаже и обслуживании приборов учета, основной из которых является ограниченный доступ в квартиры для обследования и производства работ, связанный как с отсутствием в данный момент жильцов, так и с нежеланием допуска специалистов.

Решить эти проблемы может внедрение автоматизированной системы учета энергоресурсов, позволяющей дистанционно снимать показания приборов, отслеживать состояние оборудования узлов учета и направлять специалистов только по действительно проблемным адресам.

Нами был проведен обзор существующих на данный момент радиомодемов, отмечены их достоинства и недостатки. Основными недостатками можно отметить высокую стоимость радиомодемов и малый срок работу от автономного источника тока.

После этого перед нами была поставлена задача создания собственного радиомодема способного проработать поверочный интервал (5-6 лет) на одном элементе питания и обеспечить невысокую стоимость готового устройства, для возможности массового использования в системах учета.

Разработанная схема передачи данных с прибора учета на сервер приведена на рисунке 1.



Рисунок 1

Для создания собственного радиомодема сначала нужно подобрать элементную базу, основными компонентами которой является трансивер и микроконтроллер.

При выборе трансивера был произведен обзор и сравнение характеристик различных моделей трансиверов, представленных на

сегодняшний день. Нами был выбран трансивер от компании Texas Instruments и приобретена тестовая модель, которая может работать в диапазоне частот от 169 МГц до 959 МГц. В результате тестирования было установлено, что максимальная дальность связи в городской местности и при прямой видимости составляет 5 км. Процесс тестирования трансиверов показан на рисунке 2.

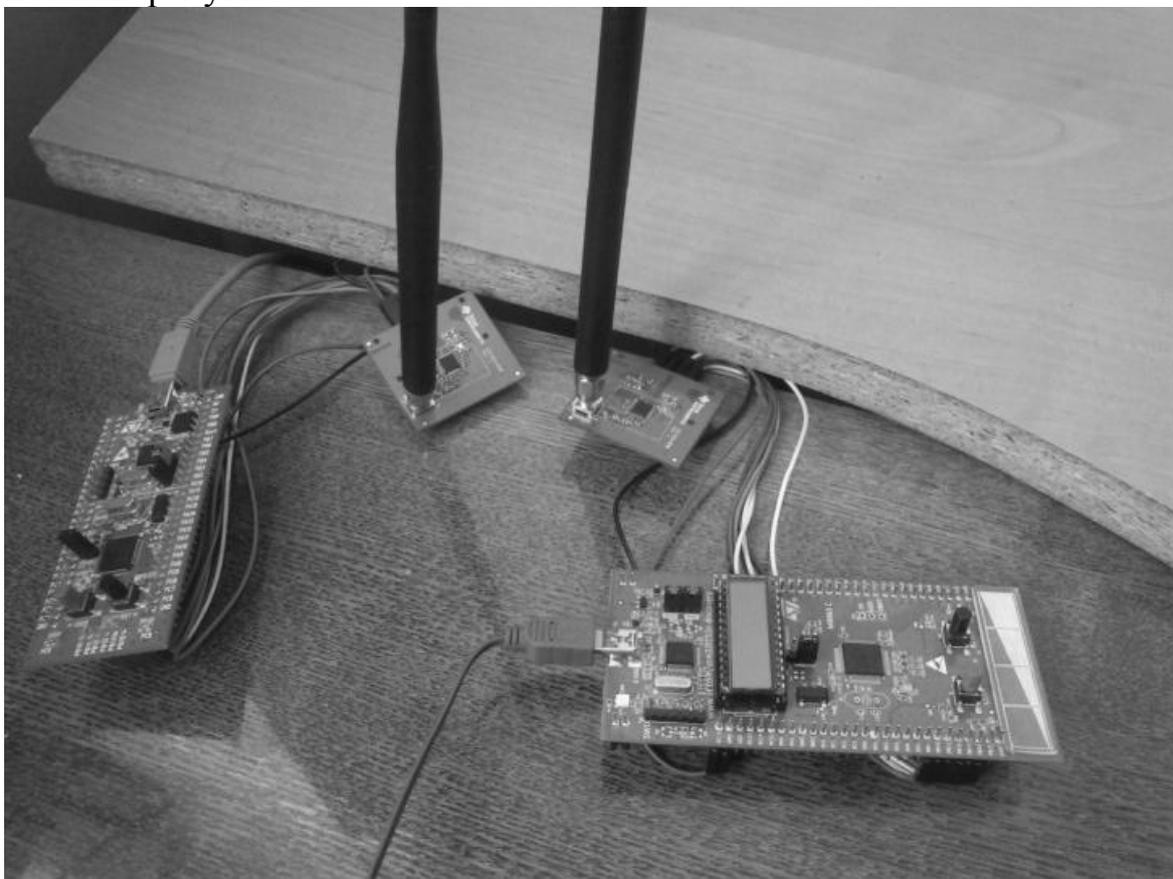


Рисунок 2

При выборе микроконтроллера также был проведен обзор и сравнение характеристик разных моделей. Параметры микроконтроллеров представлены в таблице 1.

Таблица 1 – Сравнительная таблица параметров распространенных микроконтроллеров

Параметр	STM32F100C4 T6B	ATmega48PA- PU	ATtiny13A- SSU	PIC16F505- I/SL
Средняя цена	30 руб.	55 руб.	30 руб.	35 руб.
Объем флеш памяти (ROM, памяти программ)	16 КБайт	4 КБайта	1 КБайт	1 КБайт
Объем оперативной памяти (RAM, памяти данных)	4096 Байт	512 Байт	64 Байта	72 Байта

Тактовая частота	24 МГц, 30 DMIPS	20 МГц	20 МГц	20МГц
Линий ввода/вывода	37	23	6	12
ЦАП	12-битный	0	0	0
USART	2	1	0	0
Количество таймеров	5	3	1	1
АЦП	16-каналов 12-бит	8-каналов 10-бит	4-канала 10-бит	0

После обзора нами был выбран микроконтроллер STM32L152, так как у него более 7 различных режимов энергосбережения.

Уменьшить энергопотребления получилось двумя основными способами:

1) Использование режима просыпания по радиосигналу «SniffMode» позволило снизить энергопотребление трансивера CC1120.

2) Использование специальной серии МК, включающих различные режимы энергосбережения, позволили снизить энергопотребление одного МК до 5 мкА.

Таким образом, общее энергопотребление всего радиомодема в режиме ожидания составляет не более 20 мкА.

Для дополнительного снижения стоимости радиомодема было принято решение использования двухслойной ПП, в отличие от четырехслойной платы в тестовом образце Texas Instruments, это позволит снизить стоимость ПП в 4 раза, таким образом, себестоимость готового устройства составила 600р.

Для создания ПП были использованы САПР MWO2000 и KiCAD.В САПР MWO2000 была создана модель и проведен анализ высокочастотной цепи радиомодуля.

Принципиальная схема высокочастотной цепи и электромагнитная структура с распределением токов и взаимным электромагнитным влиянием приведены на рисунке 3.

В результате анализа был получен график зависимости затухания сигнала при распространении от частоты и приведен на рисунке 4.

Из графика видно, что на частотах вблизи 600 МГц преобладает резонансное затухание сигнала. В связи с этим рабочая частота была принята равной 868 МГц. В процессе исследовательских испытаний было установлено, что концентратор может собирать данные с радиомодемов, работающих на частоте 868 МГц, расположенных на уровне 3-х этажей от него.

После этого в САПР KiCAD была смоделирована ПП готового радиомодема. Модель платы приведена на рисунках 5,6 и 7.

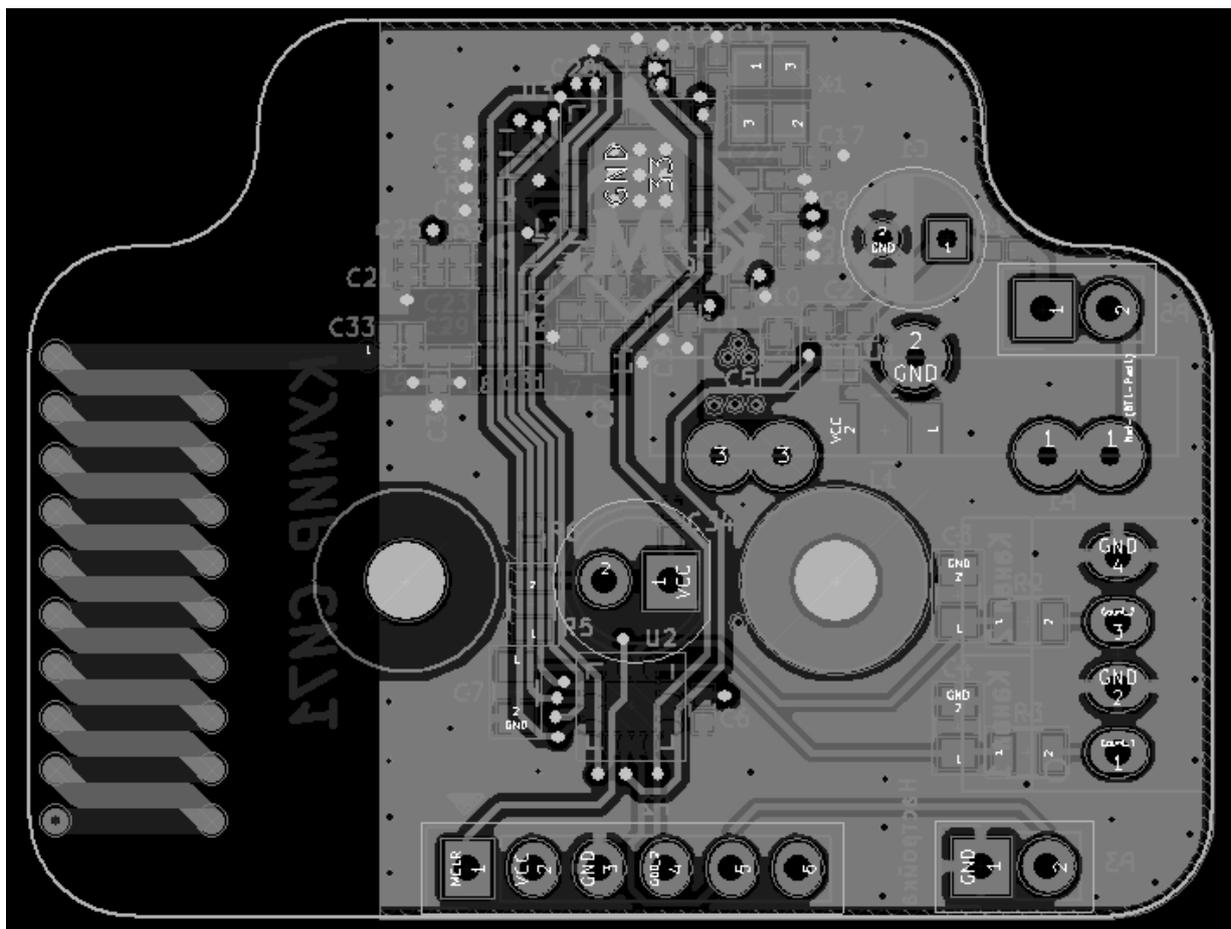


Рисунок 5

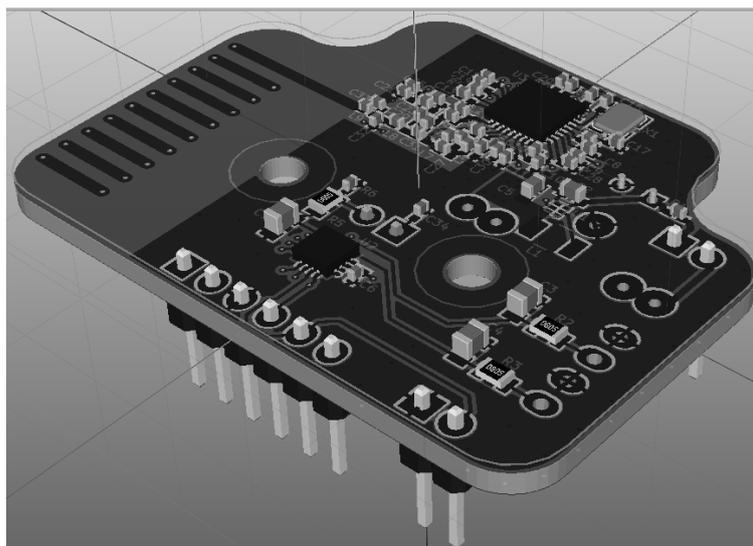


Рисунок 6

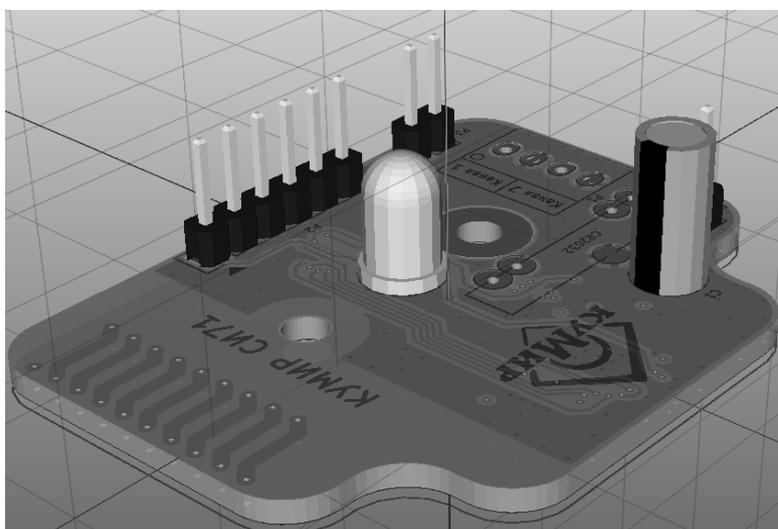


Рисунок 7

В заключении стоит отметить, что на данный момент идет проверка и программная отладка разработанных нами радиомодемов.

Библиографический список

1. <http://www.eurointech.ru/index.sema?a=pages&id=376>
2. <http://www.ti.com/lit/ds/swrs112h/swrs112h.pdf>
3. <http://ru.aliexpress.com/item/10pcs-lot-CC1120RHMT-QFN32-CC1120-RHBR-RF-transceiver-chip/32430843820.html?spm=2114.41010308.4.50.OGeDvg>
4. http://ru.aliexpress.com/item/STM32L152CBT6-STM32L152-LQFP-5PCS/32393245600.html?spm=2114.03010208.3.2.qOLEUA&ws_ab_test=searchweb201556_10,searchweb201602_2_10039_10017_10021_507_10022_10020_10009_10008_10018_10019,searchweb201603_9&btsid=2c5c78f4-9a2c-4ca2-a30c-d3522530bfe5
5. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cc1120.pdf>
6. <http://www.compel.ru/2011/12/23/cc1120-i-cc1121-besprovodnye-transivory-dlya-maksimalnoj-dalnosti-svyazi/>

ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКАЯ ФОКУСИРУЮЩАЯ СИСТЕМА

Ступин А.Н.
ФГБОУ ВО "ИРНИТУ"
al.stupin1@yandex.ru

Введение. Для исследования энергетического и массового состава заряженных частиц плазмы используются методы и приборы корпускулярной диагностики – электромагнитные анализаторы [1]. Недавним развитием названных методов стали совмещенные анализаторы [2], позволяющие получать одновременно информацию как об энергетическом, так и массовом спектрах заряженных частиц.

Перед использованием анализаторов в плазменных экспериментах они должны быть откалиброваны: необходимо получить значения коэффициентов прохождения и усиления (ослабления), например, положительных ионов разных энергий и масс в анализаторе. Данная процедура осуществляется на, так называемой, калибровочной установке, включающей источник ионов, извлекающую систему, систему фокусировки и масс-сепаратор. Задачей, результаты решения которой излагаются в настоящей работе, была разработка электростатической осесимметричной фокусирующей системы для калибровочной установки.

Аналитическая модель. Поскольку ионный источник и масс-сепаратор уже изготовлены, то на геометрические размеры фокусирующей системы накладываются жесткие ограничения: она должна иметь линейный (вдоль оси системы) размер $L = 250$ мм, диаметр – порядка 50 мм, длина первого фокусирующего электрода $l \leq 60$ мм. Не менее жесткие требования налагаются и на сфокусированный пучок ионов: он должен пройти в масс-сепаратор через трубку диаметром 10 мм и длиной около 100 мм. Для того чтобы минимизировать потери частиц в данных условиях необходимо сформировать квазипараллельный пучок частиц.

В качестве фокусирующей системы будем использовать осесимметричную электростатическую линзу. Существующий ионный источник генерирует пучок положительных ионов с углом разлета до 10° , поэтому классическая одиночная линза, состоящая из последовательно расположенных трех цилиндрических электродов одинакового диаметра, не позволяет получить необходимую форму пучка. Проанализируем аналитически и в процессе численных экспериментов возможность модификации одиночной линзы.

Будем работать в цилиндрических координатах: ось z совмещена с осью фокусирующей системы, начало координат совмещено с началом первого электрода линзы. Диапазон энергий положительных ионов – от 200 эВ до 10 кэВ; при таких энергиях не требуется учитывать релятивист-

ские эффекты. Уравнение параксиальной оптики в цилиндрических координатах имеет вид [3]:

$$r'' + \frac{\Phi'}{2(\Phi - \Phi_0)} \cdot r' + \frac{\Phi''}{4(\Phi - \Phi_0)} r = 0, \quad (1)$$

где $r = r(z)$ – траектория частицы; $\Phi = \Phi(z)$ – распределение потенциала вдоль оси линзы; Φ_0 – разность потенциалов, которая обеспечила начальную энергию частицы W_0 .

Из теории линейных однородных дифференциальных уравнений известно, что общее решение уравнения (1) находится как линейная комбинация двух его частных линейно независимых решений:

$$r(z) = C_1 r_\alpha(z) + C_2 r_\beta(z). \quad (2)$$

Выберем пару частных решений таким образом, чтобы они удовлетворяли следующим начальным условиям:

$$\begin{aligned} r_\alpha(0) = 0, \quad r'_\alpha(0) = A_0; \\ r_\beta(0) = R_0, \quad r'_\beta(0) = 0, \end{aligned} \quad (3)$$

где $R_0 = r_{\max}(0)$ – наибольшее начальное значение координаты r в пучке; $A_0 = r'_{\max}(0) = \operatorname{tg}(\alpha_{\max})$ – тангенс максимального начального угла наклона траекторий в пучке.

Теперь можно найти любую параксиальную траекторию следующим образом:

$$r(z) = \frac{r_0}{R_0} \cdot r_\beta(z) + \frac{r'_0}{A_0} \cdot r_\alpha(z), \quad (4)$$

где r_0, r'_0 – начальные значения координаты и тангенса угла наклона траектории.

В нашем случае не требуется создавать правильное электронно-оптическое изображение объекта – необходимо лишь сконцентрировать пучок заряженных частиц. При этом целесообразно не рассматривать траектории отдельных частиц, а исследовать пучок как целое. Для этого лучше всего использовать аппарат, связанный с понятием фазового пространства [4]. Каждой частице сопоставляется в фазовом пространстве представляющая ее точка, а весь пучок заряженных частиц занимает в этом пространстве некоторый объем, ограниченный замкнутой поверхностью. Плотность частиц в фазовом пространстве подчиняется фундаментальному закону, известному под названием теоремы Лиувилля. Она утверждает: плотность невзаимодействующих частиц консервативной динамической системы в шестимерном фазовом пространстве есть инвариант вдоль их траекторий. В одномерном случае ввиду наличия у системы аксиальной симметрии шестимерный фазовый объем превращается в двухмерный граничный контур на фазовой плоскости rr' . Следует отметить, что граничный

контур может иметь неправильную форму. В этом случае весьма сложно определить преобразование контура при прохождении пучка через различные электронно-оптические элементы. Поэтому при расчетах, как правило, граница пучка на фазовой плоскости аппроксимируется какими-либо простыми кривыми. Наиболее часто используемыми аппроксимациями являются эллипс и параллелограмм. Первый достаточно хорошо описывает пучки, выходящие из ускорителя, а также из ряда ионных источников [3], поэтому будем считать, что в данном случае фазовый контур пучка на выходе из ионного источника имеет форму эллипса. Второй возникает при коллимации пучка двумя щелевыми диафрагмами. Оба эти контура известным образом описываются математически и сохраняют свой характер при линейных преобразованиях: прямые линии преобразуются в прямые, а эллипсы в эллипсы (см. рис. 1).

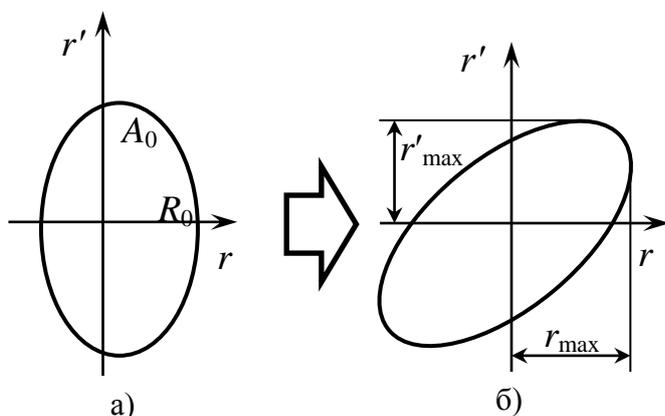


Рис. 1. Преобразование эллиптического фазового контура линзой: а) начальный фазовый контур пучка; б) фазовый контур после прохождения линзы

В реальном пространстве пучок как целое характеризуется огибающими: линейной $R(z)$ – касательная в плоскости rOz к траекториям пучка

в точках их максимального отклонения от оси и угловой $A(z)$ – линия в плоскости $r'Oz$, соединяющая точки максимального углового отклонения в пучке. Поскольку огибающие определяются максимальными значениями координат и углов наклона траекторий, в их создании участвуют только те частицы, представляющие точки которых лежат на фазовом контуре. Максимальное отклонение частиц в пучке от оси в случае эллиптического контура выражается следующей формулой:

$$R(z) = \frac{1}{A_0 R_0} \sqrt{(A_0 r_{\beta 0} r_{\alpha})^2 + (R_0 r'_{\alpha 0} r_{\beta})^2} \quad (5)$$

где A_0 и R_0 – полуоси эллипса, изображенного на рис. 1а).

Форма огибающей пучка, помимо конструкции линзы, зависит также от отношения напряжений, приложенных к фокусирующим электродам, и начальной энергией частиц пучка. Под оптимально подобранными напряжениями на фокусирующих электродах будем считать такие напряжения, при которых сумма площадей пучка в двух ключевых сечениях принимает наименьшее значение. Первое сечение выбрано перед началом

пролетной трубки (диаметром 10 мм) на расстоянии $z_1 = 160$ мм, второе – перед входом в сепарирующее пространство на расстоянии $z_2 = 240$ мм.

Электростатическое поле создается набором электродов, поэтому распределение потенциала в линзе имеет следующий вид:

$$\Phi(z, r) = U_{\phi 1} \psi_1 + U_{\phi 2} \psi_2 + \dots = \sum_{i=1}^N U_{\phi i} \psi_i, \quad (6)$$

где ψ_i – функция влияния i -го электрода, которая характеризует распределение потенциала в том случае, когда на i -ый электрод подан единичный потенциал, а остальные электроды заземлены; $U_{\phi i}$ – напряжение на i -ом электроде; N – количество электродов в линзе.

Численные эксперименты. Таким образом, для получения осевого распределения потенциала необходимо знать все функции влияния электродов. Будем находить их, рассчитывая электрические поля в модуле ANSYS/Emag, который является модулем продукта ANSYS, осуществляющим статический и низкочастотный электромагнитный анализ. Электрический потенциал в ANSYS находится решением уравнения Пуассона методом конечных элементов. В данной задаче пренебрегали полем, создаваемым пучком заряженных частиц, и решали уравнение Лапласа с заданием граничных условий. При разбиении модели на конечные элементы использовался двухмерный элемент PLANE121, поддерживающий анализ при осесимметричной геометрии системы. В результате расчетов получаются функции влияния электродов в виде текстовых файлов.

Дальнейший расчет осуществлялся в среде Matlab 7. Используя функцию “csape”, рассчитанные функции влияния электродов интерполировались кубическими сплайнами [5]. Кубическая сплайновая интерполяция обладает тем свойством, что первая и вторая производные интерполяционного многочлена всюду непрерывны; дифференцирование кубического сплайна позволяет определить их с хорошей точностью. Затем по формуле (6) для определенных фокусирующих напряжений на электродах $U_{\phi i}$ получали осевое распределение потенциала и вычислялись его производные. Две линейно независимые траектории r_α и r_β определялись при решении дифференциального уравнения (1) методом Рунге–Кутты [5] четвертого порядка с автоматическим выбором шага с относительной точностью 10^{-6} . Классический метод Рунге-Кутты четвертого порядка для дифференциального уравнения вида $y' = f(x, y)$ описывается системой следующих пяти соотношений:

$$y_{m+1} = y_m + \frac{h}{6} (R_1 + 2R_2 + 2R_3 + R_4), \quad (7)$$

где m – номер узла расчетной сетки; $R_1 = f(x_m, y_m)$; $R_2 = f\left(x_m + \frac{h}{2}, y_m + h \frac{R_1}{2}\right)$;

$$R_3 = f\left(x_m + \frac{h}{2}, y_m + h \frac{R_2}{2}\right); R_4 = f\left(x_m + h, y_m + h R_3\right).$$

И наконец, вычислялась огибающая пучка $R(z)$ по формуле (5).

Приведем результаты расчеты для частиц с начальной энергией 1 кэВ; чтобы использовать результаты вычислений для частиц, имеющих начальную энергию W , следует умножить все напряжения на фокусирующих электродах на величину $\frac{W}{1 \text{ кэВ}}$.

Исходные расчетные данные для всех конструкций линз: $R_0 = 1,5 \text{ мм}$; $A_0 = \text{tg}(10^\circ)$ – начальные значения линейной и угловой огибающих пучка соответственно $W_0 = 1 \text{ кэВ}$ – начальная энергия частиц.

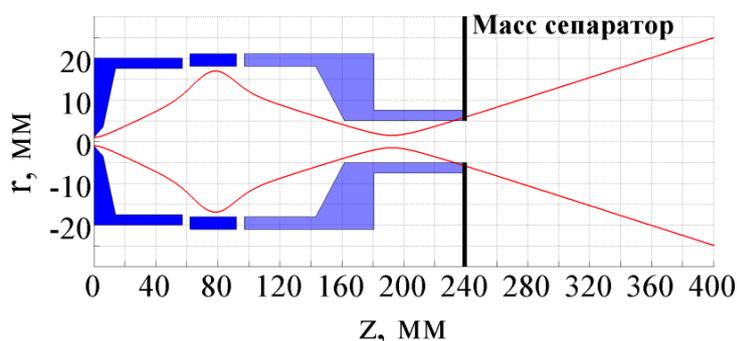


Рис. 2. Линза А; оптимальное фокусирующее напряжение $U_\phi = 910 \text{ В}$

Для нахождения оптимального варианта фокусирующей системы приведем из множества рассмотренных вариантов

расчет трех линз различной конструкции: классической одиночной линзы А, состоящей из трех соосных цилиндров, линзы Б нестандартной конструкции и фокусирующей системы В, которая представляет собой систему двух одиночных линз. Результаты вычислений и геометрия линз представлены на рис. 2-4.

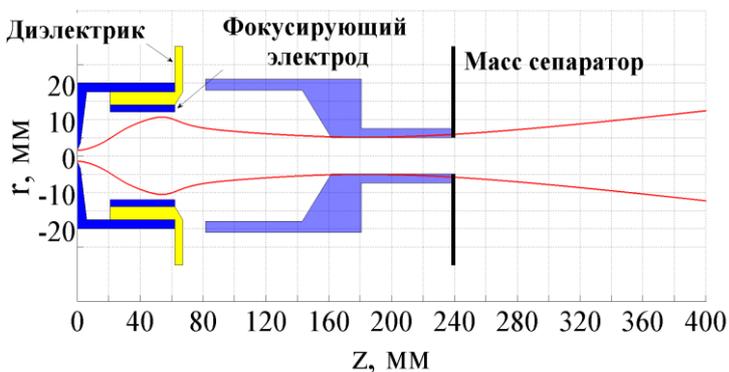


Рис. 3. Линза Б; оптимальное фокусирующее напряжение $U_\phi = 850 \text{ В}$

Фокусирующий электрод линзы Б расположим вблизи входного отверстия извлекающего электрода – для того чтобы

раньше начать воздействие электрическим полем на пучок, предотвращая его расходимость.

Фокусирующую систему В (рис. 4) выполним из двух одиночных линз, причем электрод №3, расположенный посередине, сделаем общим для двух линз. Геометрия системы В подобрана таким образом, что на вход линзы, образованной электродами 3, 4 и 5, поступает пучок с меньшим углом расходимости, чем на выходе из ионного источника, благодаря действию первой одиночной линзы (электроды 1, 2, 3).

Выводы. Расчет линзы А показал, что при любых, в том числе и оптимальном $U_\phi = 910 \text{ В}$, напряжениях на фокусирующем (среднем) элек-

тросе диаметр пучка в плоскости на расстоянии $z = 400$ мм (в сепараторе) будет превышать 50 мм, что в 5 раз больше требуемого его размера. Таким образом, использование линзы А для проведения ионного пучка через масс-сепаратор в зону калибровки энерго-масс-анализатора без значительных потерь невозможно.

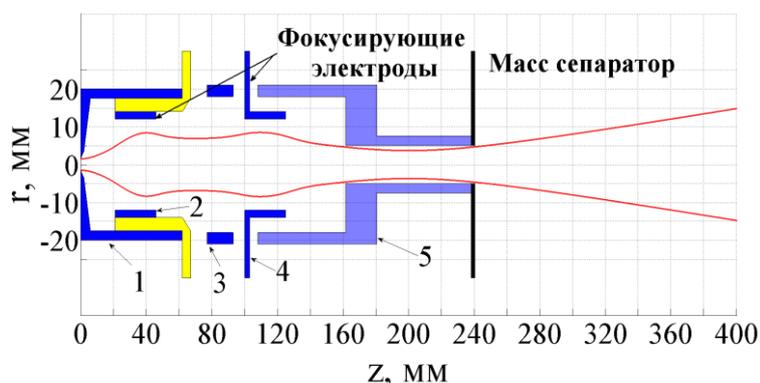


Рис. 4. Фокусирующая система В; оптимальные фокусирующие напряжения $U_{\phi 1} = 850$ В, $U_{\phi 2} = 650$ В.

Линза Б, изображенная на рис. 3, формирует пучок ионов с меньшей расходимостью, чем линза А. Пучок практически не имеет потерь в линзе; диаметр пучка в плоскости $z = 400$ мм при оптимальном напряжении фокусировки $U_{\phi} = 850$ В не превышает 12 мм.

Система линз В также создает пучок, который проходит через систему практически без потерь, однако, ее конструкция достаточно сложна. При оптимальных фокусирующих напряжениях на первом электроде $U_{\phi 1} = 850$ В и $U_{\phi 2} = 650$ В в плоскости $z = 400$ мм создается изображение диаметром около 15 мм.

Таким образом, линзы Б и В могут служить для создания квазипараллельного пучка ионов и использования его для калибровки энерго-масс-анализаторов.

Автор выражает благодарность Н.А. Строкину за постановку задачи и плодотворные обсуждения.

Библиографический список

1. Диагностика плазмы / под ред. Р. Хаддлстоуна, С. Леонарда. – М.: Мир. 1967. – 502 с.
2. Астраханцев Н.В., Бардаков В.М., Во Нью Зан, Кичигин Г.Н., Лебедев Н.В., Строкин Н.А. Совмещенные цилиндрические масс-анализаторы // ЖТФ, 2011. – Т. 81, №9. – С. 105-112.
3. Баранова Л.А., Явор С.Я. Электростатические электронные линзы. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1986. – 192 с.
4. А. Лихтенберг. Динамика частиц в фазовом пространстве. М.: Атомиздат. 1972. – 303 с.
5. Калиткин Н.Н. Численные методы. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит. изд-ва. 1978. – 512 с.

РЕЗОНАНСНЫЙ МЕТОД ИССЛЕДОВАНИЯ ПОГЛОЩАЮЩИХ МАТЕРИАЛОВ

Ле Ба Хю

ФГБОУ ВО "ИРНИТУ"

blue.sky.le.huy@gmail.com

Введение. В точных радиотехнических измерениях диапазона СВЧ большое значение имеют вопросы согласования устройств волноводного тракта. Важными элементами тракта являются согласованные нагрузки – двухполюсники с близким к нулю коэффициентом отражения в заданном диапазоне частот. Появление отраженной волны в измерительном волноводном тракте связано с нарушением его регулярности. Поэтому согласованная нагрузка должна удовлетворять, как минимум, двум условиям: поглощать энергию электромагнитного поля (преобразовывать ее в тепловую энергию) и не вносить нерегулярность в волновод, т.е. не изменять параметры поперечного сечения волновода, в том числе, параметры среды, заполняющей волновод. Эти требования противоречивы, поскольку воздушная среда, обычно заполняющая волноводный тракт, обладает пренебрежимо малым поглощением, а заполнение волновода поглощающей средой с диэлектрической и магнитной проницаемостями, отличными от параметров воздуха, означает нарушение регулярности волновода на границе раздела сред. Выходом является создание плавно-нерегулярного участка волновода с переходом от воздушного заполнения к заполнению средой с высоким поглощением электромагнитных волн. Это достигается специальной конфигурацией границы раздела сред, в частности, клинообразной (пирамидальной, игольчатой) формой поглощающей вставки в волновод. Уменьшению отражения способствует также приближение модуля характеристического сопротивления поглощающего материала к характеристическому сопротивлению воздуха, заполняющего волновод (около 120π Ом). Для этого поглощающий материал должен быть магнитодиэлектрическим, а его комплексные диэлектрическая и магнитная проницаемости известными из экспериментальных исследований (измерений).

Методы измерения диэлектрических и магнитных параметров можно разделить на резонансные[1,2] и методы линии передачи[1,3,4]. В резонансных методах характеристики исследуемого образца измеряются по изменению резонансной частоты и добротности резонатора после помещения образца в резонатор. Основным достоинством резонансных методов является высокая точность, возможность измерения малых диэлектрических потерь и

возможность использования в этих целях относительно недорогих скалярных анализаторов СВЧ цепей. Для измерения двух комплексных параметров (четырёх вещественных) необходимы характеристические уравнения для резонансных частот двух различных типов колебаний для расчета вещественных частей проницаемостей и два уравнения для добротностей этих колебаний для расчета мнимых частей проницаемостей. Наиболее подходящими типами колебаний являются колебания E_{010} и H_{011} . Структура поля колебаний E_{010} и H_{011} представлена на рис. 1

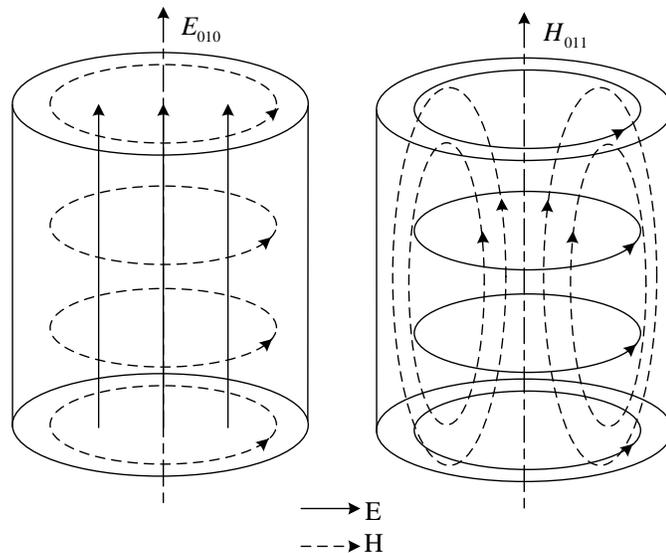


Рис.1. Структура поля колебаний E_{010} и H_{011} в цилиндрических объемных резонаторах

Электродинамическая структура измерительного резонатора представлена на рис. 2.

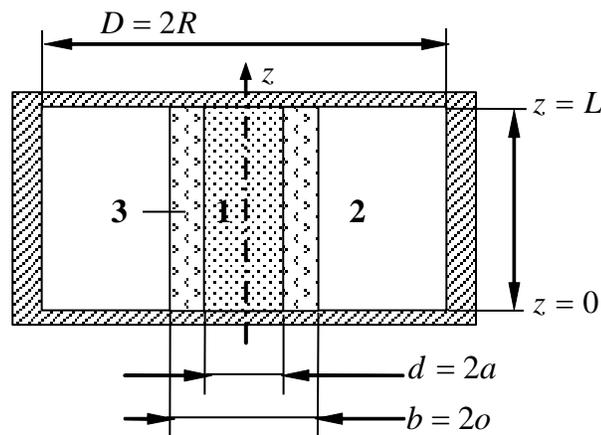


Рис. 2. Электродинамическая структура измерительного резонатора

1 – исследуемый магнитодиэлектрик , 2 – среда в резонаторе, 3 – оболочка (трубка), a – радиус исследуемого магнитодиэлектрика, o – радиус трубки, R – радиус резонатора.

Система уравнений для расчета параметров ϵ_1 и μ_1 образца по резонансным частотам E_{0mp} и H_{0mp} – колебаний.

$$\begin{cases} \left[\frac{\epsilon_1 \cdot J_1(\chi_1 a)}{\chi_1 a \cdot J_1(\chi_1 a)} = \frac{\epsilon_3 \cdot Z_{t_1}(\chi_3 a)}{\chi_3 a \cdot Z_{t_0}(\chi_3 a)} \right]_E \\ \left[\frac{\mu_1 \cdot J_1(\chi_1 a)}{\chi_1 a \cdot J_1(\chi_1 a)} = \frac{\mu_3 \cdot Z_{t_1}(\chi_3 a)}{\chi_3 a \cdot Z_{t_0}(\chi_3 a)} \right]_H \end{cases} \quad (1)$$

$$Z_{t_0}(\chi_3 r) = J_0(\chi_3 r) + \left(\frac{D}{C} \right)_{E,H} \cdot N_0(\chi_3 r)$$

где

$$Z_{t_1}(\chi_3 r) = J_1(\chi_3 r) + \left(\frac{D}{C} \right)_{E,H} \cdot N_1(\chi_3 r)$$

J_0 - функция Бесселя

N_0 - функция Неймана

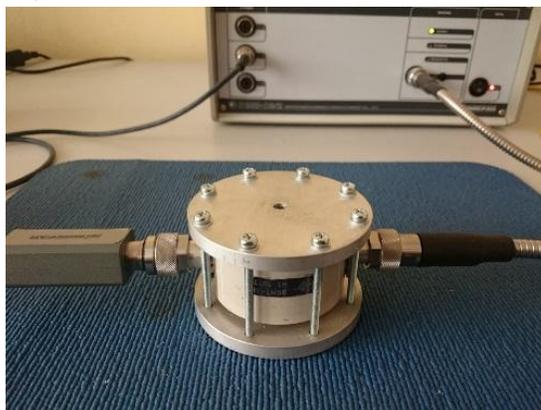
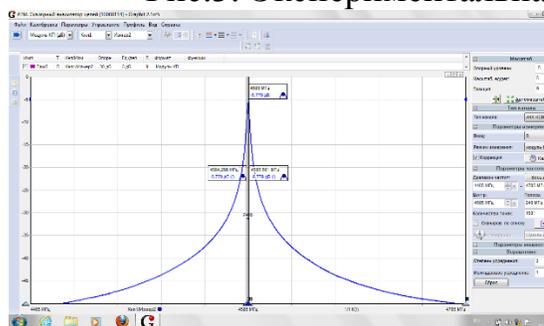


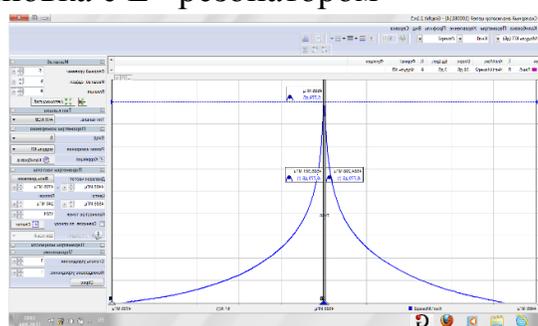
Рис.3. Экспериментальная установка с E –резонатором



Пустой резонатор

$f_0 = 4585$ МГц

$Q = 7466$

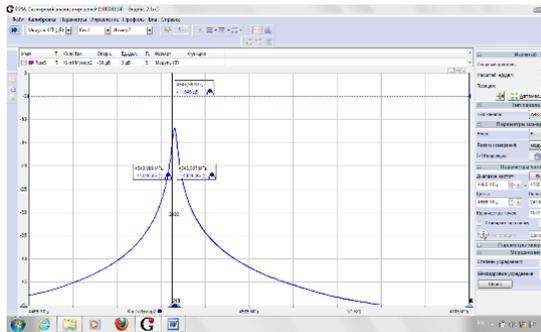


Резонатор с пустой трубкой

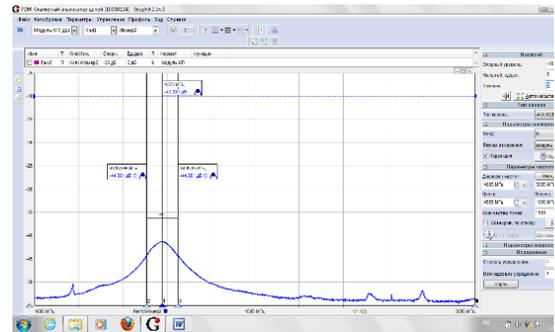
$f_0 = 4559$ МГц

$Q = 7397$

Рис.4. Экспериментальные характеристики пустого E –резонатора

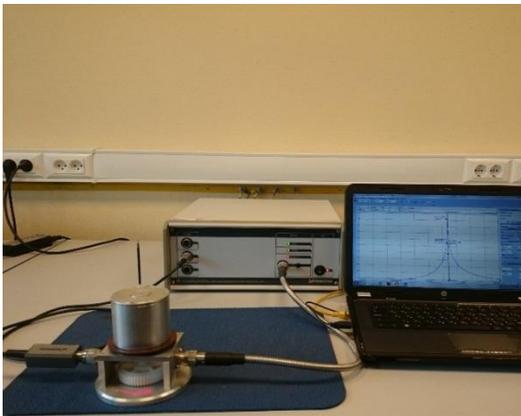


Эпоксидный компаунд в трубке
 $f_0 = 4544 \text{ МГц}$
 $Q = 2493$



Феррооксид в трубке, массовое
 отношение карбонильного железа и
 эпоксидной смолы 3,5 : 1
 $f_0 = 4375 \text{ МГц}$
 $Q = 100$

Рис.5. Характеристики E -резонатора с эпоксидным компаундом и феррооксидом в трубке

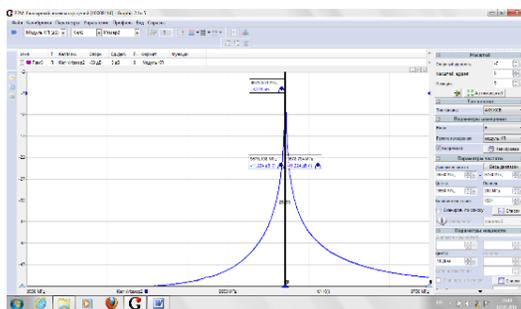


а

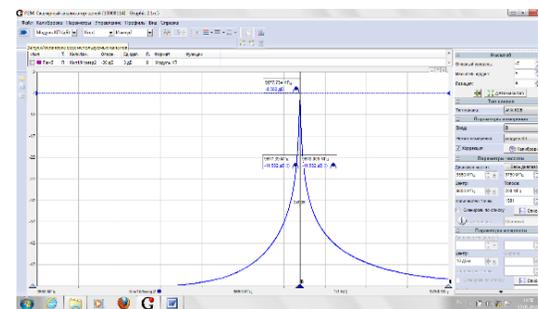


б

Рис.6. Экспериментальная установка (а) с H- резонатором (б)

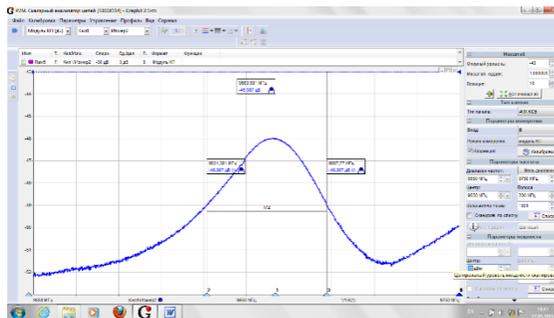


Пустой резонатор
 $f_0 = 9678,534 \text{ МГц}$
 $Q = 26495$



Пустая трубка в резонаторе
 $f_0 = 9677,734 \text{ МГц}$
 $Q = 24906$

Рис.7. Характеристики резонатора H₀₁₂



Ферроэпоксид в трубке,
 массовое отношение карбонильного железа и эпоксидной смолы 3,5:1
 $f_0 = 9663,601$ МГц , $Q = 172$

Рис.8. Характеристики Н –резонатора с образцом ферроэпоксида в трубке

Экспериментальные результаты

Параметры пустых резонаторов

Колебание	частота	добротность
E_{010}	4,375 ГГц	7466
H_{012}	9,663 ГГц	26495

Экспериментально исследовался ферроэпоксидный стержень $\varnothing 1,7$ мм, полученный заполнением полиэтиленовой трубки наружным диаметром 3 мм. Массовое отношение карбонильного железа и эпоксидного компаунда составляло 3,5:1. Параметры резонаторов с образцом ферроэпоксида в трубке при ведены ниже.

Колебание	частота	добротность
E_{010}	4,375 ГГц	100
H_{012}	9,663 ГГц	172

Расчет электромагнитных параметров образца ферроэпоксида по уравнениям (1) дал результаты:

$$\varepsilon_1 = 18,1 \cdot (1 - j \cdot 0,1) , \mu_1 = 1,54 \cdot (1 - j \cdot 0,7) .$$

Выводы

1. Резонансный метод пригоден для измерения электромагнитных параметров радиоматериалов с большим поглощением
2. Получены экспериментальные данные по электромагнитным параметрам ферроэпоксида
3. Для экспериментальной реализации резонансного метода измерения параметров радиопоглощающих материалов необходимы резонаторы с регулируемыми коэффициентами связи с измерительным трактом
4. Коэффициент заполнения измерительного резонатора исследуемым образцом должен быть малым (0.01 ... 0.005)

Библиографический список

1. Федоров Н.Н. Основы электродинамики.-М.: Высшая школа, 1980.
2. Баскаков С.И. Основы электродинамики.-М.: Сов.радио, 1973.
3. Никольский В.В. , Никольская Т.И. Электродинамика и распространение радиоволн.-М.: Наука, 1989, с.289-317.
4. Vanzura E.J., Baker-Jarvis J.R., Grosvenor J.H., Janezik M.D. Intercomparison of permittivity measurements using the transmission/reflection method in 7-mm coaxial transmission lines//IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 1994, vol. 42, no. 11, November, P. 2063-2070.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ СУБДИСКРЕТИЗАЦИИ ПОЛОСОВЫХ СИГНАЛОВ

Гаврилов М.А. , Засенко В.Е. (научный руководитель)
ФГБОУ ВО "ИРНИТУ"
reierem@istu.edu

В последнее время при разработке радиоприемных трактов все большее внимание уделяется цифровым методам обработки сигналов. Интерес, вызванный внедрением цифровых методов обработки сигналов, не случайный, а основан на тех преимуществах, которыми обладают цифровые методы по сравнению с аналоговыми.

Взять, например, фильтрацию – одну из основных функций любого радиоприемного устройства. Синтез аналогового фильтра с высокими требованиями к его характеристикам, линейности фазовой, крутых спадов амплитудно-частотной характеристики за пределами требуемой полосы пропускания, представляет собой сложную задачу. Не менее сложной оказывается задача настройки такого фильтра, обеспечения стабильности его характеристик в процессе настройки и эксплуатации.

Технология SDR основывается на возможности оцифровки радиосигнала в реальном времени и последующей обработке программными или аппаратными цифровыми средствами – цифровыми сигнальными процессорами, ПЛИС и т.д.

Цифровые приемники могут быть использованы для приема сигналов с любым видом модуляции, включая любой аналоговый или цифровой стандарты модуляции. Кроме того, поскольку основную обработку сигнала осуществляет цифровой процессор сигналов (DSP), то все зависит от программного обеспечения. Сами ЦСП могут быть перепрограммированы для выполнения новых функций, при этом основное оборудование остается неизменным.

Основным переходным моментом от аналоговой части приемного тракта к цифровой является процесс дискретизации аналогового сигнала и его оцифровка. Современное развитие цифровых технологий позволяет осуществлять процесс дискретизация как на низкой, промежуточной, так и на высокой частоте. Главным в процессе дискретизации является выбор частоты дискретизации, которая бы гарантировала точное восстановление сигнала при обратном переходе от цифрового сигнала к аналоговому без усложнения процедур хранения и предварительной обработки сигнала. В устройствах дискретизации используются аналоговые фильтры для защиты от наложения спектров. При этом, чем выше частота дискретизации, тем

менее жесткие требования предъявляются к аналоговому фильтру. На практике разработчики стараются обеспечить такую частоту дискретизации, чтобы на входе АЦП было достаточно использовать трех- или четырехкаскадный пассивный фильтр.

Целью данной работы является исследование способов выбора частоты дискретизации для реализации радиоприемных устройств с цифровой обработкой сигнала.

При обработке сигналов с частотами, не превышающими несколько десятков МГц, скорость современных АЦП позволяет использовать классический принцип дискретизации в соответствии с теоремой Котельникова, согласно которой частота выборок должна быть как минимум в два раза больше верхней частоты в спектре дискретизируемого сигнала. При этом оцифровке подвергается диапазон частот от постоянной составляющей до половины частоты дискретизации. Частота, соответствующая половине частоты дискретизации, носит название частоты Найквиста [2].

Пусть задан узкополосный сигнал

$$a(t) = A(t)\cos\psi(t) = A(t)\cos[\omega_0 t + \theta(t)] \quad (1)$$

Под узкополосностью сигнала подразумевается условие $\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{\Delta f_0}{f_0} \ll 1$

где $\Delta f_0 = \frac{\Delta\omega_0}{2\pi} = f_2 - f_1$ – полоса частот, занимаемая сигналом, Гц, f_0 – несущая частота, f_2 и f_1 – максимальная и минимальная частоты в спектре сигнала.

Предполагается, что функция $A(t)$ является простейшей огибающей, такой, для которой выполняется условия

$$A(t) = \sqrt{a^2(t) + a_1^2(t)} \quad \theta(t) = \arctan \left[\frac{a_1(t)}{a(t)} \right]$$

где $a_1(t)$ функция, являющаяся преобразованием Гильберта от функции $a(t)$.

Спектр данного сигнала заключен в узкой полосе от ω_1 до ω_2 , так что модуль спектральной плотности $S_a(\omega)$ имеет вид, представленный на рисунке 1.

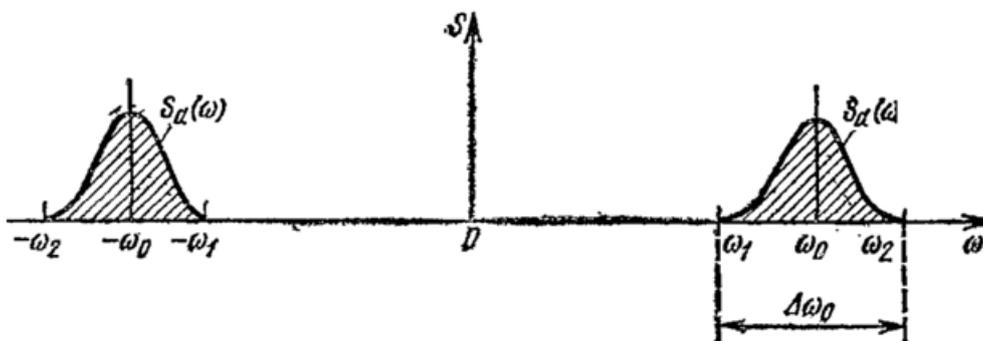


Рисунок 1 – Спектр узкополосного радиосигнала

Теоретической основой выбора частоты дискретизации для полосового сигнала служит подход рассмотренный в [1]. Сущность подхода заключается в следующем. Сигнал, ограниченный по спектру частотой f_m может быть представлен рядом Котельникова

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s\left(\frac{n}{2f_m}\right) \frac{\sin \omega_m \left(t - n/2f_m\right)}{\omega_m \left(t - n/2f_m\right)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(n\Delta t) \varphi_n(t); \quad (2)$$

Если при дискретизации подобного сигнала исходить из ряда (2), то интервал между выборками должен быть не больше чем $1/2 f_m$, где $f_m = f_2$ из нашего примера – наивысшая частота в спектре сигнала.

Нецелесообразность такого подхода очевидна, так как информация о сигнале заложена не в частоту f_2 (или f_1), а в огибающую $A(t)$ или фазу $\Theta(t)$, которые изменяются во времени медленно, с относительно низкими частотами модуляции. В [1] показано, что при представлении сигнала в виде аналитического сигнала выражение (1) можно преобразовать так, чтобы интервалы между выборками определялись фактической шириной спектра, т.е. величиной Δf_0 , а не частотой f_2 . Задача дискретизации высокочастотного колебания сводится к задаче дискретизации комплексной огибающей $A(t)$, показанной на рисунке 2.

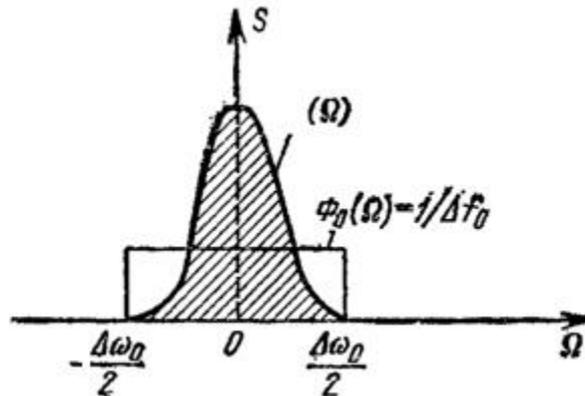


Рисунок 2. Комплексная огибающая сигнала

При определении наибольшего допустимого интервала между выборками в разложении (1) необходимо исходить из наивысшей частоты в спектре функции $A(t)$. Из определения ω_0 как средней частоты в полосе $\Delta\omega_0$ очевидно, что эта частота, отсчитываемая от $\Omega = 0$, равна $\Delta\omega_0/2$, или в герцах $\Delta f_0/2$. Следовательно, интервал между выборками не должен превышать

$$\Delta t = 1/2(\Delta f_0/2) = 1/\Delta f_0,$$

а функция $\varphi_n(t)$ в разложении (2) должна иметь вид

$$\varphi_n(t) = \frac{\sin(\Delta\omega_0/2)(t-n\Delta t)}{(\Delta\omega_0/2)(t-n\Delta t)} = \frac{\sin(\pi\Delta f_0)(t-n\Delta t)}{\pi\Delta f_0(t-n\Delta t)} \quad (3)$$

От аналогичной функции используемой в разложении Котельникова отличается только заменой ω_m на $\Delta\omega_0/2$.

Дискретизацию узкополосных сигналов с частотой дискретизации ниже частоты, определяемой по теореме Котельникова, называют субдискретизацией, или дискретизацией в полосе частот.

Для высокочастотных сигналов используется полосовая дискретизация (under sampling), субдискретизация, которая позволяет обойти ограничение, накладываемое теоремой Котельникова для обработки узкополосных сигналов, у которых ширина спектра много меньше абсолютного значения центральной частоты, этому условию соответствуют практически все радиосигналы. В этом случае теорема Котельникова звучит следующим образом: для сохранения информации о сигнале частота его дискретизации должна быть больше, чем ширина полосы частот, занимаемой узкополосным сигналом в окрестности несущей.

Для облегчения процесса фильтрации, при устранении перекрытия спектров, частота дискретизации выбирается такой, чтобы частота Найквиста была больше ширины спектра, занимаемого комплексной огибающей сигнала в области основных частот в окрестности нуля.

У узкополосных сигналов отсутствуют составляющие вблизи нулевой частоты. Отсутствие составляющих спектра узкополосных сигналов у нулевой частоты облегчает борьбу с наложением спектров.

Выбор частоты дискретизации по Котельникову необходимо применять для сигналов основной полосы частот, спектр которых примыкает к нулевой частоте. Полосовые сигналы не имеют низкочастотных составляющих, их спектр сосредоточен в узкой полосе в окрестности несущей частоты, которая может быть достаточно высокой. Для таких сигналов целесообразно использовать другой подход к выбору частоты дискретизации, исходя из ширины спектральной полосы сигнала. В этом заключается смысл метода субдискретизации, предусматривающий выбор частоты дискретизации исходя из максимальной частоты спектра комплексной огибающей сигнала.

Библиографический список

1. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: «Сов. Радио». 1977. – 608 с.
2. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2002, – 608 с.

ГЕНЕРАТОР ЛЧМ СИГНАЛА КВ ДИАПАЗОНА

Фам Куок Хань, Засенко В. Е. (научный руководитель)
ФГБОУ ВО "ИРНИТУ"
reirem@istu.edu

В настоящее время линейно-частотно модулированные (ЛЧМ) сигналы в КВ диапазоне широко применяются для целей исследований ионосферы, как при вертикальном, наклонном, так и возвратно-наклонном зондировании. ЛЧМ сигналы обладают замечательными свойствами – широкой полосой и, одновременно, большой длительностью. Длительность сигнала определяет его энергию, а полоса частот – разрешающую способность по дальности. Эти свойства придает сигналу внутриимпульсная частотная модуляция. Сигналы подобного класса относятся к сложным сигналам, значение базы, B , определяемой как произведение длительности сигнала на занимаемую им полосу частот, значительно превышает единицу. Большая энергия сигнала дает возможность уменьшить мощность излучения зондирующих передатчиков на трассах большой и малой дальности, а высокая разрешающая способность позволяет выделять отдельные лучи многолучевого рассеянного сигнала.

Основным блоком радиосистемы, использующей ЛЧМ сигнал, является блок синтезатора ЛЧМ сигнала. Создание синтезатора ЛЧМ сигнала, генерирующего сигнал с параметрами, обладающими высокой стабильностью, является актуальной задачей.

Целью данного сообщения является представление результатов разработки синтезатора ЛЧМ сигнала, работающего в диапазоне коротких волн, с перестройкой частоты по линейному закону в заданных пределах перестройки и требуемой скоростью изменения частоты, и с привязкой начала излучения к шкале единого времени.

Существует множество методов формирования сигналов с частотной модуляцией. Особое внимание привлекает принцип цифрового формирования сигналов, в котором требуемой формы сигнал формируется специальным процессором из дискретных элементарных составляющих. Выпуск промышленностью специальных микросхем для формирования гармонических колебаний методом прямого цифрового синтеза значительно облегчил процесс разработки синтезаторов ЛЧМ сигналов. В последние годы формирование ЛЧМ сигнала выполняется методом прямого цифрового синтеза (Direct Digital Synthesis, DDS), позволяющим быстро и гибко перестраивать частотно-временные параметры сигнала. Для решения проблемы синхронизации начала излучения со шкалой единого мирового времени используются сигналы спутниковых навигационных систем.

В данном докладе представлены результаты разработки синтезатора, генерирующего сигнал с начальной частотой 1,3 МГц, изменяющийся по линейному закону со скоростью 500 кГц/с в течении 27,4 секунд. Генера-

тор работает циклически, с длительностью цикла 1 минута. Запуск генератора синхронизируется по сигналам GPS и осуществляется в нулевую секунду каждой минуты.

Изменение частоты ЛЧМ сигнала происходит по линейному закону:

$$f(t) = f_0 + b \cdot t, -\frac{\tau_{\text{и}}}{2} \leq t \leq \frac{\tau_{\text{и}}}{2}, \quad (1)$$

где $b = (f_{\text{max}} - f_{\text{min}}) / \tau_{\text{и}}$ – скорость изменения частоты;

$f_0 = (f_{\text{max}} + f_{\text{min}}) / 2$ – центральное значение несущей частоты;

$\tau_{\text{и}}$ — длительность импульса;

$f_{\text{max}}, f_{\text{min}}$ — максимальное и минимальное значение частоты радиосигнала.

Для ЛЧМ сигнала с прямоугольной огибающей:

$$S_{\text{лчм}}(t) = \begin{cases} 0, & t < -\frac{\tau_{\text{и}}}{2}, \\ S_0 \cos \left[\varphi_0 + 2\pi \left(f_0 t + \frac{b}{2} t^2 \right) \right], & -\frac{\tau_{\text{и}}}{2} \leq t \leq \frac{\tau_{\text{и}}}{2}, \\ 0, & t > \frac{\tau_{\text{и}}}{2}. \end{cases} \quad (2)$$

где S_0 — амплитуда сигнала;

φ_0 — начальная фаза.

На рисунке 1 приведена временная диаграмма амплитуды ЛЧМ сигнала, которая выполняется с помощью программы Mathcad.

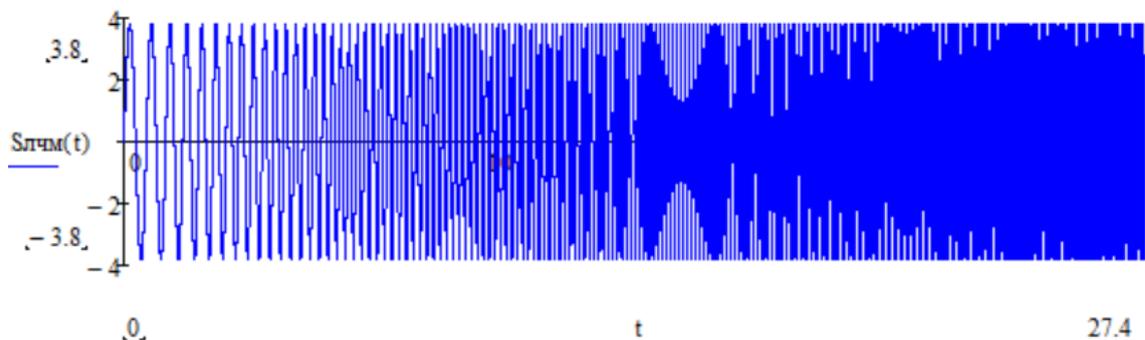


Рисунок 1 – Сигнал ЛЧМ в течение периода времени

При $B = \Delta f * \tau_{\text{и}} \gg 1$ ЛЧМ импульс имеет близкий к прямоугольному амплитудный спектр [1].

$$S(\omega) = \begin{cases} \frac{S_0}{2} \sqrt{\frac{\tau_{\text{и}}}{\Delta f}}, & |\omega - \omega_0| \leq \frac{\Delta\omega}{2} \\ 0, & |\omega - \omega_0| > \frac{\Delta\omega}{2} \end{cases} \quad (3)$$

Суть метода DDS заключается в том, что формирование выходных сигналов заданной частоты синтезируется цифровыми методами. Основные преимущества DDS:

- высокое разрешение по частоте и фазе, управление которыми осуществляется в цифровом виде;
- экстремально быстрый переход на другую частоту (или фазу), перестройка по частоте без разрыва фазы;
- архитектура, основанная на DDS, ввиду очень малого шага перестройки по частоте, исключает необходимость применения точной подстройки опорной частоты;
- цифровой интерфейс позволяет легко реализовать микроконтроллерное управление.

Упрощенная структурная схема генератора представлена на рисунке 2.

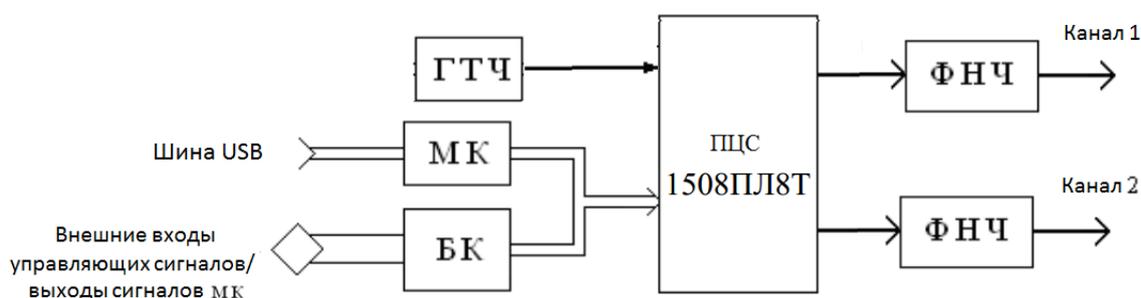


Рисунок 2 – Упрощенная структурная схема генератора

Основной частью схемы генератора является микросхема 1508ПЛ8Т. Основные технические характеристики ПЦС 1508ПЛ8Т:

- 2 независимых канала синтеза;
- Независимое управление частотой, фазой, амплитудой, постоянным смещением каждого канала;
- Два 10-битных ЦАП;
- Аккумулятор частоты 48 бит;
- Аккумулятор фазы 48 бит.

В качестве генератора тактовой частоты (ГТЧ) используется генератор на поверхностных акустических волнах (ПАВ) с частотой 400МГц. ПАВ генератор обеспечивает высокую добротность, долговременную стабильность. Минимальное приращение генерируемой частоты (частотное разрешение) определяется соотношением: $f_{min} = 400 * 10^6 / 2^{48} = 1,42$ мГц.

На рисунке 3 приведена принципиальная электрическая схема генератора.

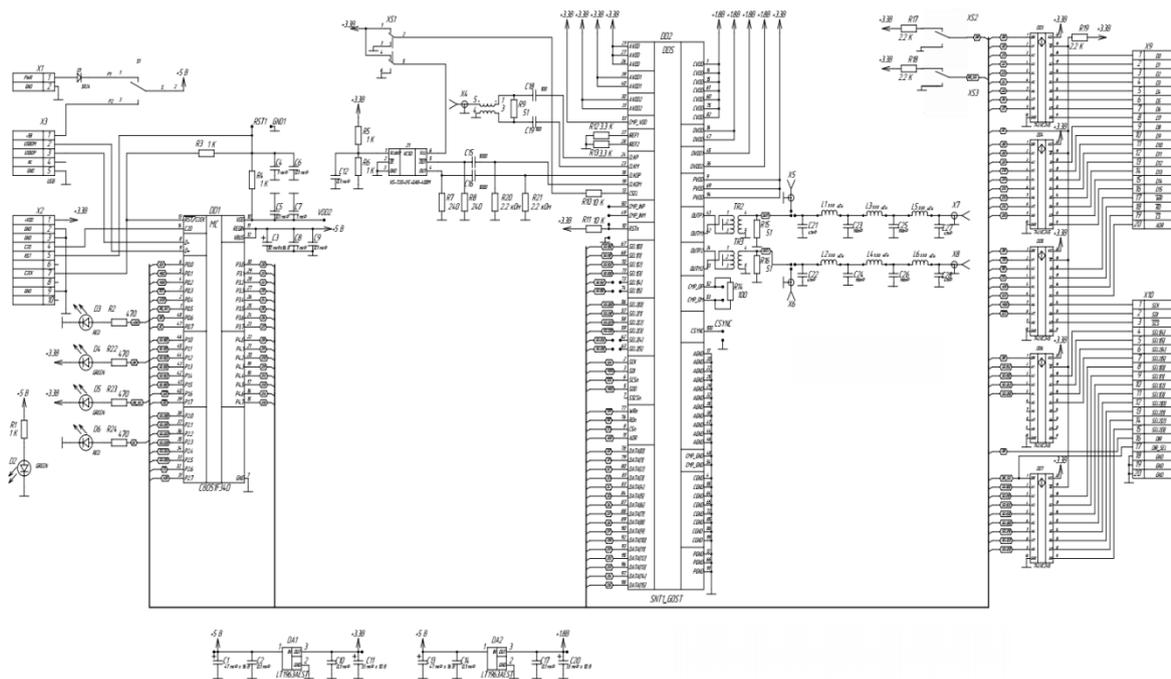


Рисунок 3 – Принципиальная электрическая схема генератора

Управление режимами работы генератора и информационный обмен с компьютером выполняет микроконтроллер (МК) s8051f340. Управление платой осуществляется с персонального компьютера по шине USB. Сигналы, сформированные непосредственно DDS, проходят через фильтр нижних частот (ФНЧ) с частотой среза 30 МГц. Сигналы через буферный каскад (БК) 74LVC245 подаются на микросхему 1508ПЛ8Т напрямую, что делает возможным работу отладочной платы без использования встроенного микроконтроллера.

Для обеспечения жесткой синхронизации моментов запуска генераторов мы используем приемник GPS ГЛОНАСС/GPS/GALILEO ML8088sE. Приемник выдает сигнал метки времени PPS (Pulse per second), который повторяется 1 раз в секунду с большой точностью. PPS-импульсы служат для запуска генератора. На рисунке 4 приведена схема для формирования импульсов запуска генератор.



Рисунок 4 – Структурная схема для формирования импульсов запуска генератор

Программа управления сигналом запуска генератора реализована с использованием программы LabVIEW. Лицевая панель подпрограммы для синхронизации запуска генератора показана на рисунке 5.

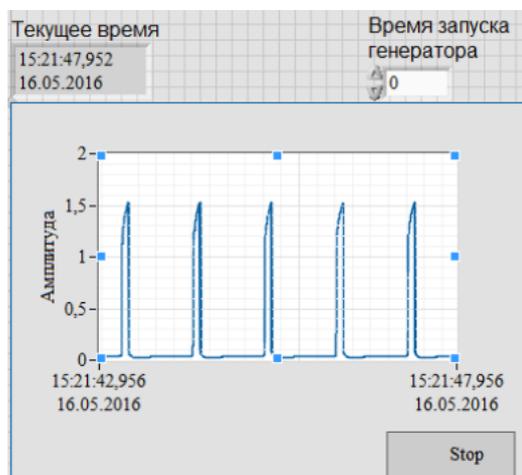


Рисунок 5 – Лицевая панель подпрограммы для синхронизации запуска ЛЧМ генератора

PPS-импульсы подаются на вход платформы. Когда время компьютера равно заданному времени запуска генератора, подпрограмма пропускает нужный импульс PPS на выход платформы, с которого по проводнику подаётся на вход внешней синхронизации микросхемы 1508ПЛ8Т. Для обеспечения привязки времени компьютера к точному времени разработана подпрограмма, которая приведена на рисунке 6. Эта подпрограмма обеспечивает счет времени фиксации местоположения по всемирному координированному времени RMC-строка от GPS приемника.

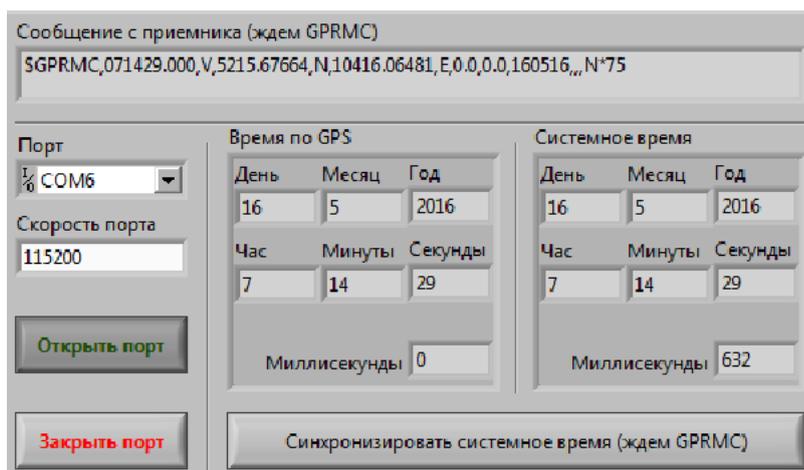


Рисунок 6 – Лицевая панель подпрограммы для синхронизации времени работающего компьютера

Программное обеспечение Evaluation Board Control Utility дает возможность доступа к значениям регистров. Все необходимые расчеты управляющих кодов и команд выполняются автоматически. Общий вид программы приведен на рисунке 7.

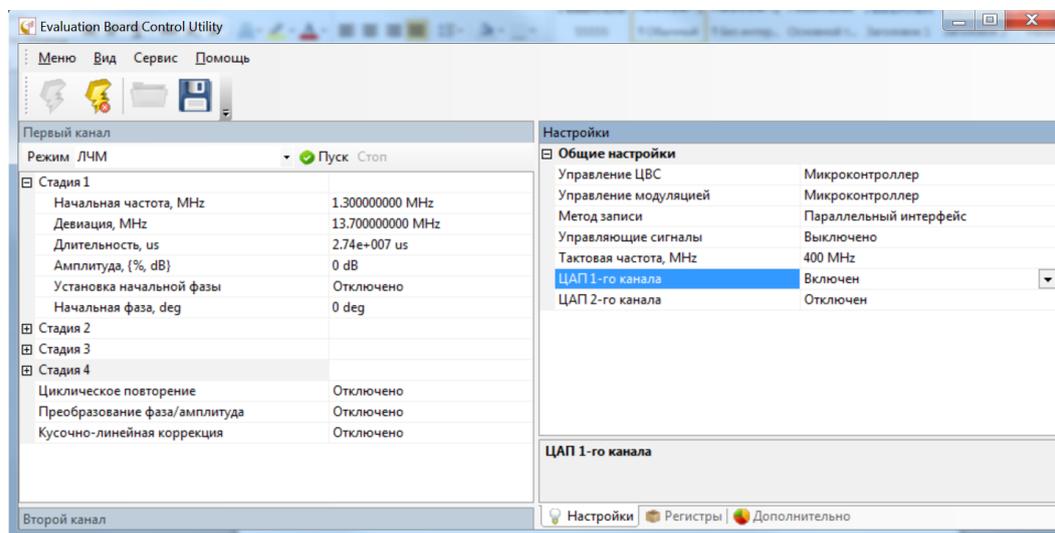


Рисунок 7 – Окно программы для настройки устройства

Основные достоинства разработанного генератора:

- Высокое разрешение по частоте и фазе;
- Возможность совместного использования каналов для синтеза квадратурных сигналов;
- Высокая стабильность;
- Высокая точность синхронизации запуска генератора;
- Активное управление.

Разработанный генератор будет использован в качестве гетеродина приемника ЛЧМ сигналов на кафедре РЭ и ТС ИрННТУ.

Библиографический список

1. Головин О. В.. Устройства генерирования, формирования, приема и обработки сигналов. Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2012. – 783 с.
2. Прямой цифровой синтез частоты [Электронный ресурс] URL: <http://ra3ggi.qrz.ru/UZLY/dds.htm>.
3. Цифровой вычислительный синтезатор [Электронный ресурс] URL: <http://radiocomp.ru/joom/index.php/ru/component/content/article/9-produktsiya/96-otladochnaya-plata-dlya-mikroskhemy-1508pl8t>.
4. Кочемасов В. Н., Белов Л. А., Оконешников В. С.. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией. – М.: Радио и связь, 1983. – 192 с.

ОНТОЛОГИИ В ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ

Медведева В.А., Труфанов А.И.

ФГБОУ ВО "ИРНИТУ"

valekmedvedeva@mail.ru

Введение. Как понятие в области искусственного интеллекта онтология возникла в начале 90-х годов в работах специалистов по инженерии знаний. Одно из первых определений, которое было дано этому понятию, предложено в работе Т. Грубера. Оно звучит так: «Онтология – это явная спецификация концептуализации». Таким образом, онтология – это формальное описание некоторой предметной области в явном виде[1].

Сегодня онтология позволяет организовать полученные и накопленные знания – определить понятия, отношения процесс управления, необходимые для описания процессов решения задач в избранной предметной области. Главным достоинством использования онтологий является возможность комплексного анализа, использование и накопления полученных знаний и навыков из различных источников.

В данной работе рассматриваются ключевые понятия информационной безопасности, а также обеспечение ее защиты при помощи основных онтологических методов.

Основные составляющие информационной безопасности. Информационная безопасность – состояние защищенности жизненно важных интересов личности, общества, государства. Под информацией понимается сведения (сообщения, данные) независимо от формы их представления. Информационные технологии – процессы, методы поиска, сбора, хранения, обработки, предоставления, распространения информации и способы осуществления таких процессов и методов. Информационный ресурс – совокупность данных и программ, задействованных при обработке информации техническими средствами[2].

Субъект информационных отношений – физическое или юридическое лицо, обладающее определенным правом по отношению к информационным ресурсам. Владелец информации - лицо, самостоятельно создавшее информацию либо получившее на основании закона или договора право разрешать или ограничивать доступ к информации, определяемой по каким-либо признакам. Источник информации – материальный объект или субъект, способный накапливать, хранить, преобразовывать и выдавать информацию в виде сообщений или сигналов различной физической природы[3].

Обеспечение информационной безопасности при помощи онтологий. В настоящее время разработано достаточное количество онтологий по информационной безопасности. Большая практическая и теоретическая

часть работ была проделана в европейских странах. В РФ также разрабатываются онтологии в области защиты информации, но более в узкой специализации, затрагивая всего лишь небольшие разделы информационной безопасности.

Применение онтологической модели, позволяет использовать единую базу знаний, хранящую в себе систему управления доступом к информационным ресурсам. В этом случае, благодаря комбинации такой модели с онтологической моделью предметной области станет возможным определять правила доступа в терминах предметной области с учетом их семантики, а также принимать решение о предоставлении или отказе в доступе на основе результатов логического вывода, что невозможно сделать при помощи баз данных.

Поэтому, в настоящее время идет достаточно активное применение онтологических моделей, дескриптивных логик и логического вывода в различных аспектах информационной безопасности.

В основном можно выделить следующие направления исследований в данной сфере:

- Формализация подмножеств языка XACML и использования логического вывода для проверки сформулированных администратором политик безопасности[6];

- Использование логического вывода в существующих моделях контроля доступа, таких как RBAC (Role Based Access Control) и ABAC (Attributes Based Access Control)[7];

- Создание онтологий, определяющих понятийную систему предметной области информационной безопасности General Privacy Ontology, Security Ontology, NRL Security Ontology.

- При этом наибольший интерес для рассмотрения представляют работы, связанные с третьим направлением, потому что модели, описанные в них, могут служить источниками необходимых понятий, которые в сочетании с понятиями предметной области позволяют создать предметно-ориентированную онтологию для решения задачи управления доступом.

Если рассматривать более подробно виды онтологий, перечисленные ранее, то можно сказать, что General Privacy Ontology (GPO) содержит понятия, представляющие различные аспекты управления доступом к информации и персональным данным. NRL Security Ontology, в свою очередь включает в себя несколько модулей-онтологий, которые содержат понятия, представляющие средства, сущности, протоколы и алгоритмы, применяемые на уровне средств передачи данных в информационной системе. А онтология Security Ontology, при этом, применяется для представления угроз, уязвимостей и определения на их основе требуемого уровня защиты данных[8].

При этом разрабатываемая онтология, обеспечивающая семантическое управление доступом, помимо понятий безопасности должна хранить некоторую точку зрения на сам процесс доступа и правила его выполнения.

Методы защиты информации. Формирование режима информационной безопасности - проблема комплексная. Меры по ее решению можно подразделить на следующие уровни:

- технологические (аппаратные и программные);
- физические;
- правовые (законодательные).

Единая совокупность всех этих мер, направленных на противодействие угрозам безопасности с целью сведения к минимуму возможности ущерба, образуют систему защиты.

Концепция инженерно-технической защиты информации представляет собой общий замысел и принципы обеспечения информационной безопасности объекта в условиях угроз и включает в себя:

- оценку угроз;
- систему защиты информации;
- принцип построения системы защиты информации.

Инженерно – техническая защита представляет собой совокупность специальных органов, технических средств и мероприятий по их использованию для защиты конфиденциальной информации.

Цели и задачи технической защиты:

- предотвращение проникновения злоумышленника к источникам информации с целью уничтожения, хищения или изменения;
- защита носителей информации от уничтожения в результате различных природных и техногенных воздействий;
- предотвращение утечки информации по различным техническим каналам[4].

Правовые меры защиты информации определяются законодательными актами страны, которыми регламентируются правила использования, обработки и передачи информации ограниченного доступа и устанавливаются меры ответственности за нарушение этих правил. К таким актам относятся: Конституция РФ, Международные договоры РФ, Указы Президента РФ; Постановления правительства РФ; Доктрина информационной безопасности РФ; Руководящие документы ФСТЭК (Гостехкомиссии России); Приказы ФСБ, Международные стандарты.

Физические средства защиты - это разнообразные устройства, приспособления, конструкции, аппараты, изделия, предназначенные для создания препятствий на пути движения злоумышленников.

К физическим средствам относятся механические, электромеханические, электронные, электронно-оптические, радио- и радиотехнические и другие устройства для воспреещения несанкционированного доступа (входа, выхода), проноса (выноса) средств и материалов и других возможных видов преступных действий.

Эти средства применяются для решения следующих задач:

- охрана территории предприятия и наблюдение за ней;
- охрана зданий, внутренних помещений и контроль за ними;
- охрана оборудования, продукции, финансов и информации;
- осуществление контролируемого доступа в здания и помещения[5].

Заключение. В целом, онтологический подход с его детализацией описания предметной области позволяет упредить угрозы и заблаговременно выявить возможные каналы утечки конфиденциальной информации. Обеспечение информационной безопасности достигается организационными, техническими и правовыми методами.

Библиографический список

1. Онтологии в компьютерных системах. Роль онтологий в современной компьютерной науке. Лапшин Владимир Анатольевич. RSDN Magazine #4-2009. [Электронный ресурс] - электронные текстовые данные <http://www.rsdn.ru/article/philosophy/what-is-onto.xml>
2. Федеральный закон от 27 июля 2006 г. N 149-ФЗ "Об информации, информационных технологиях и о защите информации".
3. Технические средства и методы защиты информации: Учебник для вузов / Зайцев А.П., Шелупанов А.А., Мещеряков Р.В. и др.; под ред. А.П. Зайцева и А.А. Шелупанова. – М.: ООО «Издательство Машиностроение», 2009 – 508 с. <http://www.studfiles.ru/preview/4327065/page:19>
4. XAML Developer Referenc: Dalal Mamta, Ghoda Ashish [Электронный ресурс] – электронные текстовые данные <http://www.kodges.ru/komp/program/187058-xaml-developer-reference.html>
5. Роль управления доступом на основе ролей (rbac) и на основе ролей безопасности [Электронный ресурс– электронные текстовые данные <http://csrc.nist.gov/groups/SNS/rbac/>
6. Farquhar A., Fikes R., Rice J. The Ontolingua server: A tool for collaborative ontology construction // International Journal of Human-Computer Studies, 46(6), pages 707–728, 1997.
7. С.К. Варлатая, М.В. Шаханова «Аппаратно-программные средства и методы защиты информации».
8. Физические средства защиты информации. Материал из Национальной библиотеки им. Н. Э. Баумана. [Электронный ресурс] – электронные текстовые данные http://ru.bmstu.wiki/Физические_средства_защиты_информации.

СЕТЕВОЙ АНАЛИЗ ЧАСТОТНОГО СПЕКТРА В ПРОБЛЕМЕ ИДЕНТИФИКАЦИИ ИСТОЧНИКА ЗВУКА

Куулар Э.К., Труфанов А.И.
ФГБОУ ВО "ИРНИТУ"
kuular1991@mail.ru

Тихомиров А.А.
Университет Инха, Инчеон

Россодивита А.,
Медицинский центр Сакко, Милан

Введение. В последние годы важнейшей задачей информационной безопасности продолжает оставаться создание и применение новых эффективных и надежных методов и средств защиты информации, в том числе и звуковой информации. Применяемые к звуковым данным средства призваны прежде всего предотвратить угрозы доступа к информационным ресурсам посторонних лиц, не имеющих на это прав. Также перед ними стоят проблемы защиты авторских данных. В общем случае усилия разработчиков направлены на создание систем надежной идентификации личности по звуковой записи. Для решения этой задачи необходимо наличие идентификаторов и создание процедур идентификации для всех пользователей. Среди наиболее значимых биометрических характеристик человека является его голос, обладающий набором индивидуальных особенностей, относительно легко поддающихся измерению, например, частотный спектр голосового сигнала. Метод идентификации личности по звуковой записи голоса традиционно используется в области криминалистики. Большая роль голосовой идентификации обусловлена также постановкой такой важной проблемы, как защита речевой информации. Идентификация применяется при создании новых технических средств и программно-аппаратных устройств защиты речевой информации, в частности, от утечки по акустическим, виброакустическим и другим каналам.

В реализации метода сравниваются частотные характеристики звуковых записей [1,2]. Естественно, что обработка большого объема звуковой информации требует значительных объемов вычислительных ресурсов.

Метод. При решении задач распознавания источников речи интересным представляется подход, используемый в анализе когнитивных комплексных сетей. Комплексные сети (сложные сети) - это существующие в природе сети, обладающие нетривиальными топологическими свойствами. Узлами соответствующих сетей берутся элементы моделируемых сложных систем, а связи между узлами описывают взаимодействие между элементами. Модель Барабаши —

Альберт — одна из нескольких предложенных моделей со степенным распределением, которые генерируют безмасштабные сети. Она включает в себя две важные общие концепции: рост сети, принцип предпочтительного присоединения (ПП). Обе концепции широко представлены в сетях реального мира. Рост значит, что число узлов сети увеличивается со временем. Принцип ПП заключается в том, что чем больше связей имеет узел, тем более предпочтительно для него создание новых связей[3,4]. «Когнитивные сети»[5] с использованием комплексных сетей предлагают объективное описание таких антропогенных объектов как музыкальные произведения, структура языка и литературных текстов, сети взаимоотношений героев литературных произведений, также некоторые живописные произведения, например представителей кубизма. Реализуя предлагаемый метод, установим, что будет являться элементарным знаком в случае аудио информации, и задаем меру близости между двумя знаками. Аудио информация имеет линейную структуру, оказалось удобным принимать за узел относительную амплитуду (Relative Amplitude (dB)), а связь между узлами (амплитудами) в сети определяет последовательность амплитуд .

В качестве входных данных мы использовали звуковые WAV файлы. Упрощенно такой файл можно представить как список чисел от 0 до 170, в программе SpectraPLUS [6], которые отражают относительную амплитуду (Relative Amplitude (dB)) частоты (Frequency (Hz)) звукового ряда .

Результаты.

Установлено, что частотный спектр звуковой записи относительно просто преобразуется в сетевую структуру по его амплитудным показателям.

Поэтому любой набор звуков, можно отобразить как сеть (рис.1) и далее изучать ее

основные топологические характеристики для выявления особенностей этой звуковой системы .

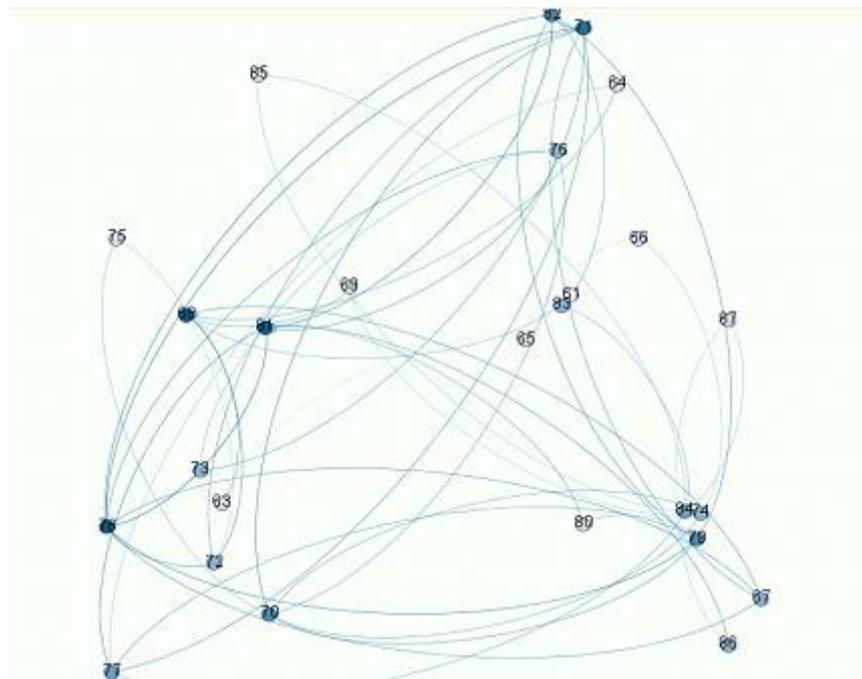


Рис.1. Граф звукового ряда

инструмент Gephi 0.9.1 [7] оказался полезным для расчета многочисленных

Сравнительный анализ (лепестковая диаграмма)

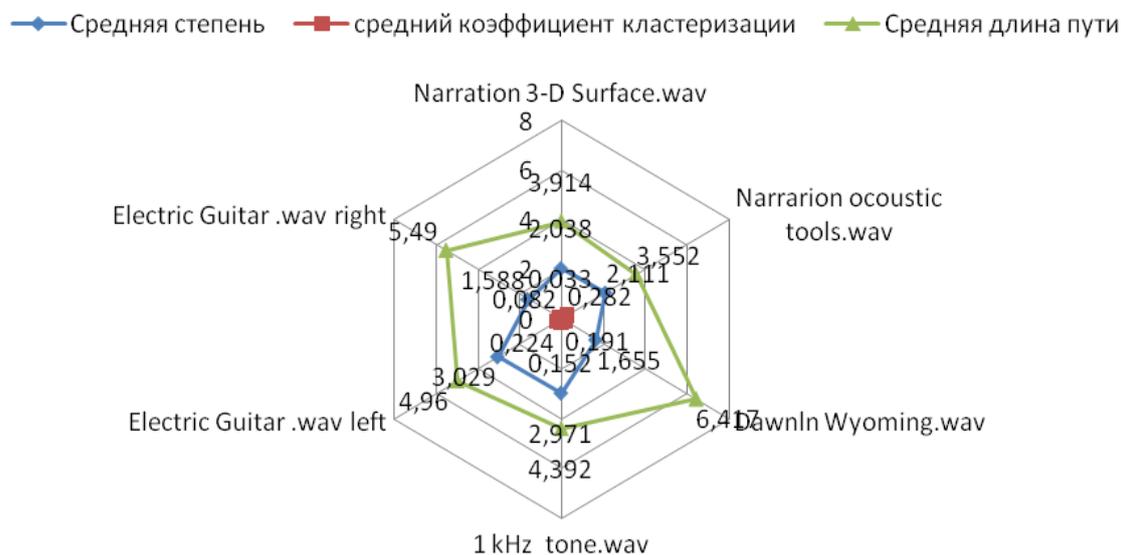


Рис.2. Диаграмма сетевых метрик

метрик сетевых структур, таких как диаметр графа, плотность графа, средняя степень, средний коэффициент кластеризации, средняя длина пути и др.(рис.2). Главное, что для нескольких семантических сетей, соответствующих звуковым файлам, можно проанализировать различие (расстояние) между ними, чтобы сделать вывод о близости самих звукозаписей. Так как многие семантические сети наилучшим образом описываются взвешенными графами, для определения их близости имеет смысл использовать метрику, учитывающую разности весов соответствующих ребер графов. По сетевым характеристикам (своего рода «сверткам») можно быстро находить необходимый элемент в большом объеме голосовых записей и таким образом, эффективно идентифицировать личность .

В настоящем исследовании был выполнен сравнительный анализ пяти звуковых WAV файлов:

- Narration 3-D Surface.wav
- Narration acoustic tools.wav
- DawnInWyoming.wav
- 1kHz_tone.wav
- ElectricGuitar.wav

Файлы конвертировались в сетевые структуры, для которых проводился расчет значений трех сетевых метрик: средней степени, среднего коэффициента кластеризации, средней длины пути.

Из диаграммы (рис.3) видно, что средний коэффициент кластеризации находится в диапазоне от 0 до 0.22, средняя степень - от 1.6 до 3.0. Наибольшим различием, что является важным для сравнения сетевых моделей, имеет средняя длина пути, которая колеблется в диапазоне от 3,6 до 6,4. Каждый звуковой файл имеет свои определенные значения модельных характеристик.

Выводы.

В работе подтверждено, что практически любой звуковой информационный образ можно превратить в семантическую сеть. При этом важно, что такой сети отвечают одинаковые алгоритмы топологического сопоставления. Сопутствующий вектор ключевых топологических параметров сетевых моделей может служить метрикой сравнения звуковых данных, что сопряжено со значительно меньшими временными затратами, чем требуют традиционные системы идентификации источников звука.

Библиографический список

1. *Малинин П.В.* Технология голосовой идентификации личности на основе проекционных методов анализа многомерных данных - Барнаул: ФГБОУ ВПО «Алтайский государственный университет». 2015. - 137 с.
2. *Головин А.В., Исаев А.А., Мазуров В.А., Поляков В.В., Сидоренко Т.В.* Уголовно-правовые и криминологические проблемы защиты информации Алматы: Изд. Центр ОФППИ Интерлигал, 2008. – 338 с.
3. *Берновский М.М., Кузюрин Н.Н.* Случайные графы, модели и генераторы безмасштабных графов//Труды Института системного программирования РАН . 2012. Том 22.С. 419-434.
4. *Чередникова А.В., Землякова И.В.* Введение в теорию графов/– Кострома: Изд-во Костром. Гос. Технол. Университета, 2011. – 24 с.
5. *Евин И.А., Колябков А.А.* Сети которые хранятся в нашей памяти (когнитивные сети).-2012. [Электронный ресурс] – электронные текстовые данные <http://spkurdyumov.ru/networks/seti-kotorye-xranyatsya-v-nashej-ramyati/>
6. SpectraPLUS ®. Pioneer Hill Software. [Электронный ресурс] – электронные текстовые данные <http://www.spectraplus.com/>
7. The Open Graph Viz Platform [Электронный ресурс] – электронные текстовые данные <https://gephi.org/>

РЕГИСТРАЦИЯ ПОВЕРХНОСТНЫХ ТРЕЩИН В ФЕРРОМАГНИТНЫХ ИЗДЕЛИЯХ МАГНИТОДОМЕННЫМ МЕТОДОМ НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ

Дёмин А.П., Дёмин В.П., Губина М.О.
ФГБОУ ВО "ИРНТУ", ФГБОУ ВО "ИРГАУ"
apd_60@mail.ru

Обеспечение безопасности перевозок и экологической безопасности окружающей среды является одной из важнейших проблем железнодорожного транспорта. Одними из особенностей эксплуатации железных дорог являются: рост объёмов перевозок, повышение веса составов и скоростей движения, сложные климатические условия диагностики технических средств и устройств в процессе их эксплуатации. Эти особенности могут привести к аварийным ситуациям. Предотвращение аварий и техногенных катастроф в данных условиях возможны путём диагностики технического состояния узлов и устройств железнодорожного транспорта методами неразрушающего контроля.

В данной работе рассматриваются вопросы применения одного из магнитных методов неразрушающего контроля – магнитодоменного метода, для обнаружения и регистрации производственно-технических (металлургических) дефектов в отливках и прокате, технологические дефекты при сварке, наплавки, механической и термической обработки изделий, а также эксплуатационные дефекты, связанные с усталостью материала, коррозии, изнашиванием, перегрузками, неправильной эксплуатацией.

Магнитодоменный метод неразрушающего контроля основан на применении V_i -содержащих феррит гранатовых плёнок из галлий-гадолиниевого граната (V_i ГРЭС 5). Схема и принцип работы преобразователя представлены на рисунке 1.

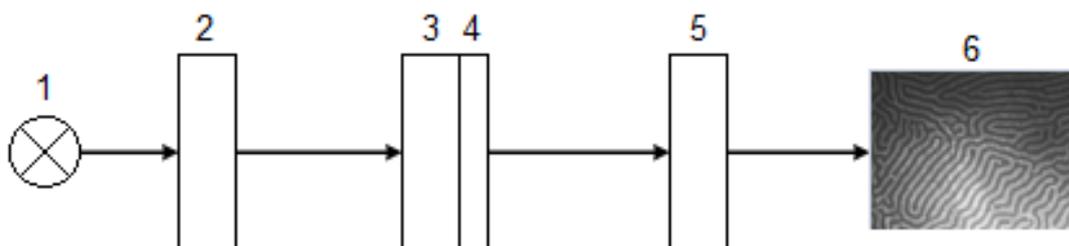


Рисунок 1 – Схема и принцип работы магнитодоменного преобразователя:

1 – источник света (лампа накаливания), 2 – поляризатор, 3 – монокристаллическая подложка, 4 – магниточувствительная плёнка, 5 – анализатор, 6 – изображение на видеорегистраторе

Визуализация доменной структуры магниточувствительной плёнки (4) основана на применении магнитооптического эффекта Фарадея, т.е. на

прохождении плоскополяризованного света через оптически прозрачную магниточувствительную плёнку. Ось лёгкого намагничивания (ОЛН) плёнки перпендикулярна её поверхности. Чередование «тёмных» и «светлых» доменов магнитодоменной плёнки с лабиринтной структурой показывает направление их намагниченности.

Для визуализации доменов в плёнке необходимо использовать поляризационный микроскоп. Структурная схема экспериментальной установки приведена на рисунке 2.

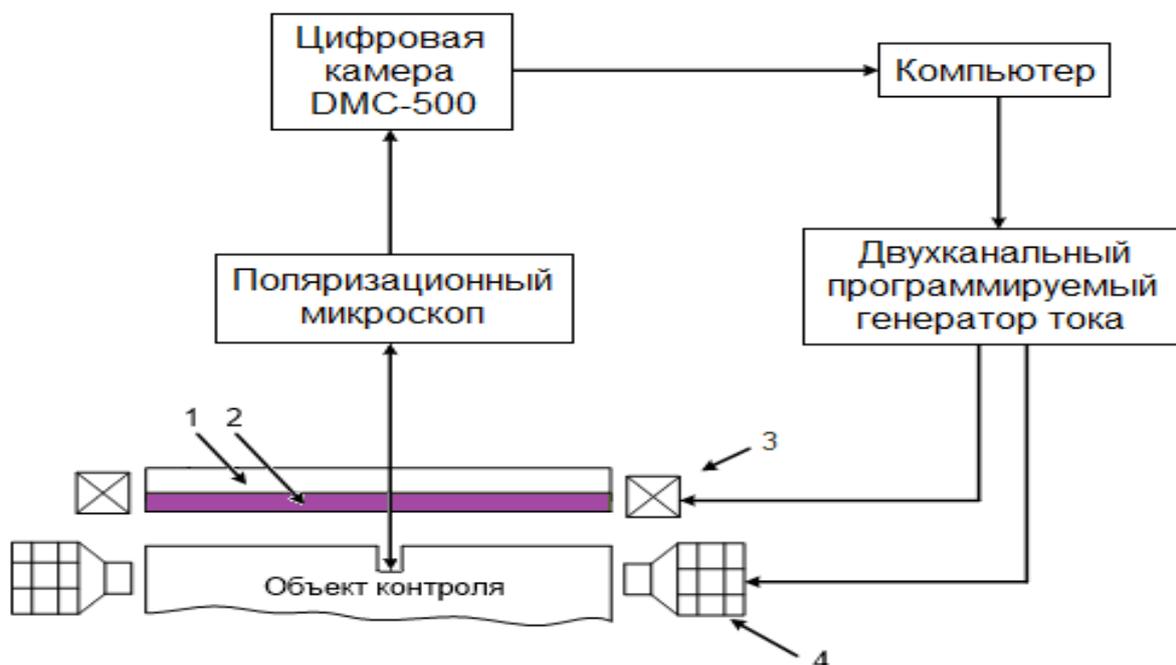


Рисунок 2 – Схема экспериментальной установки

Цифровая камера DCM-500 для поляризационного микроскопа позволяет измерять геометрические размеры доменов; измерять расстояние между линиями нулевого поля (ЛНП) и линиями равной напряженности (ЛРН) поля дефекта; изменять масштаб изображения доменной структуры пленки.

При регистрации протяженных дефектов (рисунок 3, в) характерной особенностью изображения доменной структуры является наличие двух близлежащих противоположно намагниченных доменов, разделяющих лабиринтную структуру на две области и имеющих наибольшие размеры. Доменная стенка, разделяющая два противоположно намагниченных домена, зафиксировывает место расположения трещины и её конфигурацию.

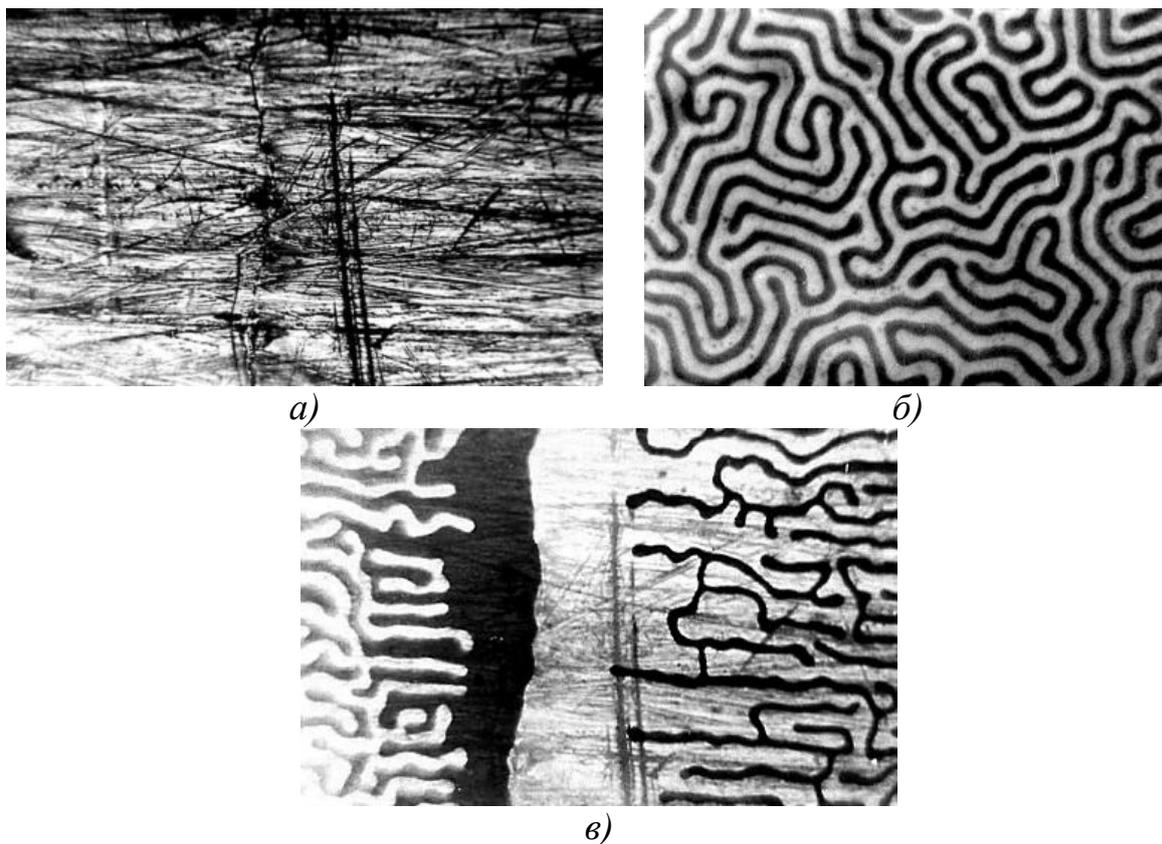


Рисунок 3 – Регистрация поверхностной трещины магниточувствительной пленкой: а) зона контроля поверхностной трещины; б) внешний вид доменной структуры пленки; в) внешний вид доменной структуры пленки при регистрации поверхностной трещины

Графическое представление напряженности нормальной составляющей поля рассеяния от дефекта $H_y(x)$ показано на рисунке 4, б. В стационарном режиме, когда внешнее поле H_y постоянно и зазор между изделием и пленкой не изменяется, регистрируются только две точки В и С (рисунок 4, б), где напряженность поля рассеяния трещины равна напряженности поля насыщения H_s пленки. Погрешность измерения координат, где H_y дефекта равняется H_s пленки, определяется коэрцитивностью последней и может составлять 10 – 15%.

Экспериментальным путем исследовано поведение доменной структуры магнитной пленки при дефектоскопии ферромагнитных изделий на железнодорожном транспорте. Определены информативные параметры доменной структуры при регистрации дефектов (трещин). Объектом контроля могут быть: оси колесных пар всех типов и их рабочая поверхность, диски, рамы тележек различных моделей, детали ударно-тягового и тормозного оборудования, детали и узлы локомотивов и вагонов, рельсы, коленчатые валы дизелей и компрессоров.

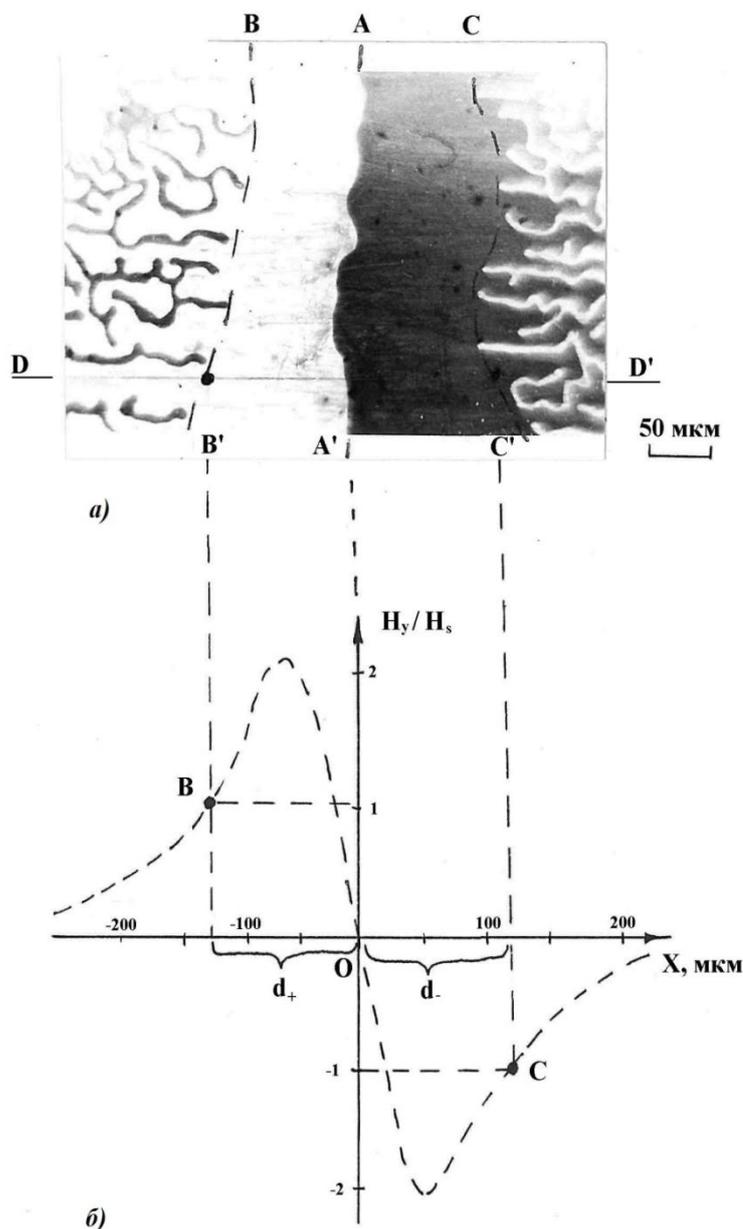


Рисунок 4 – Регистрация протяженных дефектов:

a) протяженная трещина AA';

б) напряженность нормальной составляющей поля рассеяния трещины $H_y/H_s(x)$

Библиографический список

1. Дёмин А.П., Каширина Т.К., Мамаева Е.И., Попов А.А. Исследование процесса возникновения и развития усталостных трещин в сталях – V всесоюзный симпозиум «Малоцикловая усталость – критерий разрушения и структура материалов», ч. 1, Волгоград, 1987 г.
2. Дёмин А.П. Исследование магнитных свойств материалов. Методическое пособие к циклу лабораторных работ по курсу «Материаловедение. Технология конструкционных материалов», ИрГТУ, 2003 г.
3. Гуров А.С., Дёмин А.П., Лоншаков Л.С., Петров А.В. Программируемый источник подмагничивания для магнитодоменного датчика – Тезисы докладов «Современные проблемы радиоэлектроники и связи», Иркутск: Изд-во ИрГТУ, 2007 г.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СТЕНДА ОПТИЧЕСКОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ ДЛЯ МНОГОУРОВНЕВОЙ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Дмитриев А.А.
ФГБОУ ВО "ИРНИТУ"
Dmtaa77fti@gmail.com

Сегодня становится аксиомой утверждение о том, что образованность человека определяется его желанием и способностью самого себя образовывать. Поэтому основной задачей является подготовка обучающихся к самообразованию. В связи с этим в высшей школе особое значение имеет качество организации самостоятельной работы студентов. [1]

Самостоятельная работа студентов - это их планируемая работа, выполняемая по заданию и при методическом руководстве преподавателя. Ее признаки: 1) выделение специального времени (аудиторного или внеаудиторного) для проведения самостоятельной работы; 2) наличие задания преподавателя, требующего умственных и физических усилий студентов; 3) самостоятельное выполнение задания обучающимися; 4) наличие результатов работы. [3]

Лабораторные занятия, лабораторные работы - один из видов самостоятельной практической работы, проводимой учащимися в высшей школе с целью углубления и закрепления теоретических знаний, развития навыков самостоятельного экспериментирования. Включают подготовку необходимых для опыта (эксперимента) приборов, оборудования, реактивов, составление схемы-плана опыта, его проведение и описание. Широко применяются в процессе преподавания естественно-научных и технических дисциплин.

Лабораторный стенд - это комплекс оборудования, предназначенный для изучения на нем экспериментальным путем физических явлений и технических параметров объектов. [4]

Проведение лабораторных практикумов с применением исследовательского оборудования является основной особенностью образовательного процесса по техническим дисциплинам. В ходе лабораторных работ будущие инженеры приобретают навыки работы с действующим оборудованием, с подобием которого им придется столкнуться в будущей практической деятельности [5].

Именно для обеспечения полного подобия современных структурированных кабельных систем и нужно спроектировать стенд который бы позволил проводить лабораторные работы на не рабочих сетях связи. [2]

Первый этап это анализ наиболее часто используемых архитектур магистрального уровня. Для этого взяли три реальные схемы прокладки

легко реализовать, для этого необходимо несколько отдельных линий, оконченных кроссами, а коммутировать между собой отдельные линии можно оптическим патч-кордами.

Для реализации этой идеи изменим схему магистрали, из нескольких отводов на нижний уровень оставим один для ППК №4, в результате получим кольцевую схему магистрали с единичным отводом на нижний уровень рисунок 3.

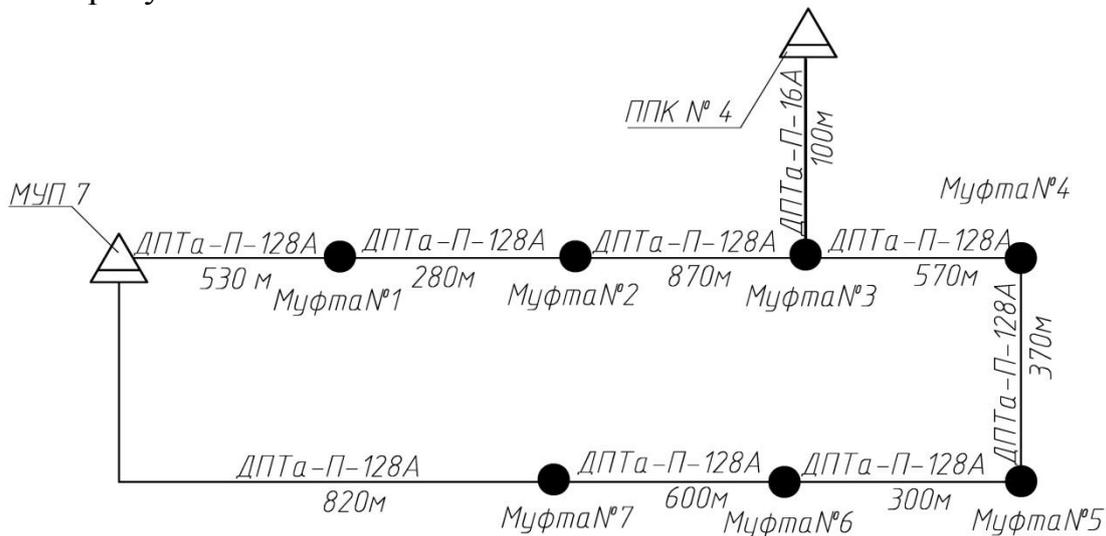


Рисунок 3 – Скелетная схема магистрали кольцевого типа с единичным отводом

Если реализовывать такую схему то необходимо большое количество отрезков ВОК различной длины от 300 до 870 метров, что в реализации достаточно усложняет и увеличивает габаритные размеры стенда. Для упрощения реализации уменьшим количество промежуточных муфт, но попробуем оставить неизменным оптическую длину участков. После изменений получаем кольцевую магистральную схему с единичным отводом и двумя участками длиной 2250м и 2090 м рисунок 4.

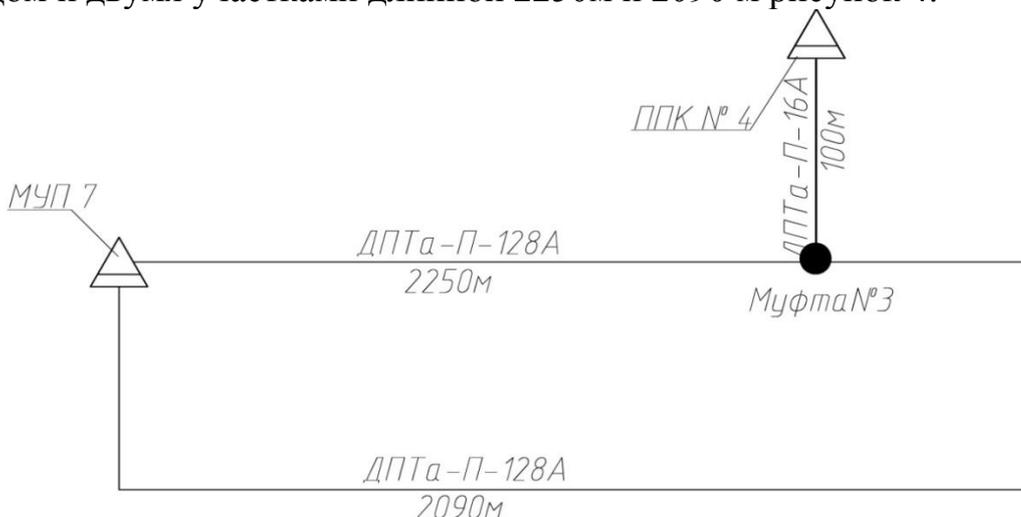


Рисунок 4 – Упрощенная скелетная схема магистрали кольцевого типа с единичным отводом

Т.о. мы можем реализовать данную схему используя кабель оптической длиной порядка 2000 м. Для имитации линии такой длины можно воспользоваться компенсационной катушкой рисунок 5.



Рисунок 5 – компенсационная катушка длина 1000м

Длина волокна порядка 1000м, для стенда можно использовать либо четыре рисунок 6 либо восемь катушек рисунок 7. А также для оконечивания линии необходимо два оптических кросса.

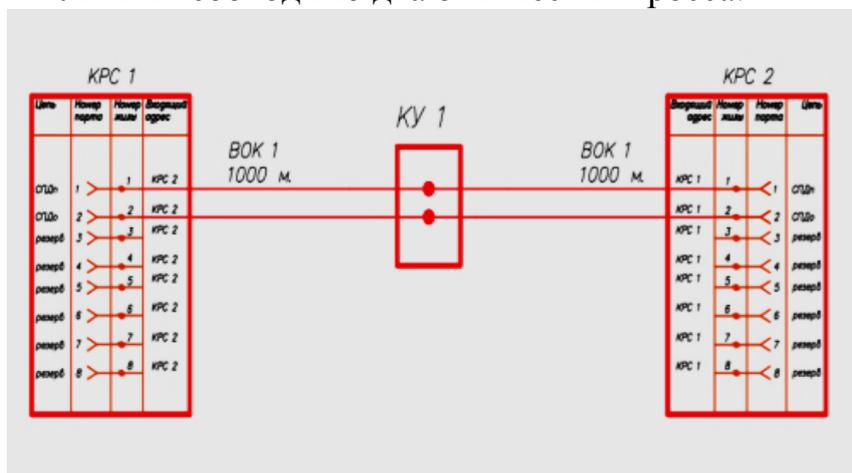


Рисунок 6 – Схема имитации двух волоконной линии магистрального уровня длиной 2000 м

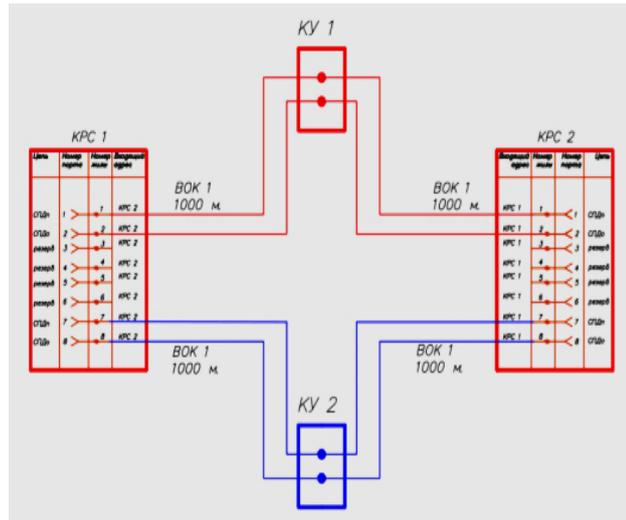


Рисунок 7 – Схема имитации четыре волоконной линии магистрального уровня длиной 2000 м

При помощи данных устройств имитируется магистральный оптический уровень СКС. Отвод на нижний уровень можно подключить либо в точках коммутации между катушками, либо в одном и оптических кроссов рисунок 8.

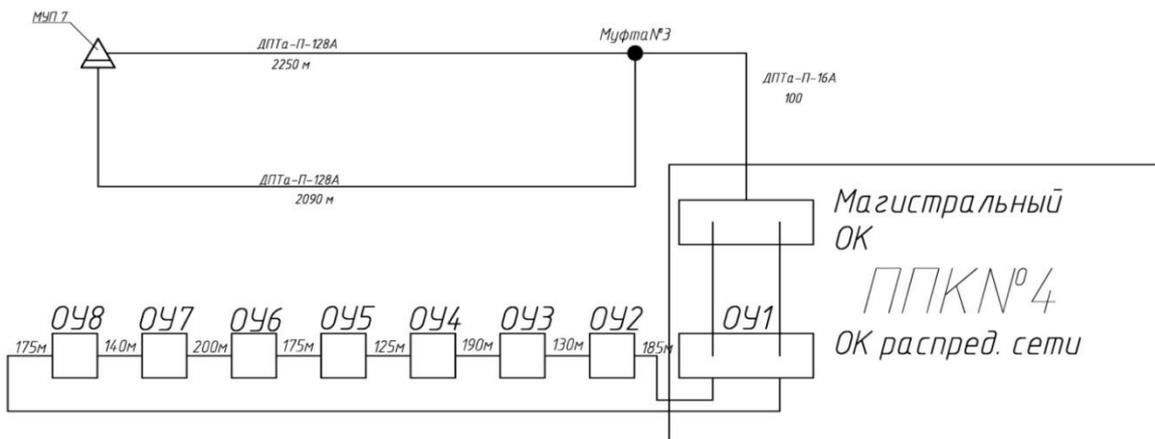


Рисунок 8 – Схема коммутации нижнего и верхнего уровня оптической сети.

Для разработки распределительной сети нижнего уровня выделим из общей схемы разварки ППК4 (рисунок 2), схемы отвечающие за подачу сигнала по второй информационной нити (рисунок 9) и для третьей информационной нити (рисунок 10).

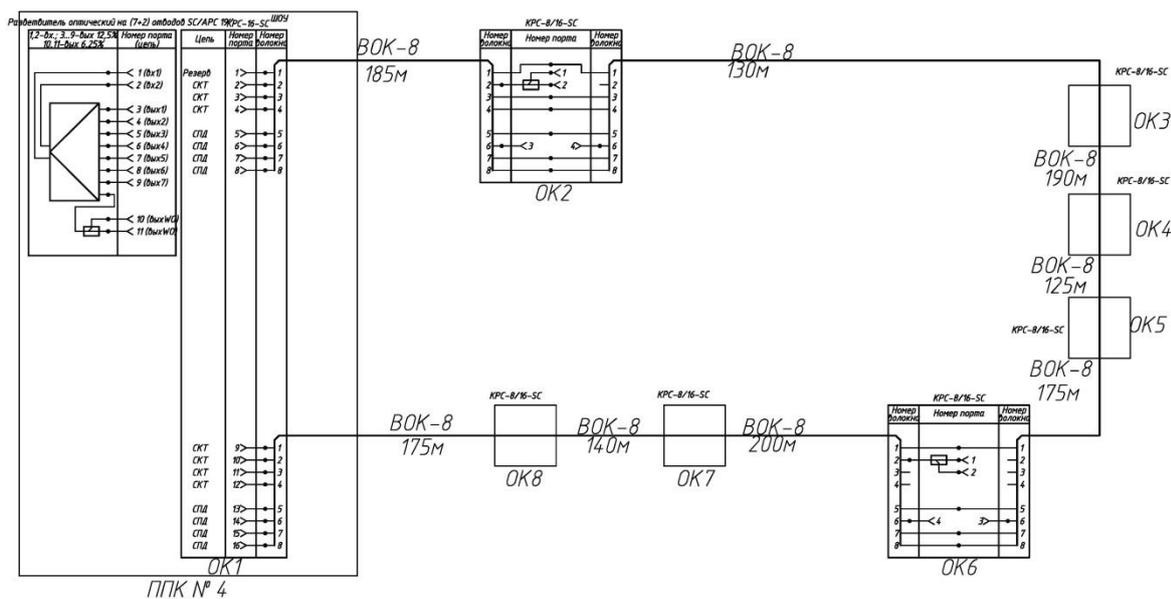


Рисунок 9 – Схема коммутации оконечного оптического креста ОУ2, ОУ6

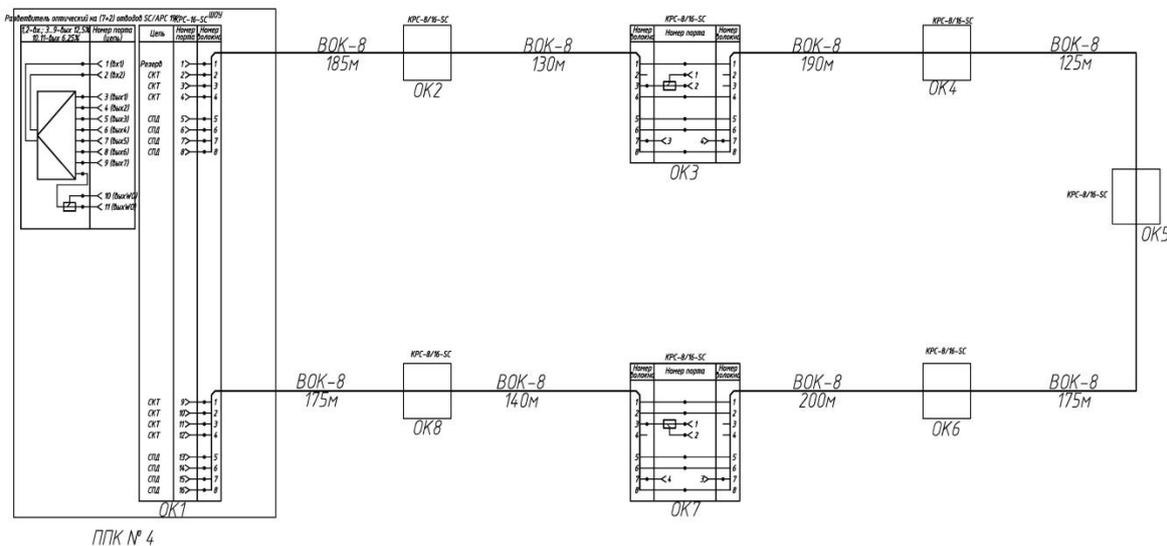


Рисунок 10 – Схема подключения оконечного оптического креста ОУ2, ОУ6, к основному узловому кроссу ППК.

Для имитации этой схемы можно использовать кабель ОК/Д2-Т, он состоит из 8 жил и одного модуля, использовать будем только 4 волокна (оставшиеся будут в резерве), кабель выбран этого типа из-за малых габаритных размеров, соответственно можно произвести намотку на малый барабан и произвести разварку в оконечных крестах не занимая много места в аудитории. При составлении схемы разварки, предполагаем что будут использоваться минимальные 8-ми портовые кроссы (рисунок 11), если будем использовать кроссы с большим количеством портов то можно задействовать и резервные волокна.

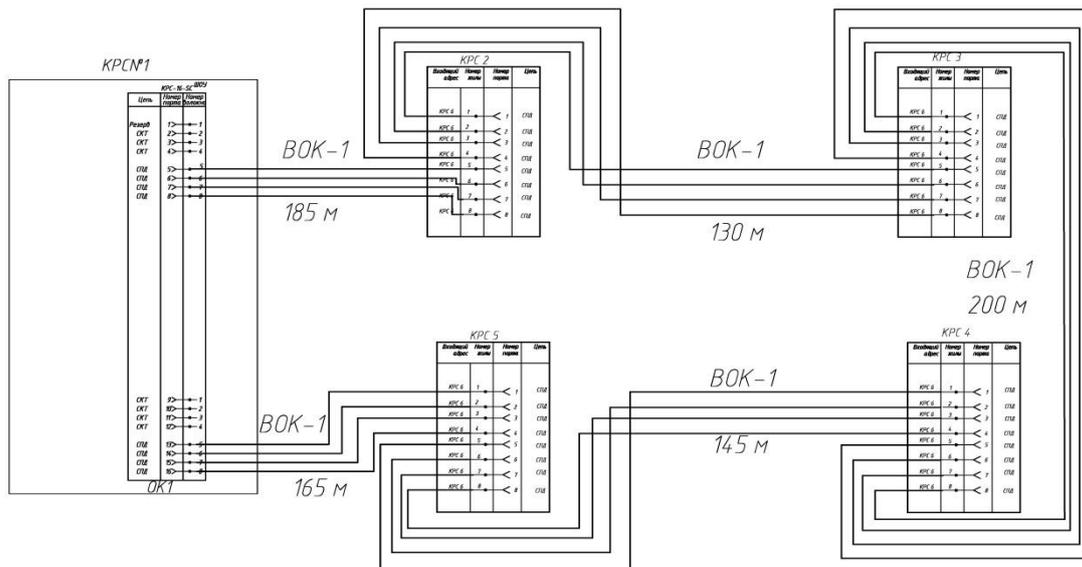


Рисунок 11 – Схема разварки оптического кольца нижнего уровня на 8-и портовых кроссах

Различная длина кабельных участков (185м,165м,145м,130м) необходима для дальнейшей идентификации каждого отдельного оптического участка при проведении лабораторных измерений и изменения длин, эталонных соединительных участков между оптическими источниками и приемниками.

Реализовать данные схемы возможно используя один или несколько стандартных 19” аппаратных шкафов высотой от 1800мм. Большая высота необходима для компоновки всех узлов и линий в одном шкафу (рисунок 12).

Основным достоинством данного стенда является наличие в нем нескольких уровней оптических цепей, которые можно коммутировать между собой в различных комбинациях. В связи с этим появляется возможность устанавливать оконечное оборудование на различные оптические длины и проводить измерения приближенные к реальным.

В дальнейшем, возможно, разработать макет неисправностей который позволит эмитировать наиболее часто встречающиеся отказы на распределенных оптических сетях.

Также возможно дополнить данный стенд элементами абонентских отводов, в частности установить медную линию различной длины для проверки конечного затухания у абонента и переходных затуханий на коммутационных кроссах. При этом сразу появляется необходимость в установке патч-панелей для проведения работ по конфигурации сети на физическом уровне. В этом случае можно поводить измерения на медных отводах различной емкости и предоставлять возможности проведения работ по расшивке конечных и промежуточных коммутационных элементов сети. [6]

Общая схема установки оборудования показана на рисунке 12. На этом же рисунке показаны элементы соединения узлов и имитация линий связи, показаны примерные длины оптического кабеля. А также разработан порядок компоновки элементов в единичном аппаратном шкафу.

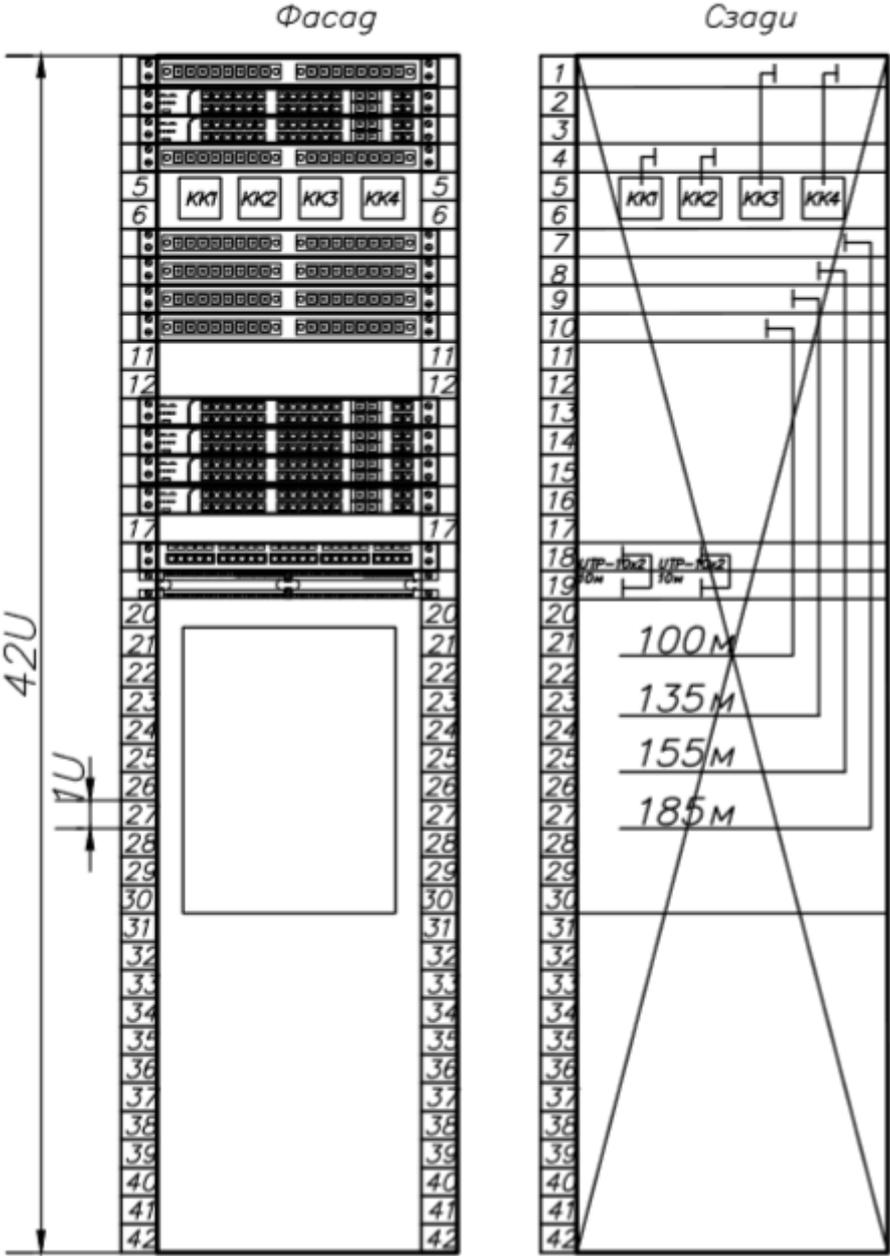


Рисунок 12 – Схема установке окончных элементов оптического уровня и окончных элементов сети в аппаратном шкафу.

Библиографический список

1. Ведерников К.А. Стенд перспективной сети связи для тестирования оборудования и переподготовки персонала ОАО «РЖД» в условиях модернизации телекоммуникационных сетей./ Ведерников К.А., [и др.] – ПГУПС 2013/2.
2. Дмитриев А.А. Климов Н.Н. Стенд для измерений характеристик волоконно-оптического кабеля(ВОК)/ Дмитриев А.А., Климов Н.Н. Материалы 5-й Международной научно-технической конференции/ Под. Общ.ред. А.Г.Якунина.-Барнаул:АГТУ,2004-с.44-46.
3. Особенности реализации самостоятельной работы студентов в университете (результаты анкетирования) // Ученые записки Петрозаводского госуниверситета. №7 (136). 2013. Т.2. С.26-29. (в соавторстве с Сухоруковым А.С.)
4. Бабакова Т. А. Самостоятельная работа студентов университета по педагогике: Учеб. пособие. Петрозаводск: Изд- во ПетрГУ, 2013. 180 с.
5. Федеральный государственный образовательный стандарт высшего образования по направлению подготовки 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи (уровень бакалавриата).
6. Методы измерений в SDH сетях / И. Г. Бакланов. – М., 1999. – С. 89–111.

МОНИТОРИНГ СЕЛЕВОЙ АКТИВНОСТИ С ПРИМЕНЕНИЕМ ОБОРУДОВАНИЯ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ

Иванникова М. В., Куценко С.М. –научный руководитель
ФГБОУ ВО «ИрГУПС»
maria3158@mail.ru

Несмотря на быстрые темпы развития и внедрения высокотехнологических средств обеспечения безопасности движения поездов, многие вопросы не теряют своей актуальности и требуют принятия новых кардинальных решений. Например, в процессе проектирования, строительства и эксплуатации объектов Восточно-Сибирской железной дороги (ВСЖД) нередко возникает проблема пересечения железнодорожных сооружений с бассейнами селевых потоков [1]. Последствия схода селей зачастую приводят к существенным материальным убыткам (вследствие поломки светофоров, единиц подвижного состава, повреждений пути, элементов контактной сети и т. д.), ущерб здоровью людей, а также человеческим жертвам[2].

Сход селея вызывает длительную задержку движения поездов, что негативно сказывается на работе ОАО «РЖД» в целом (рисунок 1) [6].



Рисунок 1 – Последствия схода селея в Аршане (республика Бурятия)

Используя имеющиеся сегодня технические решения, можно разработать комплекс, позволяющий просчитать вероятность и зафиксировать фактический сход селея вблизи железной дороги. Затем, имея матрицу принятия решений, скоординировать правильный ход действий, полностью ограничить движение поездов по опасному участку, тем самым сведя возможные риски к минимуму.

Сегодня на железной дороге с разной степенью успеха применяется целый комплекс противоселевых мероприятий: выявление селеопасных территорий и определение их параметров, организация службы прогноза

времени схода селей, строительство защитных сооружений и другие. Наибольшая эффективность, конечно, достигается за счет комплексного применения различных мероприятий, что зачастую становится невозможным из-за необходимости выделения значительных материальных средств[4].

Действующая до 2000-х годов инструкция по проектированию противоселевых сооружений СН 517-80 была отменена, и, на сегодняшний день, принят СП 116.13330.2012 «Инженерная защита территорий, зданий и сооружений от опасных геологических процессов», который регламентирует проведение противооползневых и противообвальных мероприятий.

Также действует Распоряжение ОАО "РЖД" от 13.07.2010 N 1517р "Об утверждении Регламентов организации, технического обслуживания, инструкции по эксплуатации системы контроля погодно-геофизических параметров среды на сети железных дорог ОАО "Российские железные дороги" [5].

Согласно данному распоряжению в ведении ОАО «РЖД» имеется измерительный модуль МИПС-001, предназначенный для контроля метеорологических и геофизических параметров окружающей среды на железнодорожных станциях и узлах, обработки полученных измерений с целью формирования сообщений и хранения данных, отображения, регистрации и передачи информации потребителям по каналам связи.

В зависимости от условий эксплуатации и состава датчиков базовый (типовой) вариант исполнения модуля МИПС-001 предусматривает:

- автоматический контроль температуры и относительной влажности воздуха, измерения атмосферного давления, скорости и направления ветра, температуры балластной призмы и рабочей площадки земляного полотна (ЗП), измерение количества и интенсивности осадков;
- передачу информации потребителю по стандартным интерфейсам RS-232 или USB 2.0;
- вывод информации в физических величинах на встроенный жидкокристаллический индикатор.

Таким образом, комплекс МИПС-001 является метеостанцией, используемой в хозяйстве железных дорог. С учетом конкретных условий эксплуатации комплектация данного комплекса может быть изменена.

В связи с повышенной селевой опасностью на некоторых участках ВСЖД предлагается включить в комплект модуля МИПС-001 систему непосредственного мониторинга селевых потоков.

К сожалению, существующее измерительное оборудование комплекса МИПС-001 не позволяет точно выявлять наличие селевого потока. Поэтому нами предлагается дополнить комплекс МИПС-001 следующими датчиками.

На сегодняшний день существует большое разнообразие фотоэлектрических датчиков, имеющих высокую чувствительность и надежность

работы. Они нашли широкое применение во многих промышленных сферах для подсчета, обнаружения, позиционирования объектов.

Для контроля уровня селевых потоков предлагается использовать фотоэлектрические датчики, выпускаемые фирмой «SICKSensorIntelligence» (Германия)[7].



Рисунок 2 – датчикиSICK(Германия)

Существует три основных разновидности оптических схем фотоэлектрических датчиков[3]:

- 1) на основе перекрытия луча;
- 2) по принципу отражения от рефлектора;
- 3) на основе отражения от объекта.

Наиболее подходящими для обнаружения селя являются первый и третий тип датчиков.

Фотоэлектрические датчики на основе перекрытия (прерывания) луча.

Таблица 1 – Фотоэлектрические датчики, работающие на прерывание луча

Наименование	Диапазон сканирования, м	Габариты, мм	Тип выхода	Тип подключения
WS/WE 18-3N130	0-20	17x75x33	NPN, Q	Кабель 2 м
WS/WE 18-3N630			NPN, Q	Разъем Q6, 6 контактов
WS/WE 18-3P130			PNP, Q	Кабель 2 м
WS/WE 18-3P430			PNP, Q	Разъем M12, 4 контакта
WS/WE 18-3P 630			PNP, Q	Разъем Q6, 6 контактов

Приемник и излучатель устанавливаются напротив друг друга таким образом, чтобы сигнал излучателя попадал непосредственно в приемник.

Объект обнаруживается в том случае, если он прерывает световой луч. Под рабочим диапазоном датчиков данного типа понимается максимальное расстояние между излучателем и приемником, допускающее функциональную работоспособность датчика.



Рисунок 3 – схема применения датчиков серии WS/WE

Фотоэлектрические датчики с отражением от объекта

Обнаруживают объект, расположенный перед датчиком, по отраженному от объекта излучению. Свет от излучателя падает на поверхность и отражается под самыми разными углами, но некоторая доля рассеянного от поверхности объекта излучения попадает в приемник датчика (рисунок 3).

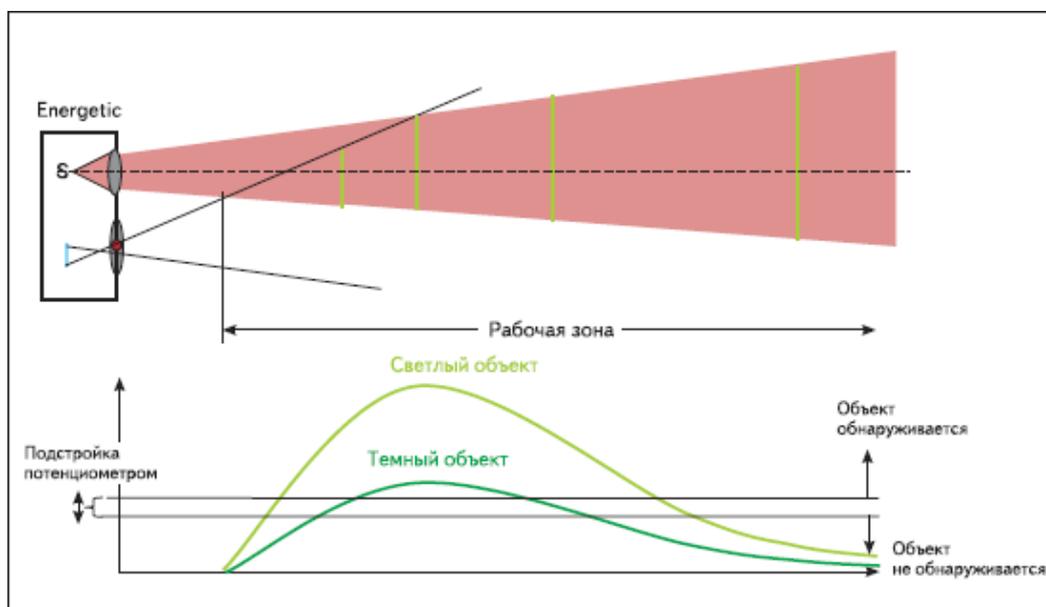


Рисунок 3 – принцип работы датчиков с отражением от объекта

Интересной разновидностью данного типа датчиков являются фотоэлектрические датчики с подавлением заднего фона, которые определяют объекты в пределах настраиваемой области сканирования (именно этот тип датчиков и предлагается использовать в работе) (рисунок 4).

Все объекты, расположенные за пределами указанной области, не

вливают на результаты измерений (рисунок 5).

Для улучшения параметров надежности системы может быть реализована схема комплексного применения датчиков (и на отражение, и на прерывание сигнала) (рисунок б).



Рисунок 4 – схема применения датчиков серии WTB

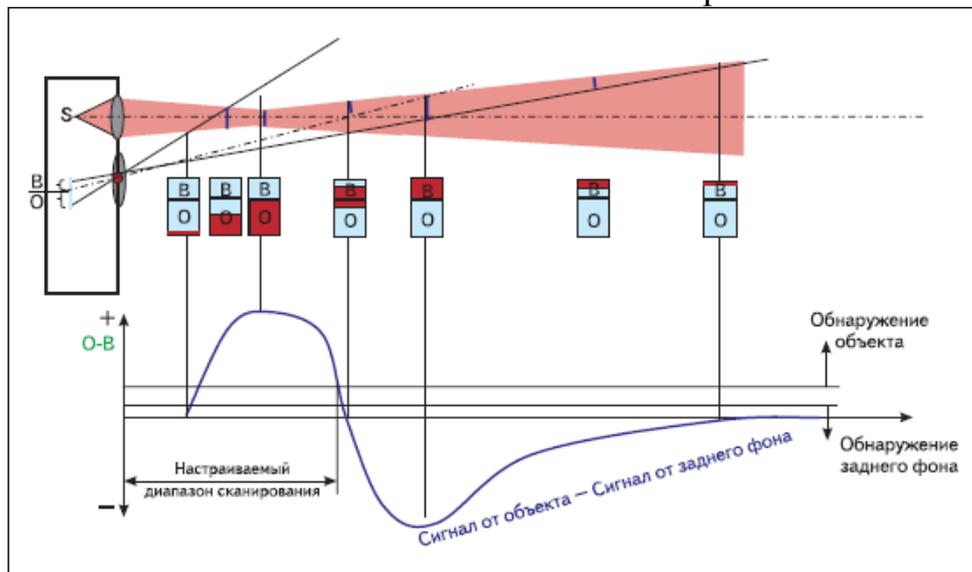


Рисунок 5 – принцип работы датчиков с подавлением заднего фона

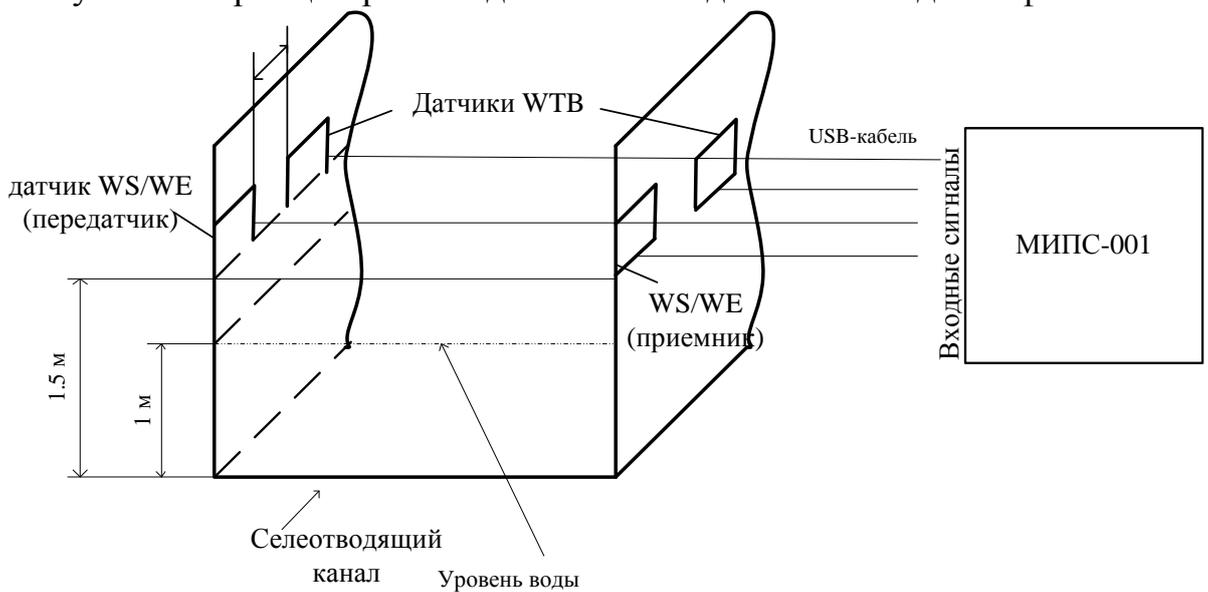


Рисунок 6 – структурная схема комплексного применения датчиков

Связь датчиков с метеостанцией можно осуществлять, используя интерфейс USB. Устройство связи с компьютером обеспечит дистанционное управление модулем, передачу и получение данных на компьютере, выполнит согласование логических уровней сигналов. Встроенный аналого-цифровой преобразователь преобразует измеренные величины в цифровой код. Значение измеренных величин учитывается в цифровом коде непосредственно с датчиков, преобразуется и сохраняется в энергонезависимой памяти, что позволяет осуществлять передачу данных на компьютер.

Конструктивно реализовать предложенную идею вполне возможно, тем более что все необходимые элементы доступны в продаже. При этом решение позволит кратно увеличить надежность работы железных дорог, значительно увеличив уровень безопасности перевозочного процесса.

Стоимость датчиков варьируется в зависимости от модели от 10000 рублей до 40000 рублей.

Передача информации с МИПС-001 на диспетчерский пункт

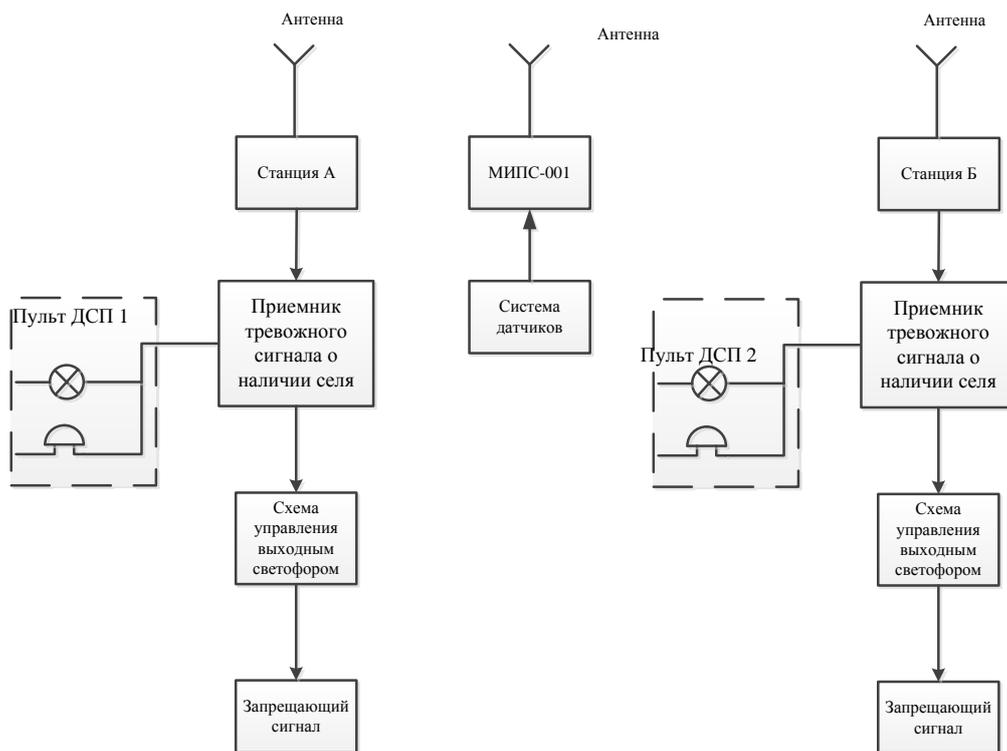


Рисунок 7 – схема передачи информации в случае регистрации селя

Связь МИПС-001 с интернетом осуществляется посредством GSMGPRSканала. Предлагаем осуществлять передачу данных с МИПС на две ближайших станции, территориально находящихся на противоположных сторонах от места установки датчиков. На станции тревожный сигнал о наличии будет поступать на приемник, преобразовываться в звуковой и световой сигнал и отражаться на пульте ДСП.

Кроме того, нами предлагается реализовать схему управления выходным светофором, согласно которой при наличии в контролируемой зоне селевого потока, будет загораться запрещающий сигнал выходного светофора (рисунок 6).

В заключение, хотелось бы привести некоторые достоинства фотоэлектрических датчиков:

- надежность: работа при температуре от -40°C до $+60^{\circ}\text{C}$, устойчивость к агрессивным средам и сильным электромагнитным помехам;
- функциональность: высокоточное детектирование прозрачных объектов, при любой освещенности и удаленности на различные расстояния;
- эффективность: сокращение времени обработки информации за счет средств автоматизации;
- универсальность: соответствие стандартам европейского союза и ГОСТ.

Библиографический список

1. В. К. Лапердин Селеопасность Южного Прибайкалья и состояние селезащитных сооружений // Селевые потоки: катастрофы, риск, прогноз, защита. /Тр. Второй конференции, посвященной 100-летию С.М. Флейшмана. Отв. ред. С.С. Черноморец. – М.: Географический факультет МГУ. 2012. – с. 57 ISBN 978-5-89575-210-4.

2. Е. Е. Лукина Влияние природной среды и надежность работы технических средств на безопасность движения поездов. /Безопасность регионов – основа устойчивого развития: Материалы четвертой международной научно-практической конференции, 22 – 26 сентября 2014 г. Иркутск : Изд-во Иркутск :ИрГУПС, 2014. –с. 150-154 ISBN 978-5-98710-274-9.

3. О. Лысенко Фотоэлектрические датчики компании SICK AG третьего поколения и их применение. Компоненты и технологии, 2005, №7, с. 38-42.

4. Б.П. Мухаров, В.А. Подвербный, Е.В. Филатов Проектирование лавинозащитных и селезащитных сооружений на ВСЖД. /Проблемы и перспективы изысканий, проектирования, строительства и эксплуатации железных дорог: труды всероссийской научно-практической конференции с международным участием, Иркутск, 20-24 апреля 2009 г. – Иркутск: ИрГУПС, 2009. – Том2. – 48-55 с: илл. ISBN 978-5-98710-086-8.

5. Распоряжение ОАО "РЖД" от 13.07.2010 N 1517р "Об утверждении Регламентов организации, технического обслуживания, инструкции по эксплуатации системы контроля погодного-геофизических параметров среды на сети железных дорог ОАО "Российские железные дороги" (Документ предоставлен КонсультантПлюс <http://www.consultant.ru>).

6. Ресурс интернет: <http://ulanude.bezformata.ru/listnews/arshan-obsudyat-v-pravitelstve-buryatii/21541878/>

7. Ресурс интернет: <https://www.sick.com/ru/ru/>

СОДЕРЖАНИЕ

1	Казанцев А.В. Аппаратно-программный комплекс сбора и первичной обработки информации в экспериментах по плазмооптической масс-сепарации. Оптимизация алгоритма и расширение функциональности.....	3
2	Вовсеенко В.С., Горшков А.С., Куценко С.М. Исследование изменений параметров волоконно-оптического кабеля в процессе его эксплуатации на железнодорожном транспорте.....	9
3	Здериглазова А. В., Унучков В. Е. Сравнение точности сличения разнесённых шкал времени по данным спутниковых радионавигационных систем ГЛОНАСС и GPS.....	17
4	Бардаков В. М., Казанцев А.В., Ступин А. Н. Расчет параметров Е×В-разряда в режиме аномального ускорения ионов.....	22
5	Федоров М.Э. Сравнение корреляционных функций двух одночастотных GPSприемников относительно неподвижной точки.....	30
6	Дамдинова Д.Б., Полетаев А.С., Ченский А.Г. Сравнительный анализ методов оценки разности фаз гармонических сигналов.....	33
7	Мудрая Н.Г., Марюхненко В.С. Применение широкополосных сигналов для контроля сопротивления балласта железнодорожных путей.....	38
8	Козлова Н.Н., Марюхненко В.С. Перспективы развития в России поезда на магнитном подвесе.....	42
9	Марюхненко В.С., Юрин Н.Д. Радиотехнический датчик прохода колёс с определением направления движения подвижного состава.....	49
10	Мудрый А.Г., Наумов Р.Е., Марюхненко В.С. Обледенение проводов линии электропередачи и способы борьбы с ним.....	53
11	Будовкина А.А., Ченский А.Г. Компьютерное моделирование фазированной гидроакустической антенной решетки.....	57
12	Марюхненко В.С., Иванникова М.В. Система фазовой автоподстройки частоты радиостанции РВ-1М.....	60
13	Цедрик М.В., Орлов А.И. Создание новой системы управления ЛЧМ ионозондом.....	66
14	Науменко А.А., Подлесный А.В. Разработка ЛЧМ генератора на базе микросхемы AD9854.....	73
15	Непомнящих И.И., Просвирякова Л.В. Разработка таймера со звуковой сигнализацией окончания времени счета.....	77
16	Засенко В.Е., Петров И.С., Просвирякова Л.В. Использование ПЛИС в устройствах обработки информационных последовательностей в цифровых системах связи.....	81
17	Токмачев Д.А., Безрукин А.Г. Обработка ЛЧМ-сигнала в режиме реального времени с помощью ПЛИС.....	86

18	Амелин А.А., Фискин Е.М. Технические аспекты реализации единого информационного пространства в сфере учета и мониторинга ресурсов.....	90
19	Скапинцева К.Н., Леонова Н.В. Анализ качественных показателей сети. Расчет качественных показателей интервала ЦРРЛ.....	94
20	Губин Н.А., Губина М.О. Универсальный модуль для записи вертикального распределения скорости звука.....	106
21	Куклин В.Л., Агарышев А.И. Расчет местоположения базовой станции.....	110
22	Ушаков В.В., Просвиряков А.С., Просвирякова Л.В. Измерения и настройка мощности передатчиков цифрового наземного телевизионного вещания (ЦНТВ).....	117
23	Симоненко А.М. Координаты и высоты двухчастотных спутниковых радионавигационных приемников с учетом суточных вариаций ионосферы.....	121
24	Ушакова А.А., Подлепенец В.С. Широкополосная направленная антенна для радиомониторинга СВЧ диапазона.....	127
25	Басиров Ю.Р., Санников С.В., Кононенко Р.В. Разработка подводного аппарата для исследования глубинного шлейфа.....	133
26	Дисманович А.И., Фискина М.М. Автономные источники электрической энергии.....	139
27	Жданов А.Е., Засенко В.Е. Блок контроля излучения УКВ радиостанции	146
28	Осипов К.А., Белинская С.И., Петров А.В. IP-телевидение и ИНТЕРНЕТ-телевидение: различие технологий и концепций.....	152
29	Жанг Н.М. Применение разработанной программы расчета для интерпретации результатов измерений углов прихода дециметровых радиоволн.....	156
30	Ле Куанг Туен, Егоров В.Н. Коаксиальный резонатор с укорачивающей емкостью.....	167
31	Николаев А.А., Сизых М.С., Пинкин А.А., Белоусов Р.А., Фискин Е.М. Разработка радиомодема для поквартирного учета энергоресурсов.....	175
32	Ступин А.Н. Электростатическая фокусирующая система.....	181
33	Ле Ба Хю Резонансный метод исследования поглощающих материалов	187
34	Гаврилов М.А., Засенко В.Е. Исследование процессов субдискретизации полосовых сигналов.....	193
35	Фам Куок Хань, Засенко В.Е. Генератор ЛЧМ сигнала КВ диапазона	197
36	Медведева В.А., Труфанов А.И. Онтологии в информационной безопасности.....	203
37	Куулар Э.К., Труфанов А.И., Тихомиров А.А., Россодивита А. Сетевой анализ частотного спектра в проблеме идентификации	

	источника звука.....	207
38	Дёмин А.П., Демин В.П., Губина М.О. Регистрация поверхностных трещин в ферромагнитных изделиях магнитодоменным методом неразрушающего контроля.....	211
39	Дмитриев А.А. Проектирование стенда оптической линии связи для многоуровневой сети передачи данных.....	215
40	Иванникова М. В., Куценко С.М. Мониторинг селевой активности с применением оборудования для измерения параметров окружающей среды.....	224

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ И СВЯЗИ

Материалы XIV Всероссийской научно-технической
конференции студентов, аспирантов
и молодых ученых

(Иркутск, 19 мая, 2016 г.)

Под редакцией А.И. Агарышева, Е.М. Фискина

Редакционная коллегия сборника оставляет авторам право
на свой стиль изложения рассматриваемых проблем

Подписано в печать 31.10.2016. Формат 60 х 90 / 16.
Бумага офсетная. Печать цифровая. Усл. печ. л. 15,0.
Тираж 100 экз. Зак. 255. Поз. плана 40.

Отпечатано в типографии Издательства
ФГБОУ ВО «Иркутский национальный
исследовательский технический университет»
664074, г. Иркутск, ул. Лермонтова, 83