



ИРКУТСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ И СВЯЗИ

Материалы X и XI Региональной межвузовской научно-технической
конференции студентов, аспирантов и молодых ученых

(г. Иркутск, 17 мая, 2012 г.)

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



ИЗДАТЕЛЬСТВО
Иркутского государственного технического университета
2012



СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ И СВЯЗИ:

мат-лы X и XI Всеросс. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых / под ред. А.И. Агарышева, Е.М.Фискина. – Иркутск : Изд-во ИрГТУ, 2012. – 292 с.

Включены доклады, посвященные современным проблемам радиотехники, радиоэлектроники и радиосвязи. Рассмотрены вопросы проектирования, эксплуатации и диагностики систем передачи информации различного назначения, вопросы применения радиоэлектронных устройств для решения научных и практических задач.

Редакционная коллегия:

В.В. Пешков – д-р экон. наук, проф., 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 – проф.;
В.Д. Гончаров – проф.;
Н.Н. Климов – д-р физ.-мат. наук, проф.;
Г.С. Кудряшов – д-р техн. наук, проф.;
Г.В. Попов – д-р физ.-мат. наук, проф.;
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.

Издается в авторской редакции

Подписано в печать 31.08.2012. Формат 60 x 90 / 16.
Бумага офсетная. Печать трафаретная. Усл. печ. л. 18,5.
Тираж 100 экз. Зак. 2с.



Лицензия ИД № 06506 от 26.12.2001
Иркутский государственный технический университет
664074, г. Иркутск, ул. Лермонтова, 83

© Иркутский государственный
технический университет, 2012

ПРЕДИСЛОВИЕ

В сборник включены доклады, представленные на X-ой и XI-ой Межрегиональных межвузовских научно-технических конференциях студентов, аспирантов и молодых учёных «Современные проблемы радиоэлектроники и связи», которые состоялись в Национальном исследовательском Иркутском государственном техническом университете (НИ ИрГТУ) 19 мая 2011 г. и 17 мая 2012 г. Сборник отражает результаты исследований авторов из НИ ИрГТУ, Иркутского государственного университета путей сообщения (ИрГУПС), Ангарской государственной технической академии (АГТА). Десятилетний юбилей конференции позволяет подвести некоторые итоги.

Конференции по актуальной тематике, соответствующей приоритетному направлению развития науки и техники РФ «Информационно-телекоммуникационные технологии», традиционно проходят в ИрГТУ, начиная с 2002 г. С 2010 г. ИрГТУ проводит конференцию в новом статусе Национального исследовательского университета. Проведение конференции способствует повышению качества подготовки специалистов в системе вузовского и послевузовского образования, а также внедрению результатов исследований для решения важных практических вопросов в области проектирования и эксплуатации различных радиотехнических систем передачи информации. На этих конференциях, начиная с 2002 г., заслушано 275 докладов, тексты которых опубликованы в 7-ми сборниках докладов.

Среди участников конференции представители высших учебных заведений, академических НИИ и предприятий из различных городов России (Москва, Санкт-Петербург, Уфа, Самара, университет Томск, Красноярск, Чита, Улан-Удэ, Иркутск, Ангарск). В конференции за всё время её проведения активное участие приняли следующие организации и предприятия: НИ ИрГТУ, ИрГУПС, АГТА, Иркутское высшее военное авиационное инженерное училище, Иркутский государственный университет, Иркутский филиал Московского государственного технического университета гражданской авиации, Байкальский государственный университет экономики и права, ООО «Маяк Си Би» (г. Иркутск), отдел физических проблем при Президиуме Бурятского научного центра (г. Улан-Удэ), Уфимский государственный авиационно-технический университет, Институт космических исследований РАН (г. Москва), Читинский государственный университет, Московский государственный институт радиотехники, электроники и автоматики (технический университет), Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М.Ф. Решетнёва (г. Красноярск), Институт систем энергетики имени Л.А. Мелентьева СО РАН (г. Иркутск), Институт солнечно-земной физики СО РАН (г. Иркутск), Лимнологический институт СО РАН (г. Иркутск), Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет (ЛЭТИ) имени В.И. Ульянова (Ленина), НИИ систем электрической связи при Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники, Самарский государственный аэрокос-

мический университет им. С.П. Королёва», ОАО ИркутскНИИхиммаш», ОАО «Радиофизика» (г.Москва).

Одним из важных результатов проведения конференции студентов, аспирантов и молодых учёных можно считать защиту магистерских и кандидатский диссертаций. К настоящему времени участниками конференции защищено 12 кандидатских и 18 магистерских диссертаций. Кандидатские диссертации защитили: Р.А. Белоусов (научный руководитель Е.М. Фискин), Д.П. Громов (Н.В. Поварёнкин), А.С. Артюх (А.А. Неудакин), А.Л. Паньков (Н.М. Буднев), М.М. Бусько (Н.Н. Куцый), А.А. Дисенов (В.В. Кирюшкин), С.Б. Антошкин (Ю.Ф. Мухопад), С.М. Куценко (Н.Н. Климов), Л.В. Козиенко (Ю.Б. Башкуев), Н.П. Шустов (В.Е. Унучков), К.И. Труднев (А.И. Агарышев), Во НьыЗан (Н.А. Строкин). Важно отметить, что три последние защиты диссертаций из этого списка произошли в Диссертационном совете Д212.073.09, который открыт на основании Приказа ВАК РФ №818-106 от 08.04.2011 при Иркутском государственном техническом университете по специальностям 05.12.04 «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения» (технические науки) 01.04.01 «Приборы и методы экспериментальной физики» (физико-математические науки).

В настоящем сборнике также имеются статьи молодых учёных, завершающих работу над кандидатскими диссертациями, и оргкомитет конференции желает дальнейших творческих успехов всем участникам конференции и авторам докладов.

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ УКЛОНОВ МЕСТНОСТИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОВОЛН УКВ ДИАПАЗОНА

А.И. Агарышев, А.Г. Зверев

Иркутский государственный технический университет
reierem@istu.edu

Введение. Радиоволны УКВ диапазона (рабочие частоты $f=30-300$ МГц, длины радиоволн $\lambda=1-10$ м) широко используют для радиосвязи и радионавигации на дальностях прямой видимости. Для проектирования соответствующих систем и устройств необходимо рассчитывать напряжённости поля УКВ в заданных пунктах. Такие задачи решают в условиях различного рельефа местности, который существенно влияет на результаты расчётов. Представляет интерес анализ условий, соответствующих максимальному увеличению напряжённости поля УКВ по сравнению с ровной местностью, а также условий, в которых происходит существенное уменьшение этой напряжённости.

Поле УКВ над ровной поверхностью Земли формируется как сумма полей прямой и отражённой от поверхности Земли радиоволн [1]. Известно также [1], что суммарное поле УКВ в этих условиях существенно меньше, чем поле прямой распространяющейся в свободном пространстве волны, напряжённость поля которой убывает в зависимости от расстояния r между приёмной и передающей антеннами как $\sim 1/r$, в то время как суммарная напряжённость поля двух волн убывает как $\sim 1/r^2$. Убывание напряжённости поля УКВ E как $\sim 1/r^2$ показывает известная квадратичная формула Б.А. Введенского [1].

Однако результаты измерений зависимости $E(r)$, полученные в ходе эксперимента для рабочей частоты $f=130$ МГц ($\lambda=2,308$ м) в типичных условиях слабо выраженного рельефа местности, согласно рис. 1 показывают существенные отличия от известных закономерностей изменений напряжённостей поля УКВ при изменении удаления от радиопередатчика. Наблюдается, в частности, рост значений E при увеличении этих удалений, когда максимальные значения E соответствовали затуханию поля в свободном пространстве. Такой рост наблюдался после убывания E , более быстрого, чем по закону $\sim 1/r^2$.

Цель доклада заключается в анализе результатов измерений напряжённостей поля УКВ для модели рельефа местности из двух горизонтальных участков, разделённых склоном, и обоснование значений дальностей от радиопередатчиков, для которых возможны существенные отличия этих напряжённостей от рассчитанных для ровной местности. На основе выполненного анализа была разработана представленная ниже программа расчета напряженности поля УКВ с учетом данного рельефа местности и приведены результаты расчётов.

Результаты измерений и расчётов напряжённостей поля УКВ

Обсуждаемые в докладе результаты измерений даны на рис. 1, где приведена зависимость напряжений на входе радиоприёмника от дальности, из-

меренная в окрестности аэропорта г. Иркутск, когда изменения высот местности при удалении от радиопередатчика можно аппроксимировать моделью, показанной на рис. 2. Для излучения радиоволн применялся передатчик типа Баклан-РН выходной мощностью 5Вт и передающая антенна типа АНК/100-150 с высотой подвеса $h_1 = 32$ м, вертикальной поляризацией излучаемого поля и круговой диаграммой направленности (ДН) по азимуту. Напряжения на входе приёмника измерялись селективным микровольтметром типа SMV8.5, к которому подключалась антенна типа АШС-1 с высотой подвеса $h_2 = 3$ м.

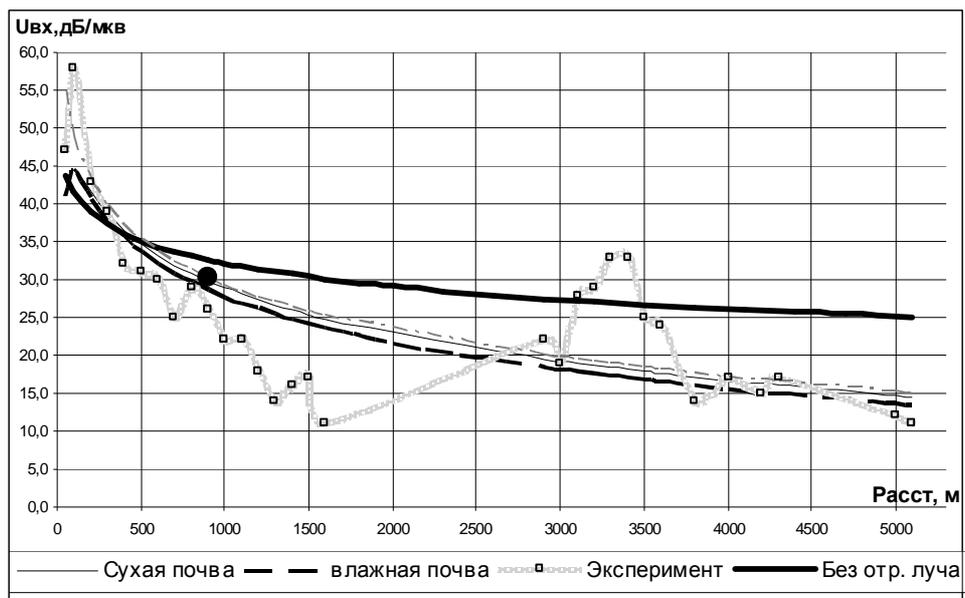


Рис.1. Измеренные (\square) и рассчитанные (4 кривые) зависимости напряжений на входе приёмника U_{vx} в дБ/мкВ от расстояний между передающей и приёмными антеннами в метрах.

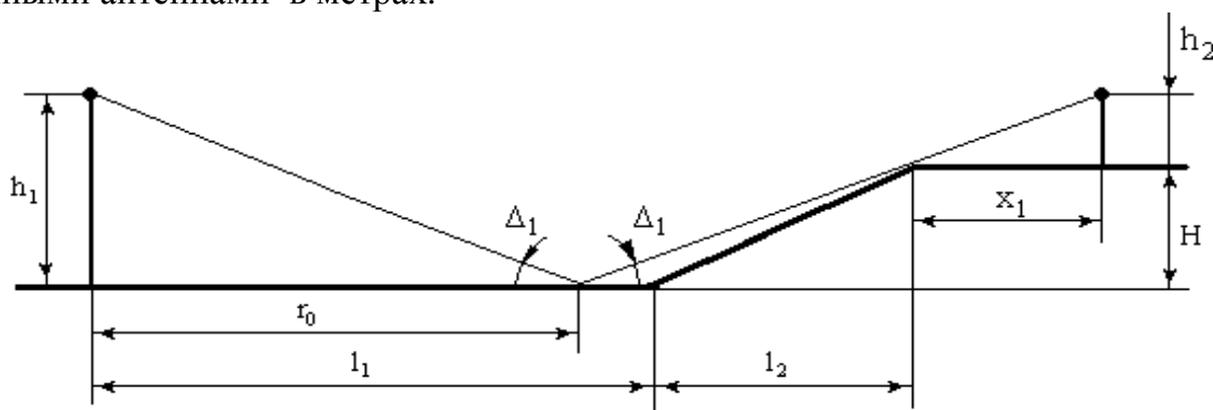


Рис.2. Модель, аппроксимирующая профиль рельефа местности для условий эксперимента, результаты которого приведены на рис. 1.

Для условий рис. 1 характерны следующие параметры модели рис. 2: $H=34$ м – высота склона, $x_1=1500$ м – длина верхнего плоского участка, $l_2=1800$ м – длина склона.

Отметим, что значения $U_{вх}$ связаны с напряжённостью поля E через известный коэффициент, зависящий от параметров приёмного антенно-фидерного тракта [2]. Представленная в работе [3] программа позволяет на основе двухлучевой модели формирования поля УКВ [1] и параметров приёма-передающей аппаратуры рассчитывать напряжения на входе приёмников $U_{вх}$.

Результаты расчётов по программе [3] приведены на рис. 1 без учёта рельефа местности, где толстая сплошная линия соответствует затуханию радиоволн в свободном пространстве, более тонкая чёрная линия – расчётам по известной формуле Введенского [1], тонкие линии получены в результате суммирования прямого луча, проходящего к приёмной антенне по кратчайшему пути, и отражённого от поверхности Земли луча. Суммирование выполнено с учётом фаз лучей и коэффициентов отражения радиоволн от поверхности Земли для почв с разными проводимостями и диэлектрическими проницаемостью [1].

Отметим, что для расстояний левее чёрной точки на рис.1 формула Б.А. Введенского согласно критерию [1] неприменима даже для ровной местности. Тем не менее, для этих расстояний результаты расчётов E удовлетворительно согласуются с результатами измерений всеми рассмотренными методами. При этом расстояние $(4h_1h_2/\lambda) = 166$ м согласно [1] соответствует последнему интерференционному максимуму поля. После этого максимума напряжённости поля E должны монотонно убывать с ростом удалений от передатчика $г$.

Однако согласно рис. 1 измеренные значения E для $г > 1$ км падают быстрее расчётных, особенно резко для $г > 1,5$ км, когда до $г \approx 2,9$ км приём отсутствовал, после чего наблюдался существенный рост измеренных E , когда для $г \approx 3,3$ км значения E были больше расчётных для свободного пространства. Затем опять наблюдалось резкое уменьшение E , но для $г > 3,7$ км результаты измерений E опять были близки к расчётным значениям.

Анализ условий формирования поля

На первом этапе анализа экспериментальных данных используем метод геометрической оптики (ГО). Для модели рельефа местности, показанной на рис. 2, сформулируем условие прямой видимости передающей и приёмной антенн для всех дальностей:

$$h_2 / x_1 > (H - h_1) / l_2 \quad (1)$$

Для набора параметров 1, приведённых ниже рис. 2, условие (1) показывает приём прямого луча для дальностей $г < 5,2$ км, соответствующих экспериментальным данным рис. 1. Отметим, что сферичность Земли согласно [1] можно учесть введением отрицательной поправки к высоте передающей антенны h_2 , однако эта поправка для $г < 4$ км не превышает -1 м.

Для других параметров модели рис. 2 невыполнение соотношения 1 означает отсутствие приёма прямого луча на склоне, начиная с дальностей:

$$г_{ОП} = x_1 (1 + h_1 / h_2) , \quad (2)$$

что возможно, например, для следующих параметров модели рис. 2: $H=36$ м, $l_2=1670$ м, $x_1=1630$ м. Эти параметры (параметры 2) отличаются от параметров 1 в пределах допустимой погрешности аппроксимации реального рельефа местности. Поэтому для интерпретации результатов измерений $E(r)$, приведённых на рис. 1, рассмотрим ситуацию как с приёмом прямого луча, так и отсутствием такого приёма на участке дальностей, границы которого можно рассчитать из чисто геометрических соображений. Из (2) для параметров (2) получим значение $r_{\text{П}}=1783$ м для нижней границы этого участка, что превышает дальность прекращения приёма согласно результатам, приведённым на рис. 1.

Выражение для дальности $r_{\text{П}}$, начиная с которой появляется приём прямого луча на нижнем горизонтальном участке модели рис. 2 при отсутствии приёма этого луча на склоне, имеет вид:

$$r_{\text{П}} = (h_2 + H - h_1) x_1 / h_2 \quad (3)$$

Для набора параметров 2 рассчитанное из (3) значение $r_{\text{П}}=3311$ м, что соответствует локальному максимуму зависимости $E(r)$ на рис.1. Из выражения (3) следует выражение для расстояния до точки отражения луча $r_{\text{ОТ}}$ на нижнем горизонтальном участке модели рис. 2:

$$r_{\text{ОТ}} = (h_2 + H) x_1 / h_2, \quad (4)$$

что для набора параметров 2 даёт значение $r_{\text{ОТ}}=3464$ м. Тогда для определения дальности приёма отражённого луча к этому значению надо прибавить дальность от точки отражения до приёмной антенны, что даёт выражение для начальной дальности приёма радиоволны, отражённой нижним горизонтальным участком модели рис. 2:

$$r_{\text{ПОТ}} = (h_2 + H + h_1) x_1 / h_2 \quad (5)$$

Для набора параметров 2 получим $r_{\text{ПОТ}}=3617$ м, что на рис. 1 соответствует середине участка с уменьшением напряжённостей поля от локального максимума зависимости $E(r)$ до значений, соответствующих расчётной сумме прямого и отражённого лучей. Поэтому уменьшение значений E для $r > r_{\text{П}}=3311$ м, наблюдаемое на рис. 1, можно объяснить появлением отражённой волны, фаза которой отличается почти на 180° от прямой волны, что уменьшает напряжённость поля суммарной волны согласно известными результатами [1].

Для интерпретации результатов измерений зависимостей $E(r)$, приведённых на рис.1, важно оценить радиусы первой зоны Френеля b_1 для различных ситуаций с экранированием приёма прямого луча для модели рис.2, что необходимо для оценки влияния дифракционных эффектов при формировании поля. Согласно выражениям из работы [1] для рассчитанного выше значения $r_{\text{П}}=1783$ м на дальности x_1 $b_1=18$ м, т.е. эти эффекты необходимо учитывать при более строгих расчётах напряжённостей поля для рассматриваемой модели.

Применение теории дифракции радиоволн на клине согласно [1] уменьшает напряжённость поля по сравнению с распространением в свободном пространстве на $\approx 6,5$ дБ, т.е. в $\approx 4,5$ раза, что уменьшит рассчитанное методом ГО значение $r_{\text{П}}$ и улучшит согласие с данными рис. 1. Однако уменьшение зна-

чений E , как и $U_{вх}$, на 6,5 дБ должно наблюдаться и для $r_{П} = 3311$ м, что не позволяет объяснить превышение измеренных значений E в окрестности этого значения $r_{П}$ над значениями E , рассчитанными для свободного пространства.

Поэтому вернёмся к набору параметров 1, когда прямой луч наблюдается для всего диапазона дальностей, и рассмотрим возможности изменений значений $E(r)$ для суммарной радиоволны, что возможно в результате экранирования отражённого от поверхности Земли луча.

Условие существования луча, отражённого на склоне модели рельефа рис. 2, согласно рис. 3 имеет вид:

$$h_2 / x_1 > H / l_2 \quad (6)$$

и выполнено для параметров 1, когда приём этого луча на высоте h_1 начинается с дальностей:

$$r_{OC} = x_1 + h_1 / (h_2 / x_1 - H / l_2), \quad (7)$$

что для набора параметров 1 даёт значение $r_{OC} = 2777$ м. Отметим, что формулы (1-11) получены при замене синусов малых углов на их аргументы, а косинусов этих углов на 1.

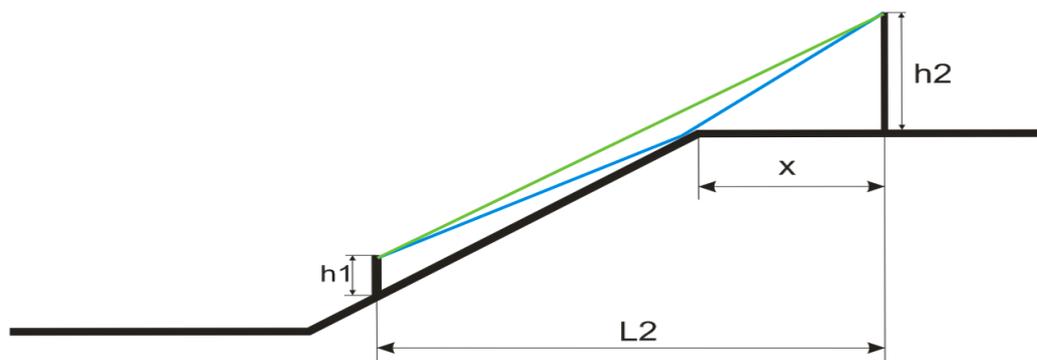


Рис. 3. Сложение прямой волны и волны, отражённой склоном.

Лучи, отражённые верхним участком модели рис. 1, не принимаются при:

$$r > r_{OB} = x_1 + h_1 / (h_2 / x_1 + H / l_2), \quad (8)$$

что для параметров 1 даёт значение $r_{OB} = 1575$ м. Отметим, что отсутствие отражённых склоном лучей в диапазоне дальностей от r_{OB} до r_{OC} в выполненных расчётах обусловлено неполнотой использованной модели рельефа местности, т.е. резкими переходами от горизонтальных участков местности к склону. Отражённые склоном лучи могут существенно ослаблять суммарное поле, так как фазовые пути прямого и отражённого от склона лучей отличаются меньше, чем пути прямого и отражённого горизонтальным участком местности лучей. Отражённые от склона под более низкими углами лучи приобретают дополнительные набеги фаз относительно прямых лучей почти на 180° . Поэтому сумма прямого и отражённого от склона луча существенно меньше, чем эта сумма для отражённого от ровной местности луча, что позволяет объяснить приведённые на рис. 1 результаты измерений зависимости $E(r)$ в диапазоне $r > r_{OB} = 1575$ м, где наблюдалось существенное уменьшение напряжённости поля.

Существенного увеличения этой напряжённости следует ожидать при появлении луча с двумя точками отражения, одна из которых находится на склоне, а вторая - на нижнем горизонтальном участке модели рис. 2, что показывает рис. 4. Такой луч (луч 3 на рис. 4), приобретая при каждом отражении сдвиги по фазе на 180° , окажется почти в фазе с прямым лучом. Учтём также третий луч, который отражается от нижнего горизонтального участка модели рис. 2. Дальность начала приёма такого луча находится из очевидной формулы:

$$r_{OH} = x_1 + l_2 + h_1 x_1 / h_2, \quad (9)$$

что для параметров 1 даёт значение $r_{OH}=3441$ м. Такое значение близко к значению, для которого наблюдается максимум экспериментальной зависимости $E(r)$ на рис.1, но с этой дальности начинается уменьшение значений E .

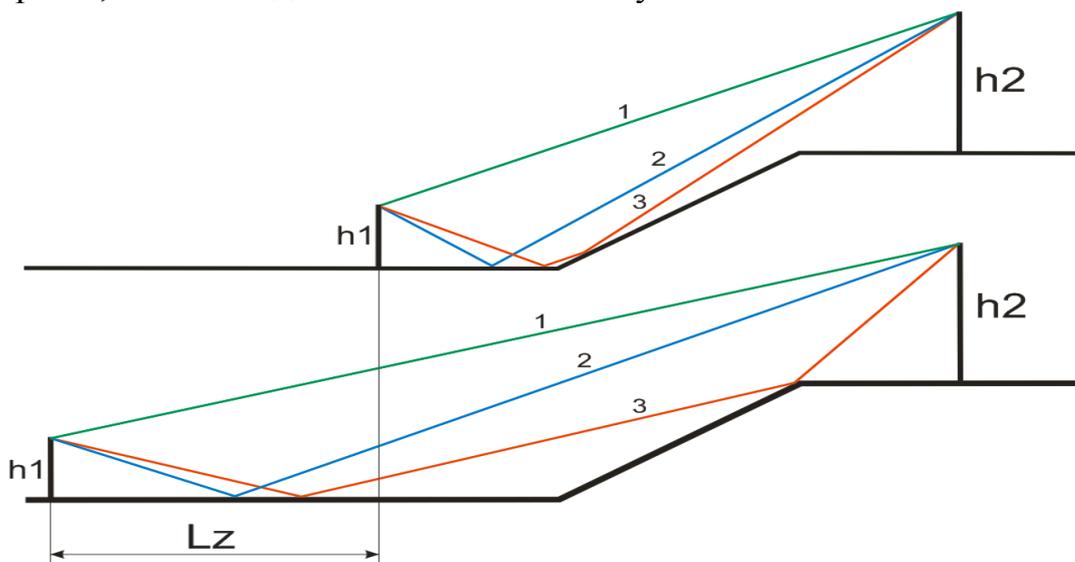


Рис. 4. Формирование поля при сложении трёх лучей.

Представляет интерес оценка интервала дальностей, в который попадает луч с двумя отражениями от поверхности Земли. Нижнюю границу этого интервала r_{O2H} получим для двух близких точек отражения, одна из которых находится вблизи нижней части склона (верхняя часть рис. 4), что даёт:

$$r_{O2H} = x_1 + l_2 + h_1 / [N / l_2 - h_2 / x_1 + (N + h_2) / (x_1 + l_2)], \quad (10)$$

Из выражения (10) для параметров 1 получим значение $r_{O2H}=3471$ м. Верхнюю границу дальности приёма луча с двумя отражениями от поверхности Земли r_{O2B} получим для двух более удалённых точек отражения, одна из которых находится на верхнем участке склона (нижняя часть рис. 4), что даёт:

$$r_{O2B} = x_1 + (N + h_1) / (2N / l_2 - h_2 / x_1), \quad (11)$$

Из выражения (11) для параметров 1 получим значение $r_{O2B}=3750$ м, когда согласно рис.1 выброс $E(r)$ заканчивается.

Таким образом, лучи, отражённые от склона длиной 1800 м, после отражения от нижнего горизонтального участка модели рельефа, показанной на рис. 2,4, фокусируются в более узкий интервал дальностей $L_z = r_{O2B} - r_{O2H} = 279$ м, что и является основной причиной увеличения напряжённости поля по сравне-

нию с полем в свободном пространстве, что показывает рис.1. Такая фокусировка может обеспечить превышение суммарной напряжённости поля над результатами расчётов для одного прямого луча даже при учёте дифракционных эффектов. Исчезновение луча с двумя отражениями от поверхности Земли приводит к ослаблению поля до расчётных для двухлучевой модели значений.

Программа расчёта напряжённости поля для модели рельефа местности

В алгоритме, на котором основана программа расчётов напряжённостей поля, вначале рассчитываются геометрические параметры лучей в соответствии с рис. 2-4 (углы излучения θ , приёма и отражения, длины лучей, точки отражения), затем вычисляется напряжённость поля как результат суммирования лучей с учётом их амплитуд и фаз. Обобщим выражения, приведённые в работе [2], для суммы трёх радиоволн, одна из которых прямая, одна отражена от склона и ещё одна отражена от нижнего горизонтального участка местности.

Выражение для комплексной напряжённости поля волны 3 имеет вид:

$$E_3 * \exp[-j * \beta_\varphi] = \frac{\sqrt{30P_{изл} * КНД}}{\Delta r} * F(\theta_3) * |R_{RB}| * \exp\left[-j\left(\varphi_{RB} + \frac{2\pi * \Delta r}{\lambda}\right)\right] \text{ [В/м]}$$

где R_{RB} и φ_{RB} - модуль и фаза коэффициента отражения от поверхности Земли, которые рассчитываются из геометрических характеристик соответствующих лучей для заданных диэлектрических проницаемостей и проводимостей почвы, r – расстояние между приёмной и передающей антеннами, Δr – разность длины прямого и отражённого лучей, $P_{изл}$ – мощность излучения радиопередатчика, V_t , $КНД$ – коэффициент направленного действия передающей антенны, $F(\theta)$ – нормированная диаграмма направленности (ДН) в вертикальной плоскости.

Комплексную напряжённость поля суммарной волны найдём из:

$$\dot{E} = \dot{E}_1 + \dot{E}_2 + \dot{E}_3, \quad (12)$$

$$\dot{E} = E_{m1} * e^{j\left(\frac{2\pi}{\lambda} * r1\right)} + E_{m2} * e^{j\left(\frac{2\pi}{\lambda} * r2 - \phi1\right)} + E_{m3} * e^{j\left(\frac{2\pi}{\lambda} * r3 - \phi2\right)}; \quad (13)$$

r_i ($i=1,2,3$) – длины лучей, ϕ_i - фазы коэффициентов отражения этих лучей.

В результате тригонометрических преобразований получим:

$$|\dot{E}| = \sqrt{E_{m1}^2 + E_{m2}^2 + E_{m3}^2 + 2 * E_{m1} * E_{m2} * \cos(\varphi_1 - \varphi_2) + 2 * E_{m2} * \sqrt{E_{m3} * \cos(\varphi_2 - \varphi_3) + 2 * E_{m1} * E_{m3} * \cos(\varphi_1 - \varphi_3)}} \text{ [В/м]}, \quad (14)$$

где

$$E_{mi} = \frac{\sqrt{30 * P_{изл} * КНД}}{r_i} * F(\theta_i) * R_i \quad \varphi_i = j\left(\frac{2\pi}{\lambda} * r_i - \phi_i\right)$$

Окна ввода исходных данных в разработанную программу расчётов для ЭВМ приведено на рис. 5, а рис. 6 показывает окно вывода результатов расчётов характеристик распространения УКВ для модели рельефа местности. Кроме

перечисленных выше параметров аппаратуры и рельефа местности вводятся также коэффициент затухания радиоволны в фидере $K_{зат}$, длина фидера и коэффициент бегущей волны в фидере. Основные правила ввода данных: все данные должны быть больше нуля, а поля ввода не должны оставаться пустыми, при вводе некорректных данных даётся предупреждение, при нажатии клавиши «ТАВ» программа переходит на следующее поле ввода.

Рис. 5. Окно ввода данных в разработанную программу.

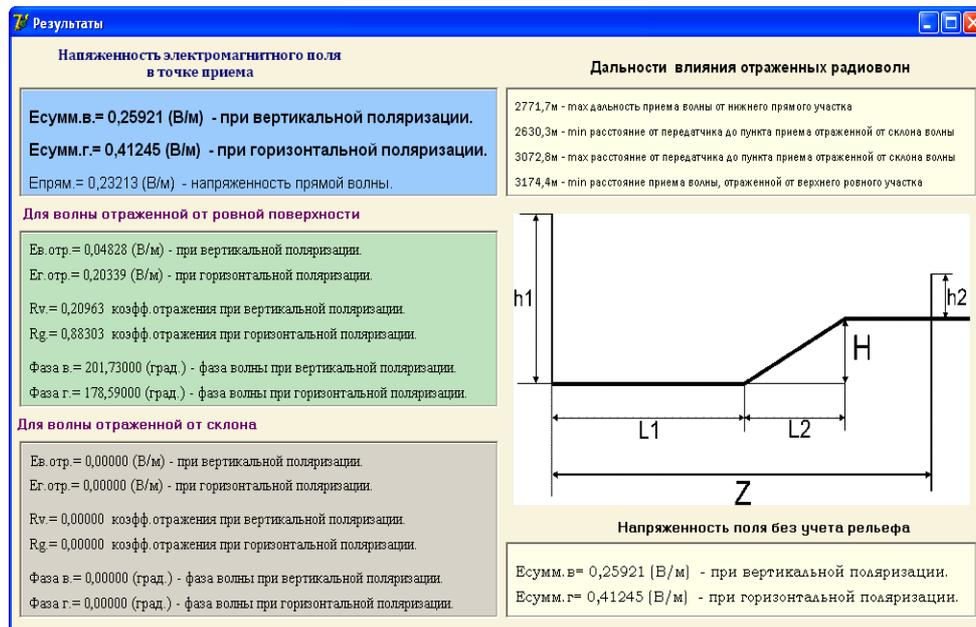


Рис. 6. Окно вывода результатов расчёта характеристик распространения УКВ.

При нажатии кнопки «Расчёт» (см. рис. 5) выводится окно «Результаты» (рис. 6), где даны напряженности радиоволн для вертикальной и горизонтальной поляризации для двух разных алгоритмов: 1) с учётом рельефа местности; 2) без учета рельефа, т.е. согласно рис.6 «для волны, отражённой от ровной поверхности». При наличии волны, отражённой от склона, выводятся её характе-

ристики, отличные от нуля. Выводятся также дальности влияния различных волн, что позволяет прогнозировать зоны аномальных напряжённостей поля.

Анализ измеренных и рассчитанных напряжённостей поля УКВ

Результаты расчётов напряжённостей поля УКВ по представленной выше программе приведены на рис. 7.

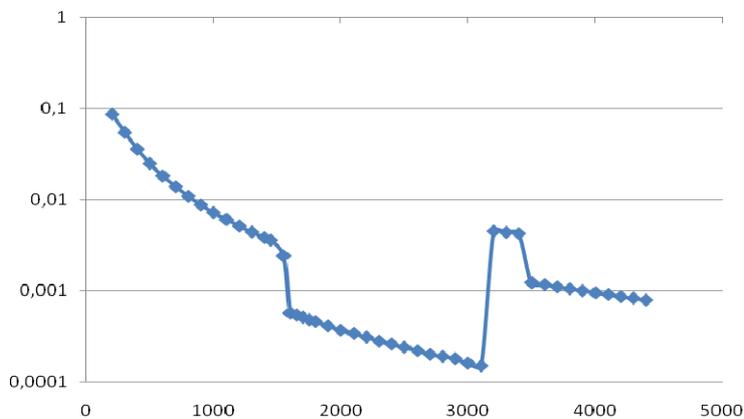


Рис. 7. Рассчитанные напряжённости вертикально поляризованного поля УКВ, соответствующие эксперименту рис. 1, в зависимости от расстояний между передающей и приёмными антеннами.

Рис. 7 наглядно показывает особенности формирования поля УКВ для рассмотренной выше модели рельефа местности. Согласно расчётам для дальностей $r < 1500$ м наблюдается монотонное уменьшение напряжённостей поля в результате суммирования полей прямой радиоволны и волны, отражённой от верхнего участка местности. Затем точка отражения переходит на склон (см. рис. 3) и наблюдается более сильное ослабление поля, так как разность фаз прямой и отражённой от склона волн ближе к 180° , чем для отражений от ровного участка местности. Для $r \approx 3100$ м после отражения от склона волны начинают отражаться от нижнего ровного участка местности (лучи 3 на рис. 4) и благодаря двум отражениям приходят в точки наблюдения с фазами, близкими к фазам прямых волн, что приводит к резкому увеличению измеренных и рассчитанных напряжённостей поля, значения которых превышают рассчитанные для прямой волны в свободном пространстве. Для $r > 3500$ м отражений от склона уже нет и поле формируется согласно известной модели [1].

Выводы. Анализ результатов измерений, выполненный в приближении геометрической оптики, позволил дать качественную интерпретацию результатов измерений на рис.1, уточнение которой для модели рис. 2 возможно при учёте дифракционных эффектов формирования поля УКВ.

Библиографический список

1. Долуханов М.П. Распространение радиоволн.- М.: Связь.-1972.- 336 с.
2. Драбкин А.Л. и др. Антенно-фидерные устройства. М.: Сов.Радио. – 1974. - 536 с.
3. Агарышев А.И., Зверев А.Г., Краснояров А.Е. Анализ измеренных и рассчитанных напряжённостей поля радиоволн с целью оптимизации положения приёмного пункта системы радиосвязи с самолётами // Современные проблемы радиоэлектроники и связи: Материалы VI Межвуз. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых.– Иркутск: ИрГТУ, 2007.– С.14-25.

УЧЁТ ВЛИЯНИЯ ТРОПОСФЕРНОЙ РЕФРАКЦИИ И ПЛОТНОСТИ ГОРОДСКОЙ ЗАСТРОЙКИ НА НАПРЯЖЁННОСТЬ ПОЛЯ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ РАДИОСИГНАЛОВ

А.И.Агарышев, В.Л.Куклин

Иркутский государственный технический университет

reirem@istu.edu

Введение. В работах [1,2] предложен алгоритм и программа расчёта напряжённостей поля радиоволн УКВ-диапазона Е, основанные на двухлучевой модели формирования поля радиоволн. В этой работе приведены также результаты сравнения измеренных и рассчитанных значений Е для окрестностей г. Иркутска и на основе анализа этих результатов показаны систематические отличия между этими значениями.

Цель доклада заключается в обосновании возможностей уменьшения систематических отличий измеренных и рассчитанных напряжённостей поля телевизионных радиосигналов на основе учёта влияния рефракции УКВ в ионосфере и учёта плотности городской застройки.

1. Методики и результаты измерений

В данной работе дополнительно к ранее полученным экспериментальным данным о напряжённостях поля телевизионных радиосигналов для окрестностей г. Иркутска использовались результаты измерений в окрестностях г. Черемхово. Важно отметить, что местность в окрестностях г. Черемхова более ровная по сравнению с окрестностями г. Иркутска, а городская застройка в г. Черемхово менее плотная по сравнению с г. Иркутском. Поэтому результаты измерений Е, выполненных в окрестностях г. Черемхова, были использованы для исследования влияния тропосферной рефракции на напряжённости поля УКВ, так как другие факторы в окрестностях г. Черемхово меньше влияют на измеренные значения по сравнению с окрестностями г. Иркутска.

Напряжённости поля радиоволн, излучаемых телецентрами городов Иркутск и Черемхово, измерялись анализатором спектра фирмы RohdeandSchwarz, который проходит периодическую поверку в органах гос. стандарта. Использованный прибор измеряет напряжённости поля на заданных рабочих частотах телевизионных радиоканалов в частотной полосе с эффективной шириной 120 кГц относительно частоты несущего колебания для сигнала изображения ($f_{и}$). К измеренным значениям вводилась поправка на затухание радиоволн в коаксиальном кабеле, соединяющем измерительный прибор с поднятой на высоту 10 м приёмной антенной. В таблице 1 приведены результаты измерений напряжённостей поля телевизионных сигналов для 21 телевизионного канала ($f_{и}=471,25\text{МГц}$), измеренных для восьми различных направлений от г.Черемхово на расстояниях от 7 до 44 км от центра этого города.

Таблица 1. Напряжённости поля телевизионных радиосигналов, измеренные для окрестностей г. Черемхово

| № п/п | Пункты измерений | Расстояние (км) | Напряженность поля (дБмкВ/м) | Характеристика местности |
|------------------------------|------------------|-----------------|------------------------------|--------------------------|
| Северо-Восточное направление | | | | |
| 1 | Черемхово | 10 | 76,75 | Холмистая |
| 2 | Белобородова | 15 | 86 | Равнина |
| 3 | Егоровская | 20 | 80 | Холмистая |
| Северо-Западное направление | | | | |
| 4 | Катом | 7 | 66,75 | Равнина |
| 5 | Забитуй | 17,5 | 83,95 | Холмистая |
| 6 | Кутулик | 27,5 | 78,75 | Холмистая |
| 7 | Головинская | 37,5 | 70,75 | Холмистая |
| Юго-Западное направление | | | | |
| 8 | Нены | 7 | 76,25 | Холмистая |
| 9 | Халта | 16 | 65 | Холмистая |
| 10 | Ныгда | 20 | 41,75 | Холмистая |
| Юго-Восточное направление | | | | |
| 11 | Верх.Булай | 10 | 56,75 | Холмистая |
| 12 | Алехино | 15 | 91,55 | Холмистая |
| 13 | Михайловка | 30 | 71,25 | Холмистая |
| 14 | Субботино | 35 | 63,25 | Холмистая |
| 15 | Кочерикова | 37,5 | 65,75 | Холмистая |
| 16 | Средний | 44 | 52,75 | Холмистая |
| Северное направление | | | | |
| 17 | Новогромово | 7 | 79,25 | Равнина |
| 18 | Егоровская | 20 | 73,95 | Холмистая |
| 19 | Хуруй | 25 | 82,25 | Холмистая |
| 20 | Табарсук | 40 | 62,95 | Холмистая |
| 21 | Кирюшина | 42 | 66,75 | Холмистая |
| Южное направление | | | | |
| 22 | Лохово | 7 | 79,25 | Холмистая |
| 23 | Козлова | 10 | 74,25 | Холмистая |
| 24 | Парфеново | 15 | 68,25 | Холмистая |
| 25 | Топка | 20 | 31,75 | Холмистая |
| Западное направление | | | | |
| 26 | Аршан | 12 | 76,25 | Холмистая |
| 27 | Идеал | 16 | 66,5 | Холмистая |
| 28 | Алзобей | 20 | 48,9 | Холмистая |

| Восточное направление | | | | |
|-----------------------|-------------|----|-------|-----------|
| 29 | Черемхово | 10 | 76,75 | Холмистая |
| 30 | Алехино | 15 | 91,55 | Холмистая |
| 31 | Зерновое | 20 | 75,45 | Холмистая |
| 32 | Калашникова | 32 | 72,75 | Холмистая |
| 33 | Быргазова | 41 | 49,75 | Холмистая |

В таблице 1 представляют интерес ситуации с номерами 1 и 2, 4 и 5, 11 и 12, 29 и 30, для которых наблюдалось увеличение напряжённости с ростом расстояния между передатчиком и приёмником. Согласно результатам расчётов по представленной ниже программе ситуации 1,4,11,29 могут соответствовать интерференционным минимумам напряжённости поля УКВ, которые возникают при сложении прямой и отраженной от поверхности Земли радиоволн со сдвигом фаз, близким к 180^0 . Возможность учёта таких ситуаций является важным преимуществом разработанного алгоритма расчёта напряжённости поля УКВ, реализованного в программе[1,2], развитой ниже для учёта тропосферной рефракции и плотности городской застройки. Однако такой учёт возможен при более точном задании высот передающей и приёмной антенн над уровнем моря.

2. Влияние тропосферной рефракции на траекторию УКВ

Согласно [3] при уменьшении показателя преломления УКВ в атмосфере Земли с ростом высоты траектория распространения радиоволны отличается от прямолинейной и вогнута вниз в направлении к Земле, что показывает рис.1. Для стандартной модели тропосферы Земли этот показатель уменьшается от поверхности Земли по линейному закону с градиентом $dn/dh = -4 \cdot 10^{-2}$ 1/м [3]. Для такой модели траектория УКВ в атмосфере согласно рис.1 представляет собой дугу окружности радиусом $R \approx 25000$ км. Тогда влияние рефракции УКВ в атмосфере можно учесть, если согласно рис.2 вместо реального радиуса Земли $a = 6370$ км ввести эквивалентный радиус Земли:

$$a_{\text{ЭКВ}} = a / (1 + a \, dn/dh) \quad (1)$$

Для стандартного градиента $dn/dh = -4 \cdot 10^{-2}$ 1/м значение $a_{\text{ЭКВ}} \approx 8300$ км. При отличии модели тропосферы от стандартной можно использовать результаты прогнозов значения dn/dh .

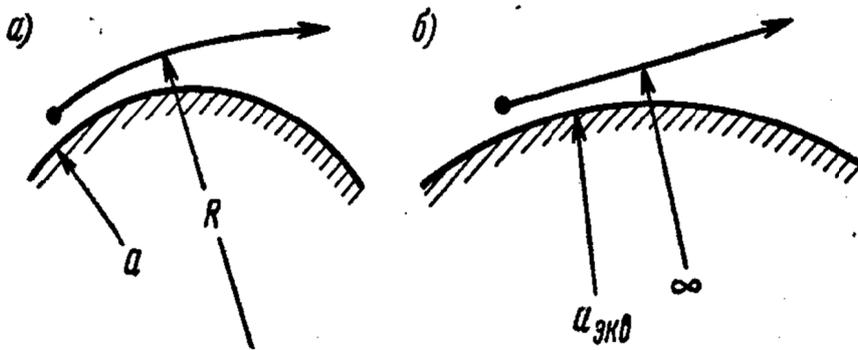


Рис.1 Траектории УКВ в атмосфере Земли [2]:

а) реальная, б) прямолинейная при распространении волны над Землёй с эквивалентным радиусом.

а) реальная, б) прямолинейная при распространении волны над Землёй с эквивалентным радиусом.

3. Влияние городской застройки на напряжённость поля УКВ

При расчёте напряжённости поля целесообразно учитывать ослабление поля в городской застройке, что можно сделать при введении параметра, характеризующего плотность застройки. В работе [4] этот параметр предлагается определять отношением площади, занимаемой зданиями, к общей площади, что можно сделать с использованием карт городов. Примеры определения параметра плотности застройки приведены на рис.2.



Рис.2. Примеры плотности застройки города [4].

4. Программа для расчёта напряжённости поля УКВ

На рис.3 приведено окно ввода данных в программу расчёта напряжённости поля УКВ [1,2], дополненную учётом рассмотренных выше факторов.

Разработанный алгоритм расчёта напряжённости поля УКВ был реализован в среде программирования Delphi 7. В окне ввода исходных данных на рис.3 обозначены: h_1 и h_2 - высоты передающей и приёмной антенн, $P_{пер}$ - мощность радиопередатчика, $КНД$ - коэффициент направленного действия передающей антенны, $Кзат$ - коэффициент затухания радиоволн в фидере, $L_{ф}$ - длина фидера, $КБВ$ - коэффициент бегущей волны в фидере, $R_{зем}$ - радиус Земли, где можно задать эффективный радиус, учитывающий кривизну траекторий УКВ в тропосфере Земли в соответствии с формулой (1), ϵ и γ - диэлектрическая проницаемость и проводимость почвы в области отражения радиоволны, плотности застройки согласно рис. 2, E_0 - измеренное значение напряжённости поля, которое удобно ввести при сравнении расчётных и экспериментальных значений.

Разработанная программа позволяет рассчитывать геометрические параметры прямого и отраженного лучей, а также модули и фазы коэффициентов отражения УКВ от поверхности Земли при вертикальной и горизонтальной поляризации поля излучаемых радиоволн. По этим характеристикам при наличии экспериментального или расчётного графика диаграммы направленности (ДН) передающей антенны в вертикальной плоскости можно уточнить расчётные значения напряжённостей поля для прямого и отражённого лучей, уточнить напряжённость поля суммарной радиоволны. Эти напряжённости поля рассчитываются с использованием выражений, обоснованных в работах [1,2].

Напряжённости поля УКВ рассчитываются также по известной приближенной формуле Б.А. Введенского [3] с указанием на возможную её неприменимость, что характерно для экспериментальных данных таблицы 1.

Расчёт напряжённости поля УКВ

h1 192 м
h2 10 м
r 8000 м
λ 6,2 м
ε 10
γ 0,01 сим/м
Pпер 1635 Вт
КНД 5,01
Кзат 0,061 дБ/м
Lф 230 м
КБВ 0,87

Учёт рефракций
Rзем 6378000 м

Плотность застройки,%
 0% (вне города)
 5%
 10%
 15%
 20%
 25%
 30%
 35%
 40%
 45%

Измеренные данные
Eз 0,013963 В/м

Расстояние
AB(прямой луч) = 8002,2 м
AC(1ч. отр. луча) = 7597,91 м
BC(2ч. отр. луча) = 404,75 м
Длина отражённого луча = 8002,66 м
Разница хода лучей = 0,46798 м

Углы
Точность = 0,00000001 град.
Угол AOB = 0,0718670 град.
Угол BAO = 88,6610000 град.
Угол ABO = 91,2670000 град.
Угол CAO = 88,5180000 град.
Угол CBO = 88,5820000 град.
Угол SAB = 0,1429700 град.
Угол CBA = 2,6848000 град.
Угол alpha = 0,0682320 град.
Угол beta = 0,0036349 град.
Угол theta1 = 91,3390000 град.
Угол theta2 = 91,4820000 град.
Угол gamma = 1,41390 град.

Горизонтальная поляризация
Модуль = 0,98461
Фаза = 179,99692 град.
Двухлучевая модель
Eгр. = 0,030011 В/м
Eотр. = 0,029546 В/м
Eсум. = 0,013996 В/м

Вертикальная поляризация
Модуль = 0,85609
Фаза = 178,22531 град.
Двухлучевая модель
Eгр. = 0,030011 В/м
Eотр. = 0,025689 В/м
Eсум. = 0,012950 В/м

Расчёт
Двухлучевая модель

По формуле Введенского
Eввед = 0,0146301 В/м

Сравнение результатов для горизонтальной поляризации
Eз/Eввед = 0,95440
Eз/Eсум.г = 0,99762

Сравнение результатов для вертикальной поляризации
Eз/Eввед = 0,95440
Eз/Eсум.в = 1,07820

Рисунок3.Окно ввода данных для расчётов напряжённостей поля УКВ с вертикальной и горизонтальной поляризацией и вывода результатов расчёта.

5. Сравнение результатов измерений и расчётов

Таблице 2 даёт сравнение результатов измерений и расчётов напряжённостей поля УКВ, полученных для разных удалений от Иркутского радиотелецентра [1] при учёте плотности городской застройки (да) и без такого учёта (нет).

Таблица 2. Средние отношения измеренных и рассчитанных по программе рис. 3 напряжённостей поля телевизионных радиосигналов.

| Учёт плотности городской застройки | да | | | Нет | | |
|---------------------------------------|------|--------|--------|------|--------|--------|
| | 48.5 | 471.25 | 503.25 | 48.5 | 471.25 | 503.25 |
| Частота, МГц | 48.5 | 471.25 | 503.25 | 48.5 | 471.25 | 503.25 |
| (Eз/E _{д.м.}) _{ср} | 0.98 | 1.01 | 0.96 | 0.81 | 0.74 | 0.68 |

Из таблицы 2 видно, что учёт влияния городской застройки, что важно для г.Иркутска, позволяет практически устранить систематические отличия измеренных и рассчитанных значения напряжённостей поля УКВ. Из трёх правых

столбцов таблицы 2 следует также рост затухания УКВ в городской застройке с ростом рабочих частот, что учитывает разработанная программа.

Таблица 3 дает сравнение результатов измерений и расчётов напряжённостей поля УКВ, полученных для разных удалений от радиотелецентра(РТЦ) г.Черемхово с низкой плотностью городской застройки при учёте стандартной тропосферной рефракции с $R_{зем} = 8300$ км (да) и без такого учёта (нет).

Таблица 3. Средние отношения измеренных и рассчитанных с учётом рефракции УКВ в тропосфере Земли напряжённостей поля.

| Учёт тропосферной рефракции | да | | нет | |
|-----------------------------|--------------|--------|--------|--------|
| | Частота, МГц | 471.25 | 511.25 | 471.25 |
| $(E_{э}/E_{д.м.})_{ср}$ | 1.04 | 0.92 | 0.87 | 1.21 |

Из таблицы 3 видно, что учёт тропосферной рефракции УКВ позволяет практически устранить систематические отличия измеренных и рассчитанных напряжённостей поля. Видно также, что в зависимости от частоты такой учёт может как увеличивать, так и уменьшать суммарные напряжённости поля.

Заключение

Анализ приведённых результатов позволяет сформулировать выводы.

1. Разработан алгоритм и программа расчёта напряжённостей поля УКВ с учётом технических характеристик передающей аппаратуры, высот приёмной антенны и характеристик среды распространения радиоволн.

2. Выполнены измерения напряжённостей поля УКВ на различных расстояниях от радиотелецентров, как в зоне интерференционных максимумов и минимумов поля, так и в зоне монотонного уменьшения напряжённостей поля с ростом расстояний.

3. Показано, что учёт влияния городской застройки и рефракции УКВ в тропосфере обеспечивает устранение систематических отличий измеренных и рассчитанных значений напряжённостей поля УКВ.

Библиографический список

1. Агарышев А.И., Власов В.Г., Куклин В.Л. Анализ измеренных и рассчитанных напряжённостей поля радиоволн УКВ диапазона // Вестник ИрГТУ, 2009. - № 4(40).- С. 189-192.

2. Агарышев А.И., Власов В.Г., Куклин В.Л., Краев Ю.Н. Сравнение результатов измерений и расчётов напряжённостей поля радиоволн УКВ диапазона на основе приёма сигналов телевидения // Современные проблемы радиоэлектроники и связи: материалы VIII Всерос. науч.-тех. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых.–Иркутск: Изд-во ИрГТУ, 2009.– С.33-39.

3. Долуханов М.П. Распространение радиоволн.- М.: Связь. – 1972.- 336 с.

4. Локшин М.Г. Сети телевизионного и звукового ОБЧ ЧМ вещания: Справочник.- М.: Радио и связь.-1988.-144 с.

ВЛИЯНИЕ РАСПОЛОЖЕНИЯ ВЫНЕСЕННОГО РЕТРАНСЛЯТОРА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ КОРОТКОВОЛНОВОЙ РАДИОСВЯЗИ

А.И. Агарышев, А.Д. Бирючев, Д.П. Куренкин, А.В. Ретивых

Иркутский государственный технический университет
reierem@istu.edu

Актуальность данной работы обусловлена проблемой передачи информации из труднодоступных и сравнительно мало населенных регионов, что обусловлено высокой стоимостью персональной спутниковой радиосвязи, услуги которой предоставляются достаточно оперативно. Для сотовой радиосвязи необходимо иметь сеть базовых радиостанций, расстояния между которыми не должны превышать ~50 км для слабопересеченной местности. Создание такой сети в труднодоступных регионах требует весьма существенных затрат.

Таким образом, важно исследовать возможности уменьшения затрат на передачу информации между абонентами, в том числе подвижными (автомобилями, судами, самолетами и т.д.), расположенными на значительных по площади территориях, включая труднодоступные и малонаселенные регионы. В связи с этим возрождается интерес к использованию КВ диапазона (т.е. радиоволн с частотами в диапазоне 3-30 МГц) для дальней радиосвязи. Такой интерес обусловлен, во-первых, возможностью надежного приема КВ на расстояниях нескольких тысяч километров от передатчика, во-вторых, значительным прогрессом в области микроэлектроники и техники цифровой обработки сигналов.

Одно из направлений совершенствования систем КВ радиосвязи обусловлено применением ретрансляторов, вынесенных за пределы зоны расположения абонентов системы радиосвязи [1], что дает ряд преимуществ по сравнению с традиционным подходом к проектированию этих систем, основанном на непосредственном взаимодействии абонентов внутри зоны.

Одно из преимуществ систем с вынесенным ретрансляционным пунктом (ВРП) заключается в использовании приемо-передающих антенн, направленных от ретранслятора на зону обслуживания абонентов (см. рис. 1, 2). Применение таких антенн на ВРП с коэффициентом направленного действия КНД ~ 100 важно для повышения надежности приема информации от сравнительно маломощных абонентских радиостанций. С этой же целью на ВРП можно осуществить прием на 2, 3 или 4 пространственно разнесенных антенны. Для повышения надежности передачи информации от ВРП к абонентам можно кроме антенн с КНД ≈ 100 использовать более мощный передатчик ретранслятора.

Другое преимущество систем с ВРП заключается в возможности применения более высоких рабочих частот по сравнению с внутризонавыми радиолиниями [1], что обусловлено удалением ретранслятора от зоны нахождения абонентов и увеличением максимально применимых частот (МПЧ) в КВ диапазоне с ростом расстояний между передатчиком и приемником. При увеличении рабочих частот уменьшается поглощение КВ в ионосфере, а также уровни стационарных радиопомех и атмосферных радиопомех.

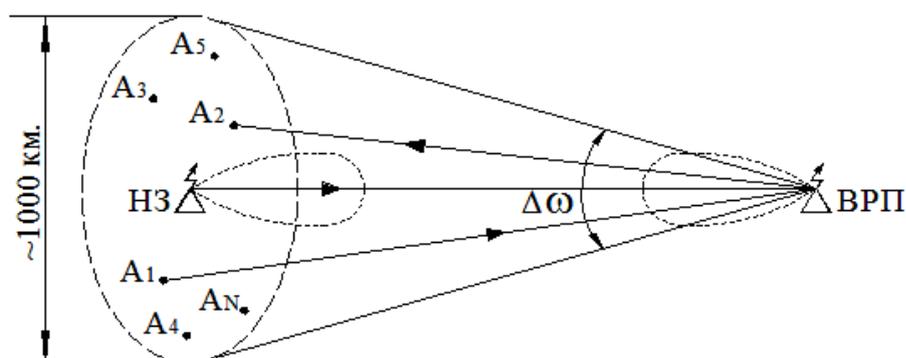


Рис. 1. Структура системы радиосвязи с ВРП: – граница зоны обслуживания абонентов A_1, \dots, A_N , $\Delta\theta$ – эффективная ширина диаграммы направленности (ДН) антенны ВРП по азимуту.

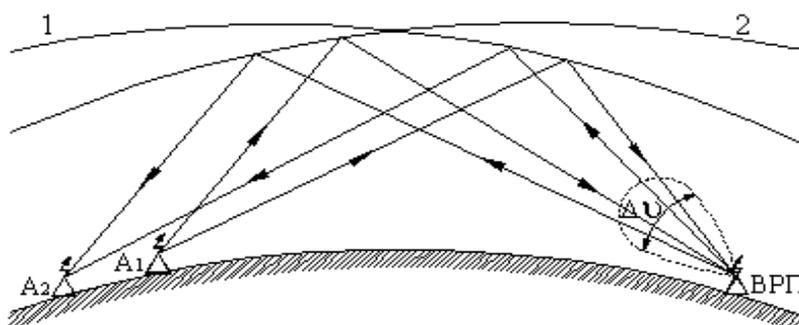


Рис. 2. Траектории КВ между абонентами A_1, A_2 и ретранслятором: 1 и 2 – различные наклоны отражающего слоя ионосферы, $\Delta\theta$ – эффективная (по уровню половины мощности) ширина ДН в вертикальной плоскости.

При проектировании систем КВ-радиосвязи с ВРП важно выбрать местоположение ВРП, что показано ниже на примере зоны расположения абонентов в виде территории Иркутской области, границы которой можно задать пунктами Ербогачён (географическая широта $\varphi=62^\circ$ с.ш., географическая долгота $\lambda=108^\circ$ в.д.) – север Иркутской области, Бодайбо ($\varphi=58^\circ$, $\lambda=112^\circ$) – восток, Слюдянка ($\varphi=52^\circ$, $\lambda=103^\circ$) – юг, Тайшет ($\varphi=56^\circ$, $\lambda=98^\circ$) – запад.

Карта рис. 3 показывает 22 варианта расположения ВРП для территории Иркутской области. Для этих вариантов были рассчитаны характеристики КВ-радиосвязи с помощью известного метода MINIFTZ [2], рекомендованного к практическому использованию Международным консультативным комитетом по радио. Рассчитывались следующие характеристики радиосвязи: оптимальные рабочие частоты (ОРЧ), обеспечивающие надёжность радиосвязи $\approx 90\%$, напряжённости поля полезного сигнала E_c для этой частоты, углы прихода КВ в вертикальной плоскости β . Для каждого из этих вариантов характеристики радиосвязи рассчитывались в 1152-х ситуациях (24 часа в сутки \times 4 сезона года \times 4 граничных пункта \times 4 уровня активности Солнца ($W = 10, 100, 150, 200$)).

Рассчитывались также вероятности ошибочного приема двоичных символов дискретной информации по формулам, обоснованным в работе [1] для относительной фазовой манипуляции (ОФМ) этих символов с учетом числа каналов разнесенного приема радиосигналов на ВРП. Эти формулы имеют вид:

$$P_1 = \frac{1}{2(1 + h_{\text{вп}}^2)^i}; \quad (1)$$

$$P_{12} = \frac{1}{(1 + h_{\text{вп}}^2)(2 + h_{\text{вп}}^2)^i}; \quad (2)$$

$$P_{13} = \frac{1}{3(1 + h_{\text{вп}}^2)(2 + h_{\text{вп}}^2)(3 + h_{\text{вп}}^2)^i}; \quad (3)$$

$$P_{14} = \frac{12}{(1 + h_{\text{вп}}^2)(2 + h_{\text{вп}}^2)(3 + h_{\text{вп}}^2)(4 + h_{\text{вп}}^2)^i}; \quad (4)$$

Формула (1) соответствует отсутствию разнесенного приема на ВРП, формулы (2-4) соответствуют 2-м, 3-м, 4-м каналам разнесенного приема.

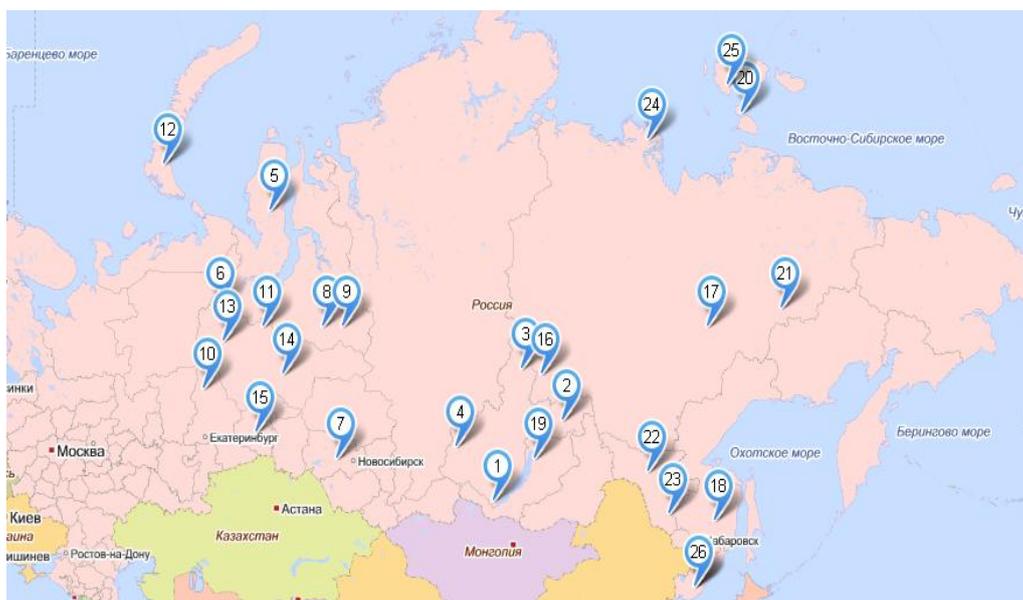


Рис. 3. Варианты расположения ВРП для территории РФ

Результаты расчетов характеристик системы КВ радиосвязи с ВРП приведены в таблице 1, где № – номер варианта, φ° и λ° – географические координаты ВРП, E_{90} – значения напряженностей поля в дБ относительно 1мкВ, превышаемые в 90% ситуаций и рассчитанные при мощности передатчика абонента 10 Вт, D – расстояние от центра зоны обслуживания до ВРП, КНД антенны ВРП рассчитан согласно [1] по эффективным ширинам ДН в вертикальной и горизонтальной плоскостях, ОРЧ в таблице 1 соответствует минимальному значению, которое наблюдается зимней ночью при $W=10$, когда достигается максимум напряженности поля атмосферных помех $E_{\text{п}}$, значение которого приведено в таблице 1, где отношение сигнал/шум на ВРП $h^2 = \text{КНД} \times (E_c / E_{\text{п}})$, а значение $E_{\text{п}}$ приведены в [1] для частотной полосы приемника 1 кГц, P_1 – вероятности ошибочного приема, рассчитанные по формулам (1-4) для различного числа каналов разнесенного приема m .

Таблица 1. Характеристики системы КВ-радиосвязи при различных вариантах расположения ВРП при наихудших условиях прохождения КВ.

| № | $\varphi^\circ, \lambda^\circ$ | E_{90} | D, км | КНД | ОРЧ, МГц | $E_{\text{п}}, \text{дБ}$ | k^2 | P_1 | m |
|----|--------------------------------|----------|-------|-----|----------|---------------------------|-------|---------------------|---|
| 1 | 70,70 | 3 | 2235 | 157 | 3,8 | 14 | 12,4 | $5 \cdot 10^{-5}$ | 4 |
| 2 | 65,62 | 1 | 2456 | 211 | 4,4 | 13 | 18,1 | $6,8 \cdot 10^{-6}$ | 2 |
| 3 | 55,80 | 5 | 1611 | 56 | 3,4 | 16 | 4,4 | $9,7 \cdot 10^{-5}$ | 3 |
| 4 | 64,78 | 4 | 1704 | 99 | 3,6 | 15 | 7,9 | $1,1 \cdot 10^{-5}$ | 3 |
| 5 | 64,81 | 5 | 1570 | 83 | 3,4 | 16 | 6,5 | $3,4 \cdot 10^{-5}$ | 3 |
| 6 | 60,60 | 6 | 2615 | 211 | 4,9 | 11 | 105,5 | $4,5 \cdot 10^{-5}$ | 1 |
| 7 | 64,69 | 3 | 2123 | 162 | 4,2 | 14 | 16,1 | $3,7 \cdot 10^{-6}$ | 2 |
| 8 | 72,54 | -4 | 2741 | 251 | 4,2 | 14 | 19,7 | $6,6 \cdot 10^{-6}$ | 2 |
| 9 | 63,63 | 1 | 2413 | 204 | 4,5 | 12 | 16,2 | $1,5 \cdot 10^{-5}$ | 2 |
| 10 | 61,72 | 4 | 1964 | 112 | 4,0 | 12,5 | 15,7 | $1,7 \cdot 10^{-6}$ | 2 |
| 11 | 57,68 | 2 | 2250 | 136 | 4,5 | 12 | 13,6 | $2,8 \cdot 10^{-5}$ | 2 |
| 12 | 61,111 | 9 | 645 | 4 | 2,1 | 20 | 0,2 | 0,47 | 4 |
| 13 | 64,136 | 4 | 1858 | 107 | 3,6 | 15 | 8,5 | $2,5 \cdot 10^{-6}$ | 3 |
| 14 | 50,137 | 5 | 2270 | 136 | 4,2 | 14 | 17 | $1,2 \cdot 10^{-6}$ | 2 |
| 15 | 55,110 | 12 | 619 | 4 | 2,4 | 19 | 0,8 | 0,18 | 4 |
| 16 | 74,141 | -2 | 2440 | 180 | 4,2 | 14 | 7,2 | $2,1 \cdot 10^{-6}$ | 3 |
| 17 | 65,147 | 1 | 2386 | 201 | 4,9 | 11 | 20 | $6,2 \cdot 10^{-6}$ | 2 |
| 18 | 54,127 | 7 | 1474 | 46 | 4,5 | 12 | 14,7 | $2,1 \cdot 10^{-5}$ | 2 |
| 19 | 50,131 | 6 | 1925 | 92 | 4,9 | 11 | 28,8 | $1,5 \cdot 10^{-6}$ | 2 |
| 20 | 73,127 | 3 | 2035 | 110 | 3,4 | 16 | 5,3 | $1,3 \cdot 10^{-5}$ | 4 |
| 21 | 75,139 | -1 | 2452 | 174 | 3,6 | 15 | 7 | $2,3 \cdot 10^{-5}$ | 3 |
| 22 | 44,134 | 3 | 2522 | 182 | 6,3 | 17 | 36,1 | $5,8 \cdot 10^{-6}$ | 2 |

Из таблицы 1 видно, что наиболее оптимальным вариантом расположения ВРП является вариант № 6 с координатами 60° СШ 60° ВД, так как на ВРП в данном случае используется одна направленная антенна и нет необходимости в осуществлении разнесенного приема радиосигналов. Распределение углов излучения и приема КВ в вертикальной плоскости для варианта №6 приведено на рис. 4. Соответствующее распределение напряженностей полей, создаваемых радиостанциями абонентов системы на ВРП, приведено на рисунке 5. Для расчетов вероятностей ошибочного приема в таблице 1 выбиралась ситуация, для которой выбирались значение $E_c=6$ дБ, превышаемое в 90% ситуаций.

Наихудшими вариантами расположения ВРП являются № 12 и №15, когда применение 4-х каналов разнесенного приема дает большую вероятность ошибочного приема, которая не допускается в системах радиосвязи.

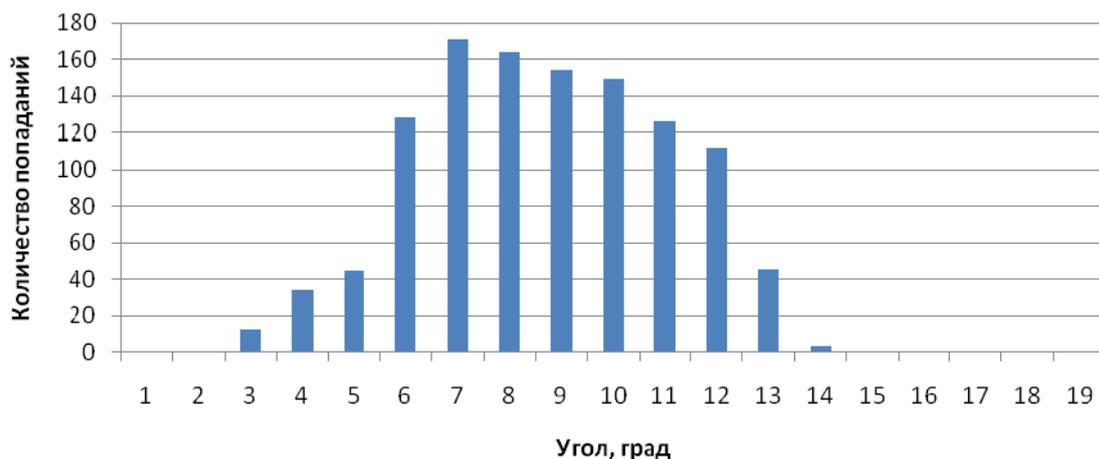


Рис. 4 – Распределение углов прихода КВ в вертикальной плоскости.

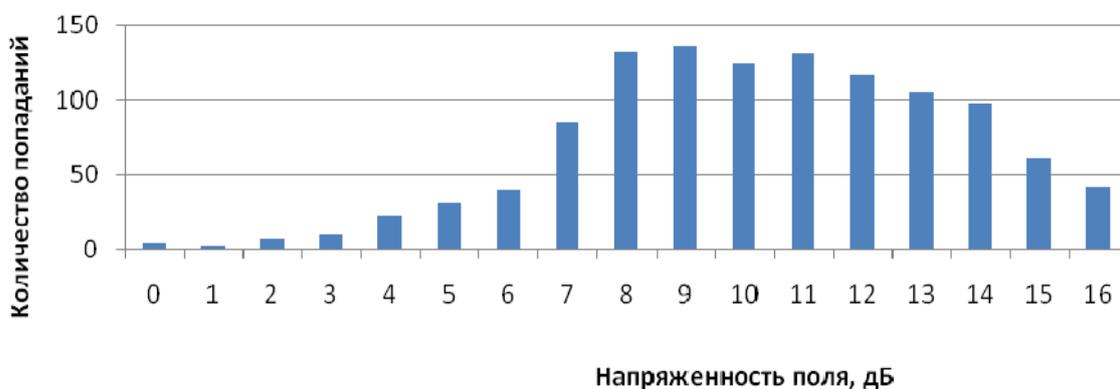


Рис. 5 – Распределение напряженности поля КВ на ВРП.

Слишком близкое расположение ВРП (варианты №12 и №15) приводит к существенному возрастанию вероятностей ошибочного приема двоичных символов информации из-за невозможности использования антенн ВРП с большими КНД~100 и необходимости применения достаточно низких рабочих частот с высоким уровнем радиопомех. Расположение ВРП на слишком больших расстояниях от центра зоны расположения абонентов (варианты № 8, 16,2,22), с одной стороны, дает более высокие рабочие частоты и КНД антенн ВРП, однако при этом снижаются напряженности поля КВ на ретрансляторе. Для решения задачи оптимизации местоположения ВРП необходимо уточнить критерии оптимизации и разработать специальное программное обеспечение.

Таким образом, анализ результатов выполненных расчетов показывает важность выбора местоположения вынесенного ретранслятора при проектировании систем КВ-радиосвязи.

Библиографический список

1. 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.
2. A simple HF propagation method for MUF and field strength //Document CCIR 6/288. - CCIR XVIth Plenary Assembly. – Dubrovnic. - 1986. - 34 p.

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ РАСПОЛОЖЕНИЯ МАКСИМУМОВ И МИНИМУМОВ НАПРЯЖЁННОСТЕЙ ПОЛЯ ДЛЯ ДВУХЛУЧЕВОЙ МОДЕЛИ ФОРМИРОВАНИЯ ПОЛЯ УЛЬТРАКОРОТКИХ РАДИОВОЛН

А.И.Агарышев, В.Л.Куклин, А.В.Леонова, С.В.Сигида

Иркутский государственный технический университет
reierem@istu.edu

В работах [1,2] обоснован алгоритм расчёта напряжённостей поля радиоволн УКВ диапазона для дальностей прямой видимости передающей и приёмной антенн, включающий расчет геометрических характеристик прямой и отражённой от поверхности Земли радиоволн в соответствии с рис.1, расчёт модулей и фаз френелевских коэффициентов отражения радиоволн от поверхности Земли в зависимости от углов падения на эту поверхность для заданной диэлектрической проницаемости почвы ϵ и её проводимости δ , сложение прямой и отражённой поверхностью Земли радиоволн с учетом рассчитанных амплитуд и фаз этих радиоволн и расчёт напряжённости поля суммарной радиоволны E .

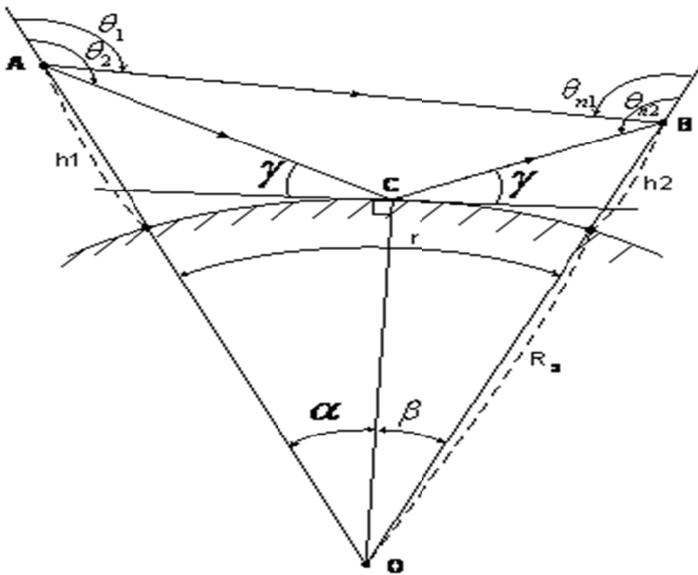


Рис. 1. Геометрические характеристики прямой (AB) и отражённой (ACB) поверхностью Земли радиоволн.

В работах [1,2] предлагается также программа расчёта зависимостей $E_{от}$ от расстояний между передающей и приёмной антеннами, отсчитываемых вдоль сферической поверхности Земли. Для выполнения расчётов по этой программе задаются следующие исходные данные: высоты передающей и приёмной антенн $h1$ и $h2$, мощности радиопередатчиков $P_{пер}$, коэффициенты направленного действия (КНД) передающей антенны, коэффициенты затухания радиоволн в фидере $K_{зат}$, длины фидеров $L_{ф}$, коэффициенты бегущей волны в фидере, радиусы Земли $R_{зем}$, в качестве которых можно задать эффективные радиусы, учитывающие кривизну траекторий радиоволн в тропосфере Земли [3].

Окно ввода исходных данных в программу и вывода результатов расчётов дано на рис. 2, где приведены результаты расчётов следующих характеристик: 1) напряжённостей поля прямой ($E_{пр}$), отражённой ($E_{отр}$) и суммарной ($E_{сум}$) радиоволн для вертикальной и горизонтальной поляризации поля излучения; 2) геометрические характеристики этих радиоволн согласно рис.1; 3) модулей и фаз коэффициентов отражения радиоволн от поверхности Земли; 4) напряжённостей поля, рассчитанных по известной формуле Б.А. Введенского [3].

Расчёт напряженности поля УКВ

| | | | | | | |
|------|---------|-------|--|--|--|---|
| h1 | 192 | м | Расстояние АВ(прямой луч) = 8002,2 м АС(1ч. отр. луча) = 7597,91 м ВС(2ч. отр. луча) = 404,75 м Длина отраж. луча = 8002,66 м Разница хода лучей = 0,46798 м | Горизонтальная поляризация Модуль = 0,98461 Фаза = 179,99692 град. Двухлучевая модель Епр. = 0,030011В/м Еотр. = 0,029546В/м Есум. = 0,013996В/м | Вертикальная поляризация Модуль = 0,85609 Фаза = 178,22331 град. Двухлучевая модель Епр. = 0,030011В/м Еотр. = 0,025689В/м Есум. = 0,012950В/м | Расчёт Двухлучевая модель |
| h2 | 10 | м | | | | |
| r | 8000 | м | Углы Точность = 0,00000001 град. Угол АОВ = 0,0718670 град. Угол ВАО = 88,6610000 град. Угол АВО = 91,2670000 град. Угол САО = 88,5180000 град. Угол СВО = 88,5820000 град. Угол САВ = 0,1429700 град. Угол СВА = 2,6848000 град. Угол alpha = 0,0682320 град. Угол beta = 0,0036349 град. Угол teta1 = 91,3390000 град. Угол teta2 = 91,4820000 град. Угол gamma = 1,41390 град. | По формуле Введенского Еввед = 0,0146301 В/м | Сравнение результатов для горизонтальной поляризации Ев/Еввед = 0,95440 Ев/Есум.г = 0,99762 | Сравнение результатов для вертикальной поляризации Ев/Еввед = 0,95440 Ев/Есум.в = 1,07820 |
| λ | 6,2 | м | | | | |
| ε | 10 | ф/м | Измеренные данные Ез = 0,013963 В/м | | | |
| δ | 0,01 | сим/м | | | | |
| Рпер | 1635 | Вт | | | | |
| КНД | 5,01 | | | | | |
| Кзат | 0,061 | дБ/м | | | | |
| Lф | 230 | м | | | | |
| КБВ | 0,87 | | | | | |
| Рзем | 6378000 | м | | | | |

Рис.2. Окно ввода исходных данных и вывода результатов расчётов.

Особенность двухлучевой интерференционной модели формирования поля радиоволн заключается в возможности сложении полей прямой и отражённой радиоволн со сдвигом фаз $n2\pi$ ($n=1,2,3\dots$), что даёт интерференционные максимумы напряжённости поля суммарной радиоволны (см. рис.3), либо со сдвигом фаз $(2n+1)\pi$, что даёт интерференционные минимумы поля (рис. 3).

Очевидно, что для повышения эффективности радиотехнических систем (РТС), использующих радиоволны УКВ диапазона, приёмные антенны необходимо располагать в интерференционных максимумах поля. Необходимо также знать расположение интерференционных минимумов поля радиоволн, что позволит избежать ситуаций с неудачным расположением приёмных антенн, когда возможны нарушения радиосвязи и другие нарушения работы РТС.

В представленном докладе обсуждаются результаты расчётов по разработанной программе с целью разработки рекомендаций по оптимизации расстояний между приёмными антеннами, расположенными на заданных высотах в зоне формирования интерференционных максимумов и минимумов поля.

Зона монотонного спада поля наблюдается при сдвигах фаз прямой и отражённых волн, меньших, чем 2π . В этой зоне, начиная с приведённых на рис. 3 расстояний, можно применять известную формулу Б.А. Введенского [3].

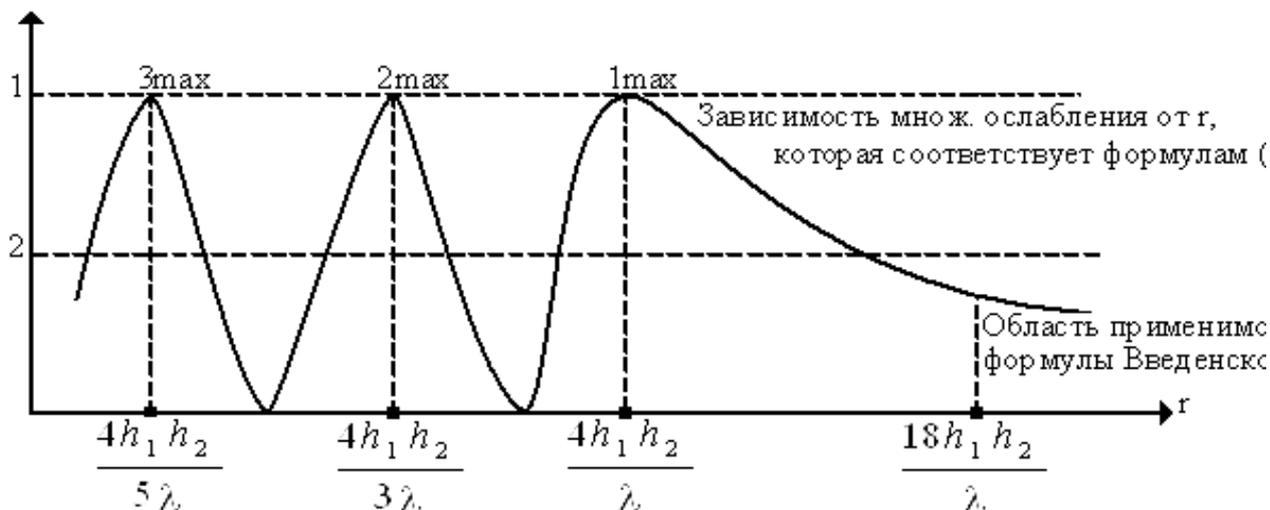


Рис. 3. Интерференционный множитель усиления (ослабления) поля радиоволн длиной λ относительно затухания в свободном пространстве в зависимости от расстояний r между передающей и приёмной антеннами с высотами h_1 и h_2 [3].

Для вычисления минимумов и максимумов поля радиоволн, возбуждаемых передающей антенной, можно использовать упрощенные методы расчета. Например, в работе [3] обоснована формула для расчёта интерференционного множителя усиления(ослабления)поля относительно свободного пространства:

$$F = \sqrt{1 + 2R \cos\left(\theta + \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda r}\right) + R^2}, \quad (1)$$

где R – модуль коэффициента отражения радиоволны от плоской поверхности Земли, θ – угол потери фазы радиоволны при отражении, r – расстояние, h_1 и h_2 – высоты подвеса передающей и приемной антенн над поверхностью Земли.

При возрастании расстояния r между передающей и приёмными антеннами множитель F проходит ряд максимумов, рассчитанных из условия:

$$\cos\left(\theta + \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda r}\right) = 1, \quad (2)$$

и ряд минимумов, рассчитанных из условия:

$$\cos\left(\theta + \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda r}\right) = -1 \quad (3)$$

Согласно рис. 3 вблизи максимумов кривая зависимости $F(r)$ меняется плавно, а вблизи минимумов наблюдаются более резкие изломы кривой.

Из (1) и условий (2), (3) при $\theta=\pi$, $R=1$, что соответствует идеально проводящей поверхности Земли, получены формулы расчёта удалений интерференционных максимумов поля от передающей антенны. Минимумы поля лежат между максимумами на одинаковых удалениях от соседних максимумов.

Представляет интерес сравнение местоположений максимумов и минимумов поля, рассчитанных по простым формулам в соответствии с рис. 3, с результатами расчётов по рассмотренной выше программе [1,2], учитывающей сферичность поверхности Земли и реальные параметры почвы. Результаты такого сравнения даны на рис. 4-7 и в таблицах 1-4 для диэлектрической проницаемости почвы $\epsilon=10$, её проводимости $\delta=0.01$ Сим/м и других исходных данных согласно рис. 2 для горизонтальной и вертикальной поляризаций поля.

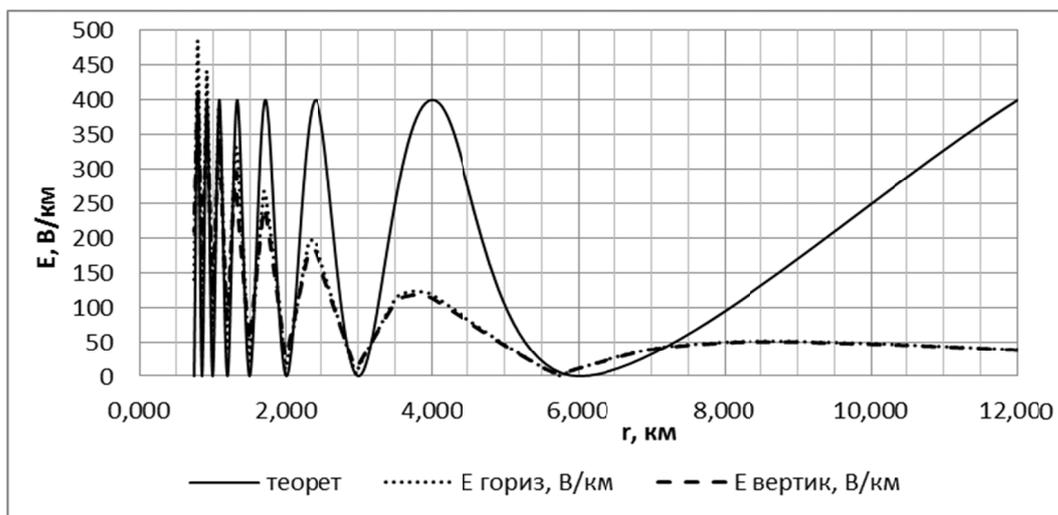


Рис.4. Теоретические [3] и рассчитанные по программе [1,2] напряженности поля при $h_1=h_2=30$ м и длине волны $\lambda=0,3$ м (рабочая частота $f=1$ ГГц).

Таблица 1. Удаления максимумов и минимумов для данных рис. 3.

| № | MAX | | | MIN | | |
|---|---------------------|-----------------------|-------------------------|---------------------|-----------------------|-------------------------|
| | $r [3], \text{ км}$ | $r [1,2], \text{ км}$ | $[3]-[1,2], \text{ км}$ | $r [3], \text{ км}$ | $r [1,2], \text{ км}$ | $[3]-[1,2], \text{ км}$ |
| 1 | 12,000 | 8,669 | 3,331 | 6,000 | 5,749 | 0,251 |
| 2 | 4,000 | 3,770 | 0,230 | 3,000 | 2,965 | 0,035 |
| 3 | 2,400 | 2,350 | 0,050 | 2,000 | 1,989 | 0,011 |
| 4 | 1,714 | 1,690 | 0,024 | 1,500 | 1,495 | 0,005 |
| 5 | 1,333 | 1,325 | 0,008 | 1,200 | 1,195 | 0,005 |
| 6 | 1,091 | 1,086 | 0,005 | 1,000 | 0,998 | 0,002 |
| 7 | 0,923 | 0,920 | 0,003 | 0,857 | 0,855 | 0,002 |
| 8 | 0,800 | 0,797 | 0,003 | 0,750 | 0,749 | 1 |

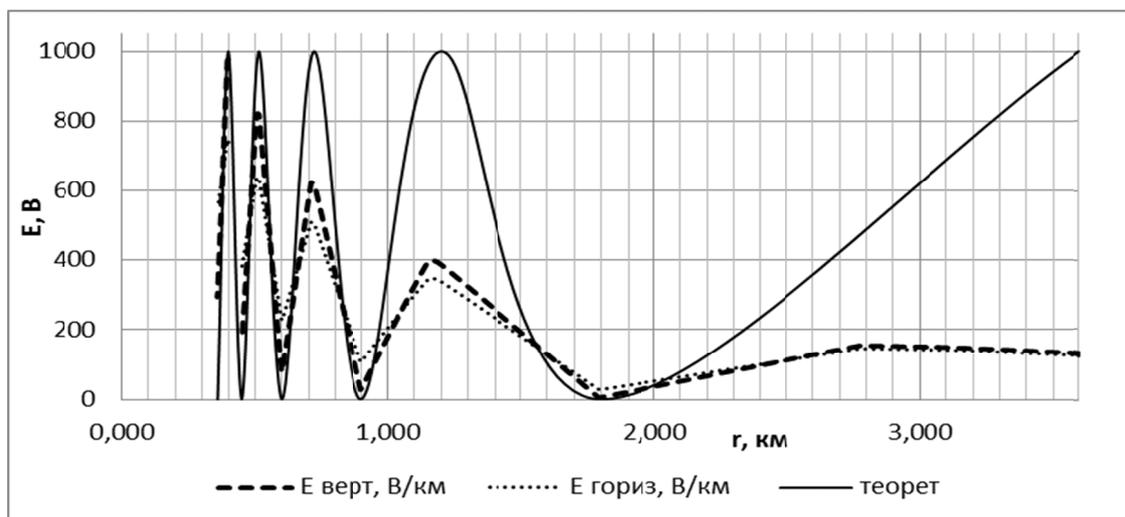


Рис.5. Теоретические [3] и рассчитанные по программе [1,2] напряженности поля при $h_1=h_2=30$ м и длине волны $\lambda=1$ м ($f=300$ МГц).

Таблица 2. Удаления максимумов и минимумов для данных рис. 4.

| № | MAX | | | MIN | | |
|---|---------------------|-----------------------|-------------------------|---------------------|-----------------------|-------------------------|
| | $r [3], \text{ км}$ | $r [1,2], \text{ км}$ | $[3]-[1,2], \text{ км}$ | $r [3], \text{ км}$ | $r [1,2], \text{ км}$ | $[3]-[1,2], \text{ км}$ |
| 0 | 3,600 | 2,775 | 0,825 | 1,800 | 1,792 | 0,008 |

| | | | | | | |
|---|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| 1 | 1,200 | 1,150 | 0,050 | 0,900 | 0,898 | 0,002 |
| 2 | 0,720 | 0,708 | 0,012 | 0,600 | 0,598 | 0,002 |
| 3 | 0,514 | 0,509 | 0,005 | 0,450 | 0,448 | 0,002 |
| 4 | 0,400 | 0,396 | 0,004 | 0,360 | 0,358 | 0,002 |

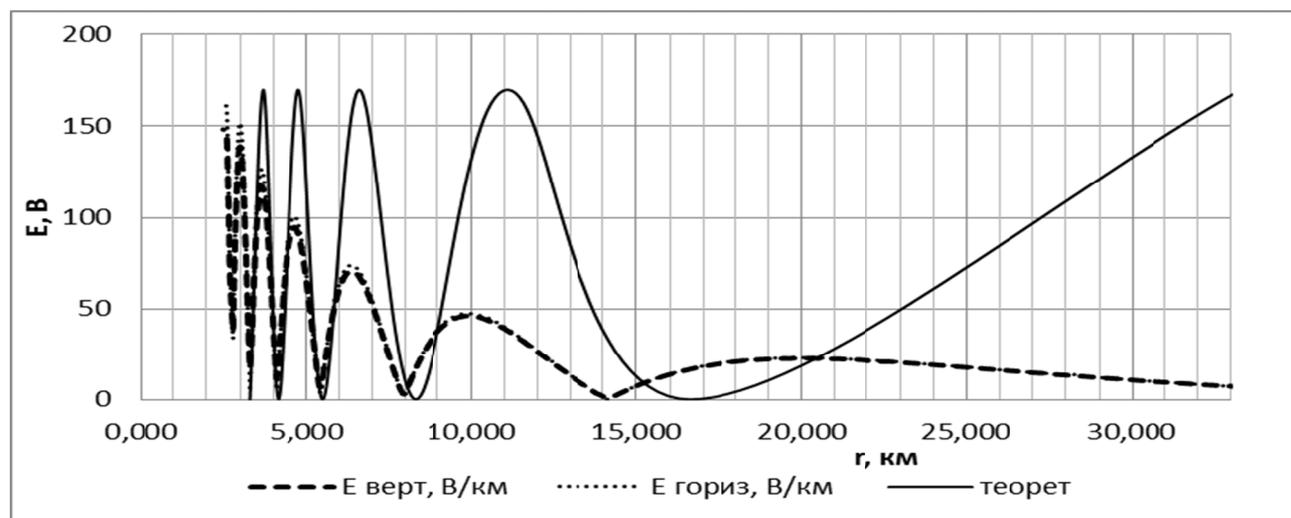


Рис.6. Теоретические [3] и рассчитанные по программе [1,2] напряженности поля при $h_1=h_2=50$ м и длине волны $\lambda=0,3$ м ($f=1$ ГГц).

Таблица 3. Удаления максимумов и минимумов для данных рис. 6.

| № | MAX | | | MIN | | |
|---|-----------|-------------|---------------|-----------|-------------|---------------|
| | r [3], км | r [1,2], км | [3]-[1,2], км | r [3], км | r [1,2], км | [3]-[1,2], км |
| 1 | 33,3 | 20 | 13,3 | 16,6 | 14,1 | 2,5 |
| 2 | 11,1 | 9,9 | 1,2 | 8,3 | 7,95 | 0,35 |
| 3 | 6,6 | 6,35 | 0,25 | 5,5 | 5,45 | 0,05 |
| 4 | 4,76 | 4,65 | 0,11 | 4,16 | 4,1 | 0,15 |
| 5 | 3,703 | 3,65 | 0,053 | 3,3 | 3,29 | 0,01 |
| 6 | 3,03 | 3 | 0,03 | 2,7 | 2,68 | 0,02 |

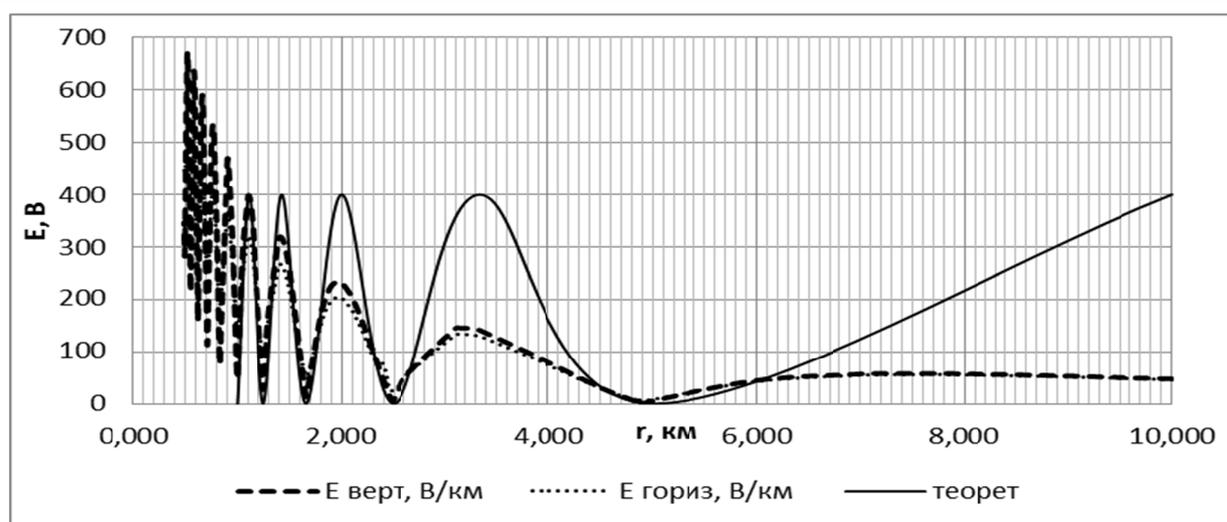


Рис. 7. Теоретические [3] и рассчитанные по программе [1,2] напряженности поля при $h_1=h_2=50$ м и длине волны $\lambda=1$ м ($f=300$ МГц).

Таблица 4. Удаления максимумов и минимумов для данных рис. 7.

| № | MAX | | | MIN | | |
|---|-----------|-------------|---------------|-----------|-------------|---------------|
| | r [3], км | r [1,2], км | [3]-[1,2], км | r [3], км | r [1,2], км | [3]-[1,2], км |
| 1 | 10 | 7,5 | 2,5 | 5 | 4,903 | 0,097 |
| 2 | 3,333 | 3,18 | 0,153 | 2,5 | 2,487 | 0,013 |
| 3 | 2 | 1,96 | 0,04 | 1,666 | 1,662 | 0,004 |
| 4 | 1,428 | 1,44 | -0,012 | 1,25 | 1,247 | 0,003 |
| 5 | 1,111 | 1,103 | 0,008 | 1 | 0,997 | 0,003 |
| 6 | 0,909 | 0,903 | 0,006 | 0,833 | 0,83 | 0,003 |
| 7 | 0,769 | 0,764 | 0,005 | 0,714 | 0,71 | 0,004 |
| 8 | 0,666 | 0,662 | 0,004 | 0,625 | 0,621 | 0,004 |

Приведённые на рис. 4-7 и в таблицах 1-4 результаты расчётов расстояний между радиопередатчиком и максимумами (минимумами) напряжённости поля радиоволн получены с использованием программы [1,2] по методике, основанной на использовании метода последовательных приближений.

Анализ этих результатов показывает, что наиболее существенны отличия этих расстояний для наиболее удалённых от радиопередатчиков максимумов напряжённости поля, которым соответствует №1 в таблицах 1-4. Согласно таблицам 1-4 удаления этих максимумов, рассчитанные по программе [1,2], на 0.825-13.3 км меньше рассчитанных по формулам [3] на рис.3. Разности удалений максимума №1 от передающей антенны, рассчитанные из [3] и [1,2], растут с ростом рабочих частот и высот антенн, но отношения $([3]-[1,2]) / [3]$ при этом меняются в сравнительно небольших пределах от 0.23 до 0.4, что в дальнейшем можно положить в основу более простой по сравнению с программой [1,2], требующей последовательных приближений, методики расчёта местоположений максимумов и минимумов напряжённостей поля УКВ.

Согласно таблицам 1-4 ошибки расчёта удалений интерференционных минимумов поля по методике [3] наиболее существенны для наиболее удалённого минимума №1 и меняются от 0.008 км до 2.5 км. При этом отношения $([3] - [1,2]) / [3]$ меняются от 0.0044 до 0.15, возрастая с ростом удалений этих минимумов напряжённостей поля от передающей антенны.

В результате обоснована важность применения программы [1,2] при проектировании радиотехнических систем и выборе расположения антенн.

Библиографический список

1. Агарышев А.И., Власов В.Г., Куклин В.Л. Анализ измеренных и рассчитанных напряжённостей поля радиоволн УКВ диапазона // Вестник ИрГТУ, 2009. - № 4(40). - С. 189-192.
2. Агарышев А.И., Власов В.Г., Куклин В.Л., Краев Ю.Н. Сравнение результатов измерений и расчётов напряжённостей поля радиоволн УКВ диапазона на основе приёма сигналов телевидения // Современные проблемы радиоэлектроники и связи: материалы VIII Всерос. науч.-тех. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Иркутск: Изд-во ИрГТУ, 2009. – С.33-39.
3. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. - М.: Связь. – 1972. - 336 с.

АНАЛИЗ ИЗМЕРЕННЫХ И РАССЧИТАННЫХ УРОВНЕЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ РАДИОВОЛН УКВ ДИАПАЗОНА НА ТЕРРИТОРИИ Г. ИРКУТСКА

А.И.Агарышев, А.Н.Воробьев

Иркутский государственный технический университет
reirem@istu.edu

Введение. С целью охраны здоровья городского населения необходимо измерять уровни электромагнитных полей (ЭМП) в различных диапазонах частот и контролировать соответствие измеренных значений установленным санитарным нормам [1]. Для УКВ диапазона (рабочие частоты $f=30-300$ МГц) предельно допустимый уровень (ПДУ) напряжённости поля составляет $E_{пду}=3$ В/м [1]. В работах [2,3] утверждается, что основной вклад в уровни ЭМП на территории городов вносит излучение мощных радиотелепередающих центров. Напряженности поля телевизионных радиосигналов E можно рассчитывать, например, с использованием программы, разработанной на основе двухлучевой модели формирования поля [4]. Поэтому представляет интерес анализ измеренных суммарных напряженностей поля ($E_{сз}$) и рассчитанных значений E .

Цели доклада: 1) сравнение измеренных и рассчитанных напряженностей поля в окрестности Иркутского областного радиотелепередающего центра (ИОРТПЦ); 2) оценка вклада радиопередатчиков ИОРТПЦ в наблюдаемые значения напряженности поля; 3) обоснование существенного вклада других источников ЭМП в наблюдаемые значения напряженности поля, что может приводить к превышению установленных санитарных норм.

1. Аппаратура, методика и результаты измерений

Измерения значений $E_{сз}$ проводились на расстояниях от 215 до 3330 м от ИОРТПЦ, в зоне прямой видимости передающих антенн. На рис. 1 показана карта местности с пунктами 1-13 проведения измерений.



Рис.1 Карта с пунктами проведения измерений напряженностей ЭМП.

Измерения выполнялись широкополосным частотно-неселективным измерителем напряженности электрической компоненты поля ПЗ-31, предназначенным для контроля санитарных норм, в диапазоне частот 0,03-300 МГц. Технические характеристики измерительного прибора приведены в таблице 1. В этот диапазон, согласно существующим санитарным нормам РФ [1], входят три нормируемых диапазона частот (таблица 2.), что затрудняет оценку степени опасности измеренных уровней ЭМП для здоровья.

Таблица 1. Технические характеристики прибора ПЗ-31[5].

| Наименование характеристики | Значение |
|--|-----------------|
| Рабочий диапазон частот с антенной А4 | 0,03 – 300 МГц. |
| Пределы измерения: | |
| - для антенны А4 в диапазоне 0.03 – 0.1 МГц; | 1 – 615 В/м; |
| - для антенны А4 в диапазоне 0.1 - 300 МГц. | 2 – 600 В/м. |

Таблица 2. Федеральные нормативы ПДУ ЭМП [1].

| | диапазоны частот | | | | |
|---|-------------------|--------------|-------------|---------------|----------------------|
| | 30 кГц- 0,3МГц | 0,3-3 МГц | 3-30 МГц | 30-300 МГц | 300 МГц- 300 ГГц, |
| ПДУ для селитебной территории (В/м при $f \leq 300$ МГц, мкВт/см ² при $f \leq 300$ МГц) | | | | | |
| нормативный документ [1] | 25 | 15 | 10 | 3 | 10 |
| нормативный документ [2] | 25 | 15 | 10 | 3 | 10 |
| помещения жилых зданий, гостиниц, дошкольных, общеобразовательных, медицинских учреждений | | | | | |
| нормативный документ [1] | 25 | 15 | 10 | 3 | 10 |

Значения $E_{сз}$ измерялись два раза в одних и тех же точках на высоте 1,5 м. Средние значения этих данных приведены в таблице 3, где значения высот пунктов измерения над уровнем моря и расстояния от ИОРТПЦ определены с помощью программы SASPlanet [6]. На рисунке 2 показана зависимость высоты пунктов измерений от расстояний до ИОРТПЦ.

Таблица 3. Измеренные напряженности поля для $f=0,03-300$ МГц.

| № пункта измерения | Высота над уровнем моря, м | Расстояние от ИОРТПЦ, м | Суммарные напряженности поля, В/м |
|--------------------|----------------------------|-------------------------|-----------------------------------|
| 1 | 428 | 215 | 2,2 |
| 2 | 423 | 456 | 3,7 |
| 3 | 425 | 867 | 1,8 |
| 4 | 423 | 1780 | 1,7 |
| 5 | 435 | 2018 | 2,1 |
| 6 | 450 | 2295 | 1,08 |
| 7 | 453 | 2386 | 0,85 |
| 8 | 463 | 2743 | 5,5 |
| 9 | 472 | 2902 | 4,1 |
| 10 | 480 | 3005 | 7,8 |
| 11 | 495 | 3140 | 0,65 |
| 12 | 505 | 3260 | 0,8 |
| 13 | 523 | 3330 | 0,56 |

По данным таблицы 3 на рис.3 приведен график зависимости измеренной напряженности поля от расстояний до ИОРТПЦ.

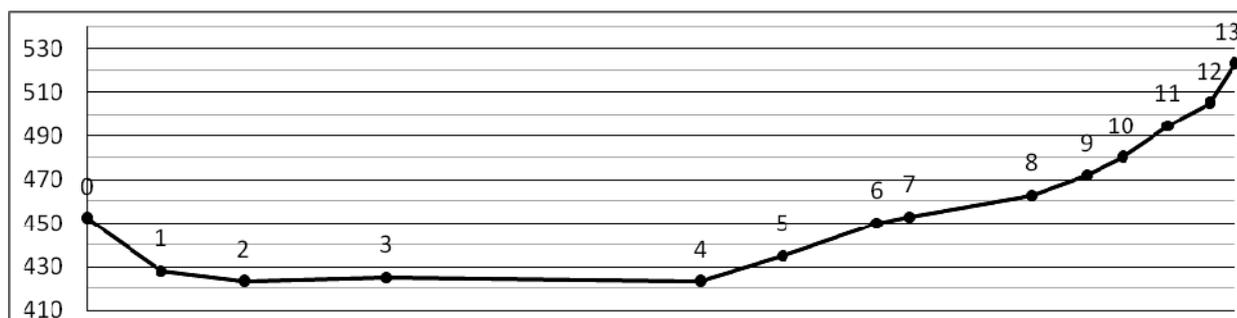


Рис. 2. Высоты пунктов измерений над уровнем моря, где расстояния от ИОРТПЦ до этих пунктов приведены ниже на рис. 3.

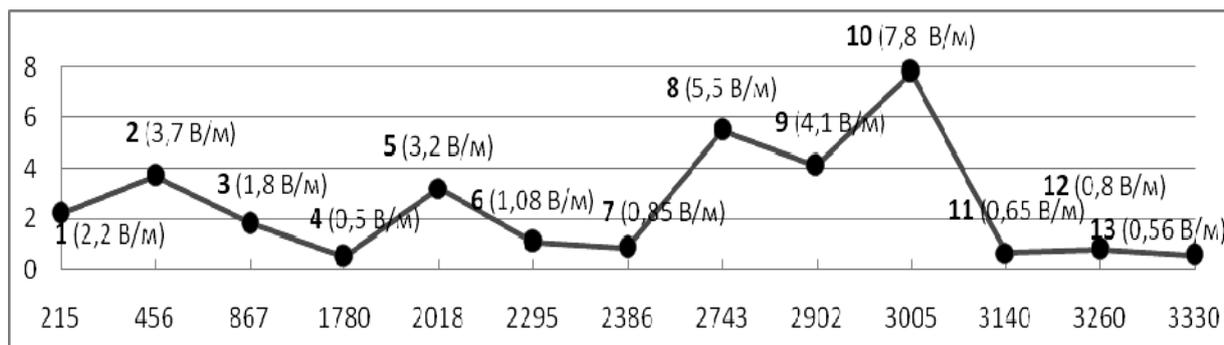


Рис. 3. Измеренные напряженности поля в зависимости от расстояний до основания опоры с передающими антеннами ИОРТПЦ.

Из рис.3 видно, что максимальная напряженность поля измерена в пункте 10 на расстояния ≈ 3000 м от ИОРТПЦ. В пунктах 2, 5, 8, 9 и 10 измеренные суммарные напряженности поля превышали санитарную норму 3 В/м. Однако здесь возможен вклад источников ЭМП с $f \ll 30$ МГц, для которых согласно таблице 2 санитарные нормы составляют 10, 15, 25 В/м, т.е. возрастают при уменьшении рабочих частот. Важно оценить также вклад излучений радиопередатчиков ИОРТПЦ, работающих в диапазоне частот 45-300 МГц, что важно для выводов о влиянии этих излучений на здоровье населения. В следующем разделе доклада приведены результаты таких оценок, полученные при расчетах напряженностей полей, создаваемых ИОРТПЦ на различных рабочих частотах.

2. Методики и результаты расчетов напряженностей поля

Напряжённости ЭМП рассчитывались с использованием трёх различных программ для ЭВМ: 1) программа расчета напряженностей поля УКВ без учёта рельефа местности, предложенная в работе [4]; 2) развитие программы [4] для простой модели рельефа местности, соответствующей рис. 2 и предложенной в работе [7] для интерпретации результатов измерений напряжённости поля УКВ (эту программу характеризуют рис. 4, 5); 3) программа расчёта напряжённости поля телевизионных радиосигналов, основанная на приведённых в справочнике [8] формулах, которые аппроксимируют зависимости измеренных напряжённости поля от дальностей и высот подвеса антенн.

Расчет по программам 1-3 проводился только для источников ЭМП, расположенных на опоре ИОРТПЦ, характеристики которых даны в таблице 4.

7 Окно ввода данных

| Параметры рельефа местности | | Параметры передатчика | | |
|-----------------------------|------|--|-------|----------------|
| h1 | 192 | Высота передающей антенны | 1635 | Rпер. |
| h2 | 10 | Высота приемной антенны | 0,061 | Кзат. дБ/м |
| L1 | 2500 | Расстояние от антенны до начала склона | 230 | Длина фидера м |
| L2 | 500 | Протяженность склона | 5,01 | КНД |
| H | 20 | Высота склона | 0,87 | КБВ |
| Z | 1000 | Расстояние по прямой между антеннами | 6,2 | Длина волны м |

Электродинамические параметры

10 Дизлектрическая проницаемость почвы

0,01 Проводимость почвы сим/м

Приоритет окна

Расчёт

Рис. 4. Окно ввода исходных данных в программу 2.

В качестве таких данных задаются: высота установки передающей h_1 [м] и приёмной h_2 [м] антенн над поверхностью Земли и расстояние между опорами антенн вдоль сферической поверхности Земли r [м], длину волны λ [м], проводимость σ [сим/м] и диэлектрическую проницаемость почвы ϵ в месте отражения радиоволны, параметры модели рельефа местности в соответствии с рис. 5, мощность радиопередатчика, параметры антенно-фидерного тракта.

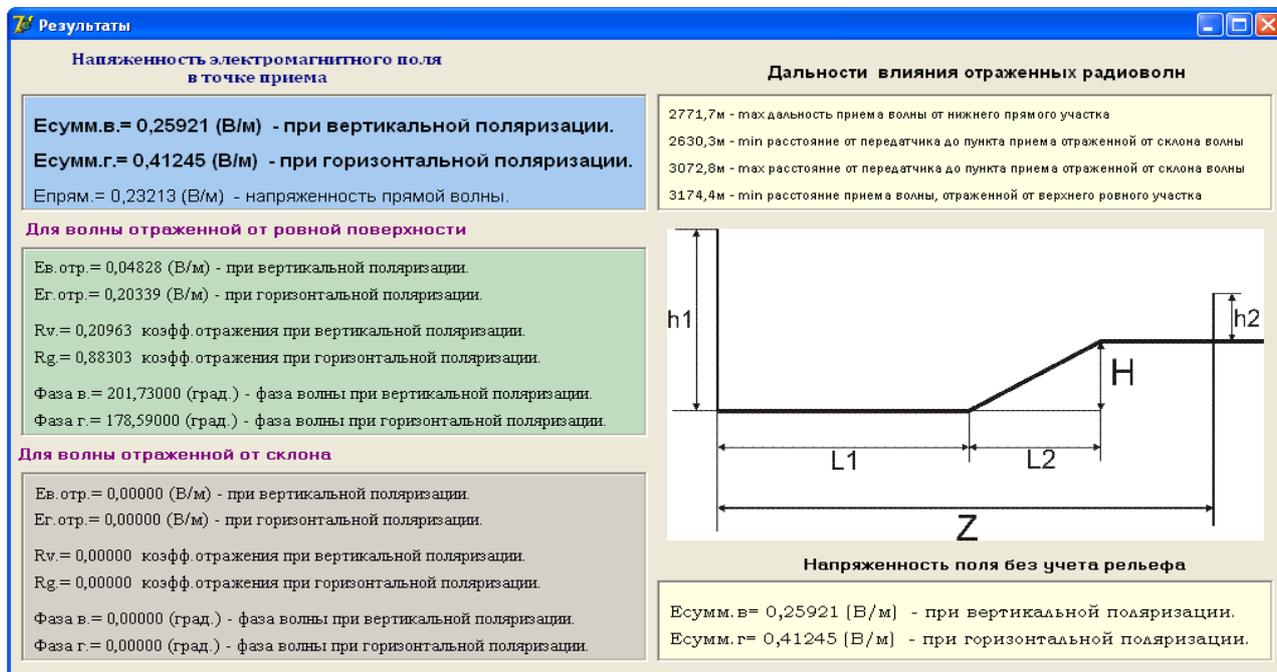


Рис. 5. Окно вывода результата расчетов по программе 2: напряжённостей поля прямой радиоволны, сумм полей прямой и отражённой поверхностью Земли волн для вертикальной и горизонтальной поляризаций, модулей и фаз коэффициентов отражения, геометрических характеристик волн (для данных рис. 4 нет отражения от склона и характеристики их отсутствуют).

Таблица 4. Характеристики передатчиков, расположенных на ИОРТПЦ.

| | | | | |
|---|---------|------|-------|-------|
| Характеристики для каналов | 1 | 3-5 | 11 | 25 |
| Мощности, Р [кВт] | 5 | 4 | 1 | 4 |
| Коэффициенты усиления антенн | 5,01 | 7,1 | 5,62 | 7,1 |
| Высоты передающих антенн, м | 192 | 173 | 152 | 183 |
| Длины волн λ , м | 6,186 | 3,41 | 1,38 | 0,592 |
| Частоты каналов телевидения, МГц | 48,5 | 88 | 217,4 | 506,8 |
| Коэффициенты стоячей волны в фидере | 1,15 | 1,15 | 1,15 | 1,15 |
| Коэффициенты бегущей волны в фидере | 0,87 | 0,87 | 0,87 | 0,87 |
| Тип входного разъема фидера | vach | vach | vach | vach |
| Волновое сопротивление фидера, Ом | 75 | 75 | 75 | 75 |
| Тип фидера | 75-7-22 | ВАХА | ВАХА | ВАХА |
| Длина фидера | 230 | 200 | 180 | 240 |
| Коэффициент затухания в фидере, Дб/км | 18,9 | 16,3 | 8,3 | 16,2 |
| Коэфф.-ты направленного действия антенн | 7 | 8,5* | 8 | 8,5 |

В таблице 5 приведены результаты расчетов напряженностей поля.

Таблица 5. Напряженности поля E (В/м), рассчитанные по программе 2 для 1, 3-5, 11, 25 телевизионных каналов, и результаты их некогерентного суммирования для программ 2 и 1.

| № точки согласно рис. 2,3 | 1 | 3-5 | 11 | 25 | Кв. корень из суммы E^2 | |
|---------------------------|------|------|------|------|---------------------------|------|
| | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 1 |
| 1 | 1,01 | 2,08 | 0,34 | 2,01 | 3,08 | 3,98 |
| 2 | 0,53 | 1,35 | 0,57 | 0,29 | 1,59 | 1,59 |
| 3 | 0,19 | 0,52 | 0,45 | 0,04 | 0,71 | 0,71 |
| 4 | 0,05 | 0,14 | 0,14 | 0,39 | 0,44 | 0,44 |
| 5 | 0,11 | 0,21 | 0,2 | 0,11 | 0,33 | 0,39 |
| 6 | 0,06 | 0,17 | 0,16 | 0,2 | 0,31 | 0,34 |
| 7 | 0,05 | 0,15 | 0,15 | 0,23 | 0,32 | 0,33 |
| 8 | 0,04 | 0,11 | 0,11 | 0,28 | 0,32 | 0,27 |
| 9 | 0,03 | 0,1 | 0,1 | 0,28 | 0,32 | 0,25 |
| 10 | 0,03 | 0,09 | 0,1 | 0,28 | 0,31 | 0,24 |
| 11 | 0,03 | 0,09 | 0,1 | 0,27 | 0,30 | 0,22 |
| 12 | 0,03 | 0,09 | 0,1 | 0,27 | 0,30 | 0,21 |
| 13 | 0,03 | 0,09 | 0,02 | 0,26 | 0,28 | 0,20 |

3. Анализ результатов расчетов напряженностей поля

Таблица 5 показывает монотонное уменьшение суммарных напряженностей поля, рассчитанных по программе 1. Для точек №1-4 результаты расчетов по программам 1 и 2 совпадают, что следует из рис. 2. Для точек №8-13 рассчитанные по программе 2 напряженности поля превышают рассчитанные по программе 1, что согласно рис. 2 объясняется влиянием рельефа местности, которое учитывает программа 2.

Результатов расчётов напряжённостей поля по программе 2 показывают монотонное убывание для точек №1-6, которое сменяется незначительным ростом этих напряжённостей для точек №7-9. Такой рост объясняется ростом высот этих точек согласно рис. 2.

Анализ результатов расчётов по программе 3 показал, что рассчитанные по этой программе значения напряжённостей поля УКВ, приведённые на рис. 6, существенно меньше значений, приведённых в таблице 5, что объясняется учётом дополнительного поглощения радиоволн в городской застройке, которое учитывается в методике [8].

Таким образом, анализ результатов расчётов суммарных напряжённостей поля УКВ, выполненных для окрестностей ИОРТПЦ по трём различным программам для направлений максимального излучения передающих антенн, показывает, что расчётные значения на удалениях, превышающих ≈ 500 м от ИОРТПЦ, существенно ниже установленной в [1] санитарной нормы 3В/м для постоянного проживания населения.

На удалениях меньше, чем ≈ 500 м от ИОРТПЦ, в расчётах необходимо учитывать уменьшение расчётных напряжённостей поля из-за диаграмм направленности (ДН) передающих антенн в вертикальной плоскости. При учёте таких ДН можно сделать вывод о том, что источники излучений ЭМП, расположенные на ИОРТПЦ, не создают напряжённости поля, превышающие ПДУ.

4. Сравнение результатов измерений и расчетов напряженностей поля

Сравнение результатов измерений и расчётов, приведённых на рис. 6, а также в таблицах 3 и 5, показывает, что измеренные значения существенно превосходят рассчитанные, особенно для расстояний от ≈ 2700 км до ≈ 3000 км.

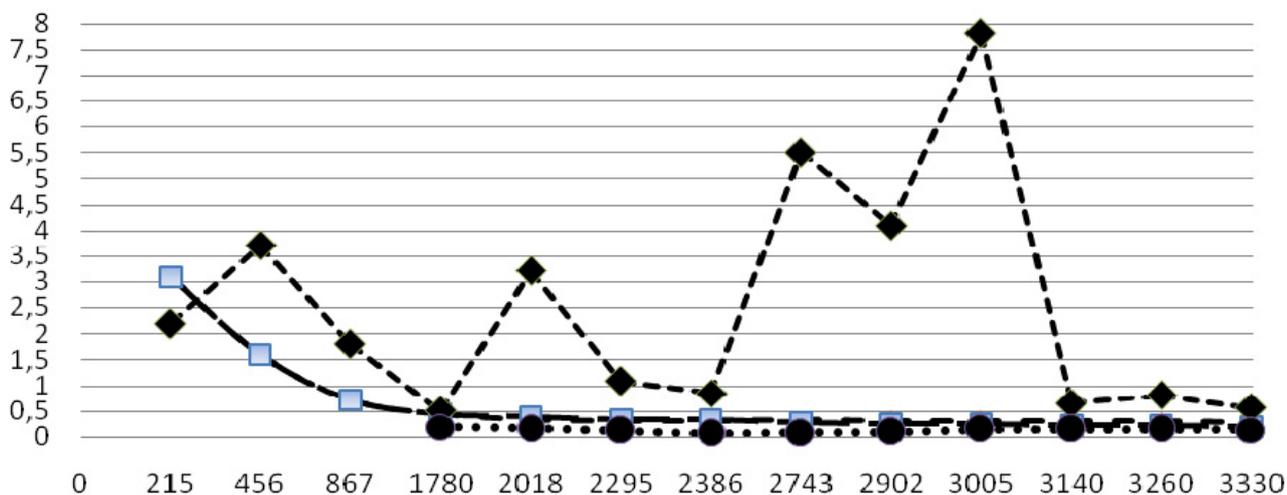


Рис. 7. Измеренные (♦) и рассчитанные (□ – программа 2, ● – программа 3) напряженности ЭМП (В/м) в зависимости от расстояний до ИОРТПЦ (м).

Из данных рис. 7 и таблиц 3,5 можно сделать вывод, что кроме самого мощного источника узкополосных ЭМП (ИОРТПЦ) в г. Иркутск существует еще ряд источников, которые создают широкополосный электромагнитный шум. В качестве таких источников важно рассмотреть движущиеся автомобили,

так как согласно карте рис. 1 на расстояниях 2500-3100 м от ИОТРПЦ имеется магистральная дорога с плотным движением автомобилей.

Системы зажигания двигателей создают мощные широкополосные радиопомехи от импульсных токов в цепях зажигания и от переходных процессов в этих цепях. Длительность импульсов составляет от долей мкс до единиц нс. Спектр такой помехи оказывается широким, до нескольких сотен МГц. Интенсивность помех максимальна в полосе частот от 30 до 300 МГц.

Согласно выполненным нами измерениям автомобиль может создавать суммарную напряженность ЭМП до 0.5 В/м, а суммарные радиопомехи, создаваемые группой автомобилей на удалении до 80 м от шоссе с интенсивным автомобильным движением, преобладают над остальными видами помех.

Выводы. Анализ измеренных и рассчитанных напряжённостей поля ЭМП для окрестностей ИОРТПЦ позволяет сделать следующие выводы:

1. Расчётные напряжённости поля не превышают санитарную норму 3В/м, установленную для проживания населения.

2. Измеренные напряжённости поля могут существенно превышать в местах в окрестностях интенсивных автомобильных потоков.

3. Для выводов о степени опасности здоровью населения электромагнитного загрязнения окружающей среды интенсивными потоками автомобилей необходимы дальнейшие исследования.

Библиографический список

1. СанПиН 2.1.8/2. 2.4.1383-03 «Гигиенические требования к размещению и эксплуатации передающих радиотехнических объектов и Дополнение по СанПиН 2.1.8/2.2.4.2302-07.

2. Протосевич Е.Т. Электромагнитный фон и его влияние на человека // Издательство ТПУ. – 2004. – 102 с.

3. Федорович Г.В. Экологический мониторинг электромагнитных полей // Москва – 2004. – 137 с.

4. Агарышев А.И., Власов В.Г., Куклин В.Л., Краев Ю.Н. Сравнение результатов измерений и расчётов напряжённостей поля радиоволн УКВ диапазона на основе приёма сигналов телевидения // Современные проблемы радиоэлектроники и связи: материалы VIII Всерос. науч.-тех. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых.–Иркутск: Изд-во ИрГТУ, 2009.– С.33-39.

5. Технический паспорт измерителя напряженности ЭМП ПЗ-31.

6. <http://sasgis.ru/sasplaneta/>

7. Агарышев А.И., Бабенков К.Н., Зверев А.Г. Особенности формирования поля УКВ с учётом отраженных от уклонов местности // XXIII Всероссийской научная конференция «Распространение радиоволн», 23-26 мая 2011 г.: [сб. докл.]: в 3 т./ редкол: Д.С. Лукин [и др.]. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2011. Том 2. – С. 13-17.

8. Локшин М.Г. Сети телевизионного и звукового ОБЧ ЧМ вещания: Справочник // М.: Радио и связь. - 1988. - 144 с.

РАСЧЕТ УГЛОВ ПРИХОДА ДЕКАМЕТРОВЫХ РАДИОВОЛН НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ ЗАКОНА ПРЕЛОМЛЕНИЯ

А.И.Агарышев, Жанг Н.М

Иркутский государственный технический университет
reierem@istu.edu

Введение и анализ ситуации. Одна из возможностей повышения эффективности коротковолновой (КВ) радиосвязи в диапазоне декаметровых (длины радиоволн $\lambda=10-100\text{м}$) заключается в оптимизации диаграмм направленности (ДН) приёмно-передающих антенн в вертикальной плоскости. Для решения этой задачи необходимы прогнозы углов излучения и приема радиоволн в вертикальной плоскости (углов места). Известные методы прогнозирования этих углов, например, рекомендованный к практическому использованию Международным консультативным комитетом по радио (МККР) метод [1], основаны на задании параметров ионосферы и расчётах характеристик радиоволн.

Метод [1] реализован в виде программы для ЭВМ, которая обеспечивает высокое быстродействие расчётов характеристик КВ и может применяться в задачах проектирования систем радиосвязи, требующих выполнения большого объема расчётов, например, при проектировании систем КВ-радиосвязи с вынесенным ретрансляционным пунктом (ВРП) [2]. Однако этот метод не учитывает регулярные (прогнозируемые) и случайные изменения параметров ионосферы вдоль радиолиний, т.е. не учитывает возможные отличия средних значений углов излучения и приёма КВ в вертикальной плоскости. Возможны также систематические ошибки прогнозов этих углов в условиях многослойной ионосферы (днём летом и в равноденствие) из-за нарушений теорем эквивалентности, лежащих в основе метода [1], в условиях сферической ионосферы.

Известны также методы, см., например, [3], основанные на численном интегрировании системы лучевых уравнений для ионосферы с изменяющейся в вертикальном и горизонтальном направлениях плотностью электронов N . Эти методы обеспечивают более высокую точность прогнозов углов места, но не обеспечивают необходимое при проектировании систем КВ-радиосвязи быстродействие расчетов характеристик КВ. Использование метода [3] не позволяет также учесть влияние случайных неоднородностей N , т.е. учесть эффекты рассеяния КВ такими неоднородностями [2].

Метод учёта влияния случайных (рассеивающих) радиоволны неоднородностей N обоснован в работе [2], но применение этого метода требует высокого быстродействия расчётов траекторий КВ. В работе [2] дано описание программных реализаций расчётов КВ для случайно-неоднородной ионосферы, основанных на аналитических выражениях, но эти реализации не учитывают влияние регулярных изменений N вдоль радиолиний, либо используют модель тонкого горизонтально-неоднородного отражающего слоя, что не позволяет рассчитывать характеристики верхних лучей (лучей Педерсена), отраженных слоем F2 ионосферы (модов 1F2в).

Цель доклада заключается в анализе возможностей применения известного закона преломления Снеллиуса для построения траекторий КВ в неоднородной ионосфере и решении на этой основе задач прогнозирования характеристик КВ с необходимой точностью и быстродействием.

Анализ результатов измерений углов места КВ

Важность поставленной задачи подтверждает анализ результатов измерений средних значений углов приёма КВ для траектории с одним отражением от слоя F2 ионосферы (мода 1F2), приведённых на рис. 1,2 из работы [2].

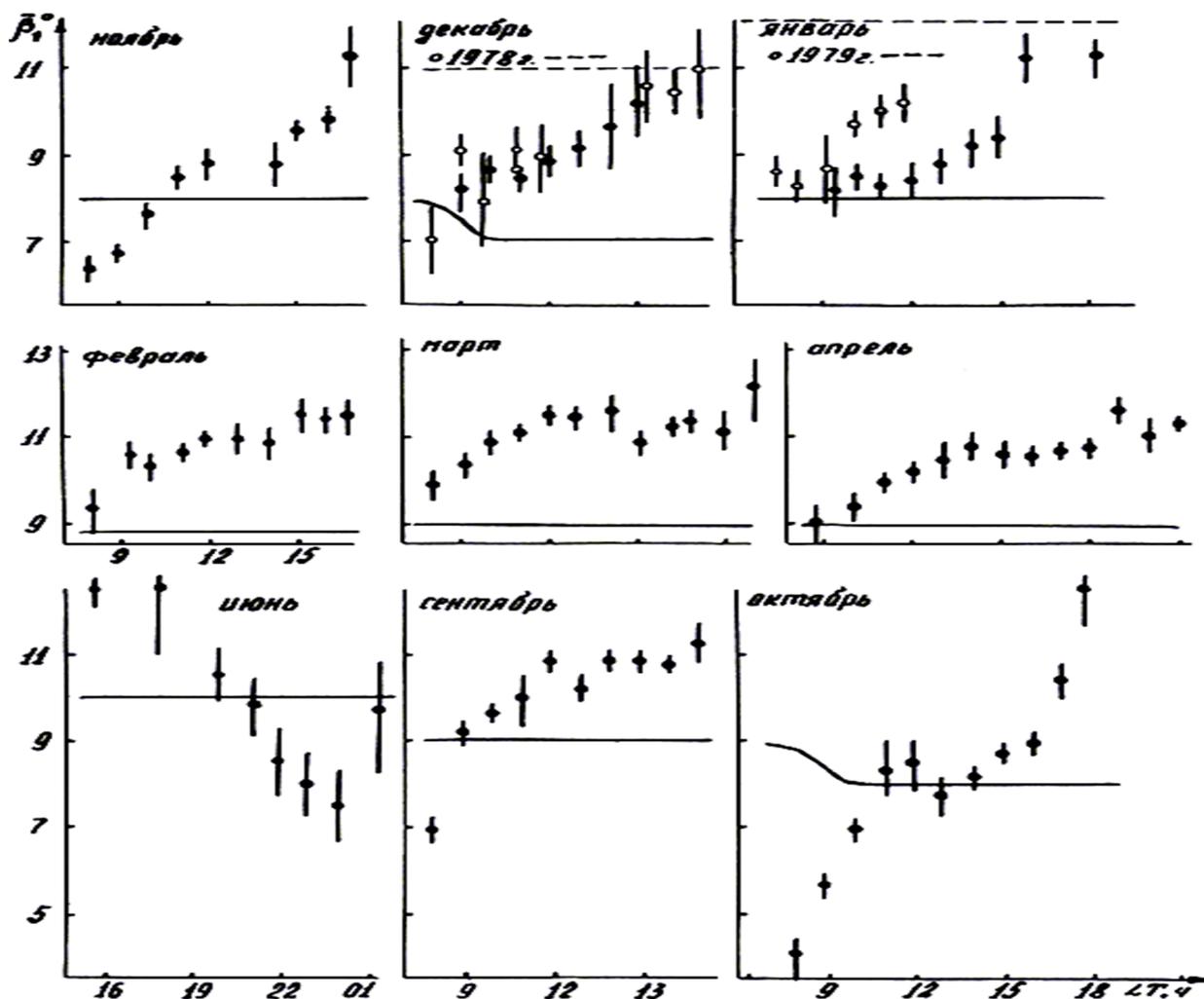


Рис. 1. Измеренные и рассчитанные методом [1] средние углы места мода 1F2.

На рис.1,2 точками с доверительными пределами (вертикальные линии) показаны измеренные на радиолинии Хабаровск-Иркутск (рабочая частота $f=16,8$ МГц) средние значения углов места для мода 1F2 β_1 в зависимости от местного времени в середине радиолинии ЛТ. Кружки на рис.1 соответствуют высокой активности Солнца (среднее сглаженное число солнечных пятен $W>110$), а точки – низкой и средней активности ($W<90$). Доверительные пределы для средних значений рассчитаны для надёжности 95% с учётом числа измерений и выборочных среднеквадратических отклонений измеренных значе-

ний от часовых средних значений. Сплошные ($W < 90$) и штриховые ($W > 110$) линии на рис. 1 соответствуют результатам прогнозов значений β_1 методом [1].

Рис. 1, 2 показывают характерную особенность регулярных суточных вариаций углов места для мода 1F2 зимой и в равноденствие, когда наблюдается практически монотонный рост этих углов от утра к вечеру. Наиболее резко этот эффект выражен в октябре, когда регулярные изменения углов места достигают 10° за сутки. Такие изменения объясняются регулярным (прогнозируемым) возрастанием плотности электронов N с запада на восток утром и обратным изменением - вечером. Приведенные на рис. 2 результаты сравнения экспериментальных данных β_1 [4] подтверждают такую интерпретацию.

Расчёты выполнялись для моделей регулярной ионосферы методом характеристик [4], учитывающим изменения N вдоль трассы и по высоте. Из рис. 1 видно также, что расчёты методом [1], который не учитывает такие изменения, т. е. даёт одинаковые значения углов излучения и приёма КВ, не позволяют объяснить β_1 .

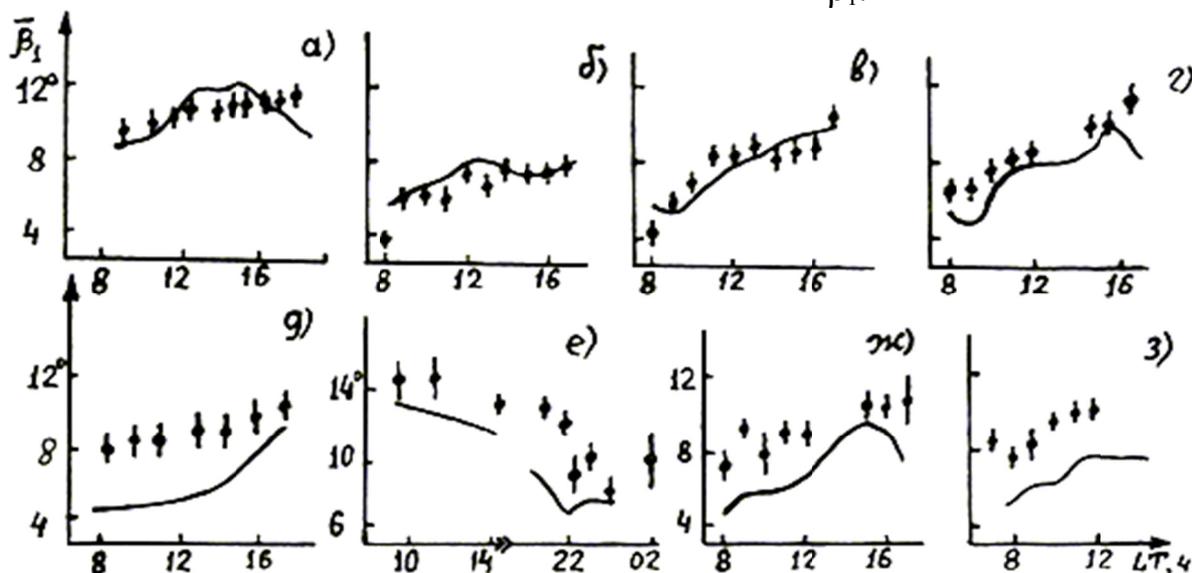


Рис. 2. Измеренные и рассчитанные средние углы места для мода 1F2: а), б), в), г), е) - апрель, сентябрь, октябрь, ноябрь, июнь 1977 г.; д) - февраль 1976 г.; г), ж) - декабрь 1978 г., з) - январь 1979 г.

Рис. 1, 2 показывают важную закономерность, согласно которой диапазон суточных изменений β_1 максимален в октябре, а, начиная с ноября, уменьшается, хотя продольные градиенты N , направленные противоположно утром и вечером, больше в ноябре, чем в октябре, и максимальны при высокой активности Солнца в январе. В феврале продольные градиенты N меньше, чем в январе, но согласно рис. 1, 2 диапазон суточных изменений β_1 больше, чем в январе. Рис. 2 показывает, что расчёты для скорректированных по данным ВЗ моделей регулярной ионосферы не объясняют такие аномалии суточных изменений β_1 , но лучше согласуются с экспериментом, чем расчёты методом [1]. Для объяснения этих эффектов кроме регулярных изменений N важно учесть случайные неоднородности N , интенсивность которых согласно результатам измерений [2] растёт от равноденствия к зиме и с ростом активности Солнца.

МОДЕЛЬ ГОРИЗОНТАЛЬНО-НЕОДНОРОДНОЙ ИОНОСФЕРЫ

Для прогнозирования характеристик распространения КВ необходимо задать модель ионосферы, выбрать метод расчёта этих характеристик, разработать алгоритм расчёта и соответствующую программу расчётов на ЭВМ. С этой целью используем известную трёхслойную модель ионосферы [5], где зависимости плазменных частот f_0 в слоях E, F1, F2 от высот h задают выражения:

$$f_{0E}(h) = f_{mE} \cdot \sqrt{1 - ((h - h_{mE}) / y_{mE})^2}, \quad h_{mE} = 110 \text{ км}, \quad y_{mE} = 20 \text{ км}, \quad 90 < h < 110 \text{ км}, \quad (1)$$

$$f_{0F1}(h) = f_{mE} \cdot (h \cdot 0,225 + h_{mF1} - 1,225 h_{mE}) / (h_{mF1} - h_{mE}), \quad 110 < h < h_{mF1}, \quad (2)$$

$$h_{mF1} = h_{mF2} \left(1 - 0,3 \cdot \sqrt{1 - 1,5 \cdot f_{mE}^2 / f_{mF2}^2} \right), \quad (3)$$

$$f_{0F2}(h) = f_{mF2} \cdot \sqrt{1 - ((h - h_{mF2}) / y_{mF2})^2}, \quad h_{mF1} < h < h_{mF2} \quad (4)$$

Рисунок 3 даёт графическую иллюстрацию зависимостей (1-4).

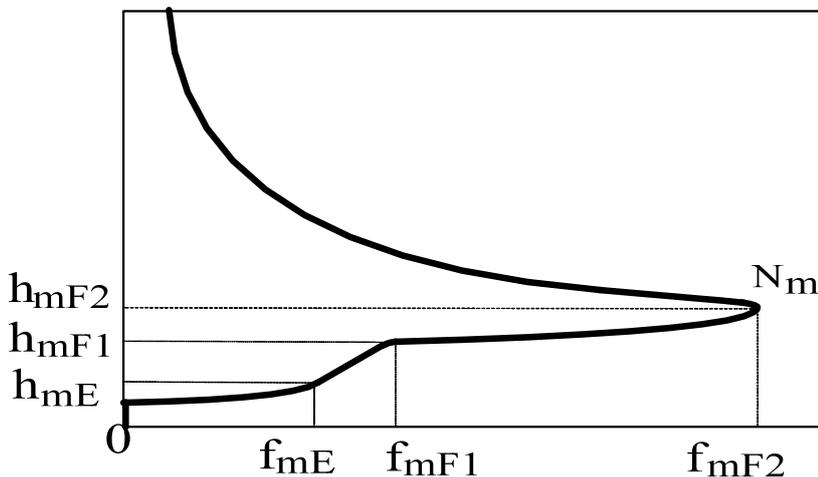


Рис 3. Модель высотной зависимости плазменных частот для слоев E, F1, F2.

Входящие в формулы (1-4) критические частоты ионосферных слоев E и F2 (f_{mE} , f_{mF2}), а также высота максимума плотности N_m слоя F2 (h_{mF2}) могут прогнозироваться в зависимости от географических координат, времени, активности Солнца с использованием известных статистических моделей ионосферы.

Можно рекомендовать модель [1], сочетающую быстрдействие расчётов с достаточной точностью прогнозирования параметров f_{mE} , f_{mF2} и коэффициента МПЧ для дальности 3000 км M(300)F2. По этим параметрам и формулам из работы [6] можно рассчитать значения h_{mF2} и полутолщины параболической аппроксимации слоя F2 ионосферы y_{mF2} .

При задании рабочих частот $f_{раб}$, времени, координат точек вдоль радиоприемной линии, уровней активности Солнца из (1-4) можно рассчитать зависимости показателя преломления ионосферы от высот h и дальностей z вдоль радиоприемной линии:

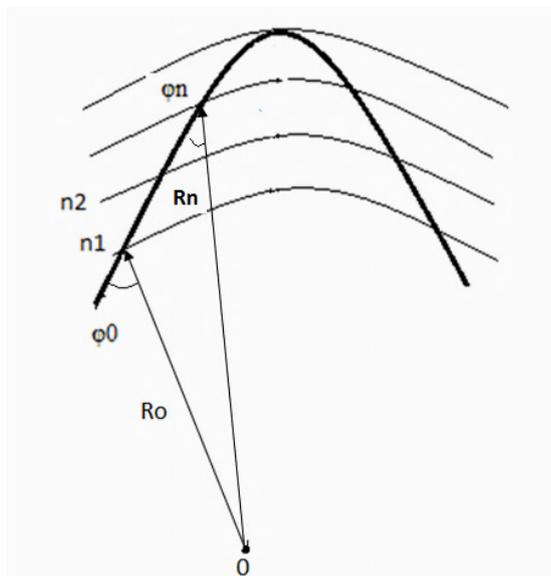
$$n_1 = \sqrt{1 - \left(\frac{f_{oF2}}{f_{раб}} \right)^2}$$

где n_1 соответствует показателю преломления в слое F2 ионосферы.

Применение закона преломления для расчётов траекторий КВ

Задание зависимостей показателей преломления в виде зависимостей $n(h,z)$ позволяет применить закон преломления для сферически-слоистой среды распространения радиоволн (ионосферы), известный как закон Снеллиуса [3]:

$$n_1 \cdot R \cdot \sin(\varphi_1) = n_0 \cdot R_0 \cdot \sin(\varphi_0), \quad (5)$$



где n_1 – коэффициент преломления среды для радиуса R_1 между уровнем 1 и центром Земли O , φ_0 – угол между траекторией волны и радиусом R_0 , n_2 – коэффициент преломления среды для уровня 2 с радиусом R_2 и углом φ_2 и т.д. до уровня n , что показывает рис. 3.

Рис. 3. Построение траектории волны в соответствии с законом Снеллиуса.

Согласно рис.3 траектория КВ состоит из трёх участков: 1) прямая между радиопередатчиком и нижней границей отражающего слоя; 2) искривлённая траектория в отражающем слое; 3) прямая между нижней границей этого слоя и приёмником.

Алгоритм построения траектории КВ на участке 2 заключается в разбиении его на отдельные участки, длины которых существенно меньше общей длины участка 2. Затем закон (5) применяется последовательно для каждого из участков, где траектория аппроксимируется простыми функциями. Рекомендации по выбору функций и длин участков будут даны в дальнейшем на основе сравнения с точными решениями, приведёнными, например, в работе [2].

Библиографический список

1. A simple HF propagation method for MUF and field strength // Document CCIR 6/288. - CCIR XVIth Plenary Assembly. – Dubrovnic. - 1986. - 34 p.
2. 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.
3. Сажин В. И. Компьютерное моделирование распространения радиоволн в регулярной ионосфере: учеб. пособие. Иркутск: Изд-во Иркут. гос. ун-та, 2010. 91 с.
4. Агарышев А.И., Г.В. Дубовская, М.К. Ивельская и др. Оценка применимости некоторых моделей ионосферы для расчета углов прихода декаметровых радиоволн // Техника средств связи. Серия "Системы связи". М.: ЦООН-ТИ "Экос". 1982. Вып.4. С. 3-8.
5. 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. N12. – P. 2131-2146.

АКТУАЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ NGN НА СЕТЯХ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ТРАНСПОРТА

А.В.Астахов, Г.В.Попов

Иркутский государственный университет путей сообщения

Введение

Для обеспечения эффективной работы железнодорожного транспорта необходима цифровая сеть связи, обеспечивающая высокие скорости передачи, показатели надежности и качества, широкие функциональные возможности, позволяющие адаптировать ее к структурным перестройкам системы управления. Реорганизация системы управления железных дорог тесно связана с использованием новых телекоммуникационных технологий. Сеть связи следующего поколения (NGN – Next Generation Network) – это концепция построения сетей связи, обеспечивающих представление неограниченного набора услуг с гибкими возможностями по их управлению, персонализации и созданию новых услуг [1]. Технология сетей нового поколения позволит, используя ресурсы сети передачи данных железнодорожного транспорта, интегрировать в едином потоке передачу голоса, данных, видео, сигналов телемеханики, телеуправления с использованием протокола Ethernet.

Яркими примерами в России является строительство таких сетей, произведенное организацией «Сибирьтелеком» в Чите на АМТС и ряде городских АТС, а также создание сети компанией «Дальсвязь» между Петропавловском-Камчатским и Усть-Большерецком. Данные сети успешно эксплуатируются. Во Франции строительство сетей NGN было произведено компанией SNCF вдоль скоростной ветки для поездов на восток (Париж - Страсбург) в 2006 и 2007 гг. Однако нет опыта внедрения их на железнодорожном транспорте в России.

Цифровые сети связи железнодорожного транспорта организованы с использованием технологии SDH. Как было отмечено выше, для эффективного обеспечения технологического процесса в настоящее время необходимо увеличивать пропускную способность сети передачи данных железной дороги. В связи с этим стоит активно внедрять технологию NGN, более выгодную, так как передача информации по протоколу Ethernet дешевле, чем в сетях с SDH. Эффективное использование технологии сетей нового поколения (NGN) на железной дороге встречает ряд трудностей, из которых самой важной является задержка прохождения сообщений. Очень важно для проектирования NGN использовать релевантные модели трафика. В работе [5] нами было предложено решение о выборе модели качества обслуживания для сети передачи данных железнодорожного транспорта. Наиболее целесообразно применять комбинированное использование моделей IntServ и DiffServ. К примеру, в пределах станции применять модель IntServ, для организации сети между станциями - модель DiffServ.

Самоподобие телекоммуникационного трафика.

Последние исследования показывают, что телекоммуникационный трафик для большинства видов сервисов является самоподобным (фрактальным), т.е. в нем присутствуют так называемые всплески или пачки пакетов, наблюдаемые в различных временных интервалах (от миллисекунд до часов) [2].

Пакетизированная передача информации, то есть передача в виде дейтограмм (пакетов), требует пересмотра многих задач теории телетрафика, связанных с описанием потоков и расчетом нагрузок на сеть в связи с проявлением свойств самоподобия в сетевом трафике. Предположение о том, что потоки информации в сетях являются стандартными пуассоновскими, уже не выполняется, поскольку эти потоки уже не являются суперпозицией большого числа независимых стационарных ординарных потоков равномерно малой интенсивности. Пачечный характер трафика, характеризующийся резким возрастанием числа пакетов в сети, создает сложные условия функционирования сетевых структур, находящихся под его воздействием. Это вызвано тем, что как длина пачек, так и паузы между ними изменяются в широких пределах временных интервалов. Вследствие этого создаются условия резкой перегрузки сетевых элементов, чередующиеся с периодами простоя. Попытка преодолеть эту трудность за счет буферизации приводит к резкому снижению вероятностно-временных характеристик сети связи в целом [2].

Многочисленные публикации, появившиеся в последние годы, посвящены созданию математических моделей долговременно зависящего трафика для анализа сетевой производительности при построении очередей.

Авторы одной из статей [6] изучали математическую модель сети связи $M/M/n/m$, предполагая, что случайный процесс имеет марковский характер, а время обслуживания – экспоненциальное. Изменяя количество каналов, но при этом, оставив объем буфера системы неизменным, авторы сделали вывод о том, что с ростом числа каналов среднее время задержки уменьшается, при этом коэффициент загрузки канала увеличивается, при уменьшении объема буфера эта зависимость стала более существенной.

Сложность аналитического описания процессов в системе массового обслуживания (СМО) с самоподобной входной нагрузкой и несколькими приоритетами, и как следствие недостаточность проработки данных вопросов, вызывает необходимость проведения имитационного моделирования. Это позволило бы исследовать процессы, протекающие в сетях связи, и выявить закономерности их протекания.

Выбор модели для реализации метода статистических испытаний.

В статье [7] проводя исследование самоподобного трафика методом Монте-Карло, авторы делают вывод о том, что при обработке самоподобного трафика необходимо снижать память системы; для поддержания QoS на заданном уровне следует управлять числом каналов в каждом направлении передачи информации, снижая время пребывания в очереди за счет уменьшения объема буферной памяти в узлах коммутации. Однако при реализации опыта авторы

использовали достаточно упрощенную модель многоканальной СМО с ограниченной очередью.

На вход СМО, имеющей n каналов обслуживания, поступает заявок с интенсивностью λ . Интенсивность обслуживания заявки каждым каналом равна μ , а максимальное число мест в очереди равно m . Граф такой системы представлен на рисунке 1.

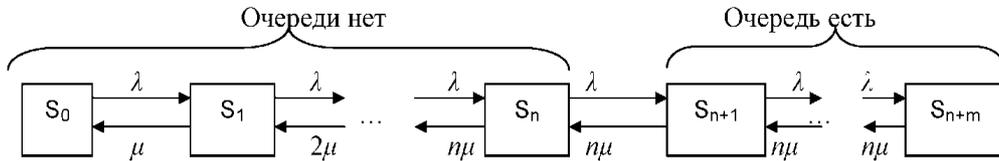


Рисунок 1. Граф многоканальной СМО с ограниченной очередью.

S_0 – все каналы свободны, очереди нет;

S_l – заняты l каналов ($l = 1, n$), очереди нет;

S_{n+i} – заняты все n каналов, в очереди находится i заявок ($i = 1, m$).

Учитывая специфику железнодорожного транспорта необходимо учитывать время ожидания заявки в очереди, так как этот фактор является определяющим. Таким образом, для моделирования имеет смысл воспользоваться многоканальной системой массового обслуживания с ограниченной очередью и ограниченным временем ожидания в очереди. Отличие такой СМО от СМО, рассмотренной выше, состоит в том, что время ожидания обслуживания, когда заявка находится в очереди, считается случайной величиной, распределённой по показательному закону с параметром $n = \frac{1}{t_{ож}}$, где $t_{ож}$ – среднее время ожидания

заявки в очереди, а n – имеет смысл интенсивности потока ухода заявок из очереди. Граф такой СМО изображён на рисунке 2.

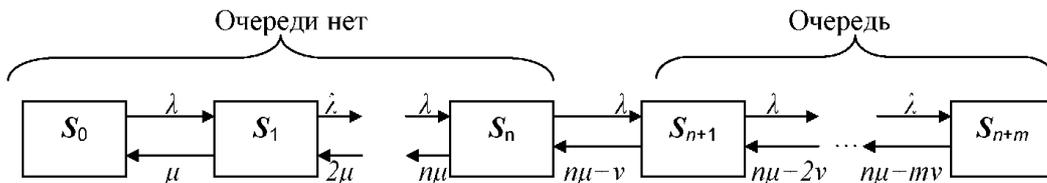


Рисунок 2. Граф многоканальной СМО с ограниченной очередью и ограниченным временем ожидания в очереди.

Также необходимо учитывать физическую топологию сети, чтобы оценить вероятность доставки заявки через промежуточные узлы.

На рисунке 3 представлена сеть, содержащая N узлов, причем каждый i -й узел состоит из m_i серверов с показательным распределением времени обслуживания с параметром μ_i . В каждый узел извне поступает пуассоновский поток заявок с интенсивностью u_i . Покидая i -узел, заявка с вероятностью r_{ij} поступает в j -й узел.

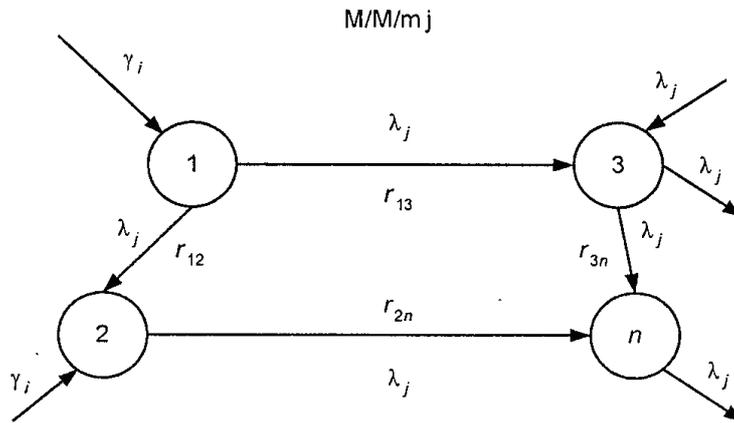


Рисунок 3. Сеть из многих СМО.

Кроме проблем, указанных выше, существует еще одно важное свойство случайного процесса. Это свойство описывает вероятностную связь между состояниями случайного процесса. Так, например, если в случайном процессе вероятность перехода системы в каждое последующее состояние зависит только от предыдущего состояния, то такой процесс называется процессом без последдействия (Рисунок 4).

Зависимость $P_{i/i+1} = f(S_i)$ называют переходной вероятностью, часто говорят, что именно процесс без последдействия обладает марковским свойством, однако, строго говоря, здесь есть одна неточность. Дело в том, что можно представить себе случайный процесс, в котором вероятностная связь существует не только с предшествующими, но и более ранними (S_{i-1}, S_{i-2}, \dots) состояниями, т.е. $P_{i/i+1} = f(S_i, S_{i-1}, S_{i-2})$.

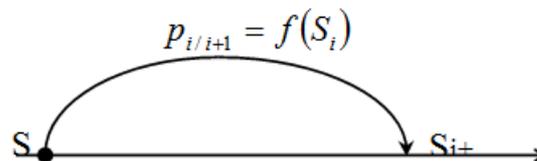


Рисунок 4. Схема процесса без последдействия.

Это обстоятельство должно обязательно учитываться при составлении математической модели трафика на сети железнодорожного транспорта.

Проблема генерирования псевдослучайных чисел.

Моделирование трафика в сети NGN при внедрении на железнодорожном транспорте требует предварительной оценки ее пропускной способности. Для решения данного вопроса следует применять метод статистических испытаний (Монте-Карло). Точность вычислений метода очень сильно зависит от качества используемого генератора псевдослучайных чисел; скорость вычислений определяется функцией, описывающей анализируемый процесс.

Если генератор порождает последовательность случайных чисел неравномерно, т.е. числа оказываются смещенными в какую-то часть интервала (одни числа выпадают чаще других), то результат решения задачи, решаемой ме-

тодом Монте-Карло, может оказаться недостоверным. Поэтому проблема использования хорошего генератора действительно случайных и равномерно распределенных чисел стоит очень остро.

Математическое ожидание m_r и дисперсия D_r такой последовательности, состоящей из n случайных чисел r_i , должны быть следующими (если это равномерно распределенные случайные числа в интервале от 0 до 1):

$$m_r = \frac{\sum_{i=1}^n r_i}{n} = 0.5$$

$$D_r = \frac{\sum_{i=1}^n (r_i - m_r)^2}{n} = \frac{1}{12}$$

В настоящее время наиболее популярными генераторами случайных чисел являются генераторы, в которых используется следующая схема, предложенная Д. Г. Лехмером в 1949 году. В этой схеме выбирается четыре числа:

$$\begin{aligned} m, & \text{ модуль; } 0 < m; \\ a, & \text{ множитель; } 0 \leq a < m; \\ c, & \text{ приращение; } 0 \leq c < m; \\ X_0, & \text{ начальное значение; } 0 \leq X_0 < m. \end{aligned}$$

Последовательность случайных чисел реализуется следующей формулой:

$$X_{n+1} = (aX_n + c) \bmod m, n \geq 0.$$

Изначально число X_0 может быть выбрано произвольно. Если программа используется несколько раз и каждый раз требуются различные источники случайных чисел, то нужно присвоить X_0 последнее полученное значение X на предыдущем цикле.

Число m должно быть большим 2^{30} .

Множитель a предпочтительно выбирать между $0.01m$ и $0.99m$, и его двоичные или десятичные цифры не должны иметь простую регулярную структуру.

Значение c не существенно, когда a - хороший множитель, за исключением того, что c не должно иметь общего множителя с m .

Обычно лучше считать X случайной дробью X/m между 0 и 1, т. е. представлять себе X с десятичной точкой слева, а не относиться к X как к случайному целому числу между 0 и $m - 1$. Чтобы подсчитать случайное целое число между 0 и $k-1$, нужно умножить его на k и округлить результат.

Можно генерировать не больше $m/1000$ чисел, иначе последующие будут вести себя подобно предыдущим. Если $m = 2^{32}$, значит, новая схема должна использоваться после генерирования нескольких миллионов случайных чисел.

Работая с функцией, описывающей анализируемый процесс, необходимо, по крайней мере, дважды использовать различные источники случайных чисел, прежде чем получить решения. Это будет указывать на стабильность результатов генерирования, а также оградит от ошибок генераторов со скрытыми недостатками.

Заключение

В заключение отметим, что процесс моделирования сетей нового поколения на железнодорожном транспорте встречает ряд существенных трудностей. В частности, телекоммуникационные сети железнодорожного транспорта имеют очень разветвленную структуру. Необходимо учесть этот фактор, так как физическая топология сети оказывает существенное влияние на результат моделирования. Очень важно выбрать релевантную модель СМО и генератора псевдослучайных чисел. Выбор параметров генератора определит точность вычислений при имитационном моделировании. Во избежание скрытых недостатков необходимо использовать как минимум два источника псевдослучайных чисел.

Библиографический список

1. Гольдштейн Б.С., Ехриель И.М., Рерле Р.Д. Интеллектуальные сети. – М.: Радио и связь, 2000. – 512 с.
2. Шелухин О. И., Теняков А.М., Осин А.В. Фрактальные процессы в телекоммуникациях. – М: Радиотехника, 2003. – 408 с.
3. Крылов В. В., Самохвалова С. С. Теория телетрафика и ее приложения. - СПб.: БХВ - Петербург, 2005. - 288 с.: ил.
4. Кнут Д. Э. Искусство программирования. Т. 2. Получисленные алгоритмы. - Вильямс, 2007. - 832 с.
5. Попов Г.В., Астахов А.В. Выбор модели качества обслуживания для сетей передачи данных железнодорожного транспорта. // Современные проблемы радиоэлектроники и связи: материалы IX Всероссийской науч.-тех. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых (Иркутск, 26 мая 2010 г.)/ под ред. А. И. Агарышева, Е. М. Фискина. Иркутск: Изд-во ИрГТУ, 2010. 280с.
6. Фомин Л. А., Скоробогатов С. А. Моделирование сетей связи методом статических испытаний при обслуживании самоподобного трафика // Вестник Ставропольского государственного университета. 2009. №63.
7. Малофей О.П., Фомин Л.А., Радионов В.В., Ряднов Д.С. Моделирование самоподобного трафика при построении сетей NGN // Известия ЮФУ. Технические науки.
8. www.nateks.ru/index/ngn_to_sdh

ВЛИЯНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ МОДОВОЙ ДИСПЕРСИИ НА ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Д.В.Бажухин, В.С.Марюхненко

Иркутский государственный университет путей сообщения
maryuhnenko__v@irgups.ru

Волоконно-оптическая связь - вид проводной электросвязи, использующий в качестве носителя информационного сигнала электромагнитное излучение оптического диапазона. Благодаря высокой несущей частоте и широким возможностям мультиплексирования пропускная способность волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) многократно превышает пропускную способность всех других систем связи и может измеряться терабитами в секунду. Чем больше пропускная способность, тем выше скорость передачи. На скорость передачи сигнала ВОЛС и на его качество влияет состояние поляризации системы.

Поляризация оптического излучения в произвольной точке волоконно-оптической сети не известна. Она зависит от множества факторов. Но, прежде всего, от геометрического пути волокна и характера двулучепреломления. От состояния поляризации света зависят характеристики излучения, а именно: вносимые потери, центральная длина волны и полоса пропускания.

Чтобы гарантировать достоверность характеристик сети, нужно учитывать зависимость качества связи от поляризационных характеристик всех пассивных компонентов, используемых в системе.

Механические воздействия на волокно в скрученном кабеле создают несимметричные механические напряжения, увеличивающиеся при его намотке. Во время монтажа кабель непрерывно подвергается напряжениям. Всё это ведет к локальным, случайно распределенным деформациям волокна, которые нарушают геометрию волокна или соосность сердцевины и оболочки.

В любой точке волокна импульс поляризованного оптического излучения можно разложить на поляризационные составляющие с двумя взаимно ортогональными состояниями поляризации, направленными вдоль двух локально ортогональных осей волокна, так называемых, быстрой и медленной осей. В уложенном в кабель волокне направление этих осей и относительная разность скоростей распространения по каждой оси изменяются вдоль оптического пути. Разница времен распространения импульсов по быстрой и медленной осям называется дифференциальной групповой задержкой $DT(\lambda_i)$, где λ_i средняя длина волны импульса. Величина задержки поляризационной модовой дисперсии (ПМД) определяется как значение дифференциальной групповой задержки усредненное по длинам волн:

$$P_n = \left[\int_{\lambda_i} DT(\lambda_i) d\lambda \right] / \lambda_i$$

Для идеализированной модели явление ПМД можно представить так, что различные участки волокна имеют постоянные по времени, но различные на каждом участке направления осей двулучепреломления. На каждом участке во-

локна возникнет задержка во времени между компонентами оптического сигнала, разложенного по быстрой и медленной осям. Направление осей двулучепреломления соседних участков волокна меняется случайным образом, поэтому форма и фронты оптического импульса уширяются, что ухудшает условия декодирования сигнала в приемнике (рис.1.). Таким образом, поляризационная модовая дисперсия является существенным фактором, ограничивающим скорость передачи по волокну.

Так как результаты измерения отдельных факторов, вызывающих поляризационную модовую дисперсию, заранее неизвестны, то явление ПМД следует рассматривать как непрерывный и нестационарный стохастический процесс.

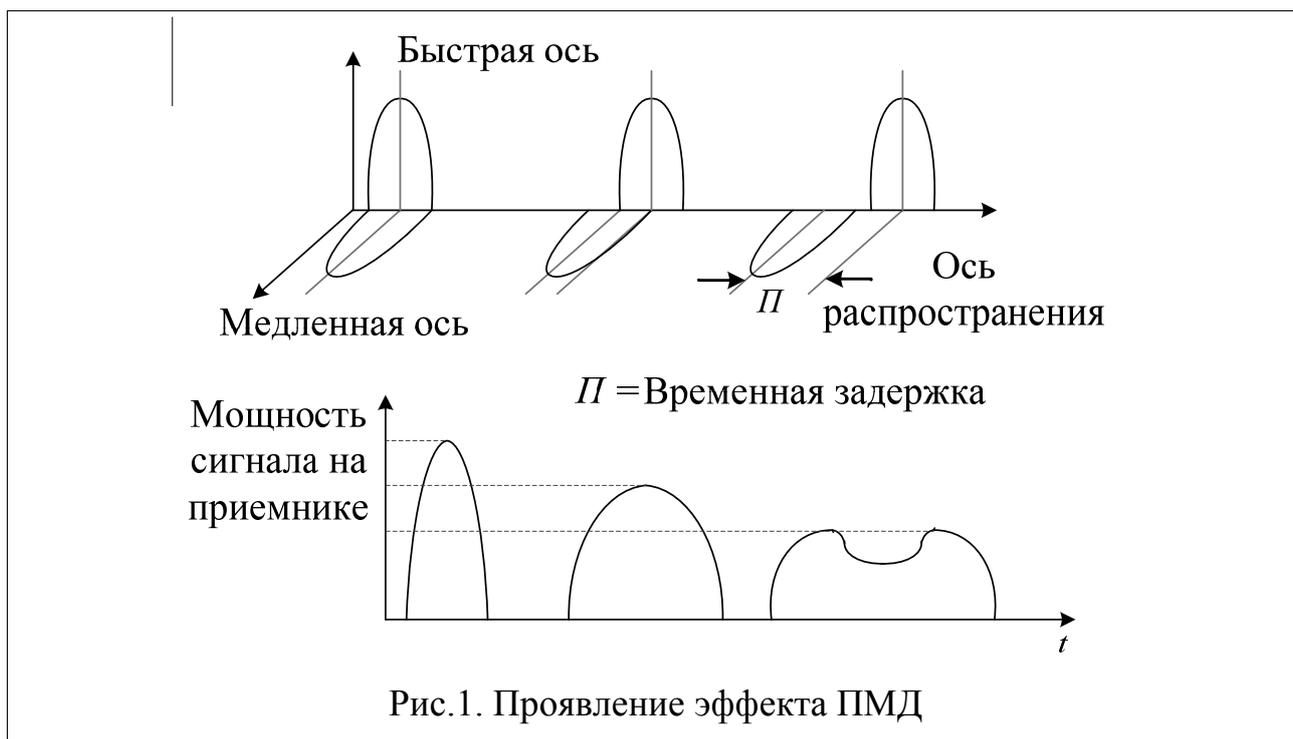


Рис.1. Проявление эффекта ПМД

Влияние ПМД на качество сигнала в линии связи возрастает с ростом:

- количества участков линии, (при большем количестве участков, форма и границы оптического импульса претерпевают большее временное расплывание);
- скорости передачи,- при возрастании скорости передачи, возрастает число импульсов в линии связи, поэтому имеется большая вероятность, перекрывания импульсов друг другом;
- количества каналов,- при увеличении числа каналов возрастает вероятность большого отклонения дифференциальной групповой задержки от среднего значения хотя бы в одном канале.

Для вычисления ПМД линии связи, состоящей из нескольких участков, выполняют процедуру статистического суммирования. Общая поляризационная модовая дисперсия линии связи [1]:

$$P_{общ} = \sqrt{\left(\sum_{n=1}^N P_n^2 \right)} = \sqrt{\sum_{n=1}^N \left(\frac{1}{\lambda_i} \int_{\lambda_i} D P(\lambda_i) d\lambda \right)^2}$$

где P_n – поляризационная модовая дисперсия одного участка.

Из этой формулы можно сделать вывод, что один плохой участок волокна ухудшает показатели качества для всей линии связи. Поэтому необходимо проводить тестирование всех участков линии в сети связи.

ПМД можно уменьшить путем:

- тщательно контролируя геометрию волокна;
- увеличивая связь мод в волокне (уровень обмена мощностью между основными состояниями поляризации).

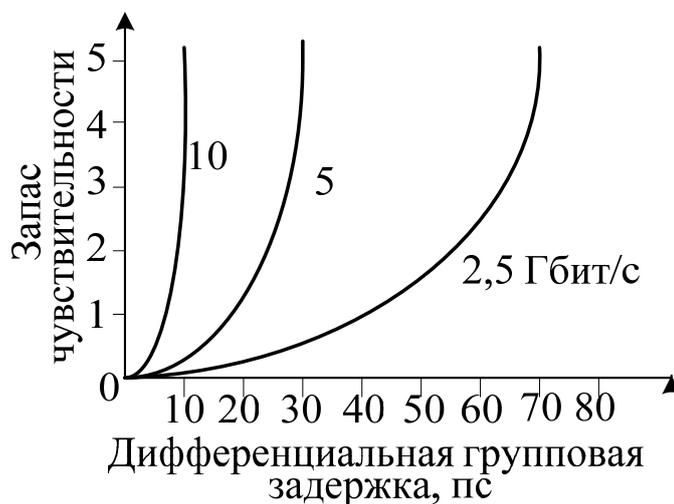


Рис.2. Дополнительный запас по чувствительности, связанный с ПМД

На рис.2 показан запас чувствительности по мощности приемника, связанный с ПМД. Для каждой из трех стандартных скоростей передачи даны зависимости дополнительного запаса чувствительности для надежного декодирования сигнала от заданной дифференциальной групповой задержки.

Вывод: Дисперсионные искажения, вызванные нарушением геометрии волокна, являются основной причиной, сдерживающей дальнейшее увеличение скорости и дальности передачи информации в волоконно-оптических линиях связи. Явление поляризационной модовой дисперсии, усугубляемое потерями, приводит к уширению импульсов излучения, влияет на относительный уровень ошибок и вносит серьезные искажения гармоник.

Библиографический список

1. Андрэ Жирар. Руководство по технологии и тестированию систем WDM. – М.: EXFO, 2001. / Пер. с англ. под ред. А.М. Бродниковского, Р.Р. Убайдуллаева, А.В. Шмалько. / Общая редакция А.В. Шмалько.
2. Слепов Н. Н. Современные технологии цифровых оптоволоконных сетей связи. – М.: Радио и связь, 2000.

ШУМЫ ЭРБИЕВЫХ ОПТИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ

А.А.Барашов, В.С.Марюхненко

Иркутский государственный университет путей сообщения
maryuhnenko__v@irgups.ru

Современные системы связи для передачи информации на большие расстояния с высокой скоростью ($v > 2$ Гбит/с) построены на основе использования оптического излучения (ОИ) и ВОЛС. При распространении ОИ по ВОЛС сигнал испытывает затухание. Для восстановления интенсивности необходимо через каждые ~ 100 км устанавливать оптические усилители (ОУ) [1].

В настоящее время используются следующие виды оптических усилителей: с резонатором Фабри-Перо, Рамановские, полупроводниковые лазерные, на волокне, легированном ионами редкоземельных элементов (эрбиевые, неодимовые, иттербия и т.д), на волокне, использующие бриллюэновское рассеяние. Преимуществом эрбиевых усилителей (ЭУ) является отсутствие преобразования в электрический сигнал, возможность одновременного усиления сигналов с разными длинами волн, соответствие рабочего диапазона с длиной волны окна прозрачности 1550 нм.

Оптические усилители, в том числе эрбиевые характеризуются [2]: а) коэффициентом усиления усилителя; б) мощностью насыщения; в) чувствительностью усиления к поляризации сигнала; г) динамическим диапазоном; д) усиленным спонтанным излучением; е) коэффициентом шума.

1) *Коэффициент усиления усилителя* - это отношение мощности оптического сигнала на входе усилителя к мощности на выходе, измеренные на рабочей частоте (или соответствующей длине волны) при малом уровне входного сигнала, гарантирующем отсутствие насыщения выходного сигнала.

2) *Мощность насыщения* - определяется как значение мощности сигнала на выходе, при которой коэффициент усиления в два раза меньше максимального значения коэффициента усиления, достигаемого при малом входном сигнале.

3) *Чувствительность усиления к поляризации* характеризует степень зависимости параметров усилителей от направления поляризации, состояние которой может изменяться под действием случайных изменений формы сердцевины и статическим напряжением отрезка оптоволокна .

4) *Динамический диапазон* показывает диапазон входной мощности оптического сигнала, при котором коэффициент усиления остается постоянным.

5) *Усиленное спонтанное излучение (УСИ)* – это излучение, возникающее при спонтанном переходе ионов эрбия на основной энергетический уровень. УСИ возрастает при отсутствии внешнего источника излучения и является источником шума усилителя.

6) *Коэффициент шума* - коэффициент, показывающий отношение величины сигнал/шум до и после прохождения ОУ [3].

Сигнал - спонтанный шум – это сигнал, возникающий при смешении полезного сигнала с белым шумом излучения УСИ. Так как частота сигнала с

шумом УСИ оказывается внутри полосы частот несущей, промодулированной полезным сигналом, то его фильтрация становится достаточно важной и трудоемкой операцией. Измерение данного шума производится с помощью шум-фактора.

Шум-фактор NF (в дБ), обусловленный сигнал-спонтанным, можно определить по мощности P_{ASE} на длине волны сигнала λ_c коэффициенту усиления G и измеренной ширине полосы B (в герцах) [4]:

$$NF = 10 \lg [P_{ASE}(\lambda_c) / G(\lambda_c) \cdot h\nu \cdot B]$$

Для снижения шума эрбиевых оптических усилителей применяются: а) двунаправленная накачка с разными длинами волн; б) каскадное включение эрбиевого и рамановского усилителей с фильтром-выравнивателем; в) установка циркулятора с решеткой Брегга.

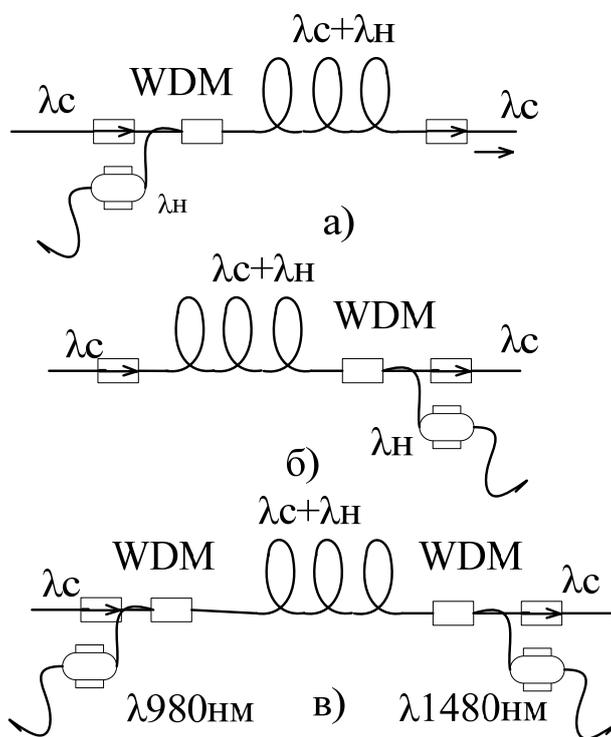


Рис.1

Применение двунаправленной накачки (рис.1.) Прямое направление накачки (рис. 1,а) дает наиболее низкий уровень шума. Это предпочтительно при небольшой мощности входного сигнала и максимальных значениях коэффициента усиления. При встречном направлении накачки (рис.1,б) проще достигается режим насыщения. Это предпочтительно в тех случаях, когда требуется на выходе сигнал максимально возможную мощность.

При совместном применении двух лазеров накачки различных длин волн (рис.1,в) рекомендуется осуществлять накачку на 1480 нм в обратном направлении, а накачку на 980 нм – в прямом. Это позволяет использовать преимущества обоих методов. Лазер накачки 1480 нм обладает более высокой квантовой эффективностью, но при этом и несколько более высоким коэффициентом шума, в то время как для лазера 980 нм можно снизить уровень шумов почти до

уровня квантовых флуктуаций.

На практике используют каскадное включение эрбиевого и рамановского усилителей с дополнительным фильтром-выравнивателем характеристики усиления в полосе до 100 нм. Такое включение существенно уменьшает величину шума усиленной спонтанной эмиссии.

Использование схемы циркулятора с решеткой Брэгга (рис.2)

Решетка Брэгга – представляет собой отрезок стекловолокна, в сердцевине которого изготовлена дифракционная решетка Брэгга, работающая как спектральный фильтр. Циркулятор (Ц) -

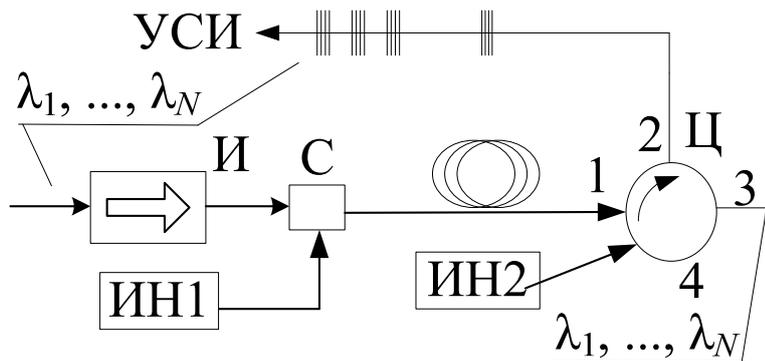


Рис.2.

многорукавое устройство для направленной передачи энергии оптических колебаний от одного плеча к другим в строгом порядке.

Сигнал с входа проходит через изолятор (И), который не пропускает излучение обратно в источник, далее поступает сумматор (С), в котором информационный сигнал складывается с сигналом лазера накачки (ИН). Затем сигнал усиливается эрбиевым легированным волокном и поступает в порт циркулятора. Компоненты усиленного и зашумлённого сигнала, имеющие длины волн, с высокой точностью совпадающие с длинами волн $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N$, на которые настроена группа решёток Брэгга, возвращаются в циркулятор и передаются им через порты 2 и 3 на выход. Шумовые компоненты проходят сквозь цепь решёток без взаимодействия с ними и удаляются.

Сигнал усиливается эрбиевым легированным волокном и поступает в порт циркулятора. Компоненты усиленного и зашумлённого сигнала, имеющие длины волн, с высокой точностью совпадающие с длинами волн $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N$, на которые настроена группа решёток Брэгга, возвращаются в циркулятор и передаются им через порты 2 и 3 на выход. Шумовые компоненты проходят сквозь цепь решёток без взаимодействия с ними и удаляются.

Выводы: Эрбиевые оптические усилители позволяют передавать сигнал на большие расстояния без его регенерации, имеют возможность одновременного усиления сигналов с различными длинами волн. Ширина рабочего диапазона таких усилителей совпадает с областью третьего «окна прозрачности», в котором излучение имеет наименьшее затухание. Их разработка и применение обеспечили внедрение технологии волнового уплотнения.

Библиографический список

1. Иванов, А.Б. Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения / А.Б. Иванов.- М.:Компания САЙРУС СИСТЕМ,1999.658с.
2. Жирар, Андрэ. Руководство по технологии и тестированию систем WDM. — М.: EXFO, 2001. / Пер. а англ.
3. Марюхненко В.С. Радиоприемные устройства: Учебное пособие. Ч.1.- Иркутск: ИВВАИ,2001.

СТАТИСТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АФФИННОГО ШИФРА

Д.Б.Бахаев, В.А.Ефремов, А.Д.Лаврентьев, М.Г.Семериков

Иркутский государственный технический университет
nanokvant@istu.edu

Безопасность информации играет ключевую роль во многих областях нашей жизни. Стране важно хранить в безопасности информацию о военных объектах и передовых разработках, бизнесмену нужно хранить в секрете коммерческие тайны, у адвокатов и врачей тоже есть свои профессиональные тайны и т.д. Стремительная информатизация всех сфер нашей жизни ставит проблему защиты информации на одно из первых мест.

Одним из методов защиты информации является шифрование данных. Этим занимается криптология – наука о методах шифрования и дешифрования информации. Использование криптологических знаний позволяет обеспечить защиту информации на этапе передачи информации по каналам связи, а также при хранении для ограничения доступа к ней. Представим ситуацию, когда криптоаналитик получил доступ к базе данных. Если она является зашифрованной, то криптоаналитику придется ее расшифровать, криптоаналитик может даже не идентифицировать информацию как полезную, ведь в зашифрованном виде информация выглядит набором символов.

Шифр – это какая-либо система преобразования текста с ключом для обеспечения секретности и аутентичности (аутентичность информации — свойство, гарантирующее, что субъект или ресурс идентичны заявленным передаваемой информации).

Рассматриваемый нами аффинный шифр относится к классу симметричных шифров [1]. Симметричные шифры – это такие шифры, которые используют один и тот же ключ для шифрования и дешифрования. Существуют также ассиметричные шифры, в которых для шифрования и дешифрования используются разные ключи. То есть тот, кто владеет только ключом шифровки, не может расшифровать даже те данные, которые он зашифровал сам. В математике найдены функции, именующиеся односторонними, которые позволяют это реализовать.

Симметричные шифры подразделяются на блочные и поточные шифры. Отличительная особенность блочных шифров состоит в том, что они обрабатывают за одну итерацию сразу несколько байт (обычно по 8 или 16) открытого текста в отличие от потоковых шифров, которые обрабатывают по 1 байту (или биту). Аффинный шифр относится к поточным шифрам.

Выбор типа шифра зависит от конкретной задачи. Например, в сфере государственной безопасности на первом месте стоит надежность информации, поэтому применяют самые надежные шифровальные алгоритмы, которые являются очень громоздкими и требуют больших вычислительных мощностей.

Аффинный шифр достаточно прост в реализации. Например, его можно реализовать с помощью достаточно простых электронных схем. Это

шифр выполняет не очень сложные операции с информацией, поэтому его можно применять при передаче сообщений с помощью факса, в клиентах мгновенных сообщений (таких, как ICQ, Skype). Конечно, нельзя говорить о высокой криптологической стойкости аффинного шифра, но в повседневной жизни этой защиты обычно бывает достаточно.

Представим, что у нас есть текст, зашифрованный шифром простой однозначной замены - то есть каждый символ заменяется каким-то другим символом по определенному закону. В качестве примера приведем шифр Цезаря: каждая буква смещается на 4 позиции вправо согласно алфавиту. Слово «мышь» шифруется следующим образом: буква «м» заменяется на «р», буква «ы» заменяется на «я» (сдвиг на 4 позиции вправо), и так далее. Результат такой замены показан на рис. 1.

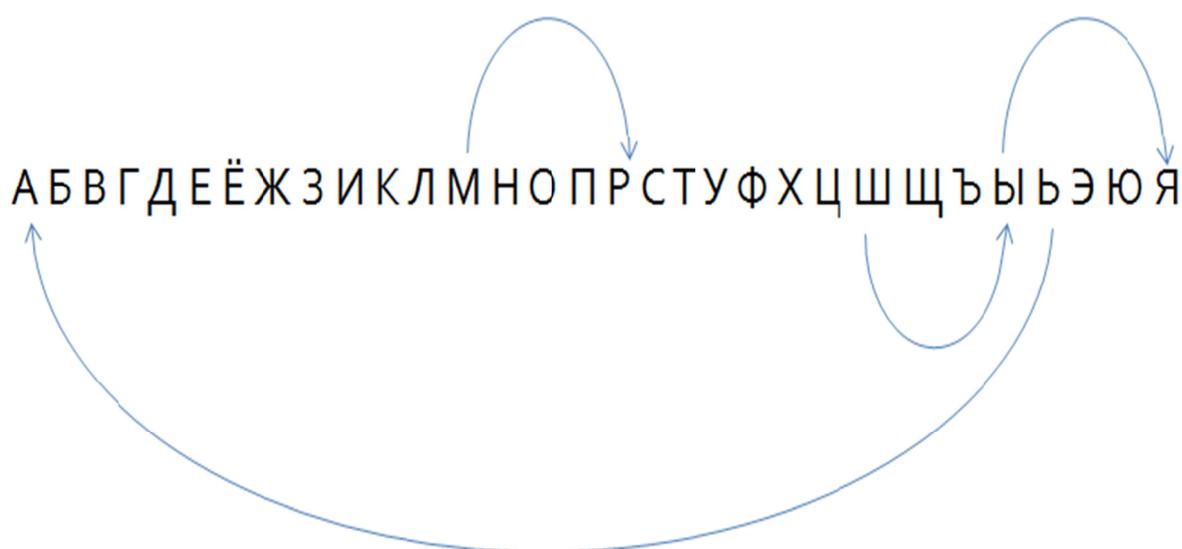


Рис.1 Результат применения шифра Цезаря к слову «мышь».

Получаем «ряья». Ключом в данном случае является знание направления и количества смещения буквы.

Перейдем к самому алгоритму аффинного шифра. Для этого нужно определить несколько понятий. Коммутативная группа – это множество чисел, в котором перемножение любых элементов, принадлежащих этому множеству, по модулю m дает элемент этого же множества [2]. Умножение/сложение некоторых чисел по модулю m (также используется обозначение « $\text{mod } m$ ») – это остаток от деления на m произведения/суммы чисел. Таблица Кэли – это квадратная матрица размерности m , в которой каждый элемент такой, что:

$$a_{i,j} = i*j(\text{mod } m);$$

С помощью таблицы Кэли находят коммутативную группу.

| | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
| 2 | 0 | 2 | 4 | 6 | 8 | 0 | 2 | 4 | 6 | 8 |
| 3 | 0 | 3 | 6 | 9 | 2 | 5 | 8 | 1 | 4 | 7 |
| 4 | 0 | 4 | 8 | 2 | 6 | 0 | 4 | 8 | 2 | 6 |
| 5 | 0 | 5 | 0 | 5 | 0 | 5 | 0 | 5 | 0 | 5 |
| 6 | 0 | 6 | 2 | 8 | 4 | 0 | 6 | 2 | 8 | 4 |
| 7 | 0 | 7 | 4 | 1 | 8 | 5 | 2 | 9 | 6 | 3 |
| 8 | 0 | 8 | 6 | 4 | 2 | 0 | 8 | 6 | 4 | 2 |
| 9 | 0 | 9 | 8 | 7 | 6 | 5 | 4 | 3 | 2 | 1 |

Рис. 2 Таблица Кэли для умножения по модулю 10.

Числа, дающие при умножении по модулю m единицу, образуют коммутативную группу.

Формула шифрования выглядит следующим образом [1]:

$$y = E(x) = (\alpha x \pmod{m} + \beta) \pmod{m};$$

формула дешифрования:

$$x = D(y) = \alpha^{-1}((y - \beta) \pmod{m}) \pmod{m};$$

где x – исходный, y – зашифрованный символ, α должно принадлежать коммутативной группе; β может быть любым целым числом, не превышающим размер алфавита программы (все символы, которые программа распознает и зашифрует). α^{-1} – это число из коммутативной группы, такое, что:

$$(\alpha\alpha^{-1}) \pmod{m} = 1;$$

Из таблицы Кэли видно, что числа 1,3,7,9 из коммутативной группы, соответственно 3 и 7 – обратные друг другу по mod 10.

Таким образом, меняя α и/или β мы, шифруя один и тот же текст, мы получаем разные результаты шифрования.

Следующим этапом работы является исследование частотного анализа.

Частотный анализ текста – это статистика встречаемости букв в тексте по отношению к другим буквам. Мы реализовали на языке C++ программу - статистический анализатор, которая позволяет вывести статистику для заданного текстового файла.

В качестве примера мы взяли первую главу романа «Евгений Онегин» А.С. Пушкина. Её гистограмма частотности букв представлена на следующем изображении. В главе присутствуют не только русские слова, но и слова

французского языка, поэтому гистограмма, построенная нашей программой, содержит не только русские буквы.

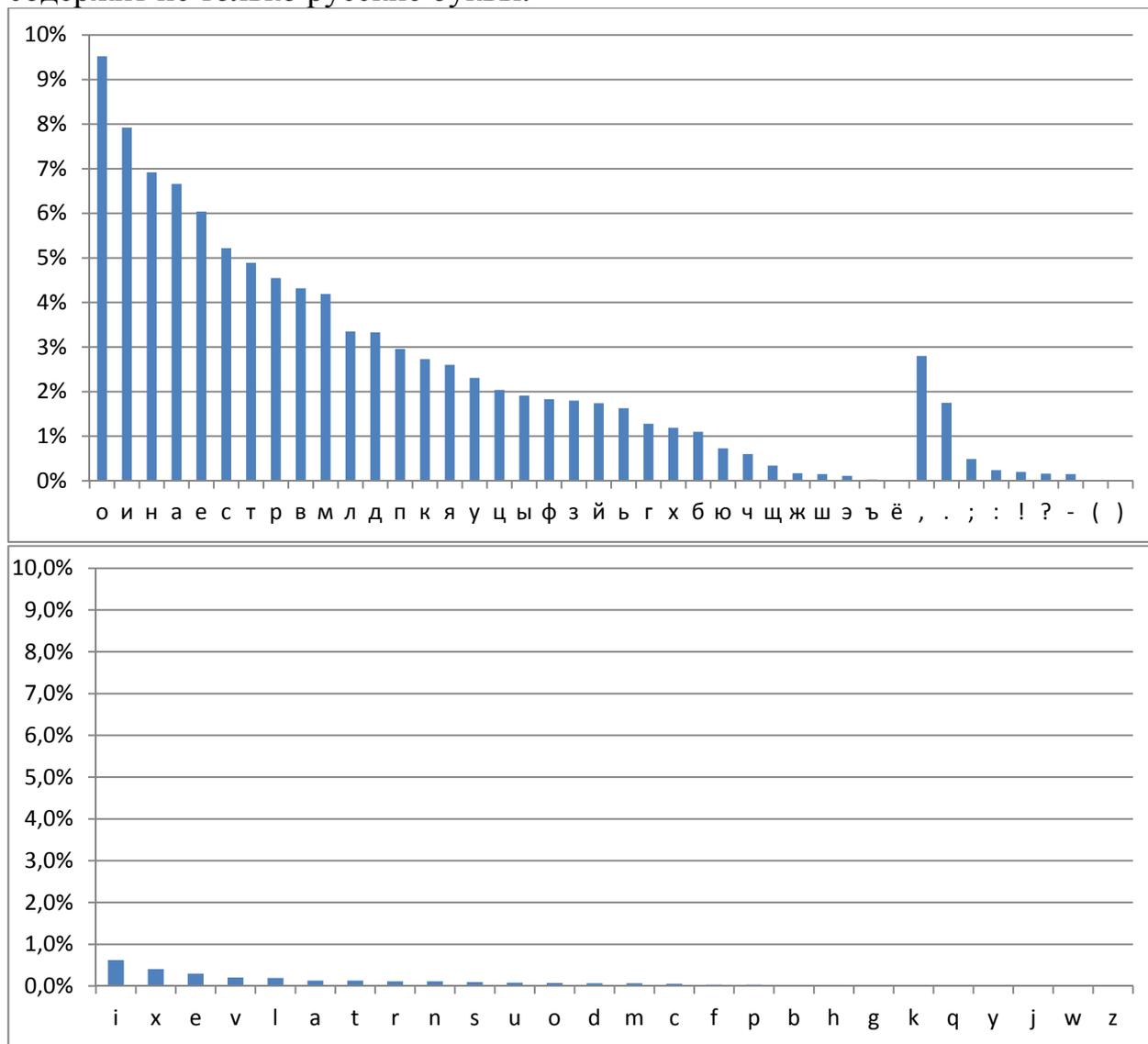


Рис. 3 Гистограммы частотности букв главы №1 романа «Евгений Онегин».

Как видно, наиболее встречаемые буквы в этой главе – о, и, н, а, е.

Если мы зашифруем эту же главу аффинным шифром, то график частотности не изменится – буквы «поменяются» своей встречаемостью. В русском языке, согласно исследованиям лингвистов [3], буква «о» встречается чаще других (что, кстати, подтверждает наша программа). Соответственно, самую встречаемую букву в зашифрованном тексте можно условно заменить на «о» (при условии, что текст достаточно большой); исходя из этого, мы можем распознать в зашифрованном тексте короткие слова с «о», например «но», «об», «то» и т.д.

Однако стоит заметить, что частотная характеристика для текстов разных типов (например, художественное произведение и юридический документ) несколько различна. Статистика для Федерального закона Российской

Федерации от 27 июля 2006 г. N 149-ФЗ «Об информации, информационных технологиях и о защите информации» изображена на рис.4.

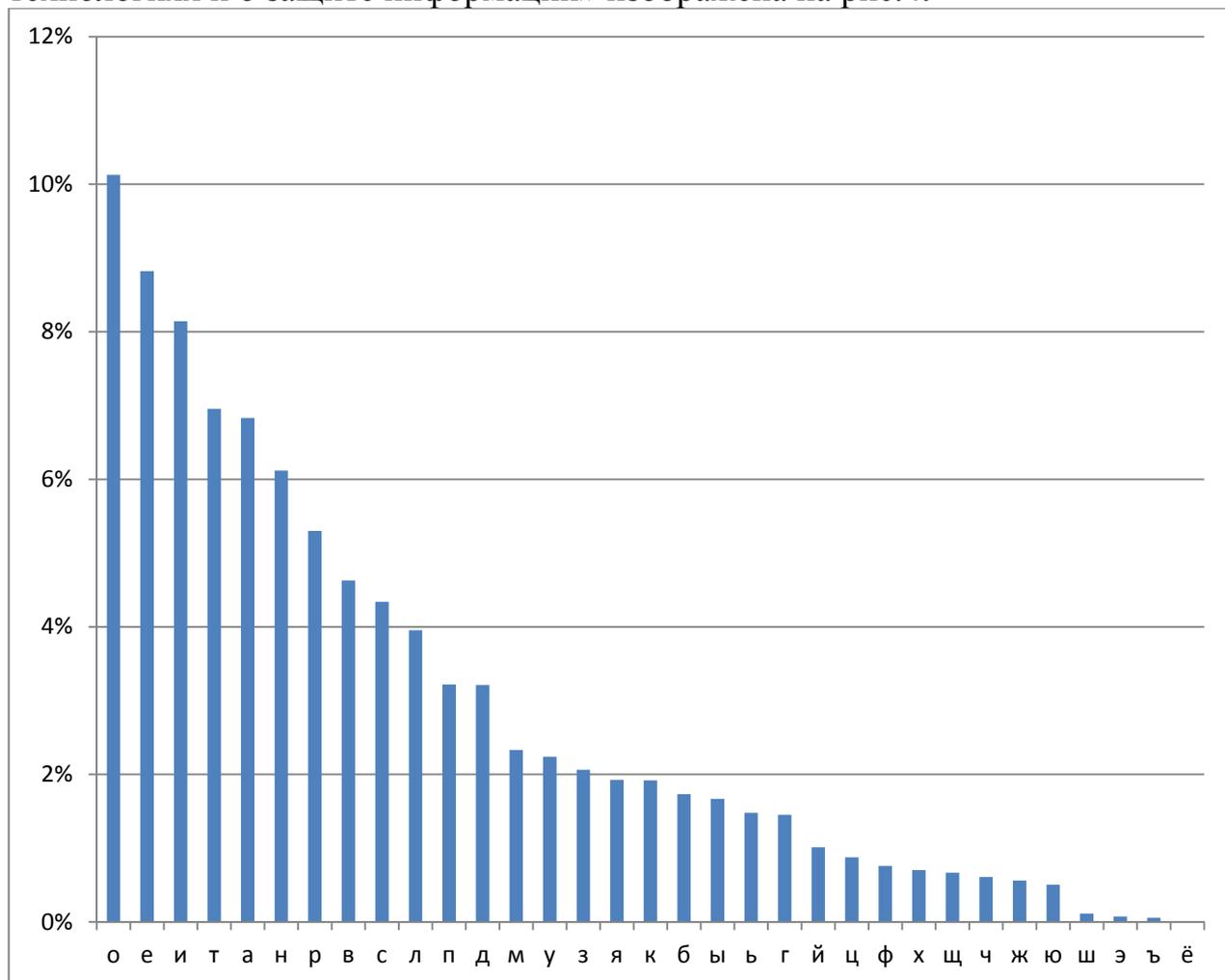


Рис.4 Гистограмма частотности букв Федерального закона Российской Федерации от 27 июля 2006 г. N 149-ФЗ «Об информации, информационных технологиях и о защите информации»

Мы реализовали аффинный шифр на языках C++ и Python. Зашифруем ту же главу «Евгения Онегина». Пусть $\alpha = 3$, $\beta = 4$. α и β . Результат шифрования (фрагмент):

hAcAAosksLso g)YUkUA)IxH NA)IxоАПУЫПМНАУЗos3AixH
 FAЯМЗУАБixH ЯAEIA3)Ix 3YA)IxHhАЯАixEBkAAвockH)Яoc3AixH
 ЁЗgБixEBЛsАПck)wsEgMёockHMo)kAIYgхock)gxAA3osПMёocka
 hAcIskosДcgsoksgvAg)3H cAAEosAUв)3H
 M EYAPYвocU w)ExkAUcAcоУДАУЫУоaxПо)k ПсёAHsПосgэДБH
 hAcsoMkYgЯАДcixEUДBahAc3ЯsAUЛsДcgДcEIA)оУЫУоH
 ЛcПg)3) ПУАЯsch A wsAs? Ig)EIAgwsEgMёosэ EgUYs?a

Построим с помощью частотного анализатора, также реализованного нами на языке C++, гистограмму частотности букв зашифрованного текста и сравним с гистограммой исходного текста.

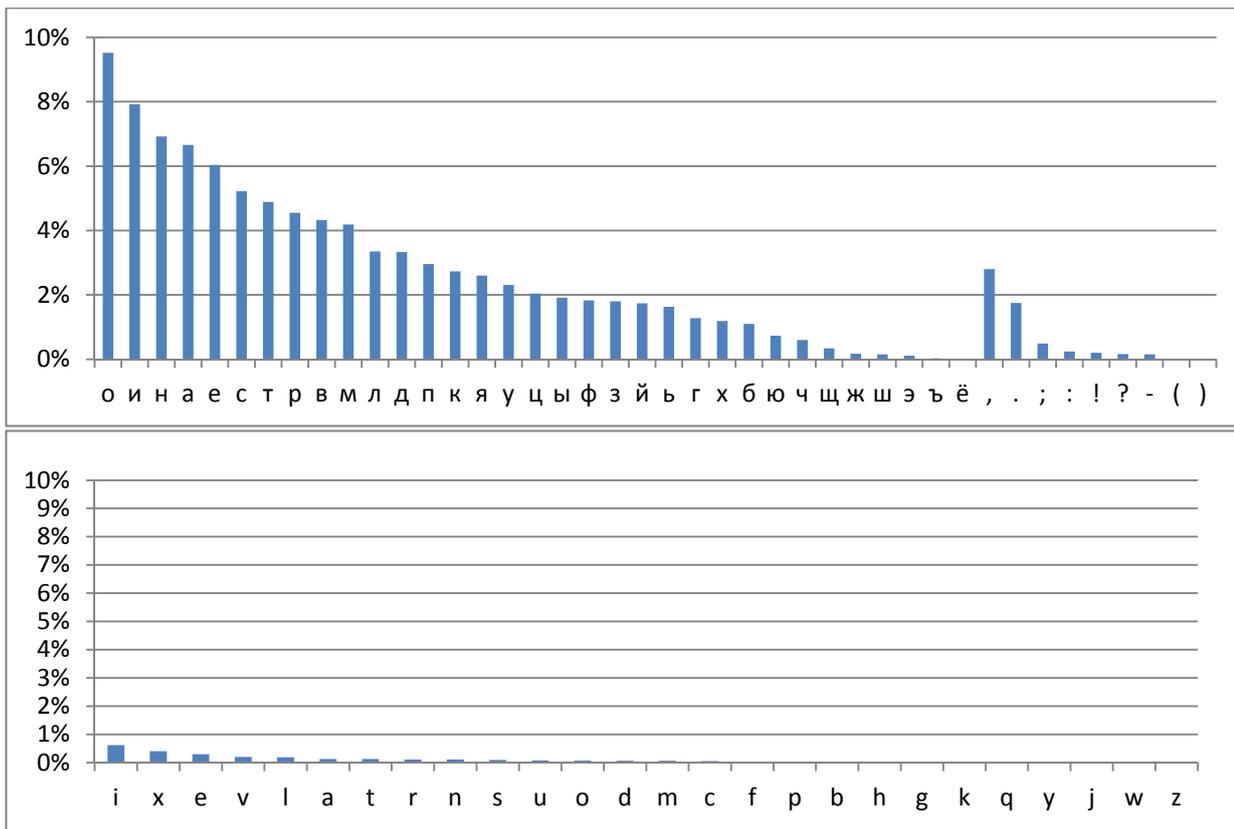


Рис. 5 Гистограммы частотности букв главы №1 романа «Евгений Онегин».

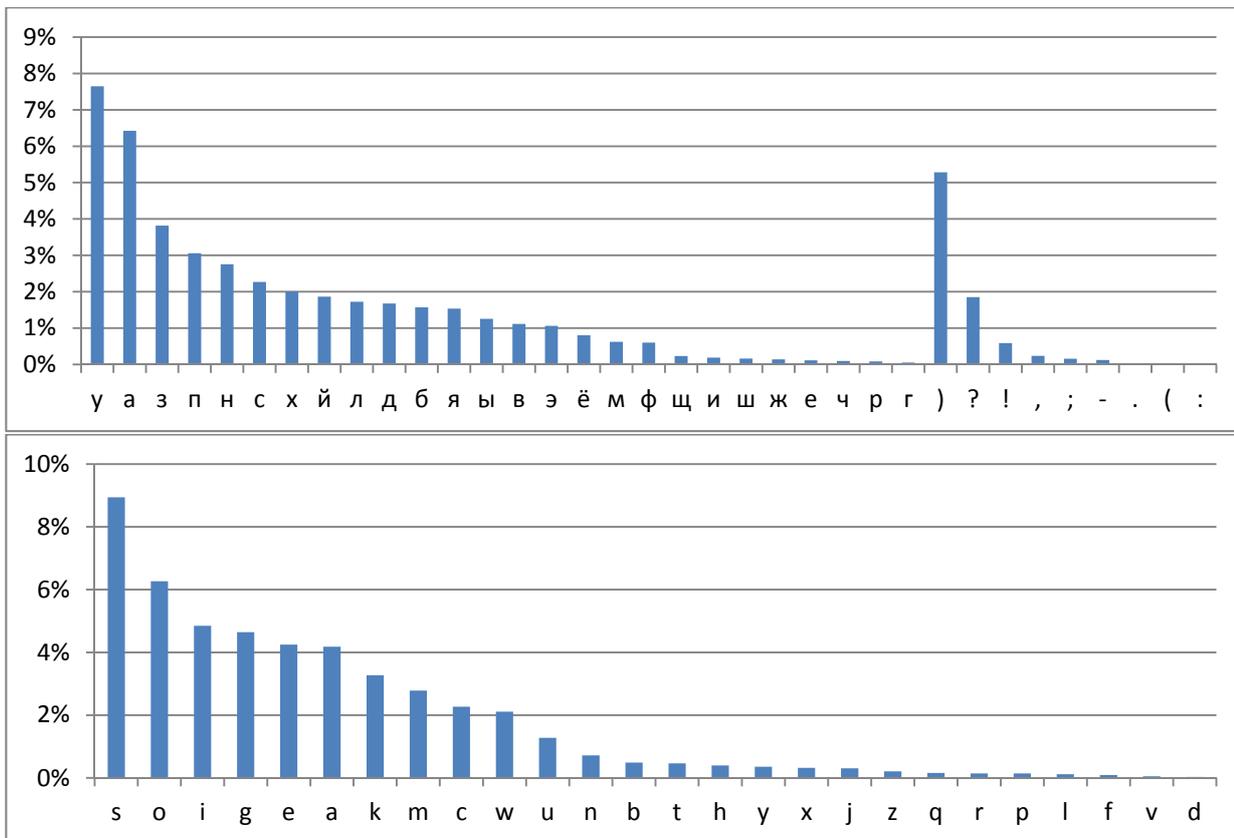


Рис. 6 Гистограммы частотности букв зашифрованной главы №1 романа «Евгений Онегин» ($\alpha = 3, \beta = 4$).

Такой шифр (и, вообще говоря, все шифры простой однозначной замены) обладают малой криптоустойчивостью (надежностью шифра, степенью сложности расшифровки), так как частотность (процентное соотношение букв в тексте) не претерпела изменений. Зная частотность, можно взламывать несложные шифры. Криптоаналитики часто применяют подобный метод для расшифровки.

С целью повышения криптоустойчивости мы немного изменили алгоритм шифрования – в отличие от оригинального шифра, в нашем шифре после каждого слова α и β меняются, причем они выбираются компьютером случайно. Случайно выбранные α и β записываются программой в файл-ключ. Таким образом, криптоаналитику труднее будет расшифровать шифр, так как частотный анализ текста, зашифрованного по нашему шифру, несколько отличается от того, какую картину мы получаем при шифровании обычным аффинным шифром.

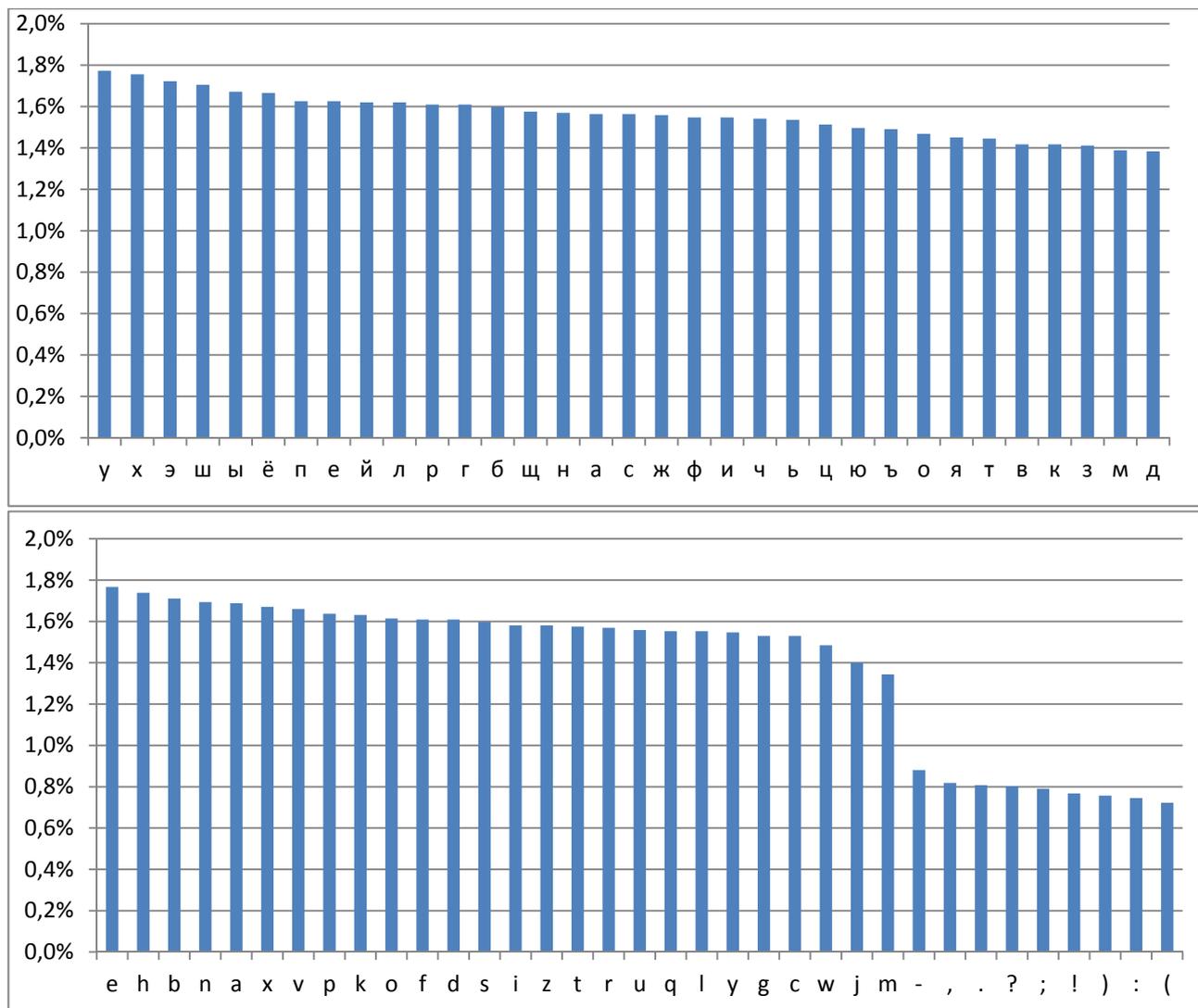


Рис. 7 Гистограммы частотности букв главы №1 романа «Евгений Онегин», α , β выбираются случайно после каждого слова.

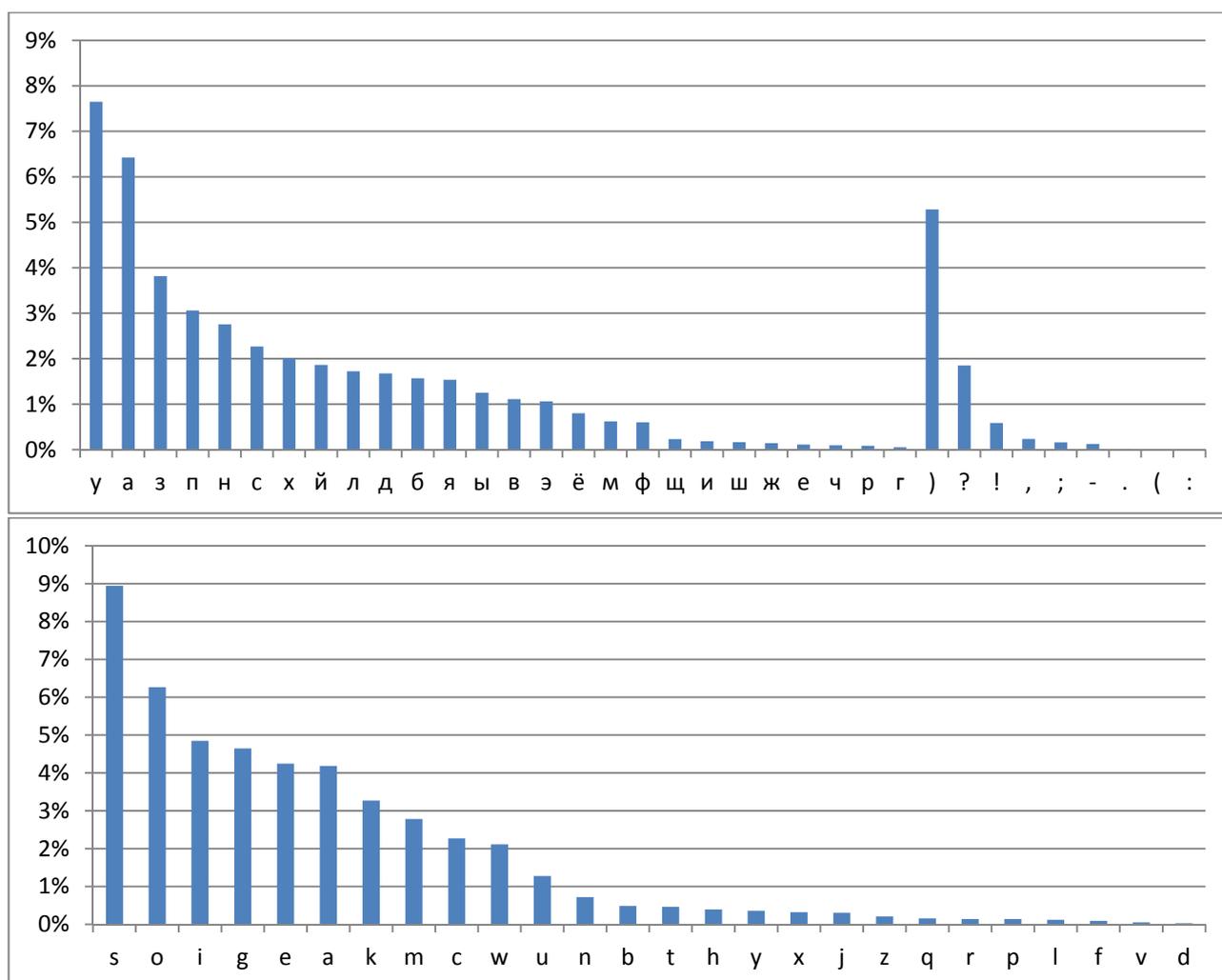


Рис. 8 Гистограммы частотности букв зашифрованной главы №1 романа «Евгений Онегин» ($\alpha = 3, \beta = 4$).

Также можно повысить криптоустойчивость шифра путем добавления в алфавит программы дополнительные символы (например, дополнительные спецсимволы).

Представленная нами работа несет исследовательский характер. Нами были написаны две программы: статистический анализатор текста и программа шифровки/дешифровки на основе аффинного шифра. Нами была предпринята попытка повышения криптологической устойчивости шифрования путем приведения частотности букв к одному значению, чтобы исключить возможность расшифровки текста путем частотного анализа.

Библиографический список

1. <http://ru.wikipedia.org/wiki/Частотность>
2. Алферов А.П., Зубов А.Ю. Основы криптографии. М.: Гелиос АРВ, 2005.
3. Нечаев В.И. Элементы криптографии. М.: Высшая школа, 1999.

УСТРОЙСТВО НА БАЗЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА AT MEGA-8

А.Д.Бирючев, Д.П.Куренкин, А.В.Ретивых, Л.В.Просвирякова

Иркутский государственный технический университет
reierem@istu.edu

Различные электронные устройства наполняют нашу жизнь в различных ее сферах. Бытовая техника, средства связи, сложные системы управления различными процессами - все это работает с участием микроконтроллеров.

Разработанный нами стенд, представленный на рисунке 1 призван продемонстрировать лишь некоторые возможности использования микроконтроллера.

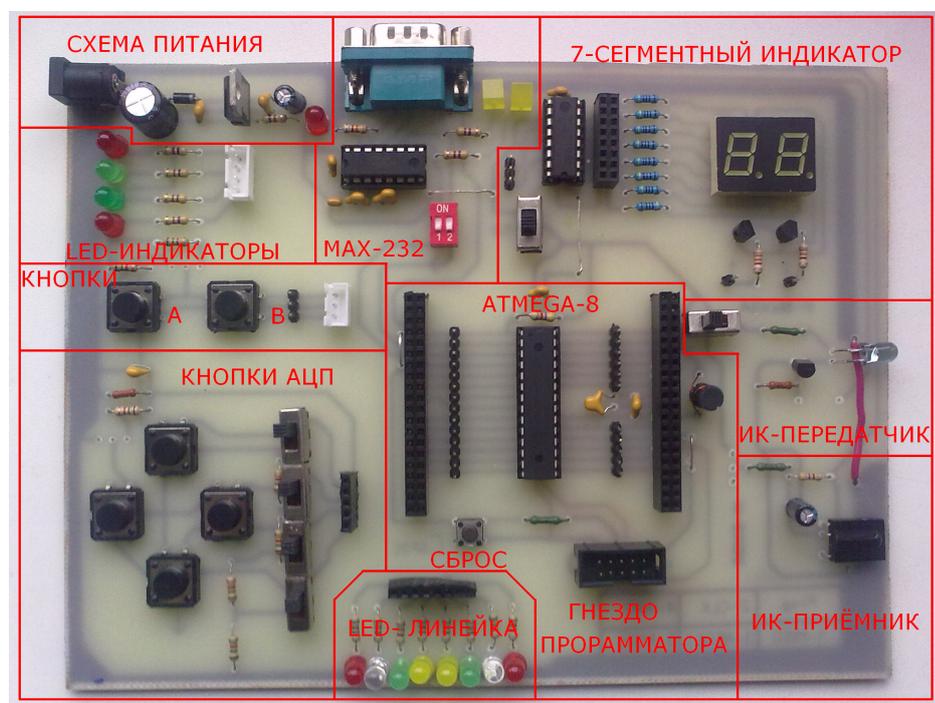


Рисунок 1– Внешний вид стенда

Благодаря такой конструкции весь процесс коммутации узлов к микроконтроллеру осуществляется путем установки проводов-перемычек в соответствующие разъёмы и смены положения рычагов переключателей.

В верхней центральной части платы расположен модуль преобразователя интерфейсов TTL-RS-232, выполненный на типовой микросхеме, аналоге MAX232. На край платы вынесен разъем "RS-232" (DB-9) с использованием которого стенд подключается к COM порту компьютера. Также возможно подключение стенда к компьютерам не имеющих COM порта, для этого удобно использовать типовой преобразователь интерфейсов USB-COM. Ниже разъема расположены две перемычки, замыканием которых данный преобразователь

подключается к микроконтроллеру. Работа преобразователя хорошо прослеживается по свечению двух светодиодов, расположенных рядом с разъемом RS-232.

В правой верхней части платы расположен 7-сегментный индикатор. Его выводы подключены к микросхеме сдвигового регистра. Так же индикатор можно подключить к контроллеру напрямую через восьмижильный кабель.

В нижней части платы расположена светодиодная линейка. Её выводы подключены к микросхеме сдвигового регистра.

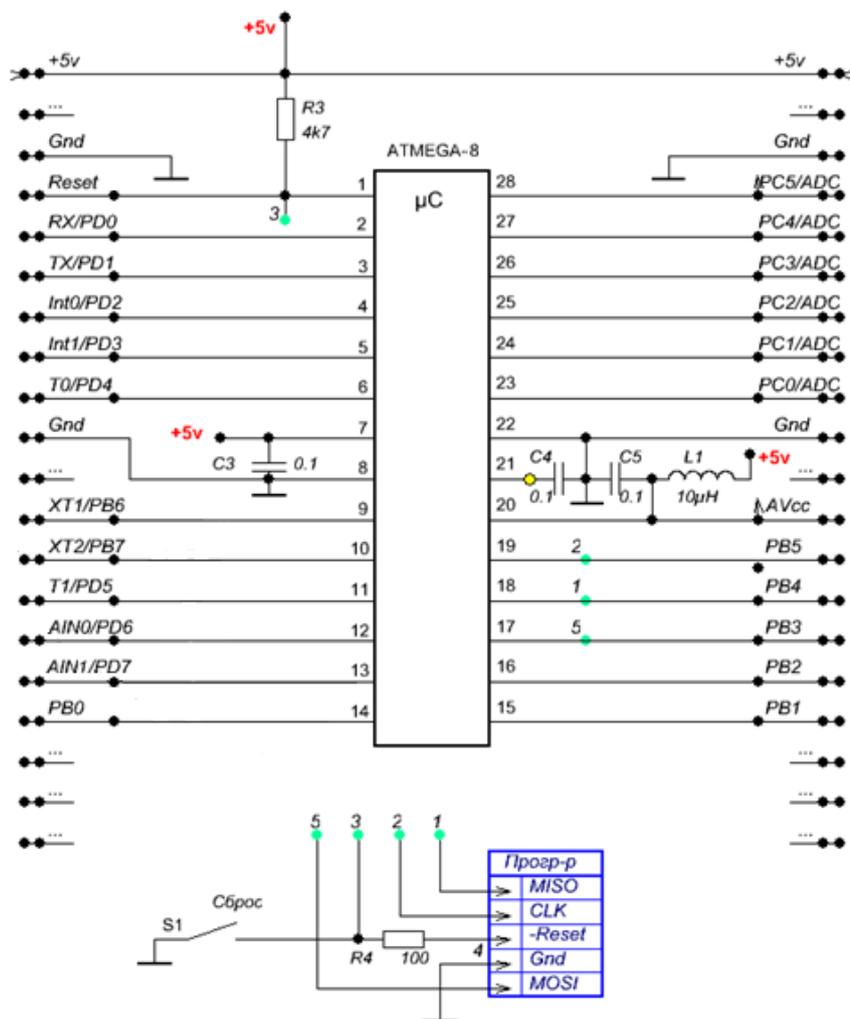


Рисунок 2—Схема подключения микроконтроллера АТ Mega-8 и программатора.

В левом нижнем углу платы стенда расположены четыре кнопки, блок переключателей "But/ADC" и разъем "Buttons/ADC", к выводам которого подключены эти кнопки. Переключение кнопок позволяет изменять режимы работы стенда.

В центре платы стенда расположен модуль микроконтроллера. Данная версия платы стенда разработана для использования микроконтроллеров семейства AVR от компании ATMEЛ. Могут быть установлены следующие модели МК: АТМЕГА-8/48/88/168. На два разъема (2*40) выведены сигналы со всех выводов МК, а также питающее напряжение. Нижние три группы контактов зарезервированы, и к ним ничего не подключено. Их можно использовать для дальнейшего усовершенствования устройства.

Кроме разъемов 2*40 имеются штырьковые разъемы - они сделаны для упрощения коммутации модулей к микроконтроллеру, а также подключения измерительного оборудования к стенду.

Таким образом, устройство позволяет моделировать процессы, происходящие в проводных цифровых системах передачи, в беспроводных системах при использовании инфракрасного порта. Встроенный АЦП позволяет подключать на вход аналоговые устройства.

Все вышесказанное позволяет использовать устройство для исследования процессов, происходящих в микроконтроллерных устройствах, для получения практических навыков программирования и отладки этих устройств, что на сегодняшний день является актуальным. Так как при большом разнообразии компьютерных программ и различного рода электронных симуляторов студенты порой не имеют представления о том, как выглядят реальные электронные цифровые устройства и как они функционируют.

Библиографический список

1. Хартов В. Я. Микроконтроллеры AVR. Практикум для начинающих. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э.Баумана, 2007. – 240 с.: ил.
2. Евстифеев А. В. Микроконтроллеры AVR семейств Tiny и Mega фирмы «АТМЕЛ» – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2004. – 560 с.
3. Павловская Т.А. Программирование на языке высокого уровня. – СПб.: Питер, 2007. – 461 с.: ил.
4. Хортон Айвор Visual C++ 2005: базовый курс. : Пер. с англ. – М.: ООО «И.Д. Вильямс», 2007. – 1152 с.: ил.
5. <http://samou4ka.net/tag/ATmega8>
6. <http://datagor.ru/microcontrollers/>
7. <http://datasheets.ru/>
8. <http://avrlab.com/>

МОДЕРНИЗАЦИЯ ОТЛАДОЧНОГО СТЕНДА НА БАЗЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА AT MEGA-8

А.Д.Бирючев, Д.П.Куренкин, А.В.Ретивых, Л.В.Просвирякова

Иркутский государственный технический университет
reierem@istu.edu

Предыдущая версия нашего стенда хорошо зарекомендовала себя, как отладочная плата. На ней предусмотрены приборы, с которыми мы встречаемся в повседневной жизни довольно часто (семисегментный индикатор, светодиоды, ик-порт). Но со временем некоторые функции стали не востребованы (ик-порт, LED-индикаторы, лишние кнопки) и было неудобно управлять некоторыми приборами (переключатели на кнопках, питание семисегментного индикатора). Прогресс не стоит на месте и на рынке радиодеталей появляются новые микросхемы, индикаторы. Мы решили модернизировать наш стенд, убрав все недочеты предыдущей версии, добавить к нему символьный жидкокристаллический индикатор, а так же подробнее UART микроконтроллера AT MEGA-8 для работы с внешними устройствами.

Символьные ЖКИ используются для вывода информации, например в принтерах, измерительных приборах. Нами был выбран индикатор, марки GDM-1602-E (Рис.1)



Рис. 1. Внешний вид GDM-1602-E.

Данный индикатор отображает две строки по шестнадцать символов и управляется контроллером HD 44780 с определенным набором команд. Он был выбран для нашей схемы для того, чтобы студенты получили навыки программирования и работы с подобными индикаторами. Для работы с нашим стендом написано методическое пособие с примерами программ. Изучая наши программы, студенты осваивают методику работы с конкретными устройствами. Временная диаграмма записи команд приведена на рисунке 2. При RS, R\W =0 и E=1 начинается прием команды по шине данных DB0-DB7. При RS,E=1 и R\W =0 происходит отображение символов, которые будут заданы кодом и переданы по той же шине данных.

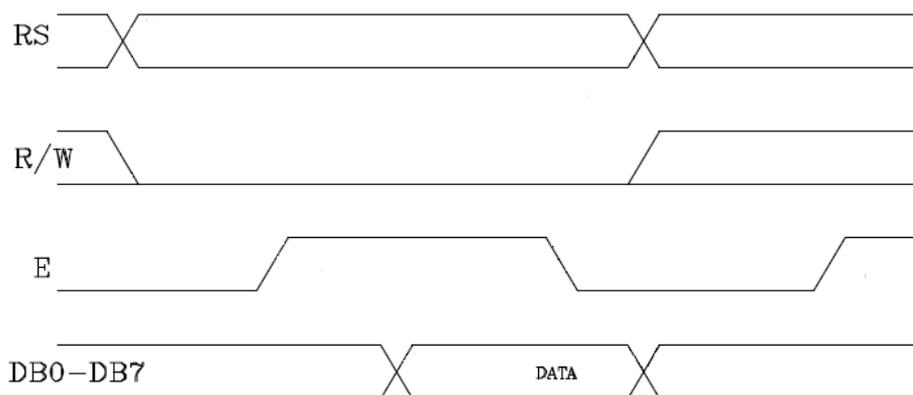


Рис. 2. Временная диаграмма записи данных в ЖКИ.

В итоге при работе с данным ЖКИ мы осваиваем принципы работы и управления данным индикатором, что может оказаться полезным в будущем.

Обмен информацией с компьютером через UART.

Приемопередатчик UART (Universal asynchronous receiver/transmitter) является одним из самых распространённых протоколов передачи данных между устройствами. Принцип организации протокола состоит в том, что устройствам заранее известны параметры сигнала (размер посылки, скорость передачи, стоп-биты) и они знают, когда начнется и закончится передача посылки. Стандартный размер посылки при асинхронной передаче данных составляет 10 бит. Передача начинается со стартового бита(ST), который равен 0. Затем следуют 8 бит данных. Завершается передача стоп-битом(SP), который равен 1. На рис.2 приведен пример передачи.

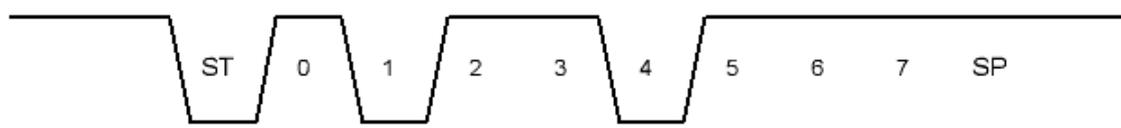


Рис. 3. Передача комбинации 10110111.

Алгоритм работы с UART:

Под настройку работы с URT выделено 4 регистра:

- 1) Регистр управления UCSRB: разрешает/запрещает прерывания от UART, управляет функциями приёмопередатчика
- 2) Регистр состояния UCSRA
- 3) Регистр данных UDR - представляет собой 2 регистра, расположенных по одному адресу (1 регистр для передачи, 2 - для приёма данных)

4) Регистр UBRR отвечает за скорость передачи данных. Задаются значения младшего (UBBRL) и старшего (UBBRH) байтов регистра

5) Биты регистра UCSRC задают формат кадра.

После настройки регистров выполняется настройка скорости передачи

данных по формуле:
$$f = \frac{\Phi}{(16(UBRR + 1))}; \quad (1)$$

Φ - тактовая частота микроконтроллера,

UBRR - значение регистра UBRR (состоит из значений младшего и старшего байтов UBBRH+UBBRL).

Данный протокол позволяет организовать сбор данных и управление различными устройствами. На рисунке 4 представлена временная диаграмма Передачи текста «0123456789ABCDEF» со скоростью 9600 бит/сек, на рисунке 5 – тот же текст со скоростью 4800 бит/сек.



Рис. 4. Передача данных со скоростью 9600бит/сек

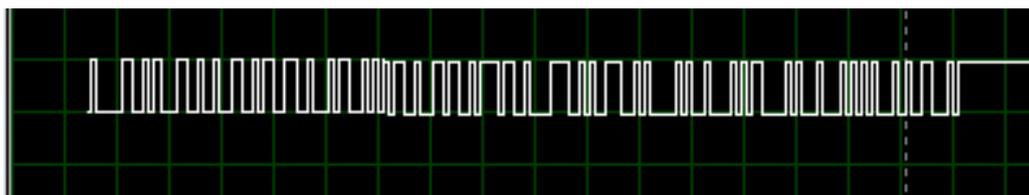


Рис. 5. Передача данных со скоростью 4800 бит/сек.

Нами были расширены возможности отладочной платы, чтобы результат программирования был более нагляден и понятен для студентов.

Библиографический список

1. Микроконтроллеры AVR. Вводный курс./ Джон Мортон / изд. "Дод-эка-XXI", 2006. – 272 с.: ил.

ОСОБЕННОСТИ ПЛАЗМООПТИЧЕСКОЙ МАСС-СЕПАРАЦИИ ЭЛЕМЕНТОВ ТЯЖЕЛЫХ И ЛЕГКИХ ГРУПП ОТРАБОТАННОГО ЯДЕРНОГО ТОПЛИВА

А.Е.Бояркин, Во Ньы Зан

Иркутский государственный технический университет

usti06@mail.ru

Введение

Поиски универсальных высокопроизводительных методов получения изотопов и химически чистых элементов привели к появлению нового направления в этой области – извлечению целевых частиц в процессе масс-сепарации из веществ, находящихся в состоянии плазмы. Одним из методов при этом является работа с квазинейтральными стационарными плазменными потоками ионов различных масс, генерируемыми плазменными ускорителями. Достижением в данной области стала разработка плазмооптического масс-сепаратора ПОМС-Е-3 [1] (рис. 1).

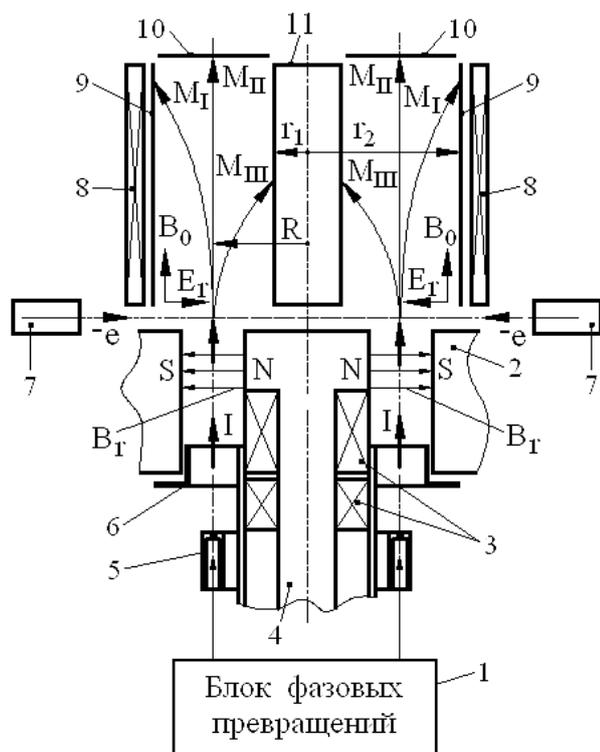


Рис. 1. Плазмооптический масс-сепаратор ПОМС-Е-3: 1 – азимутатор; 2 – магнитные катушки; 3 – полюс азимутатора; 4, 5 – газораспределитель; 6 – анод; 7 – катод (электронная пушка сопровождения), 8 – система создания продольного магнитного поля; 9, 10 – система создания радиального электрического поля; 11 – приемники разделенных частиц.

Сепаратор работает следующим образом. В блоке фазовых превращений 1 (рис. 1) отработавшее ядерное топливо (ОЯТ) испаряется при ионно-плазменном воздействии и в виде атомарного потока подается в плазменный ускоритель, где атомы ионизируются. На выходе плазмен-

ного ускорителя формируется поток многокомпонентной плазмы, который попадает в азимутатор 2, совмещенный (или выполненный отдельно) с катодом плазменного ускорителя, в котором ионы потока плазмы ОЯТ приобретают азимутальную скорость, неодинаковую для ионов разных масс. После азимутатора поток плазмы попадает в сепарирующий объем, образованный системой создания продольного магнитного поля 8, системой создания радиального электрического поля – электроды 9 и 11 и приемниками разделенных элементов ОЯТ 9, 10 и 11. В сепарирующем объеме происходит пространственное разделение ионов ОЯТ на 3 группы: M_I в диапазоне массовых чисел от 85 до 106, M_{II}

– 134...155, $M_{III} - 235...244$ (рис. 2; топливный цикл $^{235}\text{U} + \text{тепловой нейтрон}$), которые попадают, соответственно, на два цилиндрических приемника радиусами r_1 и r_2 и торцевой кольцевой приемник, расположенный непосредственно за цилиндрическими приемниками.

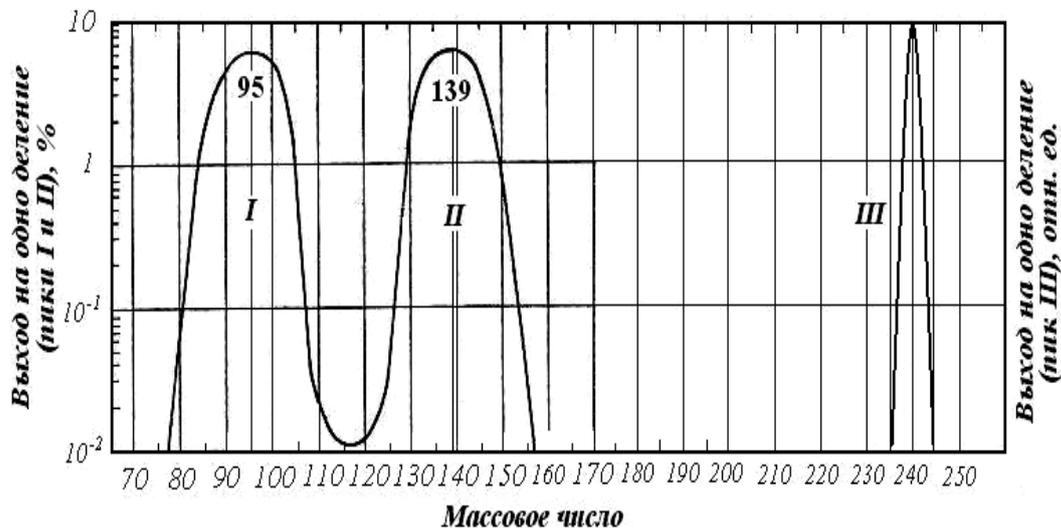


Рис. 2. Содержание элементов в ОЯТ: I, II – осколки (продукты деления), III – трансурановые элементы.

1. Траектории ионов в сепарирующем объеме

Движение иона массы M зарядом Ze в сепарирующем объеме происходит под действием центробежной силы в присутствии радиального электрического поля E_r и в цилиндрической геометрии (r, φ, z) может быть описано следующими уравнениями:

$$\frac{\partial^2 r}{\partial t^2} - r \frac{\partial \varphi^2}{\partial t^2} = \frac{Ze}{M} E_r, \quad (1)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} r^2 \frac{\partial \varphi}{\partial t} = 0, \quad (2)$$

$$M \frac{\partial^2 z}{\partial t^2} = 0. \quad (3)$$

Система (1-3) обыкновенных дифференциальных уравнений первого порядка приводит [2] к уравнению для радиального отклонения, которое в безразмерных переменных $\chi = r/R, \tau = v_{z0}t/R, \mu = M_0/M, \beta = \frac{v_{\varphi 0}^2}{v_{z0}^2}$ имеет вид:

$$\frac{\partial^2 \chi}{\partial \tau^2} - \mu^2 \beta \frac{1}{\chi^3} + \mu \beta \frac{1}{\chi} = 0, \quad (4)$$

где $v_{z0}, v_{\varphi 0}$ – начальные продольная и азимутальная скорости ионов центральной массы M_0 после азимутатора.

В одночастичном приближении, в отсутствии столкновений решением уравнения (4) будет выражение для радиальной составляющей траектории, изменяющейся периодически:

$$\theta \tau = \frac{\delta M}{2M_0} \cos \sqrt{2} \tau - 1, \quad (5)$$

где $\theta = \chi - l; \delta M = M - M_0$.

Будем рассматривать «короткий» (реальный) масс-сепаратор [2], когда существуют ограничения на его продольный (вдоль оси Z) размер и приемники частиц ограничивают их движение одним периодом радиальных колебаний. Из решения (5) следует, что фокусировка ионов имеет место в момент $\tau = \frac{\pi}{\sqrt{2}}$ и фокусы частиц с различной массой смещаются по радиусу на величину $\delta R = \frac{\delta M}{M_0} R$ при разрешении по массам, равном $\frac{\delta M}{M_0} = \frac{\delta R}{R}$. В точках фокусировки устанавливаются детекторы (приемники) ионов.

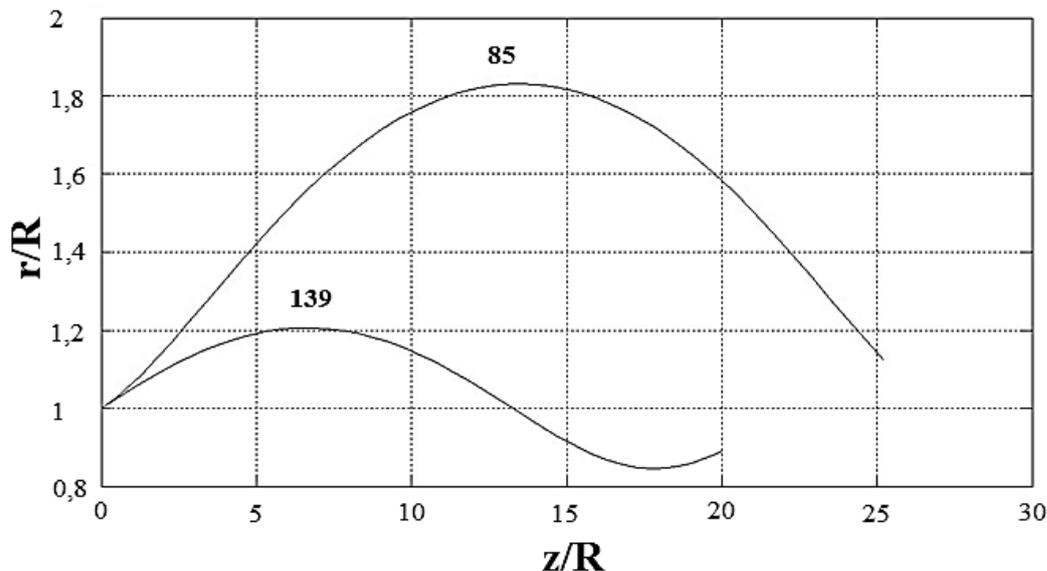


Рис. 3. Траектории движения легких элементов (осколков) в ПОМС-Е-3

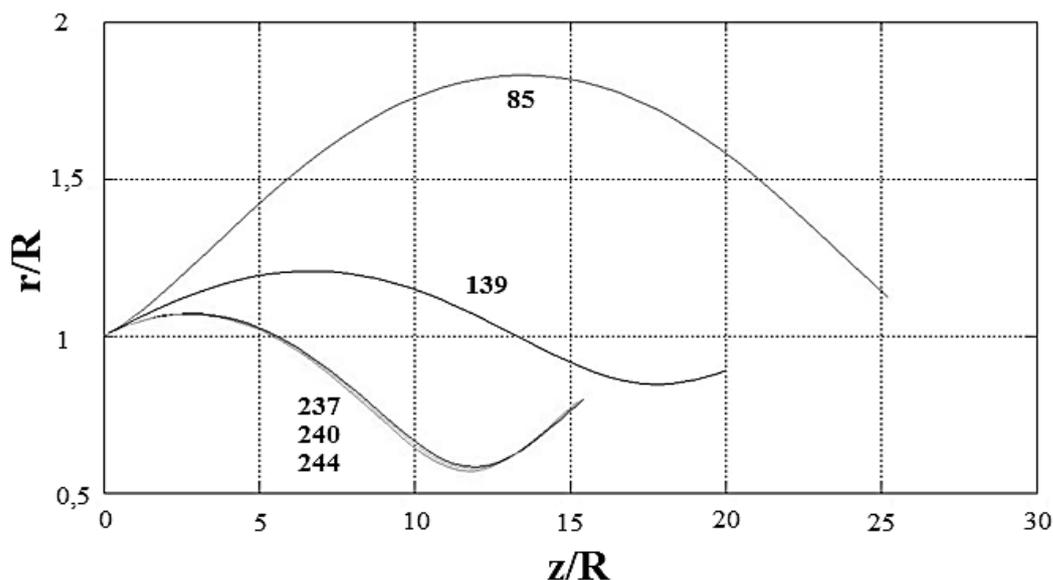


Рис. 4. Траектории движения трансурановых элементов (массы 237-244 а.е.м.) и осколков (85 и 139) в ПОМС-Е-3

Более точное решение системы (1-3) проводилось численным методом-Рунге-Кутта в среде программы MatLab при известных (задаваемых) краевых условиях. Результаты численных экспериментов приведены на рис. 3-5 для случая моноэнергетичного потока ионов и малого углового разброса.

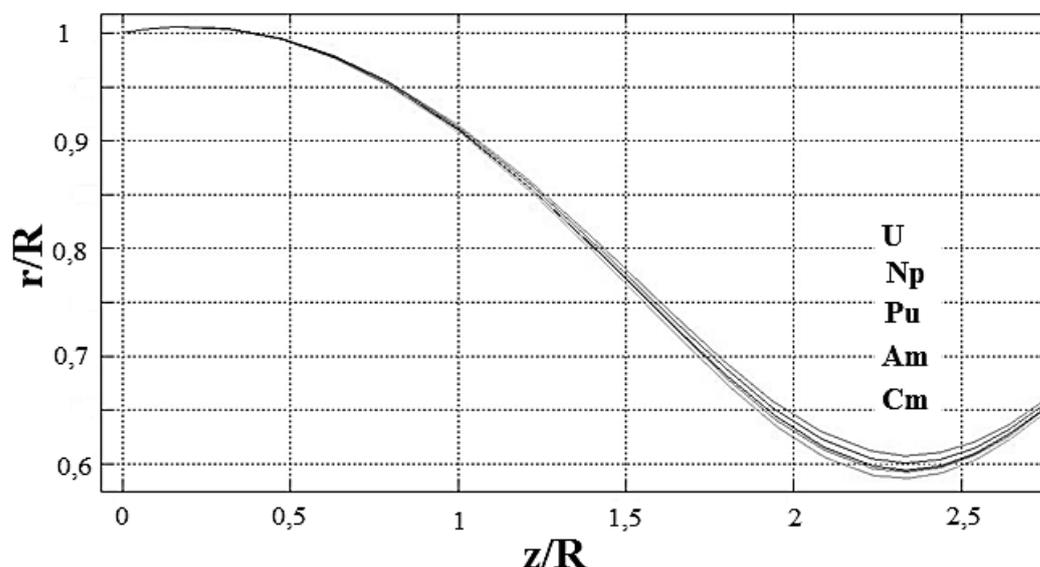


Рис. 5. Траектории движения трансурановых элементов (U, Pu, Np, Am, Cm) в ПОМС-Е-3

Элементы (группы элементов), соответствующие продуктам деления (I и II пики на рис. 2) легко разделяемы. Дисперсия (расстояние вдоль радиуса сепарирующего объема между ионами соседних масс) $\delta R = R \frac{\delta M}{M_0}$ при равновесном радиусе сепаратора $R = 9$ см (создаваемый макет ПОМС-Е-3) для элементов, траектории которых приведены на рис. 3, равна $\delta R \approx 3,5$ см. Массы элементов, траектории которых приведены на рис. 5, находятся в диапазоне 235-244 а.е.м.и, как видно из рис. 5, разделение этих элементов методом плазмооптической масс-сепарации (в «коротком» сепараторе) практически невозможно. Для крайних элементов трансурановой группы $\delta R \approx 0,15$ см; так близко цилиндрические приемники моноэнергетичных ионов разместить невозможно. Еще более жесткое условие получается для реальных – немоноэнергетичных потоков с конечным угловым разбросом. Плазмооптически масс-сепараторы ПОМС-Е-3, ПОМС-Е-П, таким образом, обеспечивая разделение ОЯТ на группы элементов, удовлетворяют условиям нераспространения ядерного оружия.

Библиографический список

1. Бардаков В.М. Масс-сепарация ионов кольцевого плазменного потока / В.М. Бардаков, Г.Н. Кичигин, Н.А. Строкин // Письма в ЖТФ, 2010. – Т. 36, вып. 4. – С. 75-80.
2. Бардаков В.М. Панорамная плазмооптическая масс-сепарация немоноэнергетичных и многозарядных ионов / В.М. Бардаков, Во Ньы Зан, Строкин Н.А. // Известия вузов. Ядерная энергетика – в печати.

МЕТОДИКА НАСТРОЙКИ АНТЕНН СПУТНИКОВОЙ РАДИОСВЯЗИ

А.М. Бухаров, А.А. Лессинг

Иркутский государственный технический университет
buharovam@rambler.ru

Известно, что миром владеет тот, кто быстрее найдет нужную информацию. Информация передается посредством линии связи, разновидностью которых являются радиолинии. Одним из важнейших устройств передачи и приема радиосигналов являются антенны.

Антенна – устройство для излучения и приема радиоволн. Даже простейший с виду провод или штырь может преобразовать электромагнитные колебания высокой частоты (радиоволны) в слабый переменный ток высокой частоты, то есть являться антенной.

Антенна спутниковой радиосвязи – это зеркальная антенна для приема сигнала со спутника, которая собирает слабый микроволновый сигнал и осуществляет фокусирование его на конвертор. А зеркало спутниковой антенны имеет высокую отражающую поверхность, которая как правило изготавливается из стали или алюминия, или полиэфирного стеклопластика SMC.

Самыми распространенными спутниковыми антеннами являются параболические (их обычно и называю спутниковыми), которые делятся на 2 вида: прямофокусная (рис. 1а) и офсетная (рис. 1б).

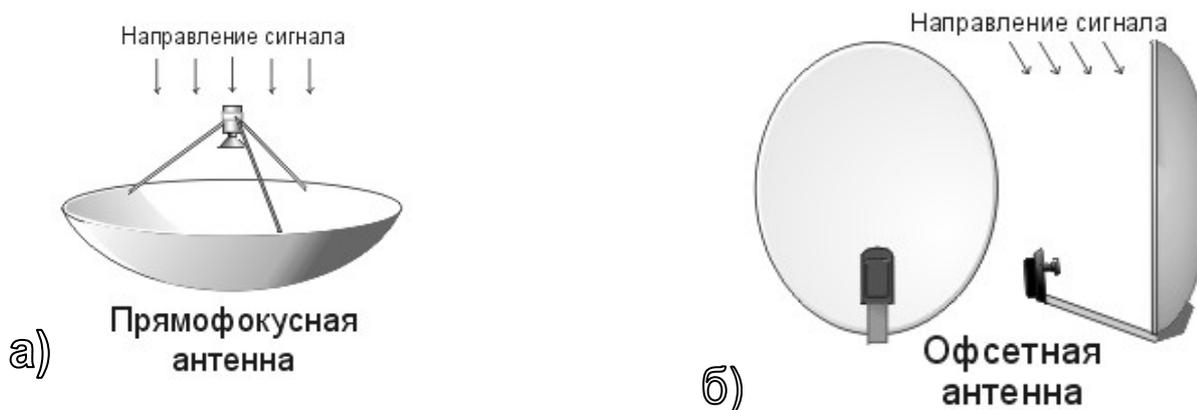


Рис. 1 Типы параболических антенн

Прямофокусные (осесимметричные) антенны – антенны, фокусирующие сигнал со спутника в центре своей окружности. Диаметр антенны определяет ее усиления и соответственно стабильность приема спутникового сигнала.

Недостатком такой антенны являются:

- налипание снега зимой;
- отсутствие возможности установить второй конвертор;
- затенение полезной площади антенны облучателем и его опорами.

Офсетные антенны в основном можно разделить на два вида: однозеркальные и двузеркальные. Такого типа антенны представляют собой

несимметричную вырезку из параболоида с облучателем в фокусе такого параболоида. Другими словами, офсетная антенна является эллиптическим параболоидом. Фокус такого сегмента расположен ниже геометрического центра антенны. Что является неотъемлемым преимуществом в сравнении с прямофокусной антенной, а именно: у офсетной антенны отсутствует затенение площади антенны облучателем и его опорами; центр тяжести облучателя офсетной антенны ниже, а значит более устойчивая при ветровых нагрузках; а так как офсет антенны имеет уже свой угол, то антенны такого типа крепятся почти вертикально, что исключает собирание в «чаше» антенны атмосферных осадков.

Из вышесказанного можно сделать вывод, что офсетные антенны более универсальны, «неприхотливы», более надежны. Что и повлияло на их массовость, то есть самыми популярными спутниковыми антеннами в нынешнее время стали офсетные.

В соответствии с регламентом Вещательной Спутниковой Службы для систем спутниковой связи выделено несколько диапазонов частот, каждый из которых получил условное обозначение буквой латинского алфавита.

Таблица-1. Диапазоны частот

| Наименование диапазона | Полоса частот в ГГц |
|------------------------|-------------------------------|
| L -диапазон | 1,452-1,550 и 1,610-1,710 |
| S - диапазон | 1,93 - 2,70 |
| C - диапазон | 3,40 -5,25 и 5,725 - 7,075 |
| X - диапазон | 7,25 - 8,40 |
| Ku - диапазон | 10,70 - 12,75 и 12,75 - 14,80 |
| Ka - диапазон | 15,40 - 26,50 и 27,00 - 30,20 |
| K - диапазон | 84,0 - 86,0 |

Большинство действующих систем спутниковой связи на базе геостационарных спутников работают сейчас в диапазонах C и Ku. Ka-диапазон в нашей стране пока широко не применяется, но идет его бурное освоение в Америке и Европе.

Коэффициент усиления антенны зависит от диапазона работы спутника. Сравним диаметры антенн C-диапазона и Ku-диапазона для одинакового коэффициента усиления антенны. В Ku-диапазоне рассмотрим антенну $d=1,2$ м.

Коэффициент усиления антенны (K) вычисляется по формуле:

$$K = \frac{d}{\lambda}$$

где d – диаметр антенны, λ - длина волны. Длина волны рассчитывается по следующей формуле:

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

где c – скорость распространения электромагнитных колебаний высокой частоты в вакууме равная $c = 299792458$ м/с, но для простоты расчетов и сравнений, и для визуальной наглядности округлим $c = 300000000 = 3 \cdot 10^8$ м/с или $30 \cdot 10^9$ см/с.

Из таблицы-1 видим, что частоты С-диапазона – в интервале 3,40–5,25 ГГц, а Ку-диапазона – в интервале 10,7–12,75 ГГц. Для вычисления длин волн в С и Ку диапазонах, воспользуемся нижними частотами диапазонов $f_c = 3,4$ ГГц $= 3,4 \cdot 10^9$ Гц и $f_{Ku} = 10,7$ ГГц $= 10,7 \cdot 10^9$ Гц.

$$\lambda_c = \frac{30 \cdot 10^9 \text{ см/с}}{3,4 \cdot 10^9 \text{ Гц}} \approx 9 \text{ см}, \quad \lambda_{Ku} = \frac{30 \cdot 10^9 \text{ см/с}}{10,7 \cdot 10^9 \text{ Гц}} \approx 3 \text{ см}$$

Коэффициент усиления антенны в Ку-диапазоне (диаметр антенны $d = 1,2 \text{ м} = 120 \text{ см}$), определим по формуле:

$$K = \frac{d}{\lambda_{Ku}} = \frac{120 \text{ см}}{3 \text{ см}} = 40$$

Итак, при использовании антенны диаметром 1,2 м, коэффициент усиления антенны сигнала в Ку-диапазоне составляет 40. Для того, чтобы достичь такой же коэффициент усиления антенны в С-диапазоне, необходимо использовать антенну следующим диаметром:

$$d = K \cdot \lambda_c, \quad d = 40 \cdot 9 \text{ см} = 360 \text{ см}, \text{ или } 3,6 \text{ м}$$

Таким образом, в С-диапазоне потребуется антенна в 3 раза больше диаметром, чем в Ку-диапазоне. А это означает, что используя антенну в Ку-диапазоне стоимость самой антенны, ее монтаж и обслуживание будет дешевле в несколько раз, чем в С-диапазоне. То есть целесообразнее и выгоднее в нынешнее время использовать систему антенн, принимающих (работающих) сигнал в Ку-диапазоне.

В данной работе будет рассматриваться методика настройки антенны спутниковой радиосвязи в Ку-диапазоне. К тому же в Российской Федерации ресурс С-диапазона на геостационарных спутниках почти полностью передан для трансляции телевидения. А это все же в наше время неприемлемо, так как жизненные потребности населения в быту уже не только в телевидении, но и в Интернете и сотовой связи (канал для которых в деревнях в 90% случаях предоставляется через антенны, работающие в Ку-диапазоне).

Актуальность данной работы обусловлена 2 основными критериями:

- спутник должен быть Российским;
- зона покрытия – Иркутск и Иркутская область;

Родоначальником серии российских спутников был «Экспресс». В настоящее время используются российские спутники серии Экспресс - «Экспресс-АМ», разработанная совместно с французскими, японскими и немецкими партнерами. Первый запуск был осуществлен в декабре 2003 г. Сейчас выведены на орбиту и выполняют свои функции 6 спутников этой серии.

Рассмотрим методику настройки спутниковой радиосвязи Российского спутника серии «Экспресс-АМ».

Сравним характеристики зон покрытия спутников, а научным языком – сравнить ЭИИМ (эквивалентная изотропно излучаемая мощность).

ЭИИМ - основная характеристика уровня сигнала, излучаемого станцией связи в заданном направлении. Определяется как произведение мощности передатчика на коэффициент усиления антенны, нормированный относительно изотропного излучателя. ЭИИМ спутника характеризуется в dBW, и чем выше этот показатель, тем лучше, качественнее будет происходить прием спутникового радиосигнала.

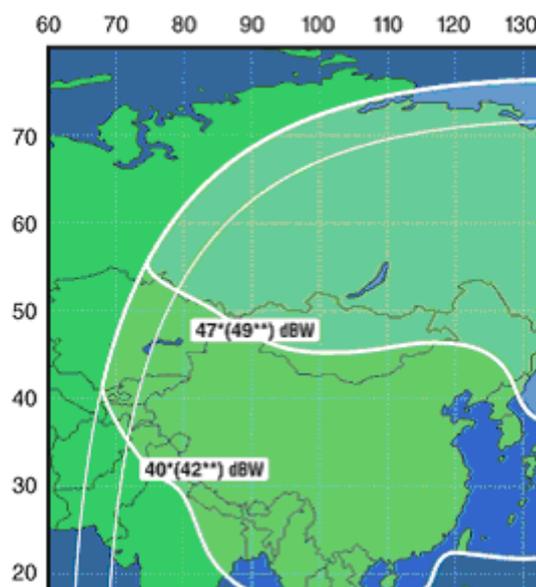


Рис.2 Зона покрытия спутника «Экспресс-АМЗ».

На рис.2 показан максимальный показатель ЭИИМ – 47-49 dBW, из чего следует, что оз. Байкал и Иркутская область попадает под максимальный показатель ЭИИМ спутника «Экспресс-АМЗ».

Поэтому, в данной работе будет рассматриваться методика настройки антенн спутниковой радиосвязи, сигнал с которого будет передаваться со спутника «Экспресс-АМЗ».

Самыми массовыми локальными антеннами в приемо-передающей спутниковой радиосвязи являются антенны диаметром 1,2 м. Именно такого диаметра антенны использовались с середины 2000-х гг. в таких национальных проектах, как Интернет во всех средне образовательных школах населенных пунктов России; таксофонизация в деревнях; пункты коллективного доступа (Интернет для населения) в муниципальных образованиях и другие некоторые проекты государственного значения, которые были осуществлены через АЗССС – абонентской земной станции спутниковой связи с использованием антенн диаметром 1,2 м.

Поэтому анализ методики настройки антенн спутниковой радиосвязи будет проходить с одной стороны через антенну диаметром 1,2 м, а с другой, как уже указывалось ранее, – через спутник «Экспресс-АМЗ».

В данной работе рассматривается антенна одного из самых известных производителей как и в мире, так и в России – Prodeline.

Таблица-2. Основные характеристики
приемо-передающей антенны Prodeline 1,2 м

| | |
|--|---|
| Диаметр антенны | 1.2 м |
| Рабочая частота (ГГц) | |
| Прием | 10.95 – 12.75 ГГц |
| Передача | 13.75 – 14.5 ГГц |
| Усиление в середине диапазона (± 0.2 дБ) | |
| Прием | 41.5 дБ |
| Передача | 43.0 дБ |
| Шумовая температура антенны | |
| Угол места 20° | 46К |
| Угол места 30° | 43К |
| Угол офсета | 17° |
| Огибающая боковых лепестков, (дБ): | |
| 1° < 52888 < 20° | 29 – 25Lg(52888) дБ |
| 20° < 52888 < 26,3° | -3.5 дБ |
| 26,3° < 52888 < 48° | 32 – 25 Lg(52888) дБ |
| 48° < 52888 | -10 дБ (усредненное) |
| Кросс-поляризация | |
| В контуре 1 дБ | -30 дБ (макс.) |
| Для любого угла | -25 дБ (макс.) |
| Коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) | 1.3 : 1 (макс.) |
| Механические характеристики | |
| Материал рефлектора | Полиэфирный стеклопластик SMC |
| Оптика антенны | Однозеркальная, офсетная |
| Диаметр опорной колонны | 141 мм |
| Движение антенны по углу места | от 5° до 90° (непрерывное перемещение) |
| Движение антенны по азимуту | $\pm 20^\circ$ (точная регулировка), 360° (непрерывное перемещение) |
| Тип основания | Азимутально-угломестное |
| Вес | 41 кг |
| Условия эксплуатации | |
| Ветровая нагрузка | |
| Рабочая | 80 км/ч |
| Предельная | 201 км/ч |
| Температура | |
| Рабочая | от -40°C до 60°C |

Таблица-3. Основные характеристики спутника «Экспресс-АМЗ»
Экспресс АМЗ - технические характеристики

| | |
|--|---|
| Орбита | Геостационарная / 140° в.д. |
| Точность удержания на орбите | ± 0,05° (в направлении север-юг / запад-восток) |
| Стабилизация | Трехосная |
| Мощность, потребляемая ретранслятором | 4200 Вт |
| Масса спутника | 2600 кг |
| Мощность источников питания | 6000 Вт |
| <i>Экспресс АМЗ – транспондеры Ku-диапазона</i> | |
| Параметры | Ku-диапазон |
| Количество транспондеров | 12 |
| Полоса пропускания, МГц | 54 |
| Выходная мощность, Вт (количество транспондеров) | 101(8) 140(4) |

Так как почти все модели приемо-передающих антенн диаметром 1,2 м имеют цельное зеркало, то главное и единственное требование в установке антенны – это установить как можно идеальнее вертикально опору, на которую будет насаживаться антенна. Со всех четырех сторон уровень, приложенный к опоре, должен показывать ровно 90°.

Что происходит даже при незначительном отклонении опоры? Например, предположим, что опору установили с незначительным отклонением в 3° влево, то после насаживания на нее антенну вверх антенны наклониться влево так же на 3°, а низ антенны уйдет вправо тоже на 3°. Но так как наша антенна офсетная (как и большинство в мире приемо-передающих спутниковых антенн), а не круглая как у прямофокусных антенн (которые в основном в России используются для приема в С-диапазоне телевизионного сигнала), то получается что у офсетной антенны в результате наклона вершины антенны влево на 3° и вправо низ антенны на 3°, то общее искажение антенны составит 6°, а это уже считается грубой ошибкой монтажа для офсетной антенны. Потому что офсетная антенна, как описывалось в начале данной работы, представляет собой несимметричную вырезку из параболоида с облучателем в фокусе такого параболоида, то есть фокус такой антенны расположен ниже геометрического центра. В итоге при некорректной установке офсетной антенны не происходит 100-процентного фокусирования электромагнитного колебания высокой частоты на конвертор (облучатель), то есть антенна не будет принимать и передавать сигнал наилучшего качества.

Следующий этап исследования методики настройки после сборки и корректного монтажа антенны – математический расчет корректировки антенны, а именно:

1. расчет градуса направленности антенны;
2. угла наклона (подъема) антенны на спутник;
3. установка угла поворота облучателя (угла поляризации)

Все эти три пункта можно рассчитать только после определения координат (долготы и широты) места установки вплоть до секунды. Для примера место установки возьмем город Иркутск, его координаты: широта 52 гр. 17 мин 00 сек, долгота 104 гр. 18 мин. 00 сек. После мы имеем 2 точки: геостационарный спутник («Экспресс-АМЗ») и координаты установленной антенны Prodeline 1,2 м. После эти координаты вводятся в компьютерную программу. Их несколько, но возьмем одну из самых популярной - Satellite Antenna Alignment. Эта программа регулярно обновляется и пополняется новыми спутниками. После открытия программы выбирают из списка спутник – «Экспресс-АМЗ», затем вводят координаты и модель антенны – диаметр 1,2 м. В итоге мы получаем следующие расчеты: рис. 3-а и рис. 3-б.

The screenshot shows the 'Satellite Antenna Alignment' software interface. On the left, there is a table of satellites with columns for satellite name, E/W, degrees, Azimuth, and Elevation. The 'Express AM 3' satellite is selected. On the right, there are input fields for satellite position (Azimuth: 137,749°, Elevation: 21,710°) and location coordinates (Latitude: 52° 17' 00" N, Longitude: 104° 18' 00" E). A table at the bottom shows the entered coordinates for 'Иркутск'.

| Спутник | E/W | ° | Азимут ° | Угол места ° | www. | |
|---------------------|----------|------------|----------|------------------|-----------------|-------------------------|
| Telkom 2 | E | 118 | 0 | 162,872 ° | 28,853 ° | http:// |
| Thaicom 1A | E | 120 | 0 | 160,438 ° | 28,438 ° | http:// |
| AsiaSat 4 | E | 122 | 2 | 157,789 ° | 27,921 ° | http:// |
| JCSAT 4A | E | 124 | 0 | 155,647 ° | 27,452 ° | http:// |
| Sinosat 3 | E | 125 | 0 | 154,467 ° | 27,175 ° | http:// |
| JCSAT 3A | E | 128 | 0 | 150,973 ° | 26,272 ° | http:// |
| JCSAT 5A, Vinasat 1 | E | 132 | 0 | 146,428 ° | 24,911 ° | http:// |
| Apstar 6 | E | 134 | 0 | 144,206 ° | 24,167 ° | http:// |
| Telstar 18 | E | 138 | 0 | 139,866 ° | 22,565 ° | http:// |
| Express AM 3 | E | 140 | 0 | 137,749 ° | 21,710 ° | http:// |
| Superbird C | E | 144 | 0 | 133,616 ° | 19,902 ° | http:// |
| Agila 2 | E | 146 | 0 | 131,600 ° | 18,953 ° | http:// |
| Measat 2 | E | 148 | 0 | 129,617 ° | 17,977 ° | http:// |
| JCSAT R | E | 150 | 0 | 127,666 ° | 16,976 ° | http:// |
| Optus D2 | E | 152 | 0 | 125,746 ° | 15,950 ° | http:// |
| JCSAT 2A | E | 154 | 0 | 123,856 ° | 14,903 ° | http:// |
| Optus C1 | E | 156 | 0 | 121,994 ° | 13,836 ° | http:// |

Рис. 3-а Выбор спутника и ввод координат

The screenshot shows the 'Antenna Parameters' section of the software. It includes input fields for antenna width (1200 mm) and height (1250 mm). Calculated values are shown for antenna tilt angle (95,45°), satellite elevation angle (21,710°), and antenna offset angle (16,26°). A diagram below illustrates the antenna geometry and the required tilt angle relative to the horizontal plane.

Ширина антенны (мм): 1200
 Высота антенны (мм): 1250
 Угол смещения: 16,26 °
 Угол подъема на спутник: 21,710 °
 Требуется наклон антенны : 95,45 °
 Спутник: 140,0°E - Express AM 3; Азимут: 137,749 ° Угол места: 21,710 °

Рис. 3-б Выбор антенны и получение данных

Полученные данные позволяют выставлять антенну по необходимым критериям. К антенне прилагается спутниковый модем. К нему подсоединяется компьютер и входим в этот модем, открываем ссылку модема, где указывается уровень принимающего сигнала в децибелах. Корректируем антенну до максимального сигнала и аккуратно фиксируем (закрепляем) антенну. В итоге получается антенна с инженерной отстройкой, то есть высоким уровнем приемо-передающего сигнала.

В заключении перечислим еще раз основные пункты методики настройки антенны спутниковой радиосвязи:

1. аналитический – определиться со спутником, а именно у какого геостационарного спутника наивысший показатель ЭИИМ в той зоне покрытия, где необходима установка АЗССС.
2. механический – установить опору крепления антенны идеально вертикально со всех четырех сторон. В результате точного монтажа опоры не будет искажено зеркало антенны, в результате будет происходить 100-процентное преобразование радиоволн высокой частоты в слабый переменный ток высокой частоты.
3. математический – определив координаты установки произвести расчет 3 основных критериев настройки антенны: градус направления антенны; угол подъема антенны на спутник и угол поляризации (угол поворота облучателя). Эти данные можно получить подставив координаты места установки АЗССС в компьютерную программу по расчету таких данных - Satellite Antenna Alignment.
4. Пикировка и юстировка. После выставления на антенне всех характеристик, полученных в результате расчета, подключиться к спутниковому модему, который указывает уровень мощности принимающего сигнала в данный момент и отрегулировать антенну горизонтально-вертикально для получения максимального уровня сигнала. После чего аккуратно ее зафиксировать.

В результате мы получаем пошагово качественно настроенную антенну, которая будет принимать и передавать сигнал с максимальной мощностью.

Библиографический список

1. Шпиндлер Э. Практические конструкции антенн. Пер. с немец. М. Мир, 1989. - 448 с.
2. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М. Высшая школа, 1988. - 431 с.
3. Стивенсон Д. Спутниковое ТВ. Практическое руководство: Пер. с англ. – М. ДМК Пресс, 2001. - 496 с.
4. www.helios-net.ru
5. Данилин А.А. Спутниковое телевидение. Установка, подключение, ремонт. – М., СОЛОН-ПРЕСС, 2009. – 216 с.

ПЛАЗМООПТИЧЕСКАЯ МАСС-СЕПАРАЦИЯ МНОГОКОМПОНЕНТНЫХ МНОГОЗАРЯДНЫХ ИОННЫХ ПОТОКОВ

Во Ньы Зан

Иркутский государственный технический университет
vonhudan@mail.ru

Введение

Сегодняшние и будущие потребности человеческой деятельности ставят перед исследователями задачу нахождения и промышленного использования нового высокопроизводительного способа выделения ядерно-чистых веществ. В настоящее время наиболее актуальным является разделение отработавшего ядерного топлива (ОЯТ). Переработка ОЯТ позволяет сохранить до 30% природного урана. Из ОЯТ можно также выделять препараты стронция, цезия, циркония, ниобия, рутения, иттрия для изготовления источников ионизирующего излучения, широко применяемых в промышленности и медицине. Ежегодный объем химической переработки ОЯТ составляет около 5000 тонн, в то время как один легко-водный реактор мощностью 1000 МВт производит ежегодно около 30 тонн ОЯТ, а установленная мощность атомных станций на январь 2010 г. составляла 370394 МВт. Основное количество ОЯТ, таким образом, помещают в хранилища без переработки. Причина – высокая стоимость химического разделения ОЯТ.

Альтернативой химической технологии могут стать плазменные методы сепарации вещества и установки для их реализации – магнитоплазменные и плазмооптические масс-сепараторы.

Целью данной работы является иллюстрация возможностей плазмооптического разделения многокомпонентного немоноэнергетического многозарядного потока плазмы на составляющие его компоненты.

1. Плазмооптический масс-сепаратор ПОМС-Е-3

В работе [1] были определены реальные возможности плазмооптической сепарации ионов в схеме ПОМС-Е [2], учтено уширение фокусных колец за счет наличия у ионов плазменного потока начального разброса по радиальным скоростям и немоноэнергетичности и, далее, в работе [3] предложен трехкомпонентный плазмооптический масс-сепаратор, названный авторами ПОМС-Е-3 (рис. 1).

Для ОЯТ существуют три пика в распределении элементов по массам с наиболее вероятными массами $M_I = 95$, $M_{II} = 139$ и $M_{III} = 239$. ПОМС-Е-3 подходит для целей разделения ОЯТ: на приемном электроде, имеющем радиус r_1 , будут собираться все трансурановые элементы (M_{III} ; пик III – рис. 2), на приемник большого радиуса (r_2) придут все ионы, соответствующие пику I (M_I); на торцевой приемник – элементы пика II (M_{II}). Трансурановые элементы передаются после выделения для изготовления, так называемого, МОХ-топлива. «Минорные» элементы, уже частично разделенные на первой стадии масс-

сепарации, в дальнейшем могут разделяться или с помощью того же перенастроенного ПОМС-Е-3, или передаваться на электромагнитный масс-сепаратор.

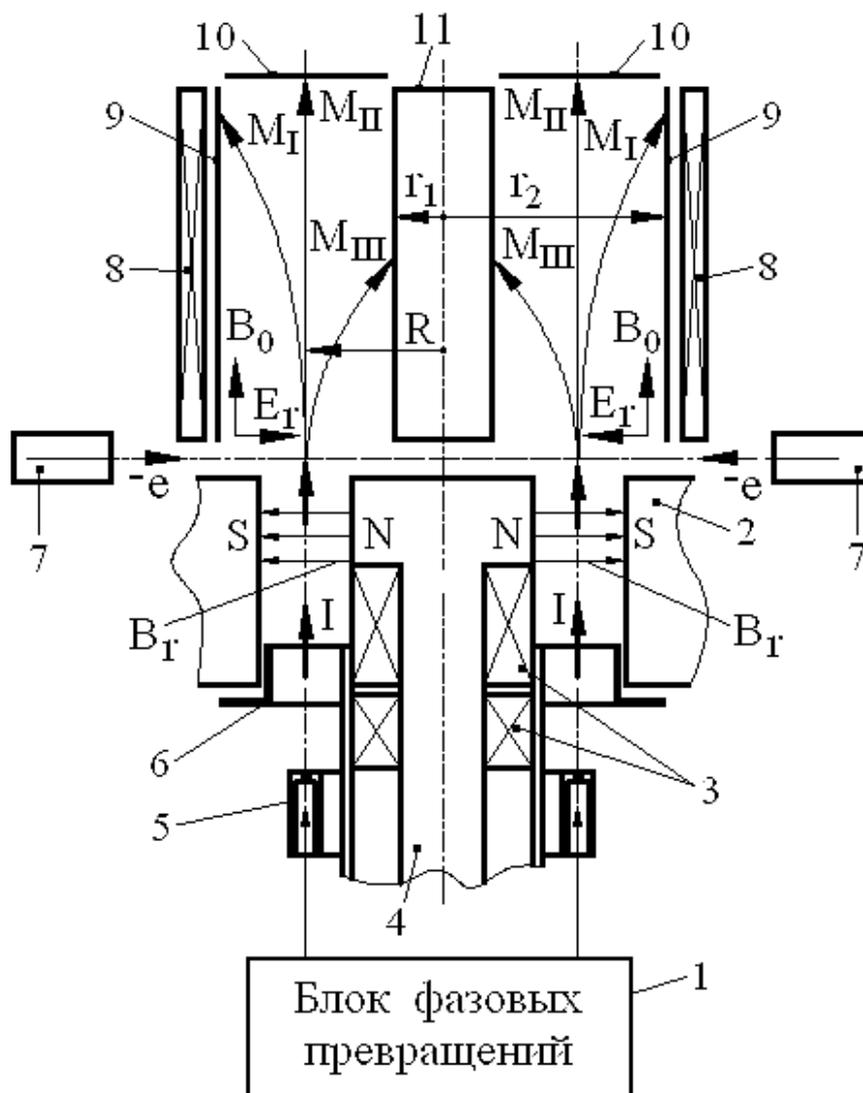


Рис. 1. Плазмооптический масс-сепаратор ПОМС-Е-3: 1 – блок фазовых превращений; 2 – азимутатор; 3 – катушки электромагнитов; 4 – полюс азимутатора; 5 – газораспределитель; 6 – анод; 7 – катод (электронная пушка сопровождения); 8 – система создания продольного магнитного поля; 9, 11 – система создания радиального электрического поля; 9 – 11 – приемники разделенных элементов пучка.

В ПОМС-Е-3 движение многозарядных ионов изотопов или ионов химических элементов массой M (радиус центральной – равновесной траектории $r = R$, начальные условия $\varphi = z = 0$) в цилиндрической геометрии (r, φ, z) описывается системой уравнений:

$$\frac{\partial^2 r}{\partial t^2} - r \left(\frac{\partial \varphi}{\partial t} \right)^2 = \frac{ze}{M} E_r; \quad (1)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \left(r^2 \frac{\partial \varphi}{\partial t} \right) = 0; \quad (2)$$

$$M \frac{\partial^2 z}{\partial t^2} = 0, \quad (3)$$

где $E_r(r) = -E_0 R/r$ – напряженность радиального электрического поля; $E_0 = E_r(R) = \frac{M_0 v_{\varphi 0}^2}{eR}$; $v_{\varphi 0}$ – начальная азимутальная скорость ионов центральной массы M_0 после азимутатора.

Точные решения системы уравнений (1–3) для траекторий движения ионов с различными зарядами, которые использовались в НИ ИрГТУ при проектировании макета масс-сепаратора ПОМС-Е-3, были получены численным методом Рунге-Кутты второго порядка в пакете программы MATLAB. Пример расчетов траекторий ионов ОЯТ для различных масс приведен на рис. 2. Энергии ионов здесь лежат в диапазоне $(0,2 \div 1,1)W_0$, где W_0 – энергия, соответствующая разрядному напряжению плазменного ускорителя (см. соответствующие подписи на рис. 2).

Расчеты траекторий ионов ОЯТ с учетом реальных условий на энергетический разброс и многозарядность показывают (рис. 2), что с помощью ПОМС-Е-3 можно разделять потоки немонотонных ионов с разными зарядами. При этом, что очень важно для повторного использования ОЯТ в топливном цикле в виде МОХ-топлива, трансурановые элементы (самые тяжелые в ОЯТ), приходящие на внутренний приемник, не смешиваются, не загрязняются какими-либо другими ионами. Минорные же элементы ОЯТ, приходящие на торцевой и внешний цилиндрический приемник, могут загрязняться более тяжелыми элементами с низкими потенциалами кратной ионизации.

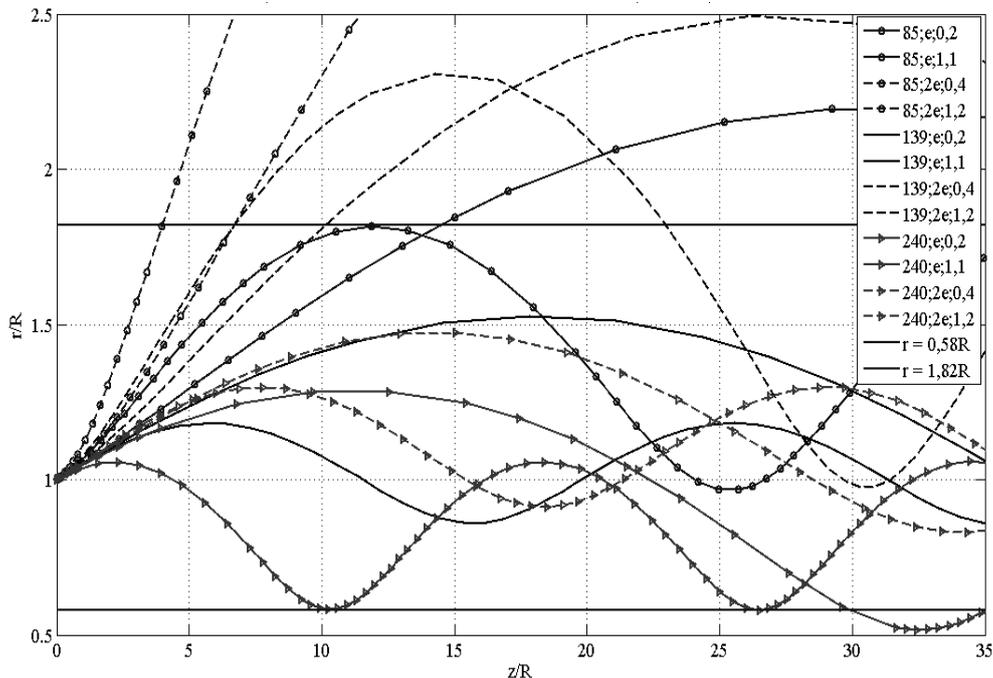


Рис. 2. Траектории движения многозарядных ионов немонотонного пучка: 85; e – траектория однозарядного иона массой $M = 85$ (рубидий), 85; 2e – двухзарядный рубидий; 139; e – однозарядный ион массой $M = 139$ (лантан); 139; 2e – двухзарядный ион лантана; 240; e – однозарядный ион массой $M = 240$

(изотоп урана; период β -полураспада 14,1 ч); $240; 2e$ – двухзарядный уран

2. Панорамная плазмооптическая масс-сепарация

Для «короткого» [4] масс-сепаратора было показано, что, когда размер L_S сепарирующего объема вдоль продольной оси сепаратора Z ограничен, при разделении смеси веществ, имеющих массы близкие к массе M_0 центрального иона, панорамную масс-сепарацию осуществить можно при ограничении на энергетический разброс ионов: $\frac{\Delta W}{W_{max}} < \frac{2}{\pi} \frac{1}{\sqrt{n}}$, где n – число пар элементов (изотопов) вблизи M_0 . А когда на длину сепаратора ограничений нет («длинный» масс-сепаратор [4]), можно осуществить панорамную сепарацию и для немонотонного плазменного потока с любым набором энергий – от минимальных энергий, проходящих через азимутатор, до максимальной энергии $W_{max} \geq W_0$.

На рис. 3 приведены рассчитанные в среде MATLAB траектории девяти разделяемых ионов (показана половина аксиально симметричного «короткого» сепарирующего объема). Четыре иона имеют массы большие M_0 – они приходят на «плавающие» (имеющие плавающий потенциал) приемники 1–4, а 4 – меньшие M_0 (приходят на приемники 8–5, также «плавающие»); на приемник 9 приходят ионы центральной массы M_0 . Как видно из рис. 3, приемники «не мешают» друг другу. Собирающими поверхностями у них являются как внутренние (приемники 5–9), так и внешние (1–4) стороны цилиндров, что существенно расширяет возможности панорамного масс-сепаратора.

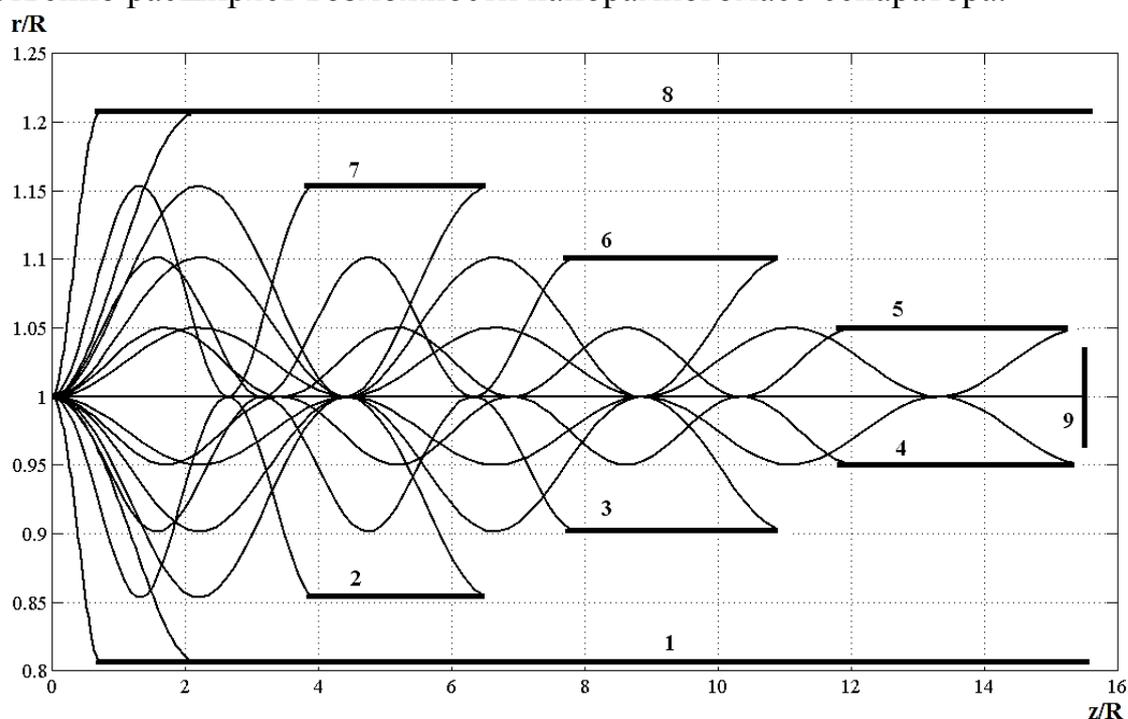


Рис. 3. Траектории ионов смеси из 9 компонентов в сепарирующем объеме:
 1–8 – цилиндрические, 9 – кольцевой приемники ионов следующих масс:
 1 – $M_0/M = 0,8$; 2 – $0,85$; 3 – $0,9$; 4 – $0,95$; 5 – $1,05$; 6 – $1,1$; 7 – $1,15$; 8 – $1,2$; 9 – 1 .
 Ионы имеют скорости в диапазоне: для приемника 1 – $V_{zmax} \div 1/3V_{zmax}$;
 2 – $V_{zmax} \div 3/5V_{zmax}$; 3 – $V_{zmax} \div 5/7V_{zmax}$; 4 – $V_{zmax} \div 7/9V_{zmax}$; 5 – $V_{zmax} \div 7/9V_{zmax}$;

$6 - V_{zmax} \div 5/7V_{zmax}; 7 - V_{zmax} \div 3/5V_{zmax}; 8 - V_{zmax} \div 1/3V_{zmax}; 9 - V_{zmax}; V_{\phi A0}/V_0 = 0,5.$

Заключение

При выполнении работы получены следующие результаты:

1) определены особенности сепарации немоноэнергетичных многозарядных ионов в ПОМС-Е-3; показано, что в плазмооптическом масс-сепараторе возможно выделение группы трансурановых элементов, не загрязненных ионами кратных зарядов соседних элементов;

2) найдено решение для реализации панорамной сепарации ионов в плазмооптических масс-сепараторах.

Промышленное внедрение ПОМС-Е-3 возможно после проведения полного цикла испытаний макета и доработанного, с учетом результатов испытаний, опытно-промышленного образца масс-сепаратора. Экономическую эффективность метода в настоящее время – на стадии научно-исследовательской работы – точно определить нельзя. В случае создания опытно-промышленной установки, стоимость получения изотопов по сравнению, например, с изотопами, полученными на электромагнитных сепараторах, будет меньше, по оценкам, в десятки раз.

Библиографический список

1. Бардаков В.М. Масс-сепарация ионов кольцевого плазменного потока / В.М. Бардаков, Г.Н. Кичигин, Н.А. Строкин // Письма в ЖТФ, 2010. – Т. 36, вып. 4. – С. 75–80.

2. Морозов А.И. Осесимметричные плазмооптические масс-сепараторы / А.И. Морозов, В.В. Савельев // Физика плазмы, 2005. – Т. 31, №5. – С. 458–465.

3. Астраханцев Н.В. Плазмооптическая сепарация и диагностика результатов разделения отработанного ядерного топлива / Н.В. Астраханцев, В.М. Бардаков, Во Ныи Зан, Г.Н. Кичигин, Н.В. Лебедев, Н.А. Строкин // Вопросы атомной науки и техники. Серия: «Плазменная электроника и новые методы ускорения», 2010. – №4. – С. 310–315.

4. Бардаков В.М. Панорамная плазмооптическая масс-сепарация немоноэнергетичных и многозарядных ионов / В.М. Бардаков, Во Ныи Зан, Н.А. Строкин // Известия ВУЗОВ. Ядерная энергетика. – в печати.

ИЗМЕРЕНИЕ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ВЛАЖНОСТИ ГЕКСАНА СОРБЦИОННО-ЧАСТОТНЫМ МЕТОДОМ

Т.С. Воронова, В.Г. Мазур, А.Д. Пудалов

Ангарская государственная техническая академия
systems-ntfs@mail.ru

В технологических процессах химических, нефтехимических и других отраслей промышленности часто используется гексан. Наибольшее применение он находит как неполярный растворитель для проведения химических реакций, используется как жидкость в низкотемпературных термометрах, а также как добавка к моторному топливу (2,2-диметилбутан и 2,3-диметилбутан), улучшающая его качество и в других отраслях промышленности. Зачастую, присутствие даже незначительного количества растворённой воды в гексане способно вызвать сбой в работе оборудования, что влечёт ухудшение качества выпускаемой продукции.

Для измерения влажности гексана существует несколько распространённых методов, такие как: кулонометрический, оптический и метод Карла Фишера. Достоинства и недостатки этих методов и приборов на их основе более подробно рассмотрены в [1].

Наряду с указанными методами измерения влажности большой интерес так же представляет сорбционно-частотный метод (СЧМ), который широко используется для определения относительной влажности в газах. Принцип метода основан на присоединении влаги сорбентом, за счёт чего увеличивается масса пьезосорбционного чувствительного элемента (ПСЧЭ) и как следствие изменяется его частота. Так как сорбент избирательно присоединяет только влагу, то метод принципиально пригоден для измерения относительной влажности не только в газах, но и в насыщаемых жидкостях.

Целью данного исследования является возможность применения СЧМ для измерения влажности в насыщаемых жидких неполярных органических соединениях на примере гексана.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

1. разработать схему генератора, которая будет обеспечивать устойчивые колебания ПСЧЭ в гексане;
2. приготовить образцы жидкости с известной влажностью;
3. собрать лабораторную установку для измерения относительной влажности гексана;
4. произвести обработку результатов измерений.

Исследования проводились по следующим этапам.

1. Была разработана схема кварцевого генератора, которая поддерживает устойчивые колебания ПСЧЭ при его погружении в неполярную органическую жидкость. Схема работает на частоте последовательного резонанса для обеспечения максимальной амплитуды колебаний ПСЧЭ.

2. Известно, что над насыщенными растворами некоторых солей в диапазоне температур 5–10°C вблизи комнатной, относительная влажность газа постоянна и зависит от используемой соли [2]. В ходе эксперимента были приготовлены следующие насыщенные растворы солей: $MgCl_2$, $NaCl$, создающие относительную влажность 33 % и 75,5 % соответственно. В анализируемый гексан были добавлены эти растворы. Методом пьезокварцевого микровзвешивания было подтверждено, что используемые соли не растворяются в анализируемых образцах. В результате было установлено, что создаваемая этими насыщенными растворами солей относительная влажность в гексане совпадает с той влажностью, которую создаёт этот же раствор в газе. Полученный результат был подтвержден измерениями прибором АКВА-901. При помощи данного метода был приготовлен образцы гексана с относительной влажностью 33 % и 75,5 %.

Гексан с относительной влажностью около 0 % был приготовлен путём осушения его силикагелем. Количество силикагеля было выбрано из расчёта его сорбционной способности с двукратным запасом.

Гексан с насыщенным уровнем относительной влажности (порядка 98 %) был приготовлен путём добавления в него такого количества воды, что на дне сосуда она образовывалась в свободном виде.

Таким образом, в диапазоне относительной влажности φ от 0 до 100 % были выбраны 4 анализируемые точки с относительной влажностью гексана: 0 %; 33 %; 75,5 %; 98 %. Указанные значения относительной влажности были подтверждены результатами измерений контрольным прибором АКВА-901.

3. Была собрана лабораторная установка, которая включала в себя следующее оборудование:

- кварцевый генератор;
- два ПСЧЭ с поли-ε-капроамидом;
- лабораторный термометр ТЛ–4 №2;
- частотомер Gwinstek GFC-8010H;
- пассивный термостат;
- химическая посуда;
- химически чистый н-гексан (ТУ 2631-003-05807999-98);
- соли: $MgCl_2$, $NaCl$.

4. Эксперимент проводился по следующей схеме. Задавалась температура исследуемого гексана равная $24 \pm 0,5^\circ C$. Образец помещался в пассивный термостат. Контроль температуры осуществлялся лабораторным термометром ТЛ–4 №2. ПСЧЭ погружался сначала в осушенный раствор гексана, где фиксировались показания, затем, последовательно он помещался в остальные растворы по мере повышения влажности. После измерения показаний в гексане с $\varphi=98\%$ ПСЧЭ вынимали из исследуемого образца и оставляли некоторое время на воздухе, где между чувствительным элементом и окружающей средой наступало динамическое равновесие. После чего измерения повторялись по описанной в данном пункте методике.

Эксперимент, проводимый по указанной выше схеме, повторялся 14 раз на протяжении 21 дня с двумя образцами ПСЧЭ №1 и №2.

Статические характеристики (СХ) ПСЧЭ, полученные в результате эксперимента для двух проведённых опытов, имеющих максимальный разброс показаний, представлены на рисунках 1 и 2. Все остальные 12 СХ ПСЧЭ находятся между двумя представленным кривыми и поэтому не приводятся.

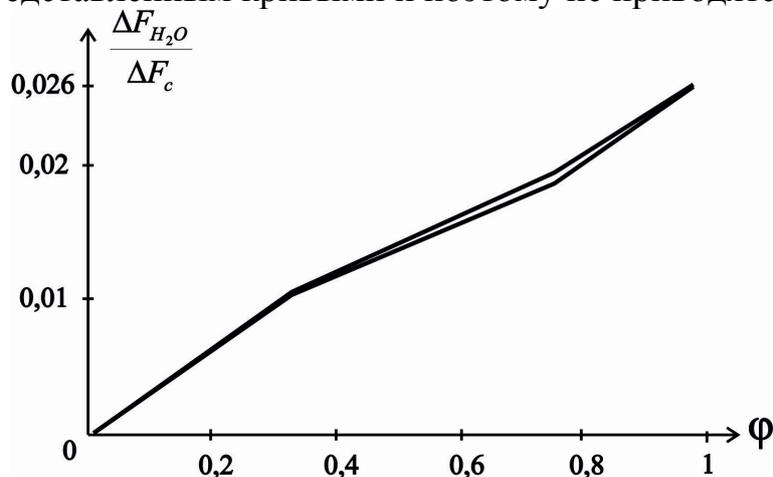


Рисунок 1 – СХ ПСЧЭ №1

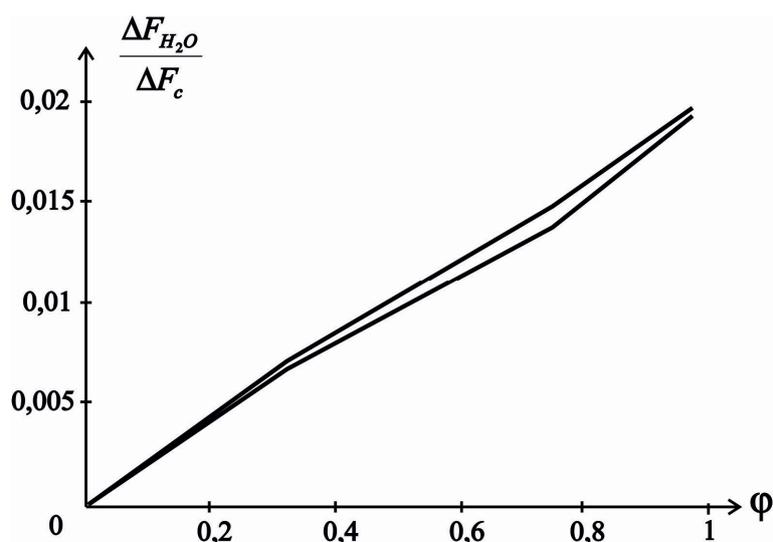


Рисунок 2 – СХ ПСЧЭ №2

Из графиков рисунков 1 и 2 видно, что у ПСЧЭ №1 относительный прирост частоты составляет примерно 2,6 %, что численно составляет 1710 Гц, а у второго датчика ПСЧЭ №2 – 2 %, что численно равно 1350 Гц.

Так как в качестве сорбента, нанесенного на ПСЧЭ, был использован поли-ε-капроамид, то зависимости, представленные на рисунках 1 и 2, могут быть описаны уравнением БЭТ, которое в общем виде выглядит следующим образом [3]:

$$\frac{\Delta F_{H_2O}}{\Delta F_c} = \frac{BC\varphi}{1 + (C-1)\varphi} \left(\frac{1 - \varphi^n}{1 - \varphi} \right), \quad (1)$$

где φ – относительная влажность, выраженная в относительных долях; B , C , n – безразмерные коэффициенты.

Коэффициент n , входящий в уравнение (1), характеризуется технологией нанесения сорбента и для данного случая он равен 3,5.

Методом наименьших квадратов была произведена аппроксимация экспериментальных данных уравнением (1) для ПСЧЭ №1 и №2. Были вычислены значения коэффициентов B и C для обоих ПСЧЭ. Результаты вычислений представлены в таблице 1.

Таблица 1 – Значение коэффициентов уравнения (1) для используемых ПСЧЭ.

| ПСЧЭ | Значения коэффициентов | |
|------|------------------------|------|
| | B | C |
| №1 | $7,7 \cdot 10^{-3}$ | 13,9 |
| №2 | $5,9 \cdot 10^{-3}$ | 9,6 |

На рисунках 3 и 4 представлены экспериментальные и аппроксимирующие СХ ПСЧЭ.

На рисунке 3 кривая 1 построена по уравнению (1) с коэффициентами, взятыми соответственно из таблицы 1 для ПСЧЭ №1. Кривая 2 построена по усреднённым экспериментальным данным для ПСЧЭ №1.

На рисунке 4 кривая 1 построена по уравнению (1) с коэффициентами, взятыми соответственно из таблицы 1 для ПСЧЭ №2. Кривая 2 построена по усреднённым экспериментальным данным для ПСЧЭ №2.

Для представленных на рисунках 1 и 2 СХ ПСЧЭ была вычислена погрешность аппроксимации, которая не превышает 10 %. Такое значение погрешности аппроксимации можно объяснить недостаточным количеством экспериментальных точек в области малых концентраций влажности, что явилось следствием отсутствия необходимых реактивов для проведения эксперимента.

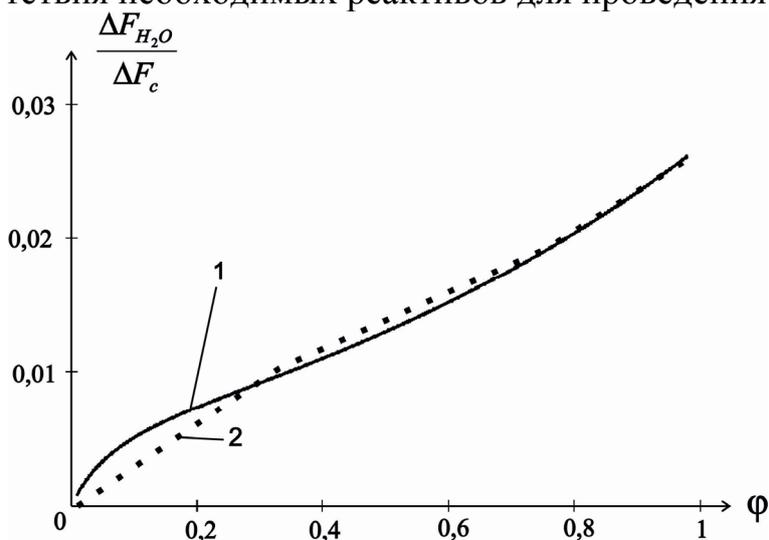


Рисунок 3 – СХ ПСЧЭ №1, 1 – аппроксимирующая; 2 – усреднённая по экспериментальным данным

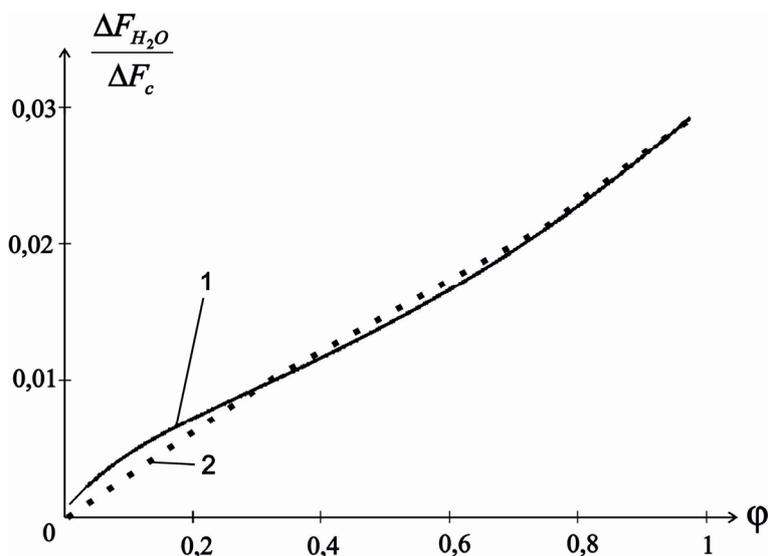


Рисунок 4 – СХ ПСЧЭ №2, 1 – аппроксимирующая; 2 – усреднённая по экспериментальным данным

В процессе выполнения представленной работы были решены следующие задачи:

1. разработана схема генератора, обеспечивающего устойчивые колебания ПСЧЭ в гексане;
2. предложен способ приготовления образцов жидких органических соединений с известной относительной влажностью;
3. собрана лабораторная установка;
4. обработаны и описаны результаты эксперимента.

В результате проведенных исследований на примере гексана была установлена возможность измерения влажности СЧМ насыщаемых неполярных жидких органических соединений.

Библиографический список

1. Ivashchenko V.E., Mazur V.G., Tomilin M.A. Application of Sorption-Frequency Method in Comparison with Other Methods for Measurement of Humidity Nanoconcentration in Gases and Liquids // IEEE 2nd Russia School and Seminar MNST. – Novosibirsk, 2010. – P. 45–47.
2. Аналитическая химия // Свойства органических растворителей. URL: <http://www.novedu.ru/solv1.htm> (дата обращения: 28.04.2012).
3. Серебрякова З.Г., Михайлов Н.В. Исследование сорбционных свойств полиамидных волокон в зависимости от их структуры. // Высокомолекулярные соединения – 1959 – Т. 1, №2, – С. 222–228.

ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ НАЧАЛЬНОГО АНАЛИЗА ПАРАМЕТРОВ ВЕРХНЕГО СТРОЕНИЯ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ПУТИ

А.Ю.Ворошилова, С.Н.Эльхутов

Ангарская государственная техническая академия

esn@fromru.com

При прохождении подвижного состава по рельсовой колее, на контактирующих с колесами поверхностях рельсов возникают усталостные и износные повреждения. В прямых участках пути и в пологих кривых эти повреждения обусловлены преимущественно вертикальной нагрузкой на рельсы. В кривых малого радиуса большое влияние на развитие повреждений оказывают горизонтальные силы взаимодействия колес с рельсами. Эти силы в точках контакта с рельсами поверхностей катания колес нарушают целостность рабочей поверхности головок рельсов за счет локального изгиба и сдвига волокон поверхностного слоя. В местах соприкосновения с рельсами гребней колес горизонтальные силы вызывают боковой износ головок рельсов за счет проскальзывания гребней по их поверхности. Переменное боковое воздействие колес на рельсы приводит к горизонтальным изгибным деформациям рельсовых нитей, вызывая накопление в них дополнительных усталостных повреждений. Как следствие этого, в кривых малого радиуса снижается надежность работы железнодорожного пути, значительно сокращается срок службы рельсов.

Своевременный контроль параметров верхнего строения пути (ВСП) позволяет предупреждать аварийные ситуации, которые могут возникать вследствие эксплуатационного износа рельса, а также планировать сроки проведения профилактических и ремонтных работ.

Для сбора параметров ВСП могут применяться различные технические средства, например путеизмерительные тележки или вагоны - путеизмерители.

Для анализа собранной информации о состоянии ВСП, а также оценки рисков, связанных с эксплуатацией ЖД пути, разрабатывается программный комплекс, в состав которого входит подсистема хранения и начальной обработки первичных данных.

Целью работы является разработка программного обеспечения для начального анализа параметров ВСП. Для достижения поставленной цели в работе решаются следующие задачи:

- Разработка концепции программного обеспечения;
- Разработка базы данных для хранения первичных измерений;
- Разработка программы-клиента.

Основные функции разработанного программного обеспечения следующие: импорт и структурированное хранение первичных данных (информация от путеизмерительных устройств), управление структурой хранения данных, навигация по базе данных и визуализация измерений.

Разработанное программное обеспечение состоит из пяти взаимосвязанных между собой модулей, расположенных в серверной и клиентской частях. База измерений расположена в серверной части и предназначена для хра-

нения первичных данных и состоит из пяти взаимосвязанных таблиц. Модуль импорта первичных данных, как и все остальные модули, расположен в клиентской части и обеспечивает ввод информации с путеизмерительных устройств (поддерживает ЦНИИ-4 и КВЛ-П-2). Модуль доступа к данным обеспечивает взаимодействие клиентской части с сервером базы данных. Модуль «Структура пути» предназначен для выполнения пользовательских операций над «базой измерений». Модуль «График» предназначен для отображения выбранного измерения. Структурная схема разработанного программного обеспечения приведена на рис. 1.

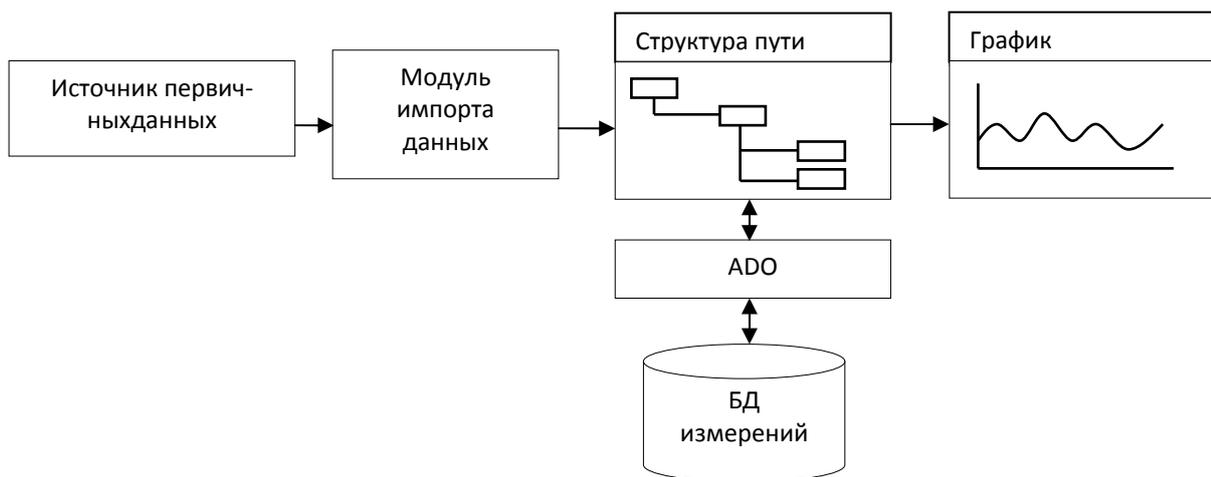


Рис. 1. Структурная схема программного обеспечения

Серверная часть реализована на СУБД SQL Server 2008, который в свою очередь обеспечивает сбор, хранение и обработку информации.

База измерений состоит из группы таблиц. Связи основных таблиц представлены на рис. 2. Связующим звеном между таблицами служит строчка «код пути».

Основной таблицей является таблица «расстояние», которая служит главной базой измерений.

Таблица «ширина колеи» содержит данные о ширине колеи, также указывается дата снятия данных и километр. Следующая таблица «неровности продольного профиля», структура таблицы аналогична предыдущей.

Таблица «высота рельсов» содержит информацию о высоте рельса на данном участке.

Так же имеется таблица «уклон продольного профиля». В данную таблицу входит дата снятия параметра, сам параметр и участок на котором зафиксировано данное значение.

Каждому параметру ВСП в базе измерений соответствует своя таблица, поэтому добавление нового параметра не приводит к перестройке программного обеспечения.

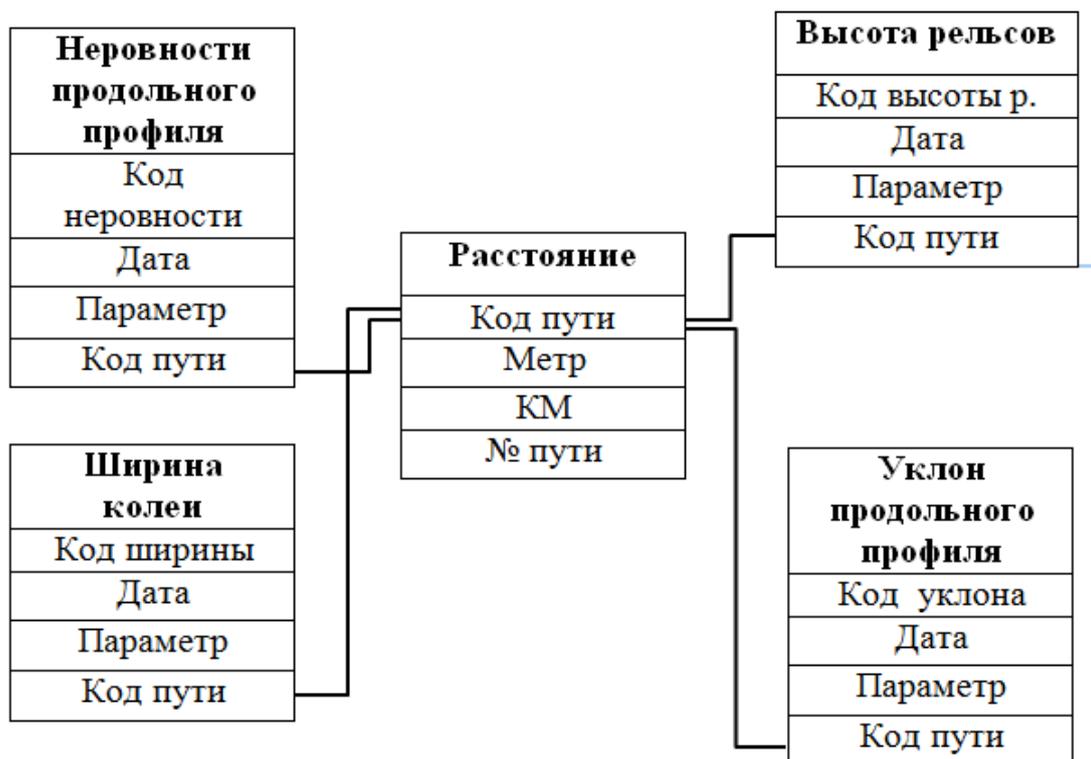


Рис. 2.Схема данных базы измерений

Клиентская часть разработки выполнена в EmbarcaderoRADstudio. Графический интерфейс разработанного ПО состоит из окна «Структура пути» и вызываемых из него окон «Визуализация измерений». Окно «Структура пути» в иерархической структуре представляет пользователю содержимое базы данных измерений. Используется следующая иерархия в виде выпадающих списков: перегон – километр – пикет – путь. Окно «Структура пути» предназначено для импорта первичных измерений в базу данных, создания и редактирования структуры ЖД пути, а также вывода интересующего измерения в окно «Визуализация измерений».

Кроме функций навигации по базе измерений, окно «Структура пути» предоставляет функции редактирования базы измерений. Пользователю доступны операции «создать», «изменить», «удалить» для объектов, содержащих вложения и «просмотр», «удалить» для собственно измерений, являющихся конечными элементами «структуры пути». Внешний вид окна «Структура пути» представлен на рис. 3.

Сохраненные в базе измерения можно представить в графическом виде с помощью окна «Визуализация измерений». При этом по горизонтальной оси может отображаться как расстояние, так и время, а по вертикальной оси – контролируемый параметр. На рис. 4 приведен пример окна с отображением графика ширины колеи на участке длиной 1 км.

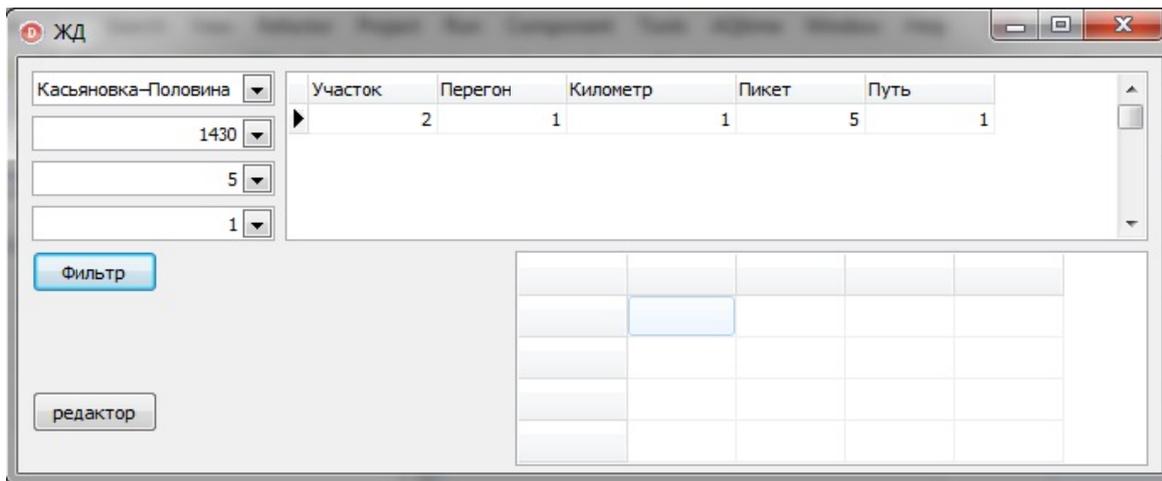


Рис.3.Окно «Структура пути»

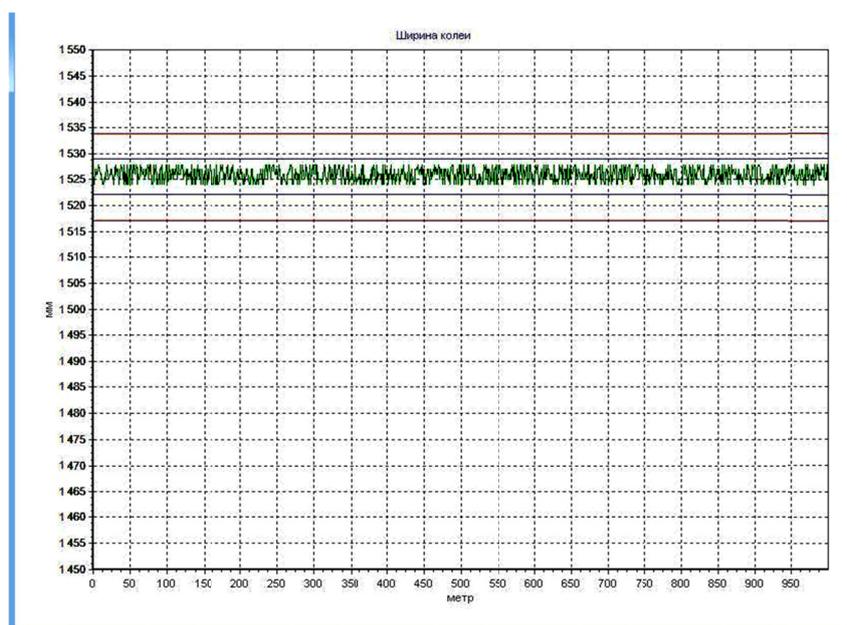


Рис.4. Окно «Визуализация измерений»

Разработанная программа обеспечивает хранение и начальный анализ первичных данных, получаемых с железнодорожного путеизмерительного оборудования. Программа работает с группой параметров верхнего строения пути и является частью разрабатываемого комплекса для оценки рисков, возникающих в ходе эксплуатации пути.

Библиографический список

1. Краковский Ю.М., Начигин В.А. Прогнозирование остаточного ресурса рельсов // Путь и путевое х-во. 2010, №5. с. 15-17
2. Эльхутов С.Н. Современные средства мониторинга и диагностики технического состояния верхнего строения пути // Сборник научных трудов. – Ангарск: Издательство АГТА, 2010. с. 131 – 138.
3. Эльхутов С.Н. Средства обеспечения безопасности на железнодорожном транспорте // Вестник АГТА. – 2011. - №5 – С.75 – 80.

АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ ВОЛНОВЫХ ПРОЦЕССОВ В ВЕРХНЕЙ ИОНОСФЕРЕ

**А.В. Бальзаминов, Б.О. Вугмейстер, М.А. Егоров,
Л.С. Лоншаков, А.В. Петров**

Иркутский государственный технический университет
rts_lab@istu.edu

Динамические процессы в системе магнитосфера-ионосфера-атмосфера, обусловленные проникновением в магнитосферу плазмы солнечного ветра, высыпанием заряженных частиц, изменчивостью структуры электрического и магнитного полей, влиянием на нижнюю атмосферу источников возмущения различного происхождения (землетрясения, извержения вулканов, цунами, прохождение терминатора и др.) определяют сложную пространственно-временную структуру распределения электронной концентрации. Этот факт стимулирует исследование верхней ионосферы с целью выяснения роли различных причин, определяющих особенности ионосферных образований в различных геофизических условиях. Решение настоящей задачи имеет важное научное и практическое значение. Другая важная задача - идентификация источников возмущений и прогнозирование их влияния на ионосферу. [1]

Несмотря на достижения в этой области, перечисленные задачи далеки до завершения. Наиболее изученным можно считать достаточно регулярное явление в структуре ионосферы, называемое перемещающимися ионосферными возмущениями (ПИВ), проявляющееся как в естественных условиях, так и в условиях активных воздействий на верхнюю атмосферу. Способы наблюдения ПИВ существенно различаются методикой анализа динамики возмущений. При использовании пространственно разнесенного приема радиосигнала (на масштабе менее половины длины волны ПИВ) требуется и соответствующий временной разнос (порядка периода волны возмущения) для определения скорости отдельного возмущения или волны. При этом возникают проблемы с установлением и соблюдением критериев пространственной когерентности и интерпретации вероятных множественных возмущений. Использование так называемых локальных методов обеспечивает получение эффективной горизонтальной скорости распространения даже без выделения отдельных возмущений и в отсутствие их пространственной и временной монохроматичности. В основе анализа динамических характеристик возмущений с использованием локальных методов, включая и доплеровский метод, лежит теорема Пфистера, связывающая горизонтальную скорость с доплеровским смещением частоты и углом прихода радиосигнала. [2]

Проявление на термосферных высотах акустико – гравитационных волн (АГВ) и их ионосферного отклика в виде возмущений во многих случаях обусловлено значительными выделениями энергии в атмосфере известными источниками, с некоторой степенью условности разделяемые на искусственные и естественные. Использование доплеровского метода оказалось достаточно эф-

фективным, в частности, при анализе ионосферных проявлений наземных промышленных взрывов. Регистрация доплеровского смещения частоты и углов прихода радиосигнала на трассах слабонаклонного распространения во время взрывов позволила определить форму и амплитуду отклика в виде параметров акустической волны, проникающей от места взрыва на ионосферные высоты. [3]

Ионосферные эффекты местной сейсмической активности при использовании доплеровского метода наблюдаются не всегда, хотя сама задача является перспективной с точки зрения прогноза землетрясений. Часто не удается выделить сигнальные признаки землетрясения в доплеровских вариациях. По мере удаления от источника возмущения вероятные признаки перестают отличаться от фоновых. Совместный анализ данных с результатами традиционного сейсмического мониторинга позволяет в некоторой степени обеспечить идентификацию событий в рассматриваемых рядах наблюдений. [4]

В настоящей работе представлен аппаратно-программный комплекс, предназначенный для регистрации доплеровского сдвига частоты (ДСЧ) отраженных от F-области ионосферы коротковолновых радиосигналов на односкачковых наклонных трассах. С использованием комплекса появляется возможность проведения диагностики регулярных геофизических и аномальных природных явлений.

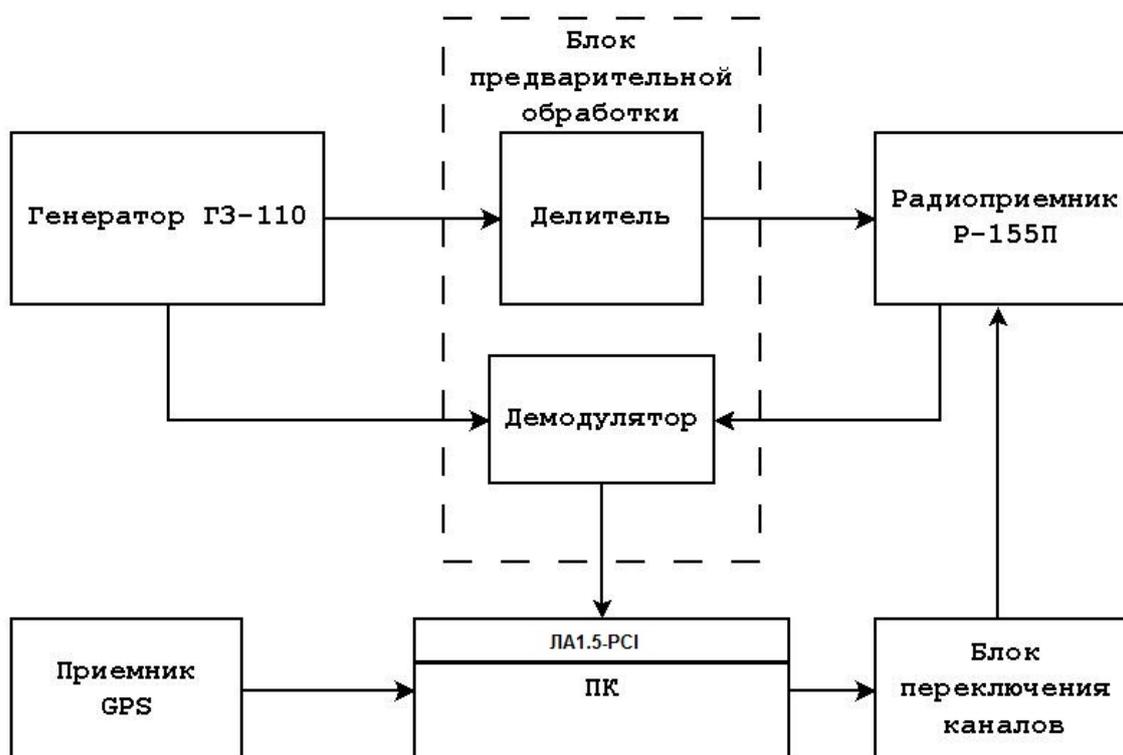


Рис. 1 – Структурная схема комплекса

Структура комплекса в целом не отличается от ранее реализованной авторами «классической» схемы, описанной в [5]. Однако, в отличие от [5],

настоящий комплекс позволяет, во-первых, обеспечить непрерывные измерения в автоматическом режиме в течение длительного времени, во-вторых, позволяет осуществлять различные режимы вторичной обработки данных, в-третьих, особенностями технической реализации аппаратного сегмента.

Структурная схема комплекса представлена на рисунке 1. В целом комплекс состоит из радиоприемника Р-155П, блока предварительной обработки, прецизионного генератора ГЗ-110, блока переключения каналов, приемника GPS и персонального компьютера с установленной в него платой сбора данных ЛА1.5-РС1.

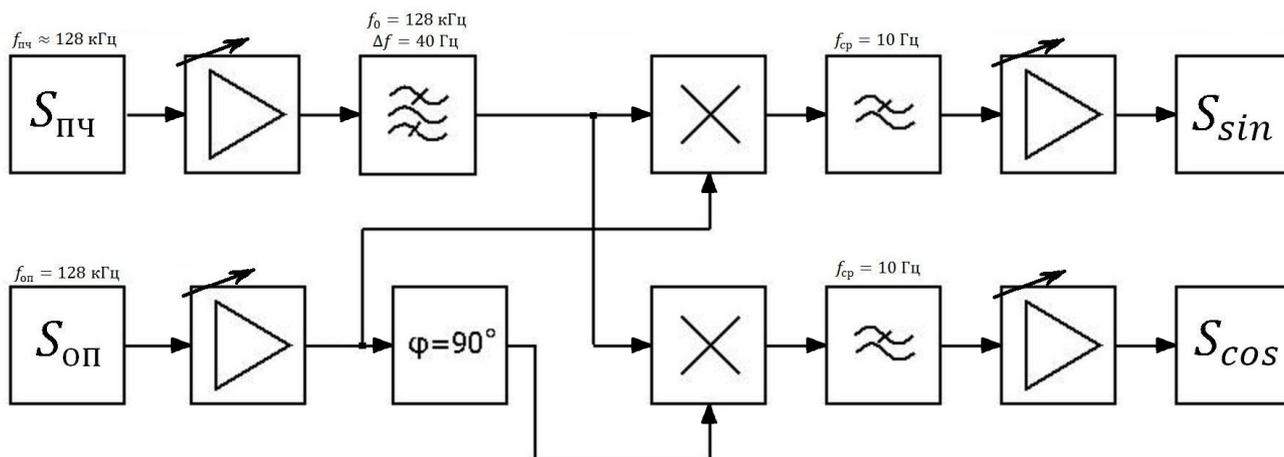


Рис. 2 – Функциональная схема демодулятора

Функциональная схема демодулятора приведена на рисунке 2. Приёмником Р-155П принимается сигнал радиостанции, вещающей на частоте 6195кГц и расположенной в городе Улан-Удэ. Прием осуществляется на «Г-образную» антенну. При помощи блока управления радиостанцией имеется возможность принимать сигналы разных станций. Блок управления представляет собой набор транзисторных ключей, дешифратора управляющего ими и вспомогательных цепей. Сигнал промежуточной частоты 128 кГц с приёмника Р-155П, несущий информацию о доплеровском сдвиге частоты принятого сигнала, проходит через усилитель и полосовой фильтр с центральной частотой 128 кГц и полосой 40 Гц. Далее сигнал поступает на вход балансных смесителей, выполненных на микросхемах КР525ПС2А. На один из этих смесителей подаётся сигнал частотой 128 кГц с прецизионного генератора ГЗ-110. На другой смеситель подается сигнал этой же частоты, но сдвинутый по фазе на 90 градусов. Сдвиг фазы осуществляется фазовращателем, представляющим собой реализованный на операционном усилителе интегратор. После балансных смесителей сигналы проходят дополнительную фильтрацию и усиление. В результате получают две квадратурные компоненты. Далее сигнал доплеровского сдвига по двум каналам подаётся на плату сбора данных, представляющую собой 12-разрядный аналого-цифровой преобразователь, с возможностью записи данных на жёсткий диск компьютера. Для обеспечения синхронности работы гетероди-

на приёмника и опорного генератора ГЗ-110 применяется специальная система синхронизации. Она представляет собой делитель частоты (двоичный счетчик) с входным формирующим устройством в виде компаратора. На вход данной схемы подается сигнал 5 МГц с выхода синхронизации генератора ГЗ-110; выход через резистивный делитель напряжения соединен с входом внешней синхронизации радиоприемника Р-155.

Программное обеспечение комплекса реализует следующий алгоритм. Каждые 20 секунд программа осуществляет запись на жесткий диск и предварительный спектральный анализ серии из 2048 отсчетов по каждому каналу с платы сбора данных. Анализ представляет собой программно реализованный алгоритм быстрого преобразования Фурье. Одновременно на экран монитора выводятся текущий спектр и временная развертка спектра за последние несколько часов («водопад»). Для обеспечения единства шкалы времени, системное время компьютера с помощью специального программного модуля каждый час синхронизируется с GPS-приемником.

Внешний вид окна программы первичной обработки приведен на рисунке 3.

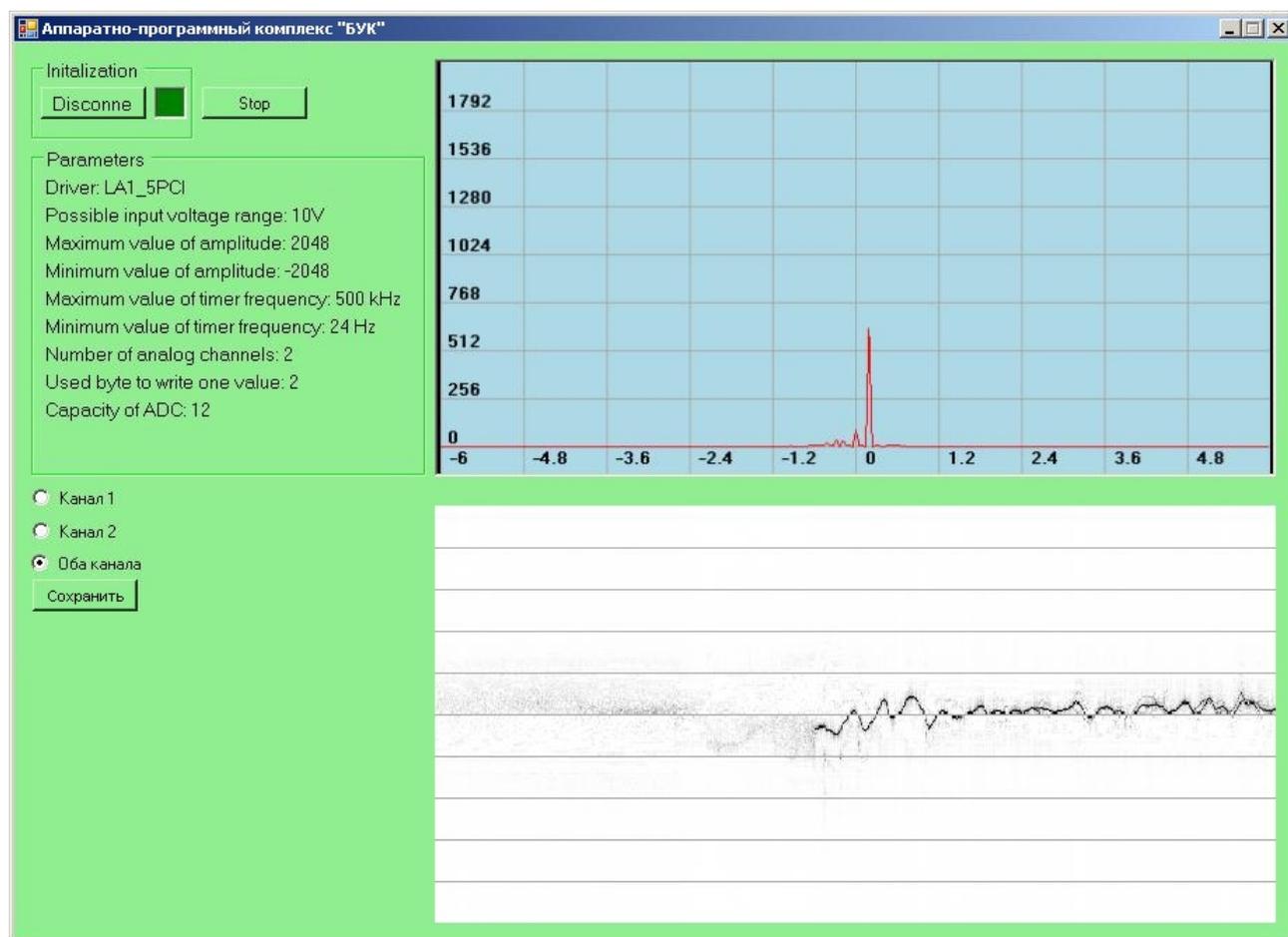


Рис. 3 – Внешний вид программы первичной обработки

Первичные данные (временные отсчеты) записываются в двоичные суточные файлы с именами содержащими сведения о дате в формате: «ГГГГММДД.ВУК». Файл состоит из регулярных структур, содержащих два идентификационных байта FFFF; шесть байт международного координированного времени (UTC) в формате часы, минуты, секунды и 2048 пар двухбайтовых отсчетов по первому и нулевому каналам.

Для вторичной обработки данных была написана специальная программа, которая позволяет осуществлять три типа обработки: 1) построение временной развертки спектра («водопад»), частным случаем этого режима может быть построение одиночного спектра; 2) построение зависимости среднего максимума доплеровской частоты от времени; 3) спектральный анализ временных вариаций среднего максимума доплеровской частоты (спектральный анализ последовательности, полученной в режиме 2). Внешний вид окна программы вторичной обработки приведен на рисунке 4.

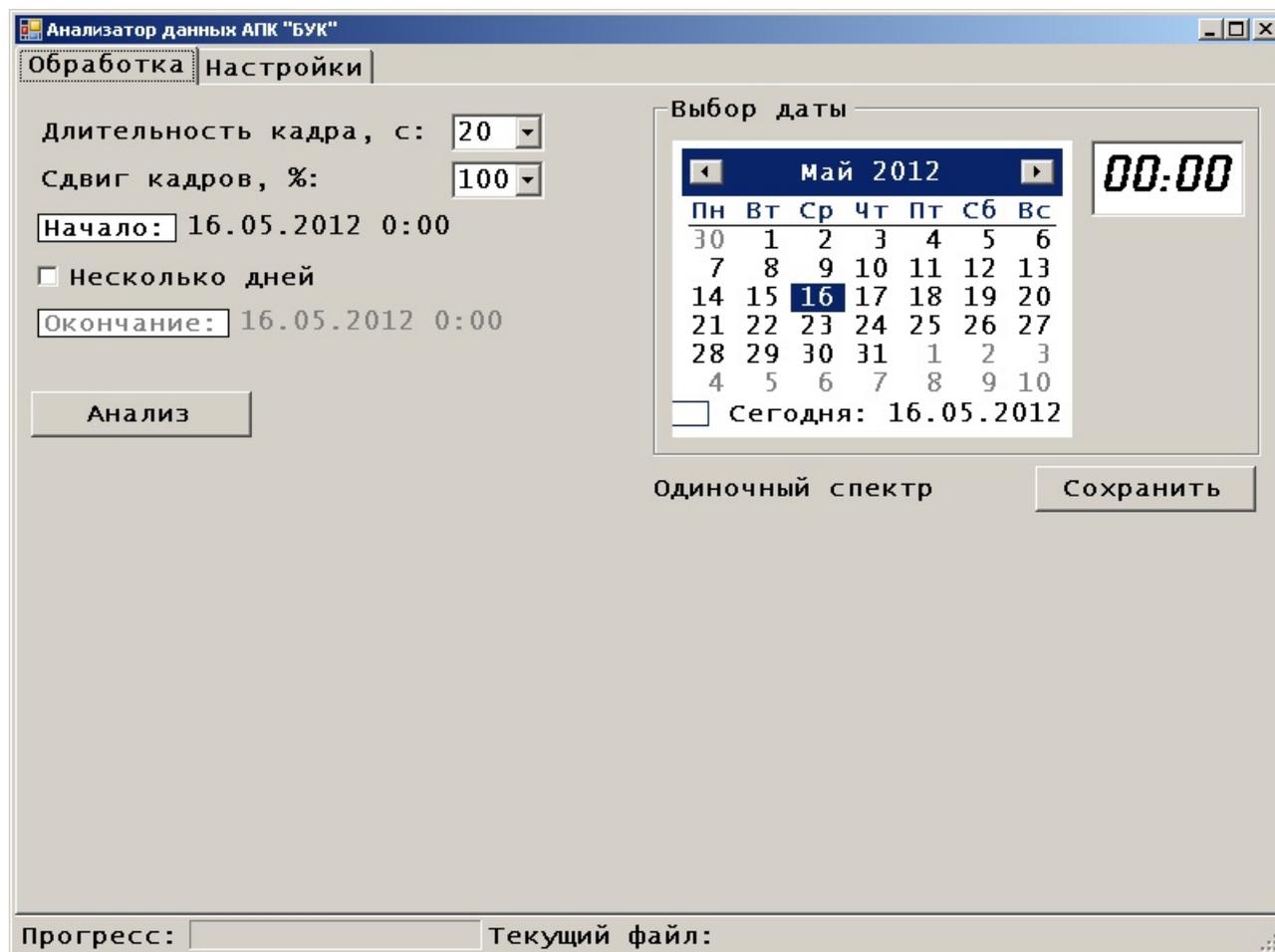


Рис. 4 – Внешний вид программы вторичной обработки

Результатом работы программы вторичной обработки являются текстовые файлы, содержащие соответствующие наборы данных. Интерфейс программы позволяет выбрать режим работы; указать время усреднения (интегри-

рования) из набора 10, 20 и 40 секунд; выбрать шаг по времени в диапазоне от 10% до 100%; задать дату начала и окончания анализируемого участка.

Примеры построенных по экспериментальным данным временной развертки спектра (водопада) и зависимости взвешенного максимума частоты от времени приведены на рисунках 5 и 6 соответственно (данные относятся к 5 апреля 2012 г.).

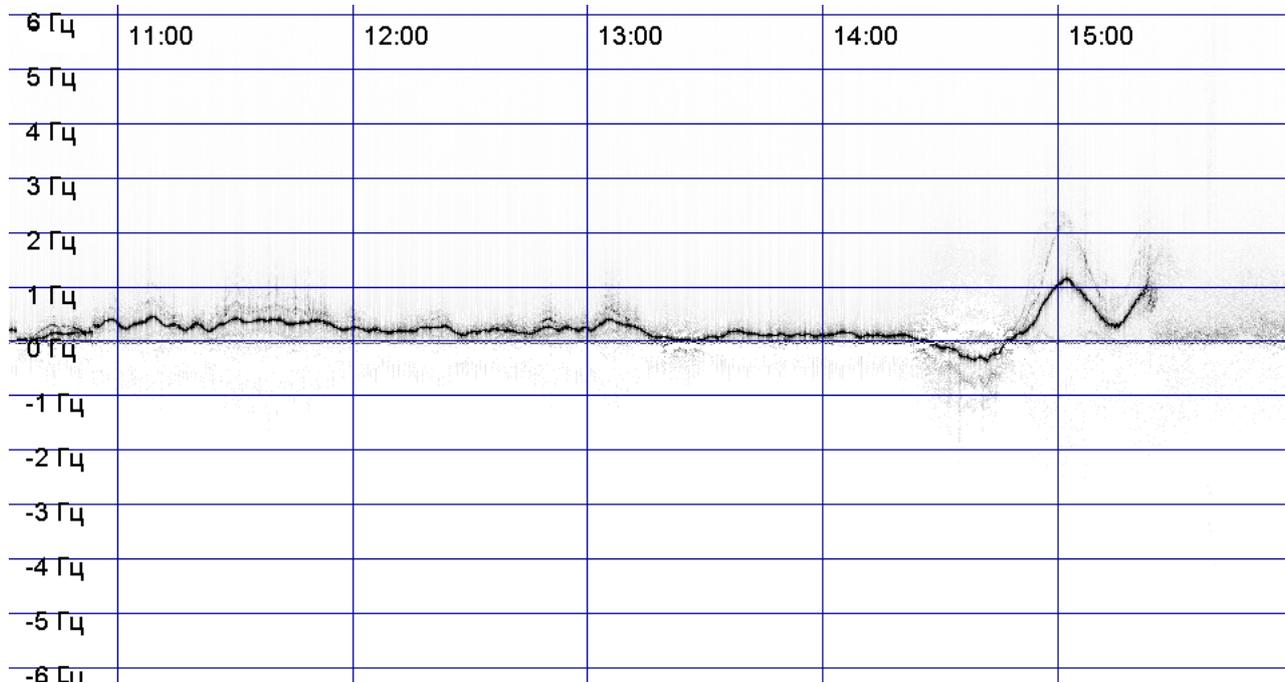


Рис. 5 – Пример временной развертки спектра (водопада)

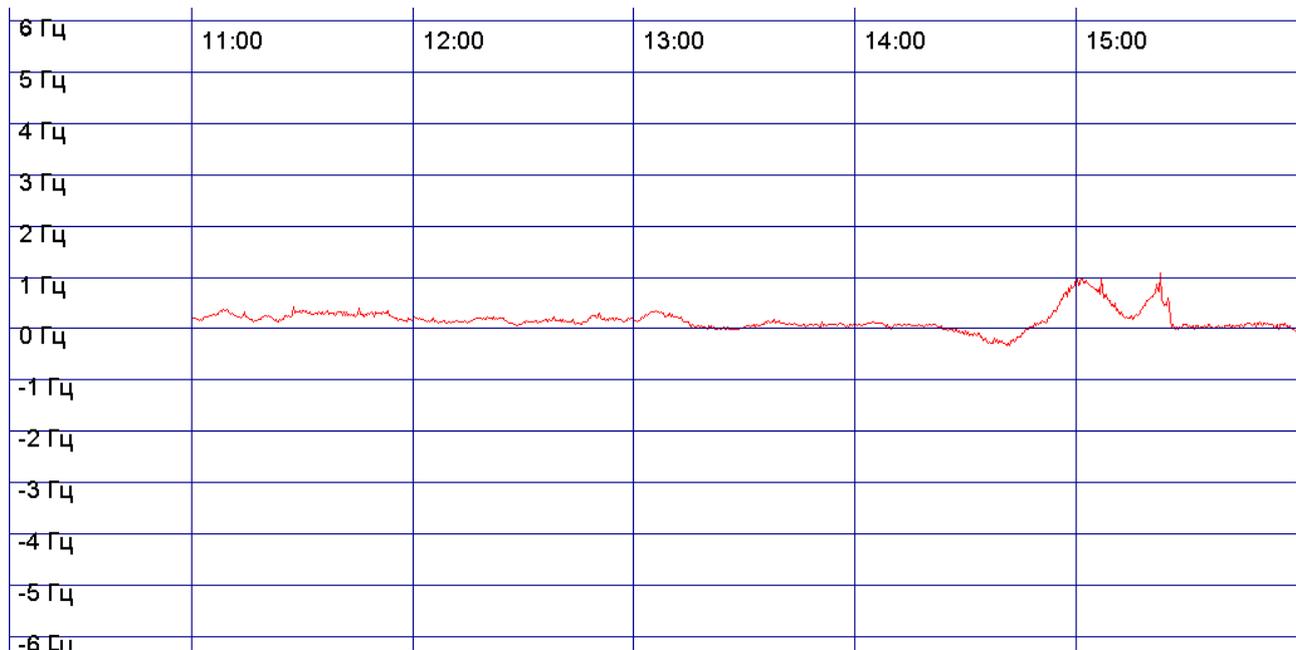


Рис. 6 – Пример временной зависимости взвешенного максимума частоты

Аппаратно-программный комплекс в описанной в настоящей работе конфигурации введен в эксплуатацию в ноябре 2011 г. В марте 2012 г. режимы регистрации комплекса были оптимизированы с учетом некоторых выявленных за время эксплуатации особенностей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Калихман А.Д. Термосферные волны и прогноз ионосферных возмущений среднего масштаба // Исследования по геомагнетизму, аэрономии и физике Солнца. М.: Наука. 1989. Вып.84. С.41-76.
2. Афраймович Э.Л., Вугмейстер Б.О., Захаров В.Н., Калихман А.Д., Королев В.А. Экспериментальное исследование флуктуаций доплеровских частот и углов прихода радиосигнала при вертикальном зондировании слоя F2 ионосферы // Изв. ВУЗов. Радиофизика. 1978. Т.21. N3. С.338-347.
3. Альперович Л.С., Афраймович Э.Л., Вугмейстер Б.О. и др.. Акустическая волна взрыва // Физика Земли. 1985. N11. С.32-42.
4. Краснов В.М., Дробжева Я.В., Соколова О.И. Сопоставление доплеровских портретов землетрясений и подземных ядерных взрывов: изучение отличительных признаков // Вестник НЯЦ РК. 2004. Вып. 2(18). С.48-54.].
5. Исследование особенностей доплеровских вариаций сигналов при радиомониторинге вещательных станций / Б.О. Вугмейстер, А.С. Гуров, А.Д. Калихман, Л.С. Лоншаков, А.В. Петров, А.С. Сафьянников, А.В. Черепанов // Современные проблемы радиоэлектроники и связи: материалы VIII всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. Иркутск: ИрГТУ, 2009. С. 97 – 100.

АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ ОСОБЕННОСТЕЙ РАСПРОСТРАНЕНИЯ КОРОТКИХ РАДИОВОЛН НАД ЗОНАМИ ПОДГОТОВКИ ЗЕМЛЕТРЯСЕНИЙ

**А.В. Бальзаминов¹, Б.О. Вугмейстер¹, М.А. Егоров¹,
Л.С. Лоншаков¹, А.В. Петров¹, А.А. Храмцов²**

¹ Иркутский государственный технический университет

² Байкальский филиал Геофизической службы СО РАН
rts_lab@istu.edu

Известно, что землетрясение – это процесс, который готовится более или менее продолжительное время и сопровождается изменениями геофизических параметров. Важной проблемой является мониторинг состояния ионосферы над потенциально сейсмоопасными районами, поскольку установлено, что на стадии формирования сейсмического процесса ионосфера над эпицентром испытывает различные возмущения, появляющиеся в ионосфере над областью подготовки землетрясения за несколько суток до сейсмического толчка. [1,2] Ионосферные вариации над областью подготовки землетрясения отличаются от глобальных вариаций, и это служит одним из признаков, позволяющих иденти-

фицировать ионосферные предвестники. В отличие от эффектов магнитных бурь, когда отрицательная фаза в ионосфере может длиться сутки и более, ионосферные предвестники кратковременны (порядка 4-х часов, но зато появляются, как правило, ежедневно в течение нескольких дней, обычно в одно и то же время суток [3].

В Байкальском регионе Байкальским филиалом Геофизической службы СО РАН развернута сеть сейсмических станций, на которых имеются радиопередающие средства (радиостанции). Имеющаяся инфраструктура обусловила возможность создания сети радиотрасс для мониторинга параметров ионосферы. Система мониторинга включает в себя сеть коротковолновых (КВ) радиомаяков, радиоприемный центр и центр обработки данных. На первом этапе проводимых работ были организованы три КВ-радиомаяка на базе сейсмостанций Чита, Суво и Закаменск.

Для скорейшего получения экспериментальных данных было принято решение разбить работы по организации системы мониторинга (преимущественно радиоприемного центра) на две очереди (два этапа). На первом этапе максимально используются ресурсы уже эксплуатируемых измерительных комплексов. Второй этап предусматривает оптимизацию и полную модернизацию подсистемы цифровой регистрации данных и создание автоматической подсистемы передачи результатов измерений. Планируется регистрировать не только амплитуду радиосигнала, но и доплеровское смещение частоты, что существенно повысит информативность данных [3]. Кроме того, второй этап предусматривает расширение сети КВ-радиомаяков.

Радиомаяк (рисунок 1) представляет собой автоматически включаемую в режиме передачи по определенному расписанию радиостанцию TRC-80 с помощью специального микроконтроллерного блока управления. В качестве излучаемого сигнала выбран трехкратно передаваемый в режиме телеграфа (кодом Морзе) со скоростью 100 знаков в минуту позывной радиостанции (для идентификации сигнала) и передаваемый непрерывно в течение двух минут радиосигнал на несущей частоте (4,3 МГц).

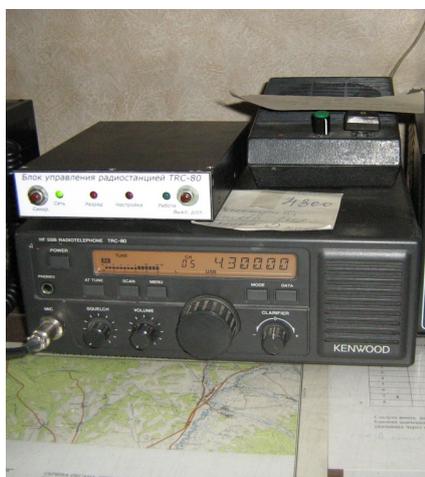


Рис. 1 – Внешний вид Радиомаяка



Рис. 2 – Внешний вид аппаратуры радиоприемного центра (I очередь)

Блок управления представляет собой реализованное на микроконтроллере AT90S2313 электронное устройство. Блок управления соединяется с объектом управления – радиостанцией TRC-80 по интерфейсу I²C-232C. В энергонезависимой памяти микроконтроллера хранится расписание сеансов, начальное время и номер рабочего канала. При работе блока управления микроконтроллер непрерывно обеспечивает ход внутренних часов путем подсчета формируемых кварцем тактовых импульсов. Программа микроконтроллера сравнивает текущее внутреннее время с расписанием, и при совпадении текущего внутреннего времени с заданным временем сеанса, блок посылает радиостанции последовательность управляющих команд для реализации сеанса.

Т.к. примененный в блоке управления кварц обладает некоторой (примерно 10-5) нестабильностью частоты, за длительное время возможна ошибка хода внутренних часов (до 5...6 секунд в сутки). Для поддержания достаточной для практических целей точности хода внутренних часов предусмотрена ручная коррекция (синхронизация), которая состоит в нажатии кнопки «Синхр.» точно в установленное начальное время; собственно момент синхронизации соответствует отпусканию кнопки. При этом (в момент отпускания кнопки) внутреннее время устанавливается равным начальному времени; хранящееся в энергонезависимой памяти контроллера начальное время по умолчанию соответствует 00:00:00 по Гринвичу (при необходимости начальное время может быть изменено при подключении блока управления к компьютеру).

На рисунке 3 показано размещение существующих на данном этапе проведения работ элементов системы мониторинга. Действующее расписание работы КВ-радиомаяков приведено в таблице 1.

Таблица 1.1 – Расписание работы КВ-радиомаяков (на декабрь 2011 г.)

| № п / п | Станция назначения | Позывной | Сеансы (UTC) | | | | | | | |
|---------|--------------------|----------|--------------|------|------|------|-------|-------|-------|-------|
| | | | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
| 1 | Чита | Чир-24 | 0:10 | 3:10 | 6:10 | 9:10 | 12:10 | 15:10 | 18:10 | 21:10 |
| 2 | Суво | Чир-27 | 0:20 | 3:20 | 6:20 | 9:20 | 12:20 | 15:20 | 18:20 | 21:20 |
| 3 | Закаменск | Чир-5 | 0:30 | 3:30 | 6:30 | 9:30 | 12:30 | 15:30 | 18:30 | 21:30 |

Радиоприемный центр размещен в пункте «Талая», а центр обработки информации – в Иркутске. В настоящее время данные из радиоприемного центра в центр обработки передаются оператором по электронной почте, в дальнейшем (на втором этапе выполнения работ) передача данных будет автоматизирована.

Приоритетной задачей при организации радиоприемного центра было сокращение сроков ввода в эксплуатацию, поэтому первая очередь предусматривает максимально полное использование эксплуатируемых измерительных комплексов. Указанное обстоятельство непосредственно повлияло на выбор применяемой аппаратуры, выбор параметров измерений,

выбор схемы измерений и др. параметров. Причем выбранные параметры являются заведомо неоптимальными для разрабатываемой системы, поэтому система будет модернизирована на втором этапе работ.

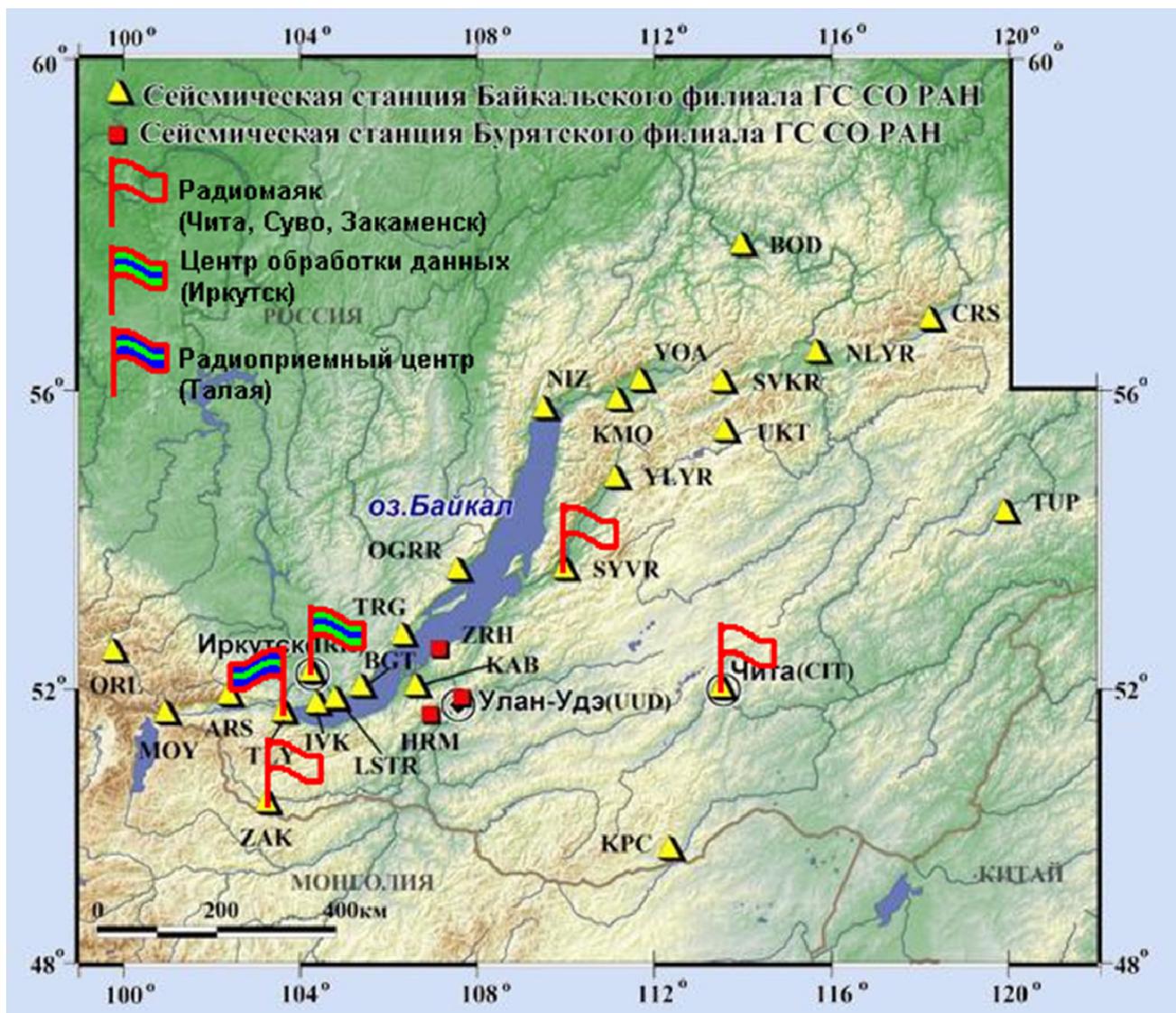


Рисунок 3 – Система мониторинга параметров распространения радиоволн по различным трассам

Структура радиоприемного центра I очереди (далее по тексту радиоприемного центра) показана на рисунке 4. Для расширения входного динамического диапазона, а также для повышения надежности, радиоприемный центр выполнен трехканальным; структура всех каналов одинакова. Канал состоит из антенны, промышленного радиоприемного устройства и милливольтметра, сигнал с которого подается на вход общего для всех каналов аналого-цифрового преобразователя (АЦП), установленного в системном блоке персонального компьютера.

Для радиоприемного центра использованы свободные каналы модуля АЦП ЛА2-М2, работающего в составе действующего аппаратно-программного

комплекса для исследования ОНЧ-сигналов. Используются свободные каналы № 4, 5 и 7. Алгоритм работы аппаратно-программного комплекса не изменялся; частота дискретизации по этим каналам составляет 0,1 Гц; входной диапазон напряжений каждого канала АЦП равен ± 10 В, разрядность – 12 бит. [4, 5]

В качестве радиоприемных устройств применены изделия Р-678Н и Р-326М. Оба радиоприемника являются супергетеродинными приемниками с двойным преобразованием частоты (для слухового приема телеграфного сигнала используется дополнительный третий гетеродин).

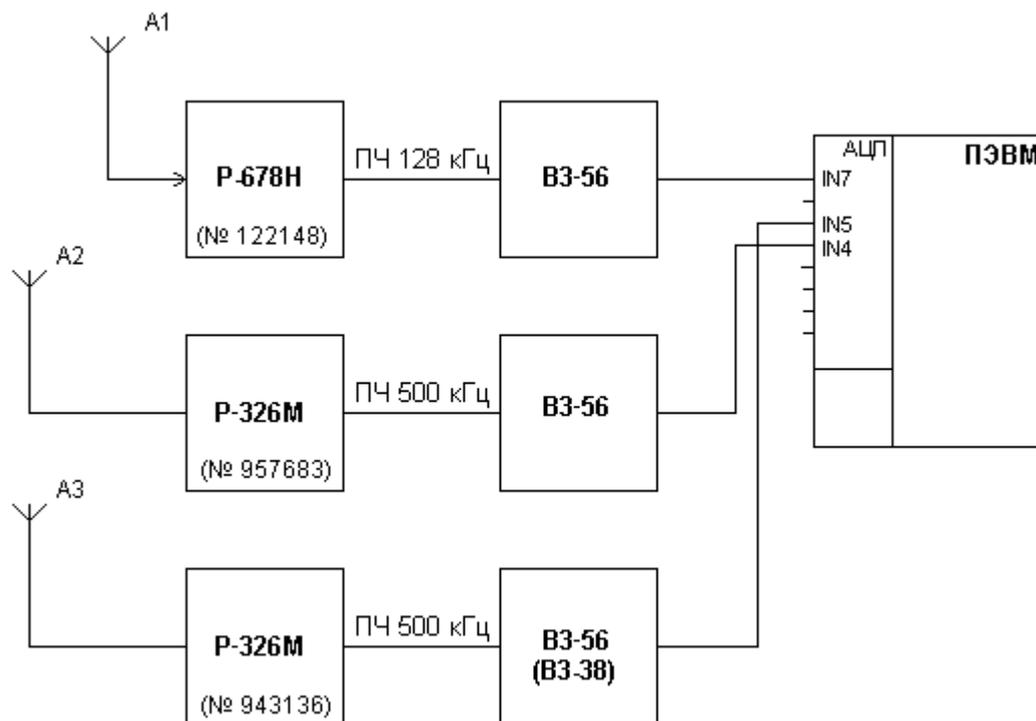


Рисунок 4 – структура радиоприемного центра

Для измерения использованы сигналы второй промежуточной частоты, которые подаются на стрелочные электронные милливольтметры ВЗ-56; эти милливольтметры выполняют роль линейных детекторов с постоянной времени около 1 с (не более 4 с). Кроме того, милливольтметры предназначены для визуализации уровней принимаемых сигналов для оперативной оценки работоспособности аппаратуры, осуществления настройки и т.п. С выходов линейных детекторов милливольтметров медленно меняющиеся сигналы подаются непосредственно на входы АЦП. Номинальное выходное напряжение милливольтметра составляет на любом пределе измерения 1 В, что соответствует полному отклонению стрелки. С учетом сказанного, оптимальным для регистрации является предел измерения милливольтметра «1 В». Как отмечалось выше, технические характеристики системы регистрации из-за необходимости использовать действующий аппаратно-программный комплекс не являются оптимальными; в данном случае используется не весь входной динамический диапазон АЦП.

Внешний вид аппаратуры радиоприемного центра показан на рисунке 2.

В настоящее время установлены следующие параметры радиоприемной подсистемы. Параметры канала № 7: антенна – диполь; приемник P-678H; режим приема – ТЛГ-У, частота 4300 кГц. Параметры канала № 4: антенна – штырь 4 м; приемник P-326M; частота 4300 кГц, 3-й поддиапазон; ослабление – 0 дБ; полоса пропускания – 3,1 кГц. Параметры канала № 5: антенна – наклонный вибратор; приемник P-326M; частота 4300 кГц, 3-й поддиапазон; ослабление – 40 дБ; полоса пропускания – 1,0 кГц; вместо милливольтметра ВЗ-56 используется милливольтметр ВЗ-38, отличающийся уровнем выходного сигнала линейного детектора.

Комплекс эксплуатируется с июля 2011 г.

Как отмечалось выше, настоящий комплекс реализован на базе действующего аппаратно-программного комплекса для исследования ОНЧ-сигналов, поэтому регистрация и первичная обработка осуществляются средствами этого существующего комплекса [4, 5]. Под первичной обработкой понимается конвертирование двоичных файлов внутреннего формата комплекса в промежуточные текстовые файлы, а также отображение результатов измерений в виде графиков на мониторе для текущей оценки состояния комплекса.

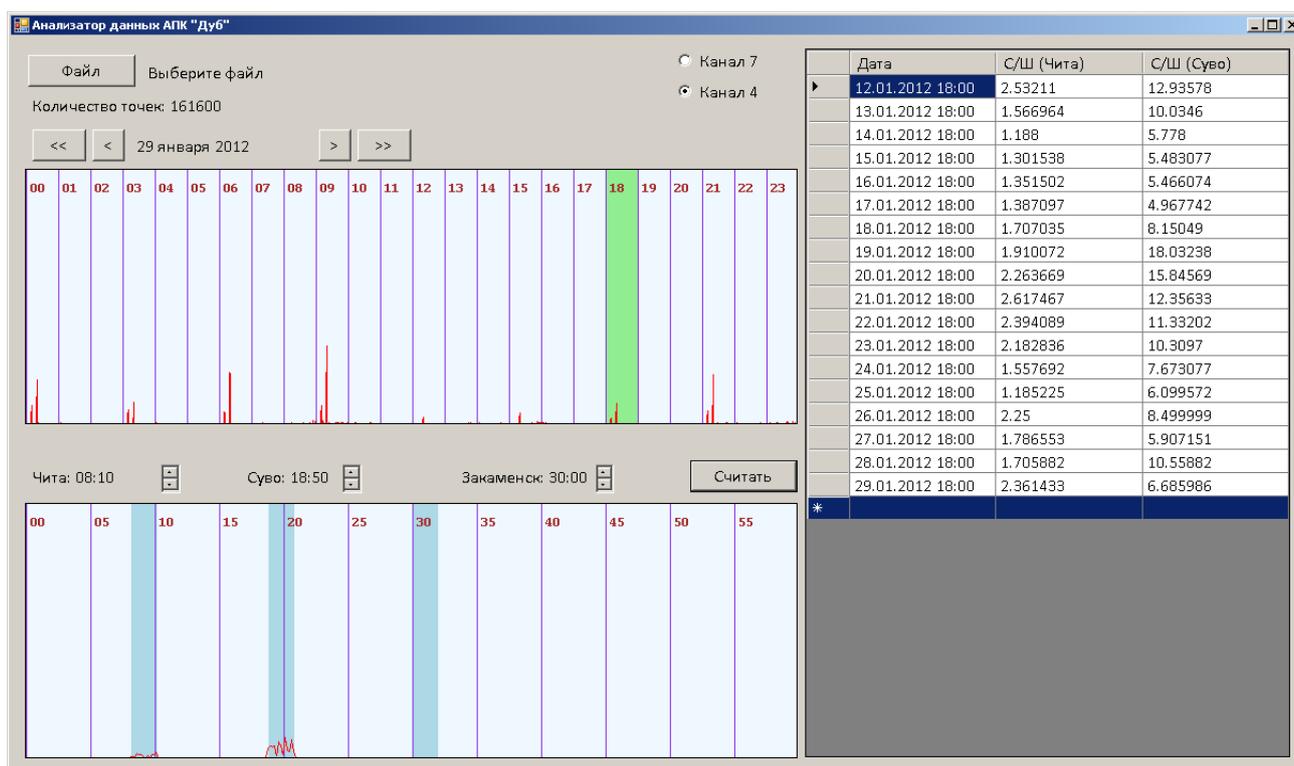


Рис. 5 – Внешний вид окна программы вторичной обработки данных

Вторичная обработка данных подразумевает статистические расчеты, построение графиков и т.п. на основе полученных данных. Для обеспечения работы с экспериментальными данными с помощью различных сторонних

пакетов прикладных программ была написана специальная программа обработки данных, которая позволяет:

- считывать текстовые файлы (полученные в результате работы программы первичной обработки), содержащие данные за 1 календарный месяц;
- визуально выбирать нужные для обработки дату, сеанс вещания и канал приема;
- визуально подстраивать время сеанса для компенсации возможного расхождения во времени передатчиков и приемника;
- автоматически рассчитывать отношение «Сигнал/Шум» (за уровень шума принимается его средний уровень за анализируемый час);
- экспортировать выбранные данные в текстовый файл.

Внешний вид главного окна программы показан на рисунке 5.

На рисунках 6, 7 для иллюстрации возможностей комплекса показаны примеры графиков первичных экспериментальных данных.

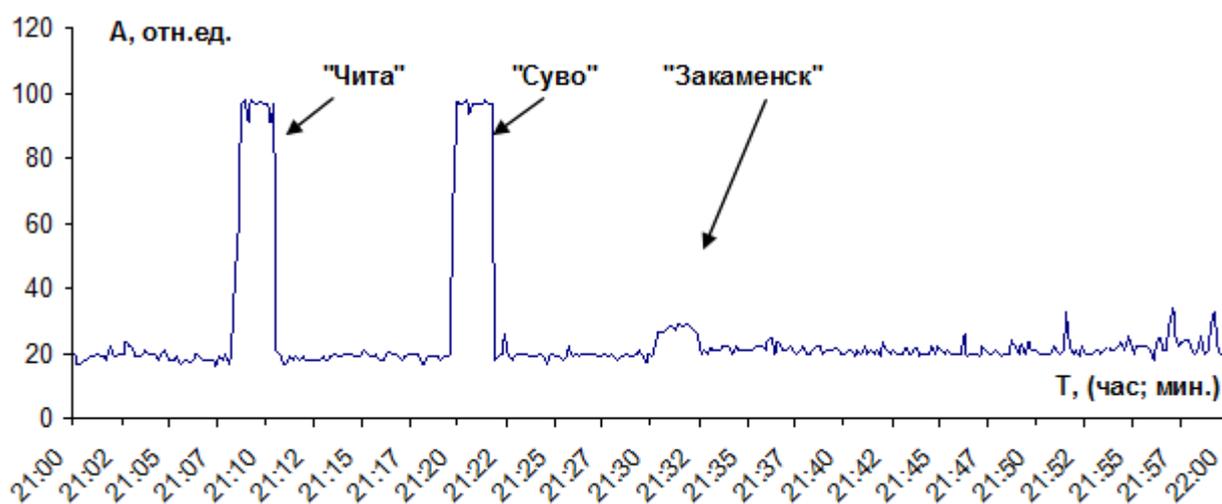


Рисунок 6 – Пример часовой записи сигнала

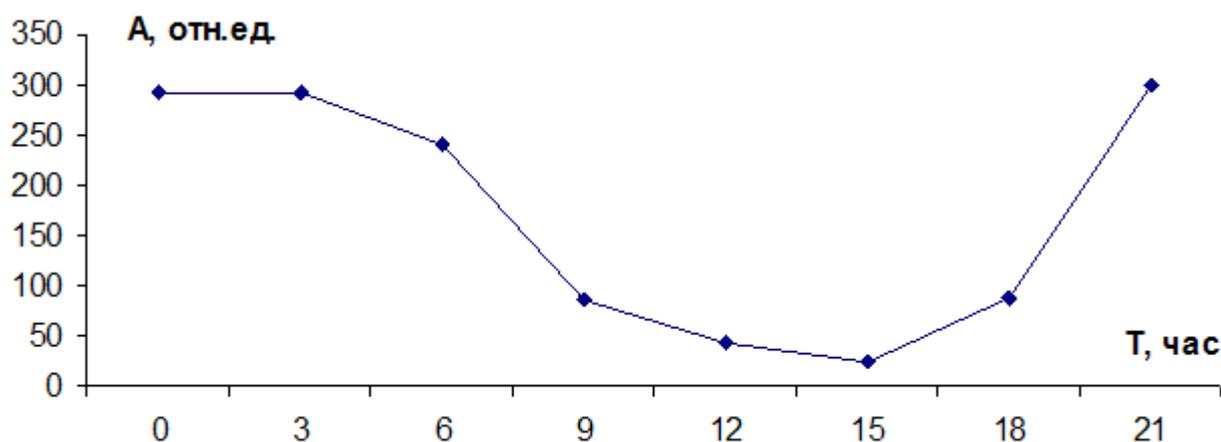


Рис. 7 – Прохождение сигналов в течение суток на радиотрассе «Чита – Талая»

На рисунке 8 приведен образец зарегистрированного сигнала радиомаяка «Суво» с декабря 2011 по март 2012 г. По вертикальной оси отложена амплитуда в относительных единицах, по горизонтальной – время (перерывы в записи обусловлены техническими причинами). Стрелками обозначены моменты землетрясений; указан энергетический класс K и расстояние R (расстояние от эпицентра до трассы / расстояние до приемного пункта).

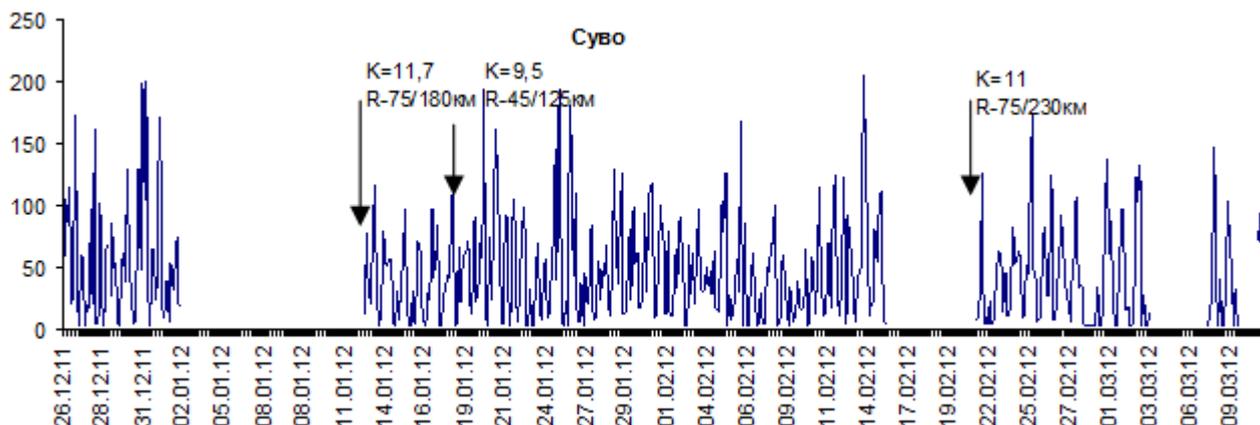


Рис. 8 – Сигнал радиомаяка «Суво» с декабря 2011 по март 2012 г.

Библиографический список

1. Zakharenkova I.E., Krankowski A., Shagimuratov I.I. Modification of the low-latitude ionosphere before the 26 December 2004 Indonesian earthquake // *Nat. Hazards Earth Syst. Sci.* V. 6. P. 817-823. 2006.
2. Pulinets S.A. LithosphereAtmosphereIonosphere Coupling (LAIC) Model Electromagnetic phenomena associated with Earthquakes. // *Research Signpost. Japan.* P. 328-338. 2009a.
3. С. А. Пулинец, В. Г. Бондур, М. Н. Цидилина, М. В. Гапонова. Проверка концепции сейсмоионосферных связей в спокойных гелиогеомагнитных условиях на примере Венчуаньского землетрясения в Китае 12 мая 2008 г. // *Геомагнетизм и аэрномия*, 2010, том 50, 2, с. 240-252.
4. Вугмейстер Б.О., Петров А.В., Храмцов А.А. Аппаратно-программный комплекс для исследования ОНЧ-сигналов. // *Известия Восточно-Сибирского отделения Метрологической академии*, Выпуск 2. С. 109–111. – Иркутск, 2001.
5. Вугмейстер Б.О., Дудник Н.В., Матафонов Г.К., Петров А.В., Храмцов А.А. Информационно-измерительный комплекс для изучения электромагнитных предвестников землетрясений. // *Проблемы сейсмологии III-го тысячелетия: Материалы международной геофизической конференции*, г. Новосибирск, 15–19 сент. 2003 г. С. 400–404. – Новосибирск: Издательство СО РАН, 2003.

ИЗМЕРЕНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ ПОЛИЭТИЛЕНА И КВАРЦЕВОГО СТЕКЛА В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ 59-74 ГГц

М.А.Глушков

Иркутский государственный технический университет

arturich@inbox.ru

Введение: Измерение диэлектрических резонаторов ДР, изготовленных из слабопоглощающего диэлектрика на СВЧ.

Цель работы: провести измерения слабопоглощающих материалов на примере полиэтилена и кварцевого стекла, вычислить собственную добротность ДР (тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta$).

Для проведения эксперимента были взяты образец полиэтилена и образец кварцевого стекла. Для измерения тангенса угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta$ (собственной добротности ДР), была собрана установка, состоящая из генератора синусоидального сигнала в СВЧ диапазоне «Микран» 18P2М, со встроенным каналом 1, для определения уровня затухания с детектора. На выходе генератора 2, умножитель частоты на два 4, затем для компенсации потерь на затухание в тракте был включен усилитель мощности 5, за которым следовал еще один умножитель частоты на два 6. За ним следует измерительный аттенюатор 7 поляризационного типа для точного определения уровней сигнала. Затем следует диэлектрический волноводный резонатор 8, из того же материала что и исследуемый образец 9. Переход с прямоугольного полого металлического волновода на диэлектрический волноводный резонатор ДВР, образован рупорными излучателями 10. Следом за излучателем стоит согласующий аттенюатор 11, который позволяет согласовать уровень сигнала в тракте с входным уровнем детектора стоящим следом за ним. Это необходимо для исключения эффекта насыщения детектора 12.

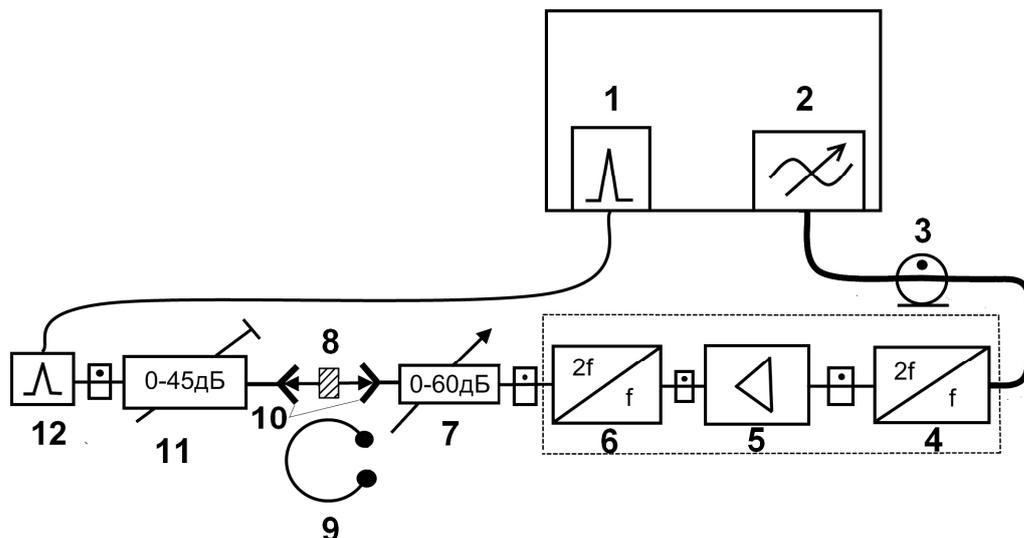


Рисунок 1. Схема измерительной установки

Исследуемый образец, резонатор, помещается рядом с возбуждителем так, что бы вектор электрического поля E был параллелен оси резонатора, для возбуждения в нем колебаний HE типа, рисунок 2. При этом, направление вектора E определяется положением металлического волновода. За счет рупорных излучателей осуществляется переход от прямоугольного полого металлического волновода к диэлектрическому волноводному резонатору. В результате чего достигается совпадение направлений вектора электрического поля E , волноводного диэлектрического резонатора и открытого диэлектрического резонатора [1].

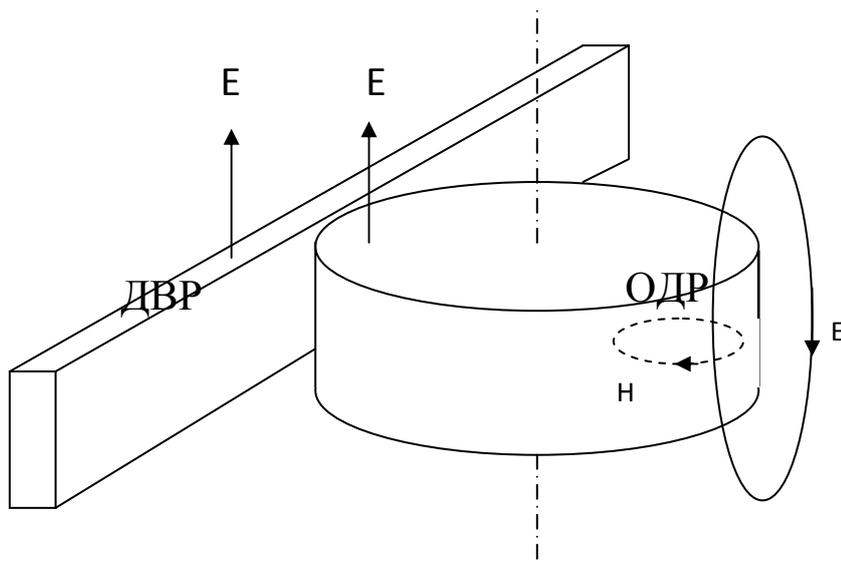


Рисунок 2. Возбуждение азимутальных HE_{n11} колебаний с помощью ДВР.

Добротность колебаний HE_{n11} и EH_{n11} в случае ОДР из изотропного материала даётся выражением:

$$Q_{0E,H} = [K_{E,H} \cdot \operatorname{tg} \delta + Q_{rad}^{-1}]^{-1}, \quad (1)$$

где n - азимутальный индекс колебания, целое число $Q_{0E,H}$ - собственная добротность ДР на колебаниях HE_{n11} и EH_{n11} соответственно (измеряемая величина); Q_{rad} - радиационная (излучательная) добротность ДР (расчетная величина); $K_{E,H} = 2(\varepsilon/f_0) \cdot (\partial f_0 / \partial \varepsilon)$ - коэффициент добротности изотропного ДР на колебаниях HE_{n11} и EH_{n11} соответственно (расчетная величина); f_0 - резонансная частота колебания HE_{n11} или EH_{n11} (измеряемая величина); ε - относительная диэлектрическая проницаемость материала изотропного ДР.

Величина $\operatorname{tg} \delta$ изотропного ДР выразится из уравнения (1) как

$$\operatorname{tg} \delta = K_{E,H}^{-1} \cdot (Q_{0E,H}^{-1} - Q_{rad}^{-1}). \quad (2)$$

Коэффициент добротности $K_{E,H} \approx 0,90 \div 0,99$ характеризует отношение энергии электрического поля колебания внутри диэлектрика к полному запасу энергии ДР

Радиационная добротность азимутальных колебаний Q_{rad} зависит от диэлектрической проницаемости образца ε , азимутального индекса колебания n , относительного диаметра образца D/λ и его относительной высоты L/λ , возрастая с их увеличением [2]. Для измерения $tg\delta$ необходимо выполнить условие

$$Q_{rad}^{-1} \ll tg\delta, \quad (3)$$

означающее, что потери энергии резонатора на излучение пренебрежимо малы в сравнении с диэлектрическими потерями. Формула (3) при этом условии переходит в

$$tg\delta = K_{E,H}^{-1} \cdot Q_{0E,H}^{-1}. \quad (4)$$

Практически, достаточно обеспечить

$$Q_{rad}^{-1} \leq 0,01 \cdot tg\delta_{min}. \quad (5)$$

Под значением $tg\delta_{min}$ понимается его минимальная предварительная оценка, заведомо меньшая реального неизвестного значения $tg\delta$. Это условие при заданном ε и низшей частоте диапазона измерений f_{min} достигается выбором размеров образца D, L .

Для выполнения условия малости потерь на излучение на низшей частоте диапазона измерений f_{min} , размеры образца D, L необходимо выбирать из соотношений

$$L \geq 1,5c / (f_{min} \sqrt{\varepsilon}), \quad (6)$$

$$D \approx \frac{c}{\pi f_{min}} \cdot \frac{4 + 42(\varepsilon - 1)^{-1}}{1 + 0,36(\sqrt{\varepsilon} - 1)} \{1 - 0,15[4 + \lg(tg\delta_{min})]\}, \quad (7)$$

где c - скорость света в вакууме.

Взятые образцы открытых диэлектрических резонаторов отвечают заданным требованиям по D, L относительно λ . Для обеспечения достаточной точности измерения уровня сигнала применяется поляризационный аттенюатор, с использованием методики вычисления нагруженной добротности [3]. Таким образом, измеряем нагруженную добротность резонансов в диапазоне частот 64-70 ГГц рисунок 3. На графике отчетливо видны высокодобротные колебания интересующего нас типа. Рассмотрим основные критерии для определения колебаний HE_{11n} типа. Прежде всего, показателем является относительно высокая амплитуда резонансов, также необходимо знать, что данный тип колебаний имеет наименьшее расхождение по частоте между соседними резонансами. В нашем случае это расхождение составляет 312 МГц. Также необходимо следить за тем что бы вблизи измеряемого резонанса не находились другие резонансы. Они в свою очередь могут внести существенные искажения в форму выбранного нами резонанса и как результат привести к вычислению неверной добротности. Так же у выбранного типа

колебаний должна быть резонансы с наивысшей добротностью во всем спектре. Поэтому производится измерение нескольких групп резонансов.

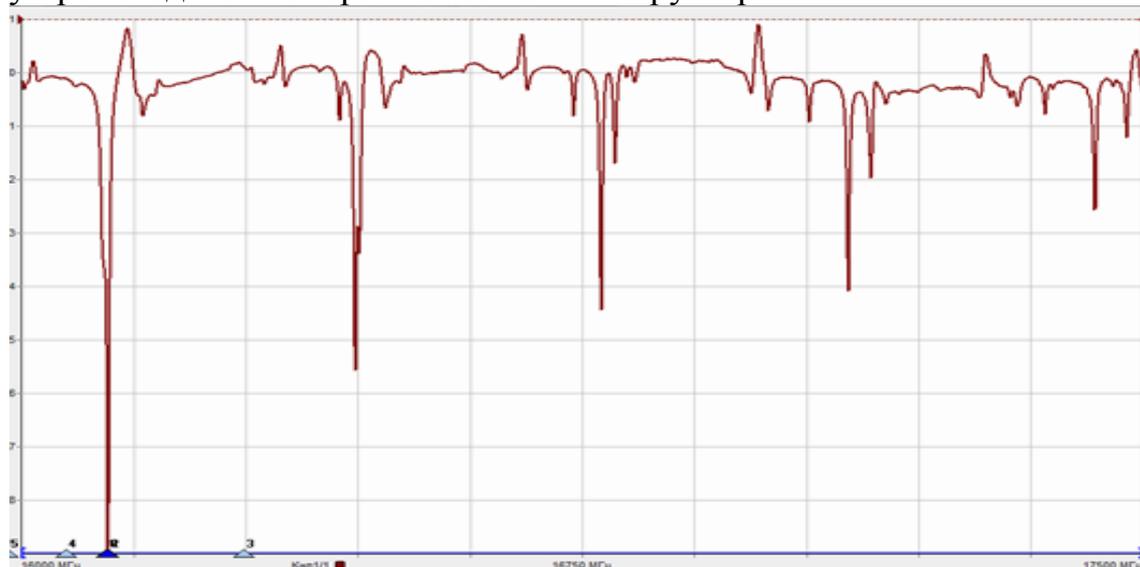


Рисунок 3. Спектр азимутальных колебаний ДР из полиэтилена на частотах 59 ГГц-74 ГГц

В результате получаем тангенс угла диэлектрических потерь для разных частот исследуемого образца. В данной работе были проведены измерения для кварцевого стекла и полиэтилена.

| Полиэтилен | | | Кварц | | |
|-----------------|------|---------------------|-----------------|----------|---------------------|
| $f, \text{ГГц}$ | Q | $\text{tg}(\delta)$ | $f, \text{ГГц}$ | Q | $\text{tg}(\delta)$ |
| 59,473 | 3568 | 0,00028 | 59,4 | 1526,445 | 0,000655 |
| 60,685 | 3854 | 0,000259 | 72,832 | 1196,181 | 0,000836 |
| 74,524 | 3503 | 0,000285 | 72,978 | 1717,539 | 0,000582 |

Таблица 1. Полученные значения диэлектрических потерь полиэтилена и кварцевого стекла в диапазоне 59 – 74 ГГц

Из таблицы видно, что исследуемые материалы обладают низкими диэлектрическими потерями, что обусловлено малой излучательной добротностью и малыми потерями внутри самого диэлектрика $\text{tg} \delta \approx 3 \cdot 10^{-4}$ для полиэтилена $\text{tg} \delta \approx 6.5 \cdot 10^{-4}$ для кварцевого стекла.

Библиографический список

1. Егоров В.Н. Резонансные методы исследования диэлектриков на СВЧ//Приборы и техника эксперимента. 2007г. т.50. №2 С.5-38.
2. В.Л. Масалов Исследование измерительных преобразователей физических величин на основе высокодобротных микроволновых диэлектрических резонаторов //Отчет по научно исследовательской работе ФГУП «ВС НИИФТРИ», Иркутск 2010 г.
3. М.А. Глушков Исследование ОДР в диапазоне частот 20-70 ГГц //Сборник материалов 8 Всероссийской научно-технической конференции, Иркутск, 2010 г.

ГИБРИДНЫЙ ЭНЕРГОМАСС-АНАЛИЗАТОР: РАСЧЕТ ПОЛЕЙ, КОНСТРУКЦИЯ

М.А.Грунский, Во НьыЗан

Иркутский государственный технический университет

MASIANIY2009@yandex.ru

Введение. Известными способами диагностики ионов по массам в широком диапазоне энергий анализируемых частиц являются сепарация в стационарном однородном магнитном поле [1], в области взаимно-ортогональных однородных электрического и магнитного полей [2], в результате последовательного воздействия электрического и магнитного полей, например [3-6], и под влиянием секторного однородного магнитного поля, совмещенного с радиальным электрическим полем, – секторного фильтра Вина с однородным магнитным полем [7,8].

В данном докладе сообщается о принципе действия, основных характеристиках конструкции нового –гибридного энергомасс-анализатора, в котором совмещены конструкции и свойства цилиндрического дефлектора (энергоанализатора Юза-Рожанского) и секторного фильтра Вина (СФВ) с однородным магнитным и радиальным электрическим полями.

1. Теоретический анализ

Гибридный энергомасс-анализатор, обеспечивающий возможность анализа пучков моноэнергетичных заряженных частиц, создан как комбинация энергоанализатора Юза-Рожанского и секторного фильтра Вина с однородным магнитным полем, в которой перед введением ионов в СФВ осуществляют выделение заряженных частиц заданной энергии с помощью энергоанализатора Юза-Рожанского. В СФВ пластины конденсатора выполнены в виде цилиндрических секторов, радиус оптической оси СФВ равен радиусу оптической оси энергоанализатора Юза-Рожанского, и вне созданы взаимно-ортогональные неоднородное, изменяющееся обратно пропорционально радиусу радиальное электрическое поле, и однородное, направленное вдоль пластин, магнитное поле. Фокус энергоанализатора Юза-Рожанского совмещен с границей анализирующих полей (входом) СФВ; регистрацию ионов производят на детекторе, расположенном в точке фокуса СФВ.

Схема гибридного энергомасс-анализатора приведена на рис. 1, где даны также обозначения анализирующих полей и геометрические элементы, необходимые при расчете прибора. Ниже приведено теоретическое обоснование возможности реализации данного анализатора [9].

Между точками A и B масс-анализатора данная схема повторяет энергоанализатор Юза-Рожанского (ЮР) с радиусом равновесной траектории R . Точка B – точка фокуса анализатора ЮР, в которую приходят ионы с энергией $W_0 = 0,5eE_0R$ и азимутальной скоростью $V_{\varphi 0} = (2W_0/m_0)^{1/2}$ (для иона массой m_0 ; E_0 – ве-

личина напряженности анализирующего электрического поля на равновесной траектории; радиальное анализирующее поле $E_r(r) = -E_0R/r$; φ – азимутальный угол).

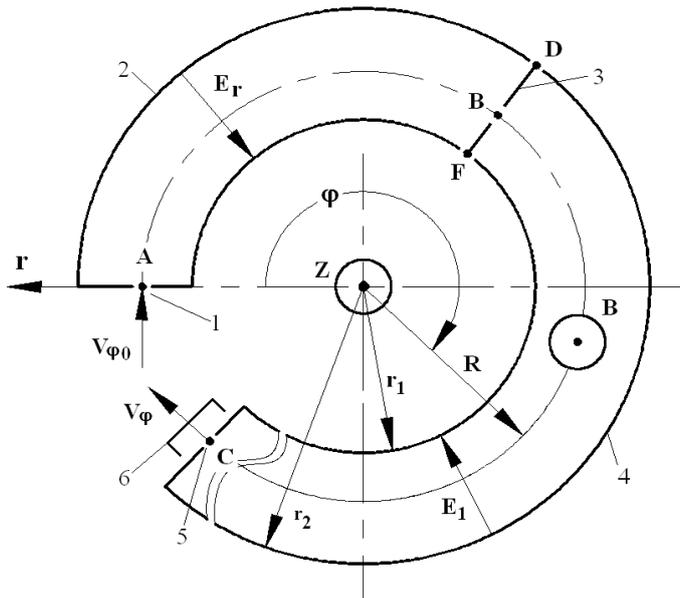


Рис. 1. Схема гибридного энергомасс-анализатора:
1 – входная диафрагма;
2 – энергоанализатор Юза-Рожанского; 3 – вход секторного фильтра Вина; 4 – секторный фильтр Вина; 5 – выходное окно; 6 – регистратор

Во второй половине масс-анализатора – между точками B и C (линией DF условно показан магнитный экран) создано магнитное поле с индукцией $B_z = B$ и электрическое

поле $E_{r1}(r) = -E_1R/r$, т.е. реализуется секторный фильтр Вина с однородным магнитным и радиальным электрическим полями. Величины E_1 и B выбираются из условия движения иона массы m_0 по траектории радиусом R под действием силы со стороны радиального электрического поля и силы Лоренца, возникающей при азимутальном движении ионов поперек магнитного поля: $\frac{m_0V_{\varphi 0}^2}{R} = W_0 = eE_1 + \frac{e}{c}BV_{\varphi 0}$. Если за B_0 обозначить напряженность такого магнитного поля B_z , при котором в этом поле, в отсутствии электрического поля, ион массы m_0 движется по окружности радиуса R , то $\frac{m_0V_{\varphi 0}^2}{R} = \frac{eB_0V_{\varphi 0}}{c}V_{\varphi 0} = \omega_{B_0}R$, где ω_{B_0} – ионная циклотронная частота.

Анализ решения уравнения движения ионов в секторном фильтре Вина энергомасс-анализатора [9] показывает, что пространственная фокусировка частиц с массой m_0 будет происходить при прохождении ими углового расстояния

$$\varphi_0 = \frac{\pi}{\Omega} = \frac{\pi}{\sqrt{2-2\beta+\beta^2}}. \quad (1)$$

При $\beta = B/B_0 = 0$ угол $\varphi_0 = \frac{\pi}{\sqrt{2}}$, что соответствует известному условию фокусировки в энергоанализаторе Юза-Рожанского (B_0 – индукция такого магнитного поля B_z , при котором в этом поле в отсутствии электрического поля ион массы m_0 движется по окружности радиуса R). При $\beta = 1$ угол $\varphi_0 = \pi$, что соответствует фокусировке в масс-анализаторе с однородным поперечным магнитным полем. При фиксированном β угол фокусировки φ_0 не изменяется при анализе частиц различных масс.

В случае $\varphi = \varphi_0$ ион массой $m = m_0 + \delta m$ (δm – отличие массы иона от «равновесной») отклоняется от основной траектории на максимальное значение $\chi^*(\varphi_0) = \frac{\delta m \beta}{m_0 \Omega^2}$.

Условие на сохранение траектории в виде окружности радиуса R во второй части гибридного анализатора для иона массы m имеет вид:

$$\frac{E_1}{E_0} = 1 - \sqrt{\frac{m_0}{m}} \frac{B}{B_0}$$

При фиксированном B условие на напряженность электрического поля $E_1(m)$ в СФВ будет выглядеть так:

$$E_1(m) = E_0 \left[1 - \sqrt{\frac{m_0}{m}} \beta \right]. \quad (2)$$

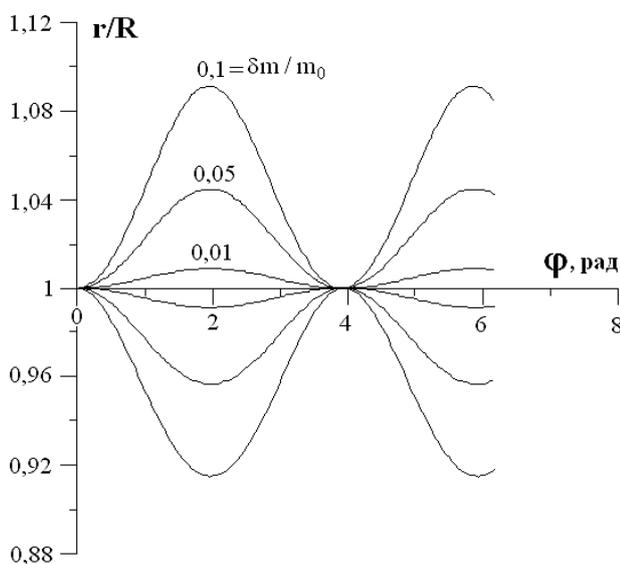
Формулы (1) и (2) определяют место приемника частиц и величину анализирующего электрического поля E_1 в СФВ для ионов разных масс.

Энергомасс-анализатор работает следующим образом.

Во входную диафрагму 1 (рис. 1) поступает пучок ионов различных масс и энергий. Через энергоанализатор Юза-Рожанского 2, при соответствующей величине напряженности анализирующего электрического поля E_0 , проходят ионы заданной энергии, которые пространственно фокусируются в точке В. Продолжением энергоанализатора ЮР является СФВ (4), входное окно которого 3 находится в точке фокуса В энергоанализатора ЮР (после поворота иона в анализирующем поле E_0 на угол $127^\circ 30'$). После пролета в области скрещенных электрического и магнитного полей СФВ на детектор проходят ионы, имеющие определенную массу m , если анализирующее электрическое поле E_1 выбрано согласно соотношению (2). Детектор прибора расположен на расстоянии BC вдоль траектории движения ионов, определяемой точкой максимальной дисперсии по массам. При условии, например, $\beta = 2,25$ максимальное разрешение будет достигнуто после поворота иона на угол $\varphi^* \approx 114^\circ 40'$. Данное обстоятельство иллюстрируется рис. 2, где приведены траектории ионов в СФВ, имеющих фиксированную энергию, но различную массу.

но различную массу ($W_0 = 400$ эВ; $|B| = 4500$ Гс; на равновесной траектории аргон; $R = 10$ см).

Рис. 2. Траектории ионов, имеющих фиксированную энергию, но различную массу. Цифры у кривых – отношение $\delta m/m_0$. Положительные отклонения от равновесного радиуса – для масс, больших m_0 ; отрицательные – меньших m_0



В этой же точке (рис. 1; точка С; $\varphi^* \approx 114^\circ 40'$) реализуется простран-

ственная фокусировка ионов в секторном фильтре Вина. Радиальные отклонения минимальны в точке фокуса С.

2. Конструкция

Для практического решения поставленных задач разработан, сконструирован энергоанализатор, в котором траектория ионов после энергоанализатора Юза-Рожанского отображается зеркально по сравнению с исходным вариантом (рис. 3). Ионно-оптические характеристики анализатора при этом не изменяются, но удобно разносятся в пространстве входной узел и блок регистрации (вторично-эмиссионный умножитель ВЭУ-6М).

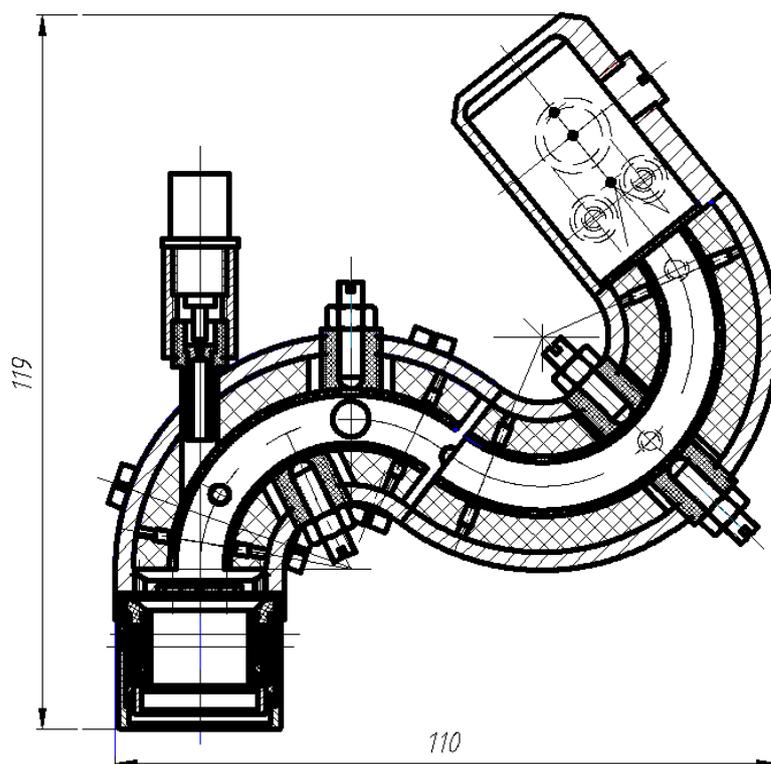


Рис. 3. 1 – входной узел – формирователь импульса; 2 – энергоанализатор Юза-Рожанского;
3 – входное окно секторного фильтра Вина;
4 – секторный фильтр Вина; 5 – регистратор;
6 – детектор пробного пучка ионов; 7 – вводы электропитания

3. Магнитные поля секторного фильтра вина

Расчет магнитного поля в СФВ и его «окрестности» сделан при помощи программы ANSYSv12.1[10]. Для создания магнитного поля использовался постоянный (редкоземельный) магнит и стальной магнитопровод с заданными характеристиками. На рис.4-6 изображены расчетные варианты магнитных цепей.

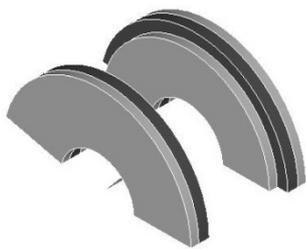


Рис. 4. Расчетный вариант магнитной цепи: магнит с наложенными с двух сторон для обеспечения однородности магнитного поля по площади магнита стальными накладками (полюсами)

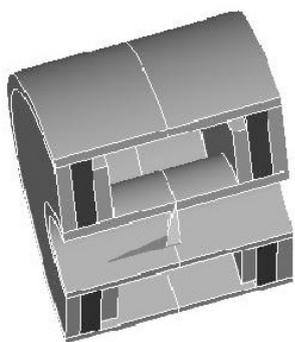


Рис. 5. Расчетный вариант магнитной цепи: магнит, практически полностью заключенный в магнитопровод

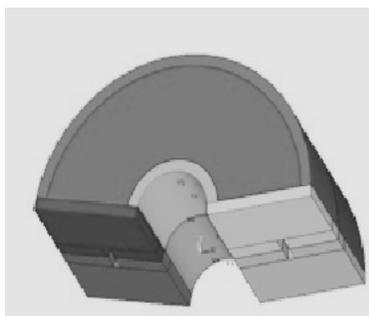


Рис. 6. Расчетный вариант магнитной цепи: «броневой» магнитопровод

На рис. 7-9 приведены результаты расчетов модуля магнитной индукции на геометрической оси рассчитываемой системы.

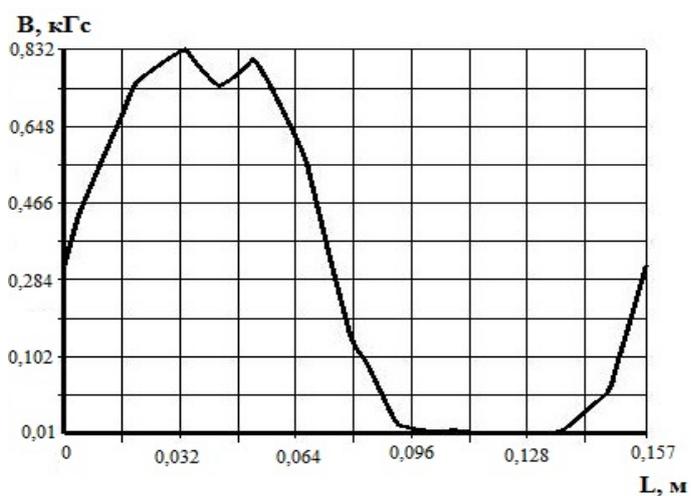


Рис. 7. Модуль индукции магнитного поля вдоль оси анализатора; случай, соответствующий рис. 4

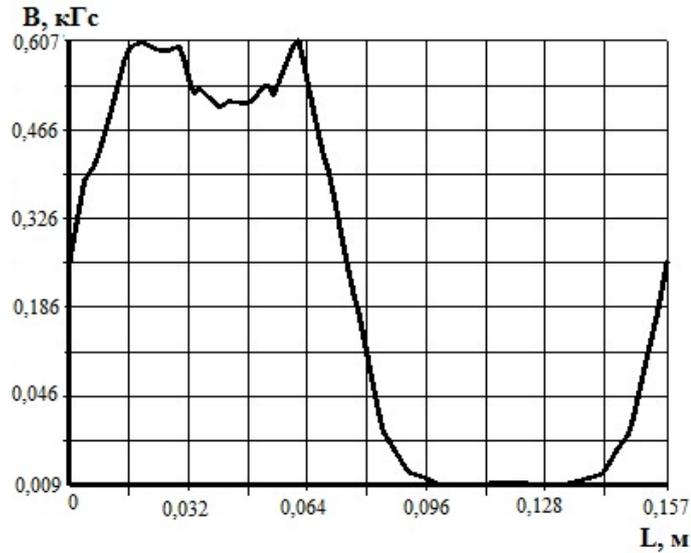


Рис. 8. Модуль индукции магнитного поля вдоль оси анализатора;случай, соответствующий рис. 5

Выделим вариант с наиболее однородным магнитным полем внутри секторного фильтра Вина. Введем параметр неоднородности $\zeta = \left| \frac{B_{MAX}}{B_{MIN}} \right|$. Для конструкции, показанной на рис. 4, $\zeta = 2,218$; 5 – $\zeta = 1,196$. В случае броневого магнитопровода (рис. 6) неприемлемым является резко неоднородное магнитное поле во входной и выходной щелях секторного фильтра Вина. Как видно из расчетов, наиболее подходящим для анализатора является магнитная цепь, изображенная на рис. 5, у которой степень неоднородности поля наименьшая. Однако значение параметра неоднородности внутри СФВ и на его поверхности отличаются значительно (около 20%) и, в связи с этим, необходимо проводить калибровку энергомасс-анализатора с использованием пучков ионов различных масс.

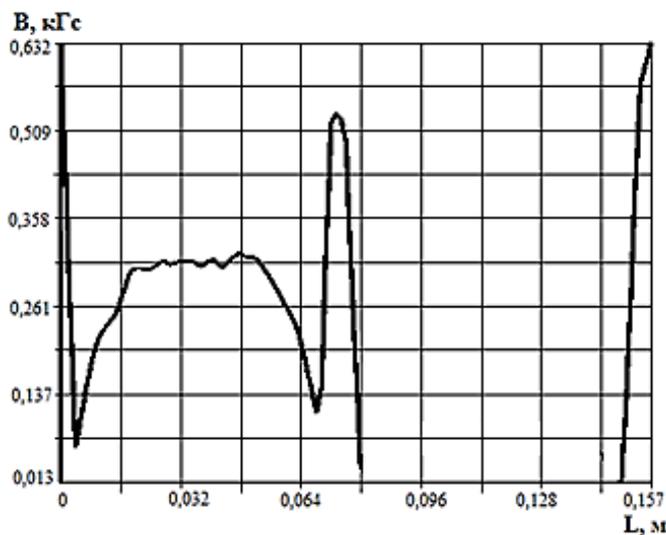


Рис. 9. Модуль индукции магнитного поля вдоль оси анализатора; случай, соответствующий рис. 6

Заключение

Новые задачи, возникающие при работе с плазмой смеси нескольких элементов, требуют совершенствования существующих и создания новых методов и устройств диагностики параметров потоков заряженных частиц. В данной работе предложен анализатор ионов плазменного немонотонного потока по энергиям и массам, в котором совмещены конструктивные и анализирующие свойства цилиндрического дефлектора и фильтра Вина. В энергоанализаторе пластины фильтра Вина и энергоанализатора Юза-Рожанского выполнены в виде цилиндрических секторов одинакового радиуса, причем фокус энергоанализатора Юза-Рожанского совмещен с входом СФВ, а приемник ионов располагается в точке фокуса и максимальной дисперсии по массам секторного фильтра Вина.

Библиографический список

1. Ошер Дж. Корпускулярная диагностика // в кн. Диагностика плазмы / под ред. Р. Хаддлстоуна и С. Леонарда, М: «Мир», 1967. С. 426-501.
2. Соловьев А.В., Толстогузов А.Б. // ЖТФ. 1987. Т. 57, вып. 5. С. 953-959.
3. Александров М.Л. Способ энергоанализатора спектрального анализа состава веществ и устройство для его осуществления / М.Л. Александров, Л.Н. Галль, В.Д. Савченко // Патент SU №1178257. – МПК H01J 49/30. Оpubл. 27.01.1996.
4. Романюк Н.И. Способ анализа пучка заряженных частиц по энергиям и устройство для его осуществления (циклоидальный анализатор) / Н.И. Романюк, Ф.Ф. Папп, И.В. Чернышова, О.Б. Шпеник // Патент SU №1756973. – МПК H01J 49/48. – Оpubл. 23.08.1992.
5. Никитенко Н.Н. Энергоанализатор спектрометр / Н.Н. Никитенко, Л.Г. Косицин, И.А. Шулепов // Патент РФ №2020645. – МПК H01J 49/32. Оpubл. 30.09.1994.
6. Коган В.Т. / В.Т. Коган, А.К. Павлов, М.И. Савченко, О.Е. Добычин // ПТЭ, 1990. - №4. - С. 145-149.
7. Кельман В.М. Электронная оптика / В.М. Кельман, С.Я. Явор // Л.: Наука, Ленингр. отд., 1968. - С. 355-371.
8. Кельман В.М. Статические масс-спектрометры / В.М. Кельман, И.В. Родникова, Л.М. Секунова // Алма-Ата: Наука, 1985. - С. 82-96.
9. Астраханцев Н.В. Совмещенные цилиндрические масс-анализаторы / Н.В. Астраханцев, В.М. Бардаков, Во Ньы Зан, Г.Н. Кичигин, Н.В. Лебедев, Н.А. Строкин // ЖТФ, 2011. – Т. 81, вып. 9. – С. 105-112.
10. Буль О.Б. Методы расчета магнитных систем электрических аппаратов. Программа ANSYS // М.: АСАДЕМА, 2006. – 288 с.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СОВРЕМЕННЫХ СЕТЕЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ П. УСТЬ-ОРДЫНСКИЙ

И.В. Егоров, Е.М. Фискин

Иркутский государственный технический университет
finkerlin@bk.ru

Введение

С развитием сетевых технологий, многократно увеличился информационный поток сетевой инфраструктуры, и зачастую существующие сети передачи информации не справляются с данной нагрузкой.

Выходом может стать построение сетей широкополосного доступа по различным технологиям.

В данной статье речь пойдет о проектировании сети по технологиям GePON и WiMAX.

Технология GePON и принцип работы

Технология GePON (GigabitEthernetPassiveOpticalNetwork) представляет собой технологию передачи данных, каналом для которой служит пассивная оптическая сеть древовидной топологии, в промежуточных узлах которой используются пассивные оптические разветвители (сплиттеры), не требующие дополнительного питания.

Основная идея сети PON – использование всего одного приемопередающего модуля для передачи множеству абонентских устройств.

Технология WiMAX и принцип работы

Технология WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) – это технология беспроводной передачи данных на большие расстояния со скоростью до 1 Гбит/сек. Основана на стандарте IEEE 802.16.

В общем виде WiMAX сети состоят из следующих основных частей: базовых и абонентских станций, а также оборудования, связывающего базовые станции между собой, с поставщиком сервисов и с Интернетом.

Для соединения базовой станции с абонентской используется высокочастотный диапазон радиоволн от 1,5 до 11 ГГц. В идеальных условиях скорость обмена данными может достигать 70 Мбит/с, при этом не требуется обеспечения прямой видимости между базовой станцией и приёмником.

Как уже говорилось выше, WiMAX применяется как для решения проблемы «последней мили», так и для предоставления доступа в сеть офисным и районным сетям <http://ru.wikipedia.org/wiki/WiMAX> - cite_note-ChasCor-1.

Между базовыми станциями устанавливаются соединения (прямой видимости), использующие диапазон частот от 10 до 66 ГГц, скорость обмена данными может достигать 140 Мбит/с. При этом, по крайней мере одна базовая станция подключается к сети провайдера с использованием классических проводных соединений. Однако, чем большее число БС подключено к сетям провайдера, тем выше скорость передачи данных и надёжность сети в целом.

Структура сетей семейства стандартов IEEE 802.16 схожа с традиционными GSM сетями (базовые станции действуют на расстояниях до

десятков километров, для их установки не обязательно строить вышки — допускается установка на крышах домов при соблюдении условия прямой видимости между станциями)

Основной идеей сети WiMAX также является использование всего одной базовой станции для многих абонентов.

Проектирование

При проектировании сети учитываются ряд факторов:

- стратегия оператора, целевая аудитория, предлагаемые в настоящее время и планируемые к предоставлению услуги,
- размер инвестиций в развитие сети и срок их окупаемости,
- уже имеющаяся сетевая инфраструктура, ресурсы для её поддержания в работоспособном состоянии,
- время, необходимое для запуска сети и начала оказания услуг.

У каждого из этих факторов есть свой вес, и выбор той или иной технологии принимается с учётом всех их в совокупности. Такая простая и эффективная модель, позволяет быстро оценить экономические параметры применения той или иной технологии.

Проектирование любой сети начинается с определения:

- Объектов подключения
- Числа абонентов
- Оптимальной технологии построения сети для данного региона

Проектирование сети GePON

После определения необходимых показателей составляется карта расположения объектов подключения, по которой определяется маршрут и способ прокладки волокна.

Затем рассчитывается количество необходимых волокон на один объект и на всю сеть в целом.

Бюджет мощности

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}_{\text{тз}} - \mathcal{A}_{\text{тз}} - \mathcal{A}_{\text{сп}} - \mathcal{A}_{\text{нс}} \cdot \text{пнс} - \mathcal{A}_{\text{рс}} \cdot \text{прс} - \alpha \cdot L \quad (\text{№})$$

где \mathcal{E} – фактический энергетический бюджет;

$\mathcal{E}_{\text{тз}}$ – бюджет оптической мощности согласно техническому заданию;

$\mathcal{A}_{\text{тз}}$ – запас мощности согласно техническому заданию;

$\mathcal{A}_{\text{сп}}$ – потери на сплиттере;

$\mathcal{A}_{\text{нс}}$ – потери на неразъемных соединителях;

пнс – количество неразъемных соединителей;

$\mathcal{A}_{\text{рс}}$ – потери на разъемных соединителях;

прс – количество разъемных соединителей.

При расчете учитывается потери на всех соединениях, вносимое затухание оборудования и излучаемая мощность.

Расчет производился на длине волны $\lambda = 1310\text{nm}$, так как коэффициент затухания волокна на этой длине волны больше чем на

других и составляет $\alpha = \frac{0,36\text{дБ}}{\text{км}}$.

В результате расчетов было определено, что на протяжении всех участков сети не требуется дополнительного активного оборудования.

Проектирование сети WIMAX

Проектирование осуществляется в программной среде “RPLS Онега”, которая позволяет рассчитать зону покрытия проектируемой сети, распределить поровну нагрузку на секторах антенн, рисунок 1.

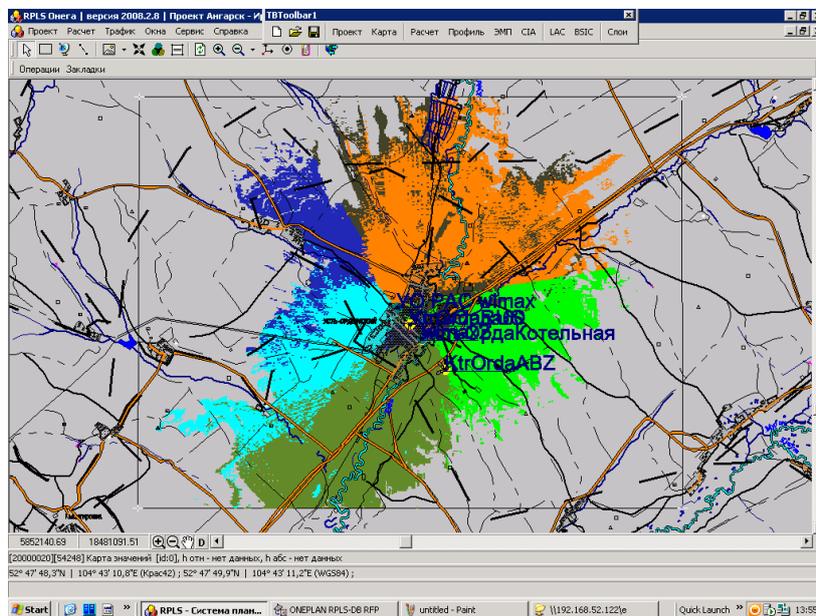


Рисунок 1 – деление зоны покрытия по секторам антенн

Данная программа позволяет учитывать рельеф местности, затухание, взаимное влияние антенн друг на друга.

После чего определяется зона покрытия сети, рисунок 2

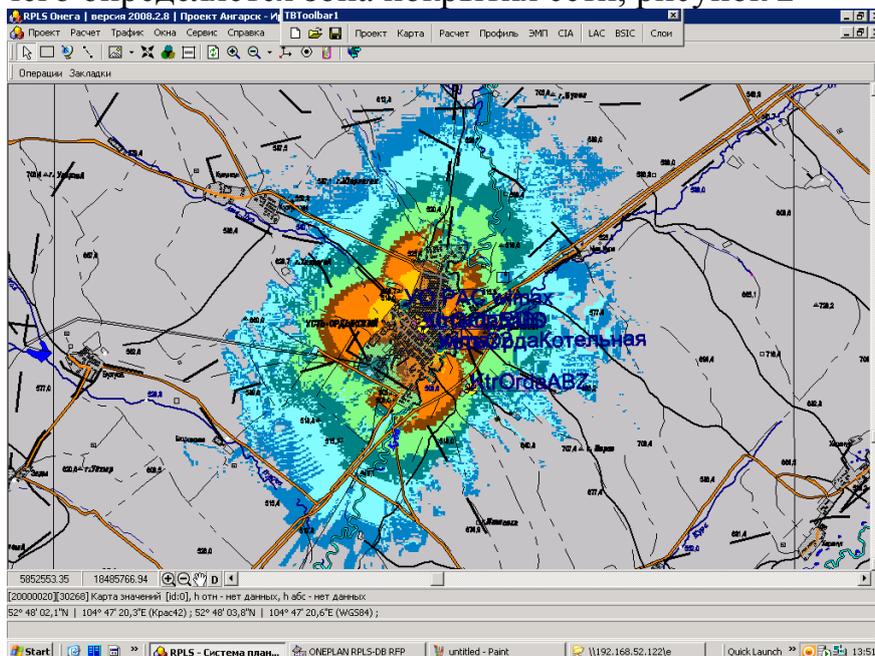


Рисунок 2 – зона покрытия сети PON

Библиографический список

1. Олифер В.Г. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. / В.Г. Олифер, Н.А. Олифер. – СПб.: Питер, 2001. – 672 с.
2. Построение сетей [Электронный ресурс] / Электронный портал ELTEX.NSK.RU. Режим доступа:
 - 3 <http://eltex.nsk.ru/>,
Подбор оборудования [Электронный ресурс] / Электронный портал SSD.RU. -
Режим доступа: свободный.
 - 4 <http://ssd.ru/>,
Подбор кабелей [Электронный ресурс] / Электронный портал OCS01.RU. -
Режим доступа: свободный.
 - 5 <http://www.ocs01.ru/>,
Справочник проектировщика / Под редакцией Староверова И.Г. Вентиляция и кондиционирование воздуха – М.: Стройиздат, 1978. – 502с. - Режим доступа: свободный.
 - 6 <http://www.multiinfocom.ru/>,
ООО МультиИнфоКом. Проектирование сетей WiMAX. Построение сетей -
Режим доступа: свободный.
 - 7 radiorelayconnection.ru/services/wimax.html,
PPC - Проектирование и строительство сетей WiMax- Режим доступа:
свободный.
 - 8 <http://support.comptek.ru/download/index.xhtml/734/atdi.pdf/>,
Частотно-территориальное планирование сетей Wimax- Режим доступа:
свободный.
 - 9 <http://www.twirpx.com/file/168499//>,
Построение сети передачи данных на основе технологии WiMAX- Режим
доступа: свободный.
 - 10 <http://www.getwifi.ru/>,
Проектирование и установка беспроводных сетей Wi-Fi- Режим доступа:
свободный.

ЛАБОРАТОРНЫЙ СТЕНД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ДИОДА ГАННА И АВТОГЕНЕРАТОРА НА ЕГО ОСНОВЕ

М.А. Егоров, А.В. Леонова, Н.В. Леонова, А.В.Петров

Иркутский государственный технический университет
rts_lab@istu.edu

Оптический диапазон и диапазон сверхвысоких частот (СВЧ) активно используются в современной радиоэлектронике и технике связи. СВЧ приборы применяются и как самостоятельные устройства и как промежуточные звенья более сложных комплексов. СВЧ диапазон широко используется, например, в космической радиосвязи, спутниковом телевидении, радиолокации и радионавигации. Новые перспективные стандарты связи 3-го и 4-го поколений (3G и 4G), которые в настоящее время интенсивно развиваются во всем мире, задействуют миллиметровый диапазон длин волн, это позволяет существенно повысить информационную емкость и скорость передачи данных существующих и проектируемых сетей. Разработка и грамотное обслуживание таких систем невозможно без фундаментальных знаний и практических навыков в области устройств СВЧ диапазона. Поэтому предмет «Приборы оптического и СВЧ диапазона» – один из основополагающих при подготовке современного специалиста в области радиотехники и телекоммуникаций.

В профессии инженера большое значение имеют практические навыки работы с реальными устройствами; для получения таких навыков учебными планами соответствующих специальностей предусмотрены лабораторные работы. Необходимое для обеспечения учебного процесса лабораторное оборудование должно обладать рядом специфических особенностей: наглядностью, надежностью, износоустойчивостью и т.д. Часть ранее имевшегося лабораторного оборудования морально и технически устарела. Серийно выпускаемое промышленное оборудование часто обладает сложным интерфейсом, не обеспечивает необходимую наглядность, имеет высокую цену и поэтому малоприспособно для учебных целей. Оценка парка существующего на кафедре радиоэлектроники и телекоммуникационных систем НИ ИрГТУ лабораторного оборудования показала необходимость приобретения или изготовления лабораторных стендов для изучения приборов СВЧ-диапазона. На основании технико-экономического анализа ситуации, авторами было принято решение разработать и изготовить лабораторный стенд для исследования характеристик диода Ганна и автогенератора на его основе. [1]

В различных радиотехнических системах СВЧ-диапазона необходима генерация СВЧ колебаний. Часто для этой цели применяют генератор на основе диода Ганна.

В 1963 году американский физик Джон Ганн экспериментально обнаружил, что в образцах арсенида галлия с n-проводимостью при напряженностях внешнего электрического поля порядка 3 кВ/см и более появляются колебания тока с периодом, примерно равным времени пролета электронов в образце.

Первые коммерческие диоды Ганна (ДГ) были выпущены фирмой International Semiconductor Inc в 1966 г. С этого времени СВЧ-диапазон стал осваиваться полупроводниковыми приборами. [2]

Диод Ганна представляет собой однородный кристалл полупроводникового материала (без p-n перехода), на основе элементов III-V групп таблицы Менделеева. Наиболее исследованным и распространенным пригодным для реализации ДГ материалом является арсенид галлия (GaAs), относящийся к, так называемым, двухдолинным полупроводникам. Речь идет о двух относительно стабильных энергетических состояниях носителей заряда (электронов) в таких полупроводниках; эти состояния принято называть верхней и нижней долиной. Нижняя долина (энергетическое состояние) соответствует легким и подвижным электронам. При нормальной температуре в отсутствие внешнего напряжения почти все электроны находятся в нижней долине. Наличие, обусловленного подачей на диод напряжения электрического поля придает электронам энергию, которой достаточно для перехода в верхнюю долину (энергетическое состояние), соответствующую относительно тяжелым и малоподвижным электронам.

Очевидно, «снаружи» ДГ в первом приближении является двухполюсником к которому приложено постоянное напряжение и через который протекает постоянный ток. Этот ток – упорядоченное движение свободных заряженных частиц, в данном случае электронов; в образовании тока участвуют электроны обеих долин, но массы и подвижности этих групп электронов различны. Разница в подвижности электронов для верхней и нижней долин приводит к тому, что, начиная с некоторого критического значения поля (а значит, и внешнего приложенного напряжения), средняя дрейфовая скорость электронов (т.е. ток) в однородном образце начинает уменьшаться с ростом электрического поля (из-за того, что доля тяжелых медленных электронов возросла): появляется участок отрицательной дифференциальной проводимости (или сопротивления). При очень больших полях (при дальнейшем увеличении внешнего напряжения) все электроны перейдут в верхнюю долину, и все имеющиеся электроны (относительно тяжелые и малоподвижные) будут участвовать в формировании тока; поэтому возникнет эффект насыщения, т.е. будет достигнуто некоторое постоянное значение тока, которое уже не увеличивается с увеличением внешнего приложенного напряжения (и электрического поля).

В области отрицательной дифференциальной проводимости возникают образования, называемые доменами. Их появление объясняется следующим. Приложенное внешнее поле распределяется по образцу полупроводника пропорционально сопротивлению его отдельных участков, поэтому при повышении напряжения пороговая напряженность поля достигается в области повышенного сопротивления полупроводника. Возникает повышение концентрации «тяжелых» и уменьшение «легких» электронов.

Средняя скорость электронов будет снижаться, что приведет к дальнейшему повышению напряженности поля участка. Одновременно поскольку общее напряжение, приложенное к пластинке полупроводника, постоянно, поле по обе стороны от данного участка будет убывать. Возникающий сгусток «тя-

желых» электронов будет перемещаться под действием поля. Его будут догонять движущиеся позади «легкие» электроны, а «легкие» электроны, двигающиеся впереди, наоборот будут уходить от него. В результате возникает движущееся образование в виде сгустка электронов, перед которым создаётся область с их пониженной концентрацией, его называют доменом сильного поля.

Поле внутри сгустка нарастает, скорость увеличивается до состояния насыщения, а вне сгустка поле уменьшается, скорости «легких» электронов убывают, и происходит их выравнивание, после чего домен движется с постоянной скоростью до исчезновения на аноде. До этого момента поле в образце будет меньше порогового значения, и образование нового домена невозможно. Поэтому ток во внешней цепи будет представлять собой последовательность импульсов, разделённых временем пролёта, которое может составлять единицы наносекунд и меньше. На диодах Ганна можно релизовать генераторы, охватывающие частотный диапазон от сотен мегагерц до примерно 150 гигагерц. [3]

Для изучения характеристик диода Ганна и волноводного СВЧ-генератора на его основе авторами был разработан и изготовлен лабораторный стенд, и составлены методические указания по проведению соответствующих лабораторных работ.

В состав лабораторной установки, кроме самого стенда и соединительных проводов, входят частотомер электронно-счетный ЧЗ-68 и цифровой осциллограф SEFRAM 5164DC. Внешний вид стенда показан на рисунке 1.

Стенд состоит из СВЧ-генератора и двухканального блока питания. Генератор представляет собой диод Ганна АА703, помещенный в прямоугольный волноводный резонатор. В этот же резонатор помещен варикап – полупроводниковый СВЧ-диод АА603А, на который подается обратное смещение. Торцевая стенка резонатора может перемещаться – ее положение регулируется специальным механизмом с вращающейся ручкой, на которую нанесена измерительная шкала, по которой можно измерять перемещение. Сигнал с выхода резонатора передается в волноводный тракт, состоящий из ферритового вентилля, регулируемого аттенюатора, волноводной секции с коаксиальным ответвлением, второго

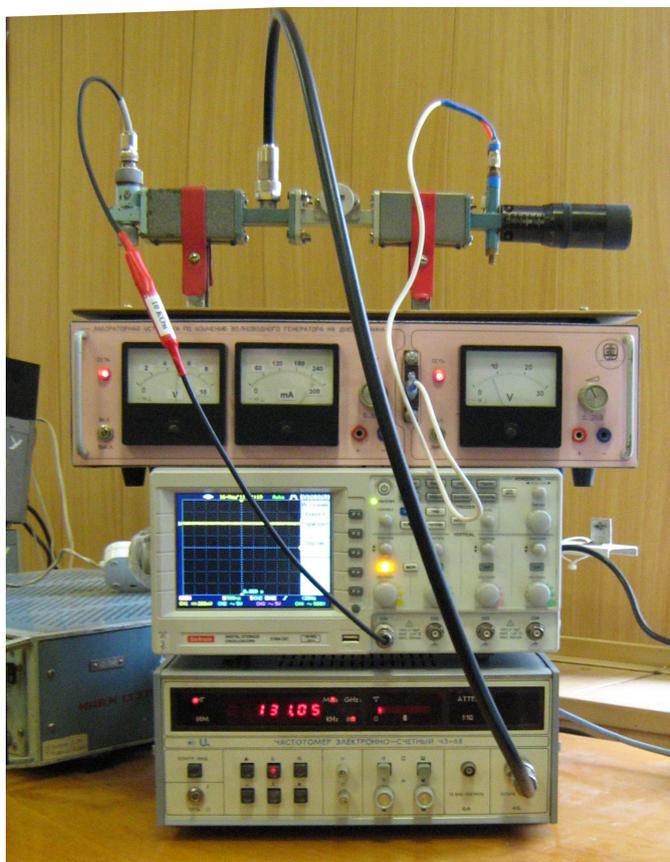


Рис. 1. Внешний вид лабораторного стенда

ферритового вентиля и детекторной головки, служащей нагрузкой тракта (рис. 2). В стенде применены типовые узлы волноводных трактов. [4]

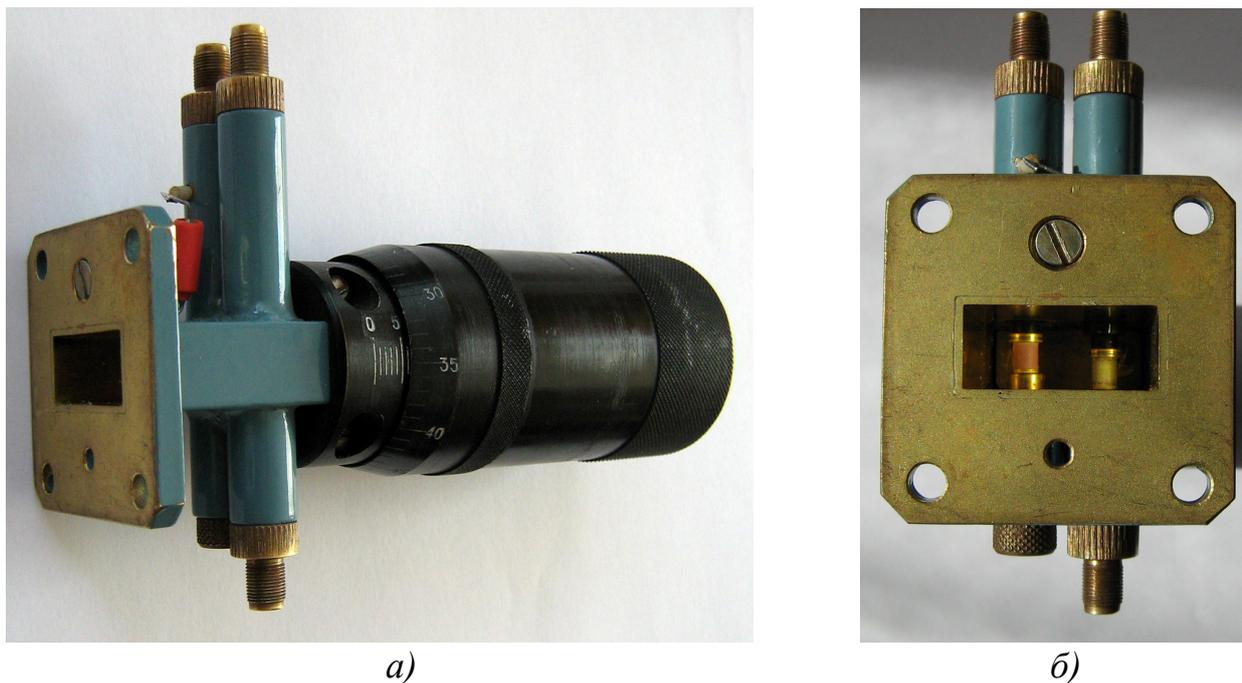


Рис. 2 Внешний вид волноводного генератора

Сигнал с детектора, представляющий собой пропорциональное мощности генерируемого СВЧ-колебания напряжение, наблюдается на экране осциллографа. В принципе, это напряжение можно измерять и с помощью вольтметра, однако применение осциллографа предпочтительнее, т.к. в этом случае, можно визуально оценить устойчивость генерации. Для оптимизации электрического режима работы детектора в качестве его нагрузки применен резистор сопротивлением 10 кОм.

Перестройка генерируемой частоты может осуществляться как механически – перемещением торцевой стенки резонатора, так и электрически – подачей обратного напряжения на варикап, что изменяет емкость его перехода.

Применение универсального лабораторного блока питания в данной установке практически невозможно, т.к. диод Ганна и варикап в случае превышения допустимых напряжений могут выйти из строя. С другой стороны, специфика выполнения лабораторных работ диктует необходимость регулировки напряжения. Таким образом, для обеспечения сохранности лабораторного стенда необходимо технически ограничить выходные значения напряжений величинами 10 В и 20 В для диода Ганна и варикапа соответственно.

Для питания диода Ганна и варикапа авторами разработан и изготовлен двухканальный сетевой блок питания: регулируемый канал 0...10 В предназначен для питания диода Ганна, а регулируемый канал 0...20 В – для подачи обратного смещения на варикап.

Конструктивно блок питания размещен в имевшемся в распоряжении ав-

торов корпусе промышленного блока питания БП-15, БП-30. Блок питания построен по классической линейной схеме и состоит из трансформатора, диодных мостовых выпрямителей и интегральных стабилизаторов LM337, включенных по типовой схеме. Лицевая панель блока питания показана на рис. 3.



Рис. 3. Лицевая панель блока питания

В левой части лицевой панели расположены органы управления питанием диода Ганна: выключатель, индикаторный светодиод, регулятор напряжения, дополнительные контрольные гнезда, стрелочный вольтметр (с пределом измерения напряжения 10 В) и стрелочный миллиамперметр (с пределом измерения тока 300 мА). В правой части лицевой панели расположены органы управления питанием (смещением) варикапа: выключатель, индикаторный светодиод, регулятор напряжения, дополнительные контрольные гнезда, стрелочный вольтметр (с пределом измерения напряжения 30 В). На лицевой панели блока питания размещен также специальный разъем для подключения с помощью специального кабеля исследуемого СВЧ-генератора.

Принципиальная электрическая схема генератора показана на рис. 4.

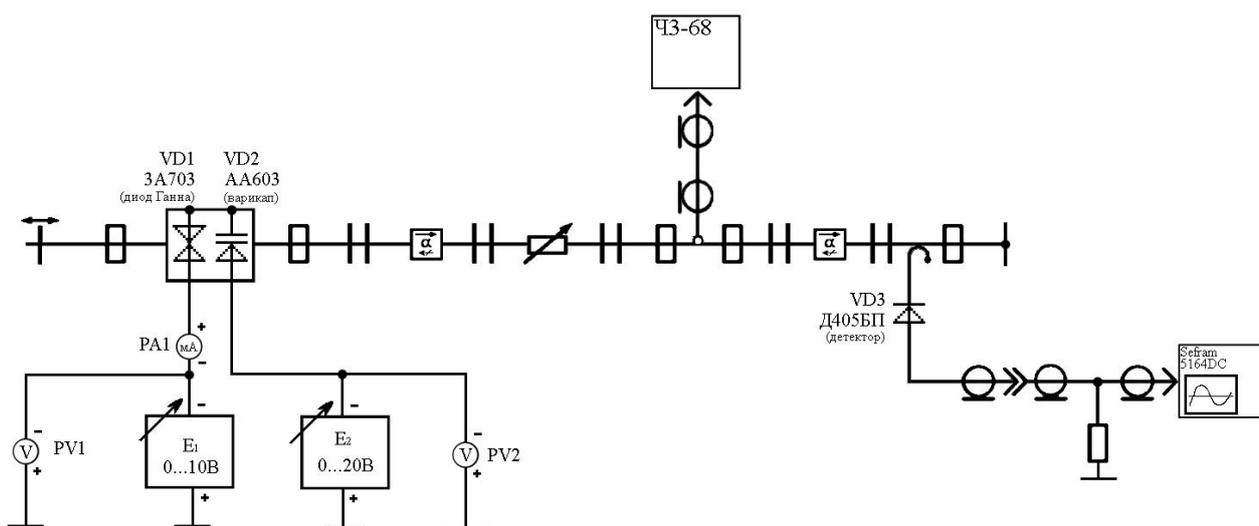


Рис. 4. Принципиальная электрическая схема генератора

Подготовка установки к работе осуществляется следующим образом. Осциллограф подключить к детектору с помощью коаксиального кабеля, нагруженного резистором в 10 кОм. К диоду Ганна и варикапу подключить блок пи-

тания с помощью специального кабеля. Включить тумблером левый канал и выставить нулевое напряжение на диоде Ганна. Постепенно увеличивая напряжение; наблюдать появление сигнала на экране осциллографа. Если сигнал не появился, то поворотной ручкой генератор устанавливается в резонанс (расстояние между движущейся стенкой резонатора и диодом Ганна должно быть равно четверти длины волны излучаемого колебания). Затем включить правый канал и регулировать напряжение на варикапе. При этом на экране осциллографа должно отображаться изменение амплитуды сигнала. С помощью частотомера ЧЗ-68 измеряется частота генерируемых СВЧ колебаний.

В ходе лабораторных работ, выполненных на стенде, были получены характеристики диода Ганна и генератора на его основе (рис. 5 – 11).

На ВАХ диода Ганна (рис. 5) виден участок с отрицательной дифференциальной проводимостью. Пороговое значение напряжения, соответствующее образованию домена, составляет 4,4 В, а напряжение исчезновения домена – 3,5 В. Таким образом, наблюдается гистерезис: напряжение возникновения домена больше напряжения исчезновения ($U_{0n} > U_{0и}$).

На рис. 6, 7 показаны зависимость выходного напряжения и частоты генерируемых колебаний от входного напряжения. Приведенные зависимости демонстрируют возможность электронной подстройки генератора. Генерация наблюдается при входных напряжениях свыше 7 В.

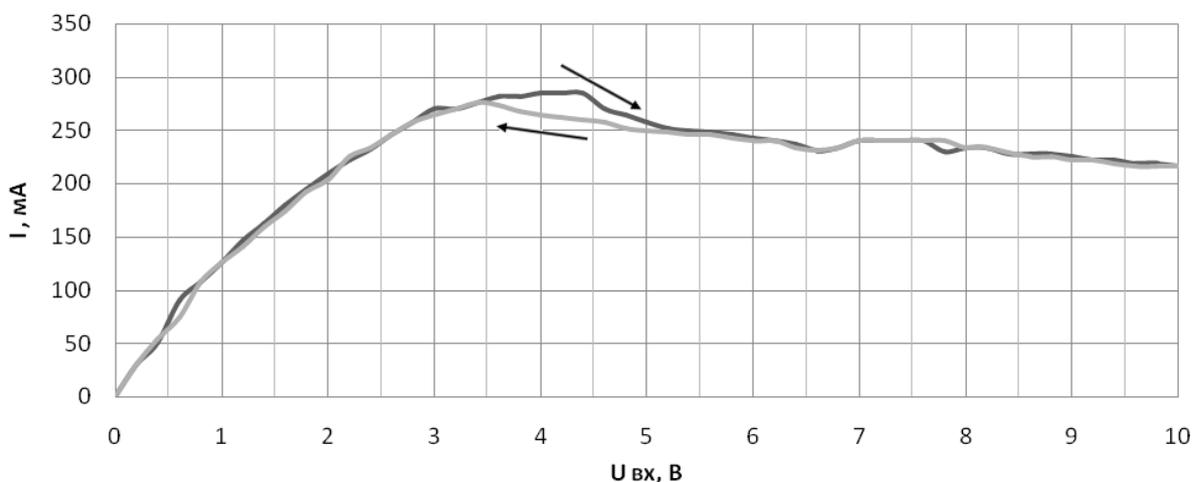


Рис. 5. ВАХ диода Ганна

В

возможность подстройки с помощью варикапа наглядно показана на рис. 8, 9. В зависимости от напряжения, подаваемого на варикап, изменяется его емкость, а, следовательно, и частота резонанса.

На рис. 10, 11 показана возможность механической подстройки (с помощью изменения геометрических размеров резонатора при перемещении подвижной стенки резонатора).

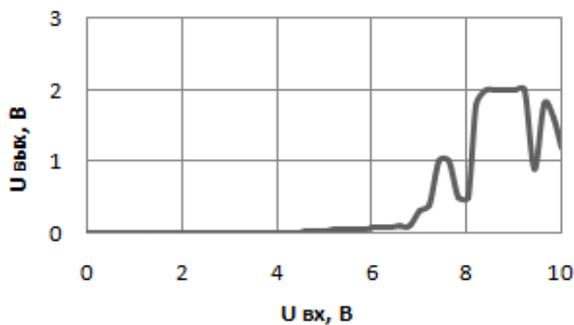


Рис. 6. Зависимость $U_{\text{вых}}=f(U_{\text{вх}})$

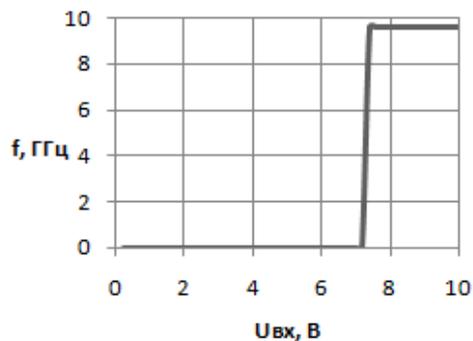


Рис. 7. Зависимость $f_{\text{ген}}=f(U_{\text{вх}})$

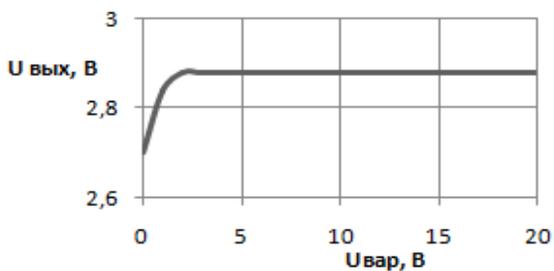


Рис. 8. Зависимость $U_{\text{вых}}=f(U_{\text{вар}})$

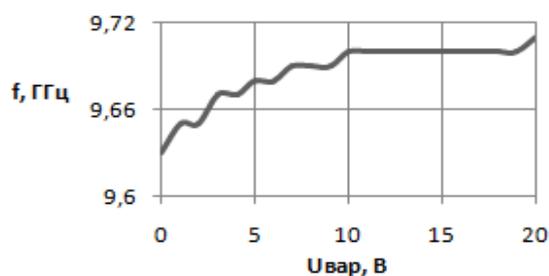


Рис. 9. Зависимость $f_{\text{ген}}=f(U_{\text{вар}})$

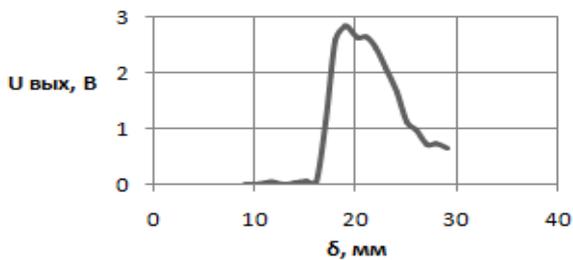


Рис. 10. Зависимость $U_{\text{вых}}=f(\delta)$

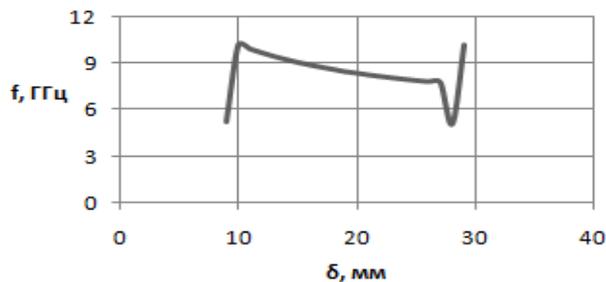


Рис. 11. Зависимость $f_{\text{ген}}=f(\delta)$

Таким образом, разработанный лабораторный стенд позволяет наглядно изучать работу СВЧ генераторов на диоде Ганна, успешно получать различные характеристики его работы.

Библиографический список

1. Леонова Н.В. Волоконно-оптические системы передачи. – Иркутск, изд-во ИрГТУ, 2008.
2. Щука А.А. Электроника. Учебное пособие / Под. Ред. Проф. А.С. Сигова. – СПб.: БХВ-Петербург, 2006.
3. Рычков Ю.М. Электронные приборы сверхвысоких частот. – Гродно: изд-во ГрГУ, 2002.
4. Давыдова Н.С., Данюшевский Ю.З. Диодные генераторы и усилители СВЧ. – М.: Радио и связь, 1986.

ПРИМЕНЕНИЕ ДУГОГАСИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ В СИСТЕМАХ КОММУТАЦИИ

Г.М.Елышева, В.С.Марюхненко

Иркутский государственный университет путей сообщения
maryuhnenko__v@irgups.ru



Рис.1



1. Условия возникновения и горения дуги.

Электрический разряд в виде дуги возникает при замыкании контактов в цепи высокого напряжения. В дуге различают околочатодное пространство, ствол дуги и околоанодное пространство (рис.1,2,3.). Все напряжение распределяется между этими областями. Около катода наблюдается высокая напряженность электрического поля (10^5 - 10^6 В/см). При таких высоких напряженностях происходит ударная ионизация. Электроны, вырванные из катода силами электрического поля (автоэлектронная эмиссия) или за счет нагрева катода (термоэлектронная эмиссия), разгоняются в электрическом поле и при ударе в нейтральный атом отдают ему свою кинетическую энергию. Образовавшиеся в результате ионизации свободные электроны и ионы составляют плазму ствола дуги. В стволе дуги проходит большой ток и создается высокая температура.

Высокие температуры в стволе дуги приводят к интенсивной термоионизации, которая поддерживает большую проводимость плазмы. Чем больше ток в дуге, тем меньше ее сопротивление, поэтому требуется меньшее напряжение для горения дуги, т. е. дугу с большим током погасить труднее.

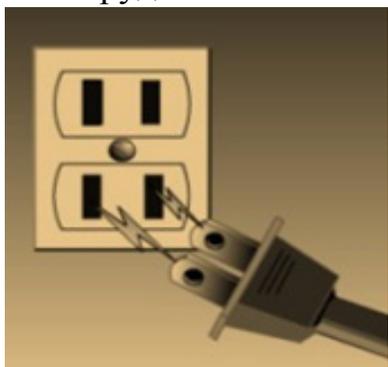


Рис.3

Поскольку в цепи имеются индуктивные, активные сопротивления, возникает переходный процесс, появляются колебания напряжения, амплитуда которых может значительно превышать нормальное напряжение. Для отключающей аппаратуры важно, с какой скоростью восстанавливается напряжение.

Таким образом, можно заключить, что дуговой разряд начинается за счет ударной ионизации и эмиссии электронов с катода, а после зажигания дуга поддерживается термоионизацией в стволе дуги.

2. Гашение дуги. В коммутационных аппаратах необходимо не только разомкнуть контакты, но и погасить возникшую между ними дугу.



Рис.4

В цепях переменного тока ток в дуге каждый полупериод проходит через нуль, в эти моменты дуга гаснет самопроизвольно, но в следующий полупериод она может возникнуть вновь. Ток в дуге становится

близким к нулю несколько раньше естественного перехода через нуль. Это объясняется тем, что при снижении тока энергия, подводимая к дуге, уменьшается, следовательно, уменьшается температура дуги и прекращается термоионизация. Длительность бестоковой паузы невелика (от десятков до нескольких сотен микросекунд), но играет важную роль в гашении дуги. Если разомкнуть контакты в бестоковую паузу и развести их с достаточной скоростью на большое расстояние, чтобы не произошел электрический

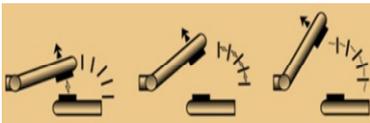


Рис.5

пробой, то цепь будет отключена очень быстро.

Во время бестоковой паузы интенсивность ионизации сильно падает, так как не происходит термоионизации. В коммутационных аппаратах, кроме того, принимаются искусственные меры охлаждения дугового пространства и уменьшения числа заряженных частиц.

Резкое увеличение электрической прочности промежутка после перехода тока через нуль происходит главным образом за счет увеличения прочности околокатодного пространства.

Задача гашения дуги сводится к созданию таких условий, чтобы электрическая прочность промежутка между контактами была больше напряжения между ними.

3. Способы гашения дуги в коммутационных аппаратах до 1 кВ. В отключающих аппаратах до 1 кВ широко используются следующие способы гашения дуги.

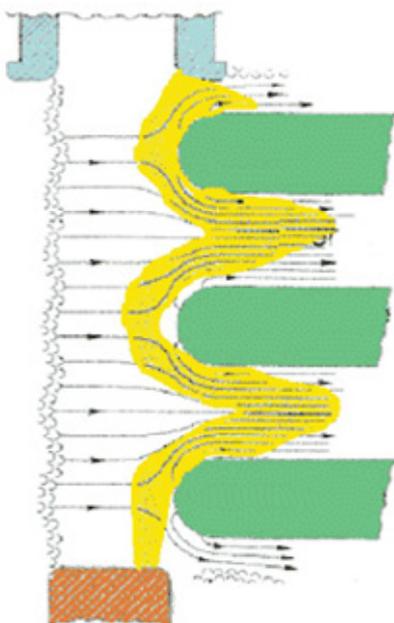


Рис.6

1. *Удлинение дуги* при быстром расхождении контактов: чем длиннее дуга, тем большее напряжение необходимо для ее существования. Если напряжение источника окажется меньше, то дуга гаснет.

2. *Деление длинной дуги на ряд коротких дуг*

3. *Гашение дуги в узких щелях.* Если дуга горит в узкой щели, образованной дугостойким материалом, то благодаря соприкосновению с холодными поверхностями происходит интенсивное охлаждение и диффузия заряженных частиц в окружающую среду. Это приводит к быстрой деионизации и гашению дуги.

4. *Движение дуги в магнитном поле.* Электрическая дуга может рассматривать-

ся как проводник с током. Если дуга находится в магнитном поле, то на нее действует сила, определяемая по правилу левой руки. Если создать магнитное поле, направленное перпендикулярно оси дуги, то она получит поступательное движение и будет затянута внутрь щели дугогасительной камеры.



Рис.7

В радиальном магнитном поле дуга получит вращательное движение. Магнитное поле может быть создано постоянными магнитами, специальными катушками или самим контуром токоведущих частей

Быстрое вращение и перемещение дуги способствует ее охлаждению и деионизации.

Последние два способа гашения дуги (в узких щелях и в магнитном поле) применяются также в отключающих аппаратах напряжением выше 1 кВ.

4. Основные способы гашения дуги в аппаратах выше 1 кВ

1. *Гашение дуги в масле.* Если контакты отключающего аппарата поместить в масло, то возникающая при размыкании дуга приводит к интенсивному газообразованию и испарению масла. Вокруг дуги образуется газовый пузырь,

состоящий в основном из водорода (70—80%); быстрое разложение масла приводит к повышению давления в пузыре, что способствует ее лучшему охлаждению и деионизации. Водород обладает высокими дугогасящими свойствами; соприкасаясь непосредственно со стволом дуги, он способствует ее деионизации. (рис.6.). Внутри газового пузыря происходит непрерывное движение газа и паров масла. Гашение дуги в масле широко применяется в выключателях.

2. *Газовоздушное дутье.* Охлаждение дуги улучшается, если создать направленное движение газов — дутье. Дутье вдоль или поперек дуга способствует проникновению газовой части в ее ствол, интенсивной диффузии и охлаждению дуги. Газ создается при разложении масла дугой (масляные выключатели) или твердых газогенерирующих материалов (автогазовое дутье). Более эффективно дутье холодным неионизированным воздухом, поступающим из специальных баллонов со сжатым воздухом (воздушные выключатели).

3. *Множественный разрыв цепи тока.* Отключение большого тока при высоких напряжениях затруднительно. Это объясняется тем, что при больших значениях подводимой энергии и восстанавливающегося напряжения деионизация дугового промежутка усложняется. Поэтому в выключателях высокого напряжения применяют множественный разрыв дуги в каждой фазе. Такие выключатели имеют несколько гасительных устройств, рассчитанных на часть номинального напряжения. Число разрывов на фазу зависит от типа выключателя и его напряжения. В выключателях 500—750 кВ может быть 12 разрывов и более. Чтобы об-

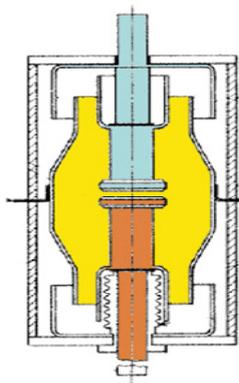


Рис.9

легчить гашение дуги, восстанавливающееся напряжение должно равномерно распределяться между разрывами. Для выравнивания напряжения параллельно главным контактам выключателя Г К включают емкости или активные сопротивления.

4. *Гашение дуги в вакууме.* Высокоразреженный газ обладает электрической прочностью, в десятки раз большей, чем газ при атмосферном давлении. Если контакты размыкаются в вакууме, то сразу же после первого прохождения тока в дуге через нуль прочность промежутка восстанавливается и дуга не загорается вновь. Эти свойства вакуума используются в некоторых типах выключателей.

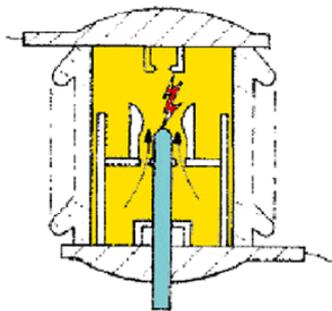


Рис.10

5. *Гашение дуги в газах высокого давления.* Воздух при давлении 2 МПа и более обладает высокой электрической прочностью. Это позволяет создавать достаточно компактные устройства для гашения дуги в атмосфере сжатого воздуха. Еще более эффективно применение высокопрочных газов, например шестифтористой серы SF₆ (элегаза). Элегаз обладает не только большей электрической прочностью, чем воздух и водород, но и лучшими дугогасящими свойствами даже при атмосферном давлении. Элегаз (SF₆ — шестифтористая сера) представляет собой инертный газ, плотность которого превышает плотность воздуха в 5 раз. Электрическая прочность элегаза в 2 - 3 раза выше прочности воздуха; при давлении 0,2 МПа электрическая прочность элегаза сравнима с прочностью масла. Применяется в выключателях, отделителях, короткозамкательях и другой аппаратуре высокого напряжения. В элегазе при атмосферном давлении может быть погашена дуга с током, который в 100 раз превышает ток, отключаемый в воздухе при тех же условиях.

Библиографический список

1. Рожкова Л.Д., Козулин В.С. Электрооборудование станций и подстанции.
2. Электрическая часть станций и подстанций: Учеб. для вузов/А.А. Васильев, И.П. Крючков, Е.Ф. Наяшкова и др., Под ред. А.А. Васильева – М.: Энергоатомиздат, 1990.
3. Электронный ресурс. <http://zvo.soyuz-corp.ru>
4. Электронный ресурс. <http://www.svoymaster.com/elektrika/elduga.html>
5. Электронный ресурс. [dic.academic.ru/dic.nsf/eng_rus/84551/дугогашение.](http://dic.academic.ru/dic.nsf/eng_rus/84551/дугогашение)

ОСОБЕННОСТИ ПЛАЗМООПТИЧЕСКОЙ МАСС-СЕПАРАЦИИ НЕМОНОЭНЕРГИЧНЫХ МНОГОЗАРЯДНЫХ ИОНОВ ОТРАБОТАННОГО ЯДЕРНОГО ТОПЛИВА

Во Ныи Зан*, М.А. Корнейчук *, В.М. Бардаков**, Н.А. Строкин*

*Иркутский государственный технический университет

** Иркутский государственный университет путей сообщения
vonhudan@mail.ru

ВЕДЕНИЕ

Ядерная энергетика заняла значительно место в электроэнергетике таких стран как США (103 атомных электростанции – АЭС), Франция (59), Япония (54), Россия (31) и Великобритания (23). В первую пятерку государств, которые большую часть своих потребностей в электроэнергии удовлетворяют за счет АЭС, входят Франция (76%), Словакия (57%), Бельгия (55%), Швеция (50%); в России – 17%. По прогнозу МАГАТЭ до 2020 года появятся еще 60 ядерных электростанций, а производство электроэнергии на АЭС увеличится на 65%.

К 2010 году в мире было накоплено более 240 тысяч тонн отработавшего ядерного топлива (ОЯТ). В России в настоящее время перерабатывается не более 15% из примерно 750 тонн ОЯТ, выгружаемых ежегодно из реакторов АЭС, остальная часть ОЯТ подвергается захоронению. Ввод в эксплуатацию новых блоков в рамках развития атомного энергопромышленного комплекса приведет к дальнейшему усложнению ситуации. Переработка ОЯТ позволяет сохранить около 30% естественного ^{235}U для его повторного использования в реакторах АЭС. Стоимость переработки одного килограмма ОЯТ химическими методами обходится в 6000÷9000 рублей.

Альтернативными, значительно более дешевыми методами переработки ОЯТ могут стать плазменные методы сепарации и установки для их реализации. В данной работе представлены результаты расчетов траекторий движения ионов ОЯТ в плазмооптическом масс-сепараторе [1, 2] в случае немонотонного пучка ионов различных масс, содержащих не только однократно ионизированные частицы. В ОЯТ, наряду с легко ионизируемыми атомами, содержатся атомы, имеющие достаточно низкий потенциал второй ионизации [3], например, для Ва – 10,001 эВ, La – 11,43 эВ, Sr – 11,027 эВ, Се – 12,3 эВ, Y – 12,23 эВ, что сравнимо с потенциалами первой ионизации для Хе (12,13 эВ), Те (9,009 эВ), I (10,451 эВ). Сделана оценка степени влияния ионов с зарядом больше единицы на качество сепарации ОЯТ.

ПЛАЗМООПТИЧЕСКИЙ МАСС-СЕПАРАТОР ПОМС-Е-3

В работе [1] были определены реальные возможности плазмооптической сепарации ионов в схеме ПОМС-Е [2], учтено уширение фокусных колец за счет наличия у ионов плазменного потока начального разброса по радиальным

скоростям и немоноэнергетичности и, далее, в работе [4] предложен трехкомпонентный плазмооптический масс-сепаратор, названный авторами ПОМС-Е-3, в котором ионы массами M_I и M_2 принимаются на цилиндры радиусами r_1 и r_2 , а ионы массой M_0 (центральной) собираются на торцевом кольцевом приемнике, расположенном между цилиндрами (рис. 1).

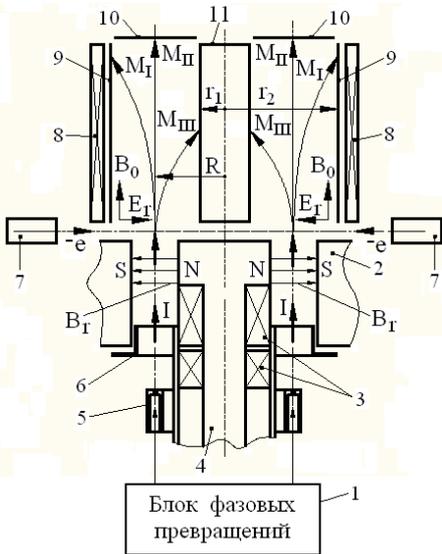


Рис. 1. Плазмооптический масс-сепаратор ПОМС-Е-3: 1 – блок фазовых превращений; 2 – азимутатор; 3 – катушки электромагнитов, 4 – полюс азимутатора; 5 – газораспределитель с буферным объемом; 6 – анод; 7 – катод (электронная пушка сопровождения); 8 – система создания продольного магнитного поля; 9, 11 – система создания радиального электрического поля в сепарирующем объеме; 9-11 – приемники разделенных элементов пучка

Для ОЯТ существуют три пика в распределении элементов по массам (рис. 2) с наиболее вероятными массами $M_I = 95$, $M_{II} = 139$ и $M_{III} = 239$. ПОМС-Е-3, очевидно, подходит для целей разделения ОЯТ: на приемном электроде, имеющем радиус r_1 , будут собираться все трансурановые элементы (пик III – рис. 2), на приемник большого радиуса (r_2) придут все ионы, соответствующие пику I; на торцевой приемник – элементы пика II. Трансурановые элементы передаются после выделения для изготовления МОХ-топлива. «Минорные» элементы, уже частично разделенные на первой стадии масс-сепарации, в дальнейшем могут разделяться с помощью того же перенастроенного ПОМС-Е-3 или передаваться на электромагнитный масс-сепаратор.

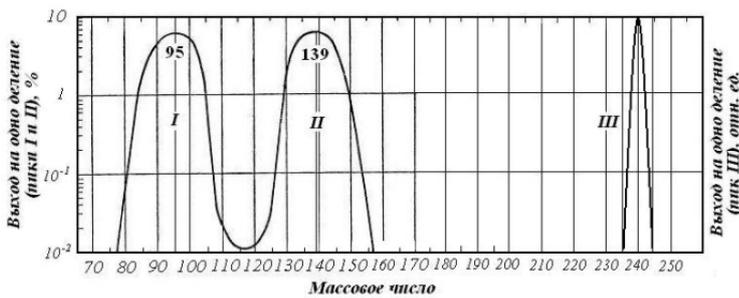


Рис. 2. Распределение элементов в ОЯТ (ядерный цикл $^{235}\text{U} +$ тепловой нейтрон): I, II – продукты деления (осколки), III – трансурановые элементы

Сепаратор работает следующим образом. В блоке фазовых превращений 1 (рис. 1) ОЯТ испаряется и подается в плазменный ускоритель 2, где пар ионизуется. На выходе плазменного ускорителя формируется поток многокомпонентной плазмы, который попадает в азимутатор 3, совмещенный с катодом плазменного ускорителя, в котором ионы потока плазмы ОЯТ приобретают азимутальную скорость, разную для ионов разных масс. После азимутатора поток плазмы попадает в сепарирующий объем, образованный системой создания продольного магнитного поля 5, системой создания радиального электрического

го поля – электроды 6 и 8, приемниками разделенных элементов ОЯТ 6, 7 и 8.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА РАЗДЕЛЕНИЯ МНОГОЗАРЯДНЫХ ИОНОВ

Ниже приведено краткое теоретическое обоснование возможности реализации данной идеи и описан алгоритм численного расчета траекторий. Решение задачи проведено в цилиндрической геометрии (r, φ, z) в одночастичном (плазмооптическом) приближении.

На поток плазмы в области масс-сепарации действует радиальное электрическое поле $E_r(r) = -E_0 R/r$, где $E_0 = E_r(R) = \frac{M_0 v_{\varphi 0}^2}{eR}$; $v_{\varphi 0} = \frac{eB_r \Delta}{cM_0}$ – начальная

азимутальная скорость однозарядных ионов центральной массы M_0 после азимутатора. Напряжения на электродах $U = E_0 R \ln(r/R)$ выбирают таким образом, чтобы однозарядные ионы центральной массы двигались в объеме сепарации в плоскости (r, φ) радиусом R .

Рассмотрим движение ионов изотопов или химических элементов массой M с зарядом Z . Пусть ионы стартуют из точки с координатами $r = R$ (центральная – равновесная траектория), $\varphi = z = 0$. В заданных полях траектория иона описывается следующими уравнениями:

$$\frac{d^2 r}{dt^2} - r \left(\frac{d\varphi}{dt} \right)^2 = \frac{Ze}{M} E_r \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt} \left(r^2 \frac{d\varphi}{dt} \right) = 0 \quad (2)$$

$$M \frac{d^2 z}{dt^2} = 0 \quad (3)$$

Момент каждого иона при движении его в сепараторе сохраняется:

$$M v_{\varphi} r = M v_{\varphi 0} R = MR \frac{ZeB_r \Delta}{cM} = ZM_0 v_{\varphi 0} R, \text{ откуда следует, что } v_{\varphi} = r \frac{\partial \varphi}{\partial t} = \frac{ZM_0 v_{\varphi 0} R}{Mr} \text{ и}$$

$$\frac{\partial \varphi}{\partial t} = \frac{ZM_0 v_{\varphi 0} R}{Mr^2}, \text{ где } v_{\varphi} \text{ – азимутальная скорость ионов массы } M \text{ в объеме сепаратора, } v_{\varphi 0} = \frac{ZeB_r \Delta}{cM} \text{ – азимутальная скорость ионов массой } M \text{ на входе в сепарирующий объем.}$$

Подставив значения $\frac{\partial \varphi}{\partial t}$ и E_r в (1), получим $\frac{\partial^2 r}{\partial t^2} - r \left(\frac{ZM_0 v_{\varphi 0} R}{Mr^2} \right)^2 = -\frac{ZM_0 v_{\varphi 0}^2}{Mr}$.

Если обозначить $M' = M/Z$, то последнее уравнение примет следующий вид: $\frac{\partial^2 r}{\partial t^2} - r \left(\frac{M_0 v_{\varphi 0} R}{M' r^2} \right)^2 = -\frac{M_0 v_{\varphi 0}^2}{M' r}$, что совпадает с уравнением движения однозарядных ионов массой M' . Это означает, что траектории движения ионов массой M с зарядом Z совпадают с траекториями движения однозарядных ионов массой $M' = M/Z$.

Для упрощения уравнений введем безразмерные переменные $\chi = r/R$, $\tau = v_d t/R$; $\mu = M_0/M' = ZM_0/M = Z\mu_0$; $\beta = \frac{v_{\phi 0}^2}{v_d^2}$, где v_d – продольная скорость однозарядных ионов центральной массы M_0 на выходе азимутатора. Тогда в безразмерных переменных уравнения для радиального движения примут вид:

$$\frac{\partial \chi}{\partial \tau} = \frac{1}{R} \frac{\partial r}{\partial t} = \frac{1}{v_d} \frac{\partial r}{\partial t} \cdot \frac{\partial^2 \chi}{\partial \tau^2} = \frac{\partial \left(\frac{\partial \chi}{\partial \tau} \right)}{\partial \tau} = \frac{1}{v_d} \frac{\partial \left(\frac{\partial r}{\partial t} \right)}{\partial t} = \frac{R}{v_d^2} \frac{\partial^2 r}{\partial t^2}$$

$$\frac{v_d^2}{R} \frac{\partial^2 \chi}{\partial \tau^2} - \chi R \left(\frac{ZM_0 v_{\phi 0} R}{M(\chi R)^2} \right)^2 = - \frac{ZM_0 v_{\phi 0}^2}{M \chi R}$$

$$\frac{\partial^2 \chi}{\partial \tau^2} - \mu^2 \beta \frac{1}{\chi^3} + \mu \beta \frac{1}{\chi} = 0 \quad (4)$$

Решение уравнения (4) с начальными условиями $\theta(\tau = 0) = 0$, $\theta'(\tau = 0) = 0$ для иона массой M будет таким: $\theta(\tau) = \frac{\delta M}{2M_0} (\cos \sqrt{2\tau} - 1)$, где $\theta = \chi - 1$, $\frac{\delta M}{M_0} \ll 1$, $M = M_0 + \delta M$. Отсюда следует, что фокусировка потока ионов независимо от массы имеет место в момент $\sqrt{2\tau} = \pi$ при обходе ионом азимута $\tau = \frac{\pi}{\sqrt{2}}$, а фокусы частиц с различной массой смещаются по радиусу на величину $\delta R = \frac{\delta M}{M_0} R$.

ЧИСЛЕННЫЙ ЭКСПЕРИМЕНТ

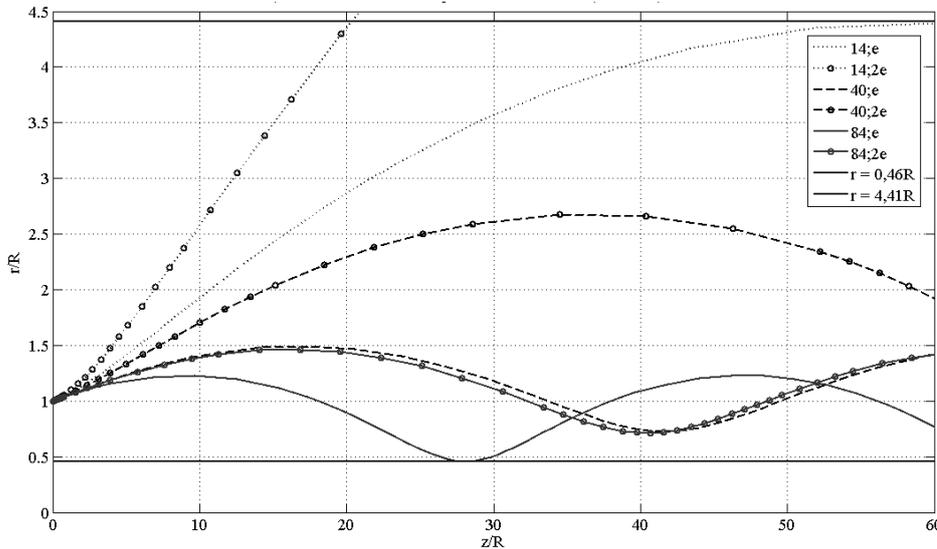


Рис. 3. Траектории движения ионов моноэнергетичного пучка: 14;e – траектория однозарядного иона азота, 14;2e – двухзарядный азот; 40;e – однозарядный аргон; 40;2e – двухзарядный аргон; 84;e – однозарядный криптон; 84;2e – двухзарядный криптон. Горизонтальными линиями обозначены внутренний и внешний цилиндрические электроды-приемники

Если обозначить $y_1 = \chi$, $y_2 = d\chi/d\tau$, $y_3 = \eta$, $y_4 = d\eta/d\tau$, то система (3-4) преобразуется в систему обыкновенных дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\begin{aligned} y_1' &= y_2, \\ y_2' &= \mu^2 \beta / y_1^3 - \mu \beta / y_1, \\ y_3' &= y_4, \\ y_4' &= 0, \end{aligned}$$

которая была решена в программе MatLab численным методом при следующих граничных условиях:

$$\begin{aligned} Y_0 &= y_1(0); y_2(0); y_3(0); y_4(0); \\ y_1(0) &= \chi(\tau = 0) = r/R(t = 0) = 1; \\ y_2(0) &= d\chi/d\tau(\tau = 0) = (1/v_d) \cdot dr/dt(t = 0) = v_{r0}/v_d; \\ y_3(0) &= \eta(\tau = 0) = z/R(t = 0) = 0; \\ y_4(0) &= d\eta/d\tau(\tau = 0) = (1/v_d) \cdot dz/dt(t = 0) = v_{z0}/v_d. \end{aligned}$$

Данные условия определяются следующими ниже соотношениями. Для однозарядных ионов массой M_0 с энергией eU (U – разрядное напряжение между катодом и анодом плазменного ускорителя) компоненты скорости $v_0 = (2eU/M_0)^{0.5}$ определяются следующим образом: $v_{r0} = \theta v_0 = \theta(2eU/M_0)^{0.5}$;

$$v_{\varphi 0} = \frac{eB_r \Delta}{cM_0} = \alpha v_0 = \alpha(2eU/M_0)^{0.5}; \quad \alpha = \frac{eB_r \Delta}{cM_0} (2eU/M_0)^{0.5} = const, \quad \text{где } v_{\varphi 0}, v_{z0}, v_{r0}, v_0 - \text{начальные азимутальная, продольная, радиальная и полная скорости однозарядных ионов массой } M_0;$$

θ – угол расходимости плазменного потока. Тогда

$$v_0^2 = v_{\varphi 0}^2 + v_{z0}^2 + v_{r0}^2 = \alpha^2 v_0^2 + v_d^2 + \theta v_0^2, \quad v_d^2 = (1 - \alpha^2 - \theta^2) v_0^2 = (1 - \alpha^2 - \theta^2) \frac{2eU}{M_0} \quad \text{и}$$

$$v_d = \sqrt{(1 - \alpha^2 - \theta^2) \frac{2eU}{M_0}} = const.$$

$$\text{Значение } \beta \text{ в формуле (4) будет таким: } \beta = \frac{v_{\varphi 0}^2}{v_d^2} = \frac{\alpha^2 v_0^2}{(1 - \alpha^2 - \theta^2) v_0^2} = \frac{\alpha^2}{1 - \alpha^2 - \theta^2}.$$

Рассчитаем начальные скорости ионов с зарядом Z и массой M , имеющих энергию γZeU , где γ – коэффициент отклонения энергии пучка от величины ZeU :

$$ZeU: v_0 = \sqrt{\frac{2\gamma ZeU}{M}}; \quad v_{r0} = \theta v_0 = \theta \sqrt{\frac{2\gamma ZeU}{M}}; \quad v_{\varphi 0} = \frac{ZeB_r \Delta}{cM} = \frac{z}{M} \alpha M_0 \sqrt{\frac{2eU}{M_0}} = \mu \alpha \sqrt{\frac{2eU}{M_0}}.$$

Начальная продольная скорость ионов определяется законом сохранения энергии:

$$v_{z0}^2 = v_0^2 - v_{\varphi 0}^2 - v_{r0}^2 = \frac{2\gamma ZeU}{M} - (\mu \alpha)^2 \frac{2eU}{M_0} - \theta^2 \frac{2\gamma ZeU}{M};$$

$$v_{z0} = \sqrt{(1 - \theta^2) \frac{2\gamma ZeU}{M} - (\mu \alpha)^2 \frac{2eU}{M_0}}.$$

Тогда начальные условия для системы (3-4) принимают вид:

$$y_1(0) = 1;$$

$$y_2(0) = \frac{v_{r0}}{v_d} = \frac{\theta \sqrt{\frac{2\gamma ZeU}{M}}}{\sqrt{(1-\alpha^2 - \theta^2) \frac{2eU}{M_0}}} = \theta \sqrt{\frac{\gamma\mu}{(1-\alpha^2 - \theta^2)}};$$

$$y_3(0) = 0;$$

$$y_4(0) = \frac{v_{z0}}{v_d} = \frac{\sqrt{(1-\theta^2) \frac{2\gamma ZeU}{M} - (\mu\alpha)^2 \frac{2eU}{M_0}}}{\sqrt{(1-\alpha^2 - \theta^2) \frac{2eU}{M_0}}} = \sqrt{\frac{(1-\theta^2)\gamma\mu - (\mu\alpha)^2}{(1-\alpha^2 - \theta^2)}}.$$

Результаты расчетов для смеси ионов азота (масса 14), аргона (40) и криптона (84), планируемой для использования в предварительном модельном эксперименте, показаны на рис. 3-5, для смеси ионов ОЯТ с наиболее вероятными (условными) массами 85, 139 и 240 – на рис. 6-8.

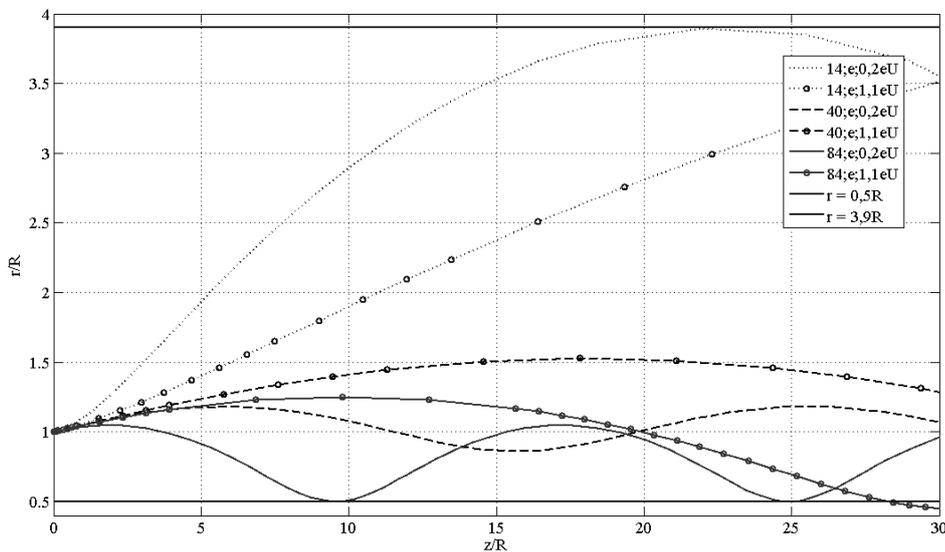


Рис. 4. Траектории движения однозарядных ионов немонотонного пучка: азот, аргон, ксенон с энергиями, соответственно, $0,2eU$ и $1,1eU$. Обозначения кривых – аналогично рис. 3.

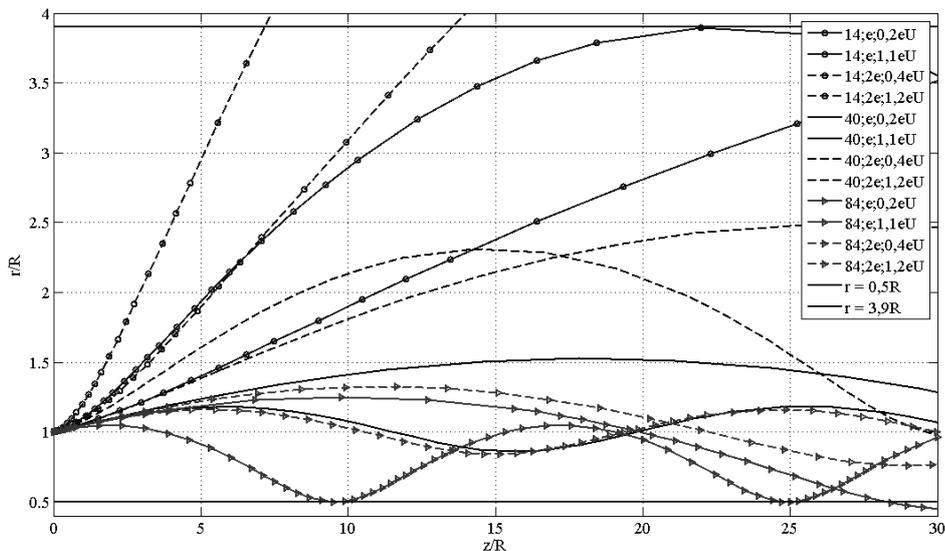


Рис. 5. Траектории движения многозарядных ионов немонотонного пучка. Обозначения кривых – аналогично рис. 3.

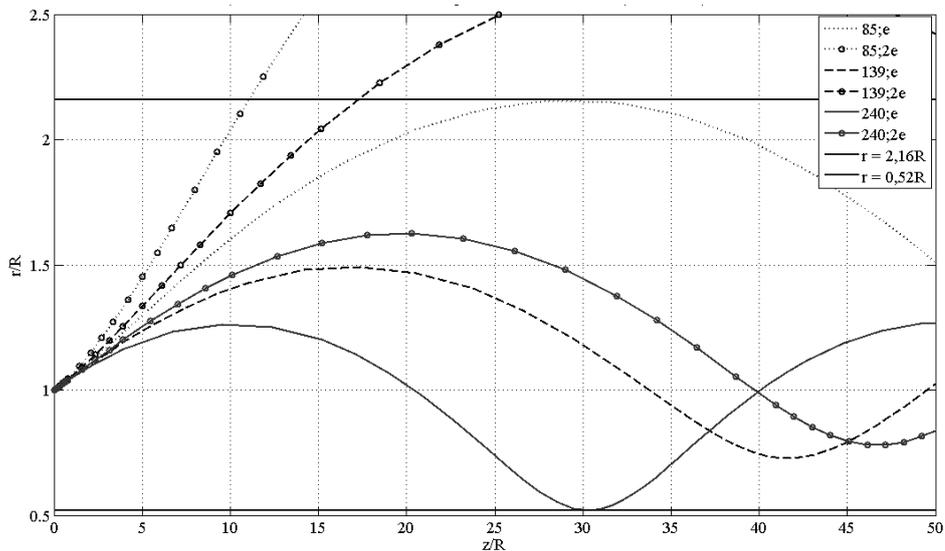


Рис. 6. Траектории движения многозарядных ионов моноэнергетичного пучка: 85;e – однозарядный ион рубидия ($M = 85$), 85;2e – двухзарядный рубидий; 139;e – однозарядный ион лантана (139); 139;2e – двухзарядный ион лантана; 240;e – однозарядный ион урана (240); 240;2e – двухзарядный уран

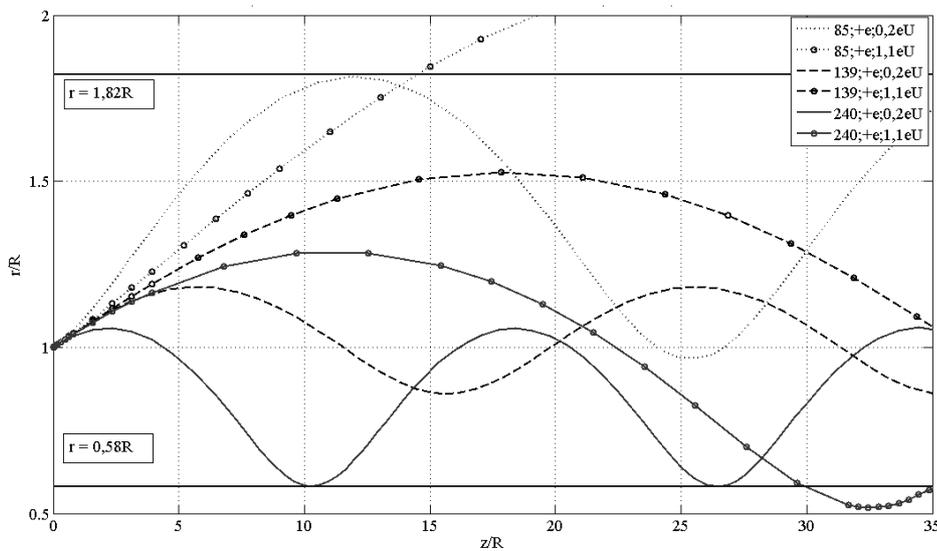


Рис. 7. Траектории движения однозарядных ионов немоноэнергетичного пучка. Обозначения кривых – аналогично рис. 6.

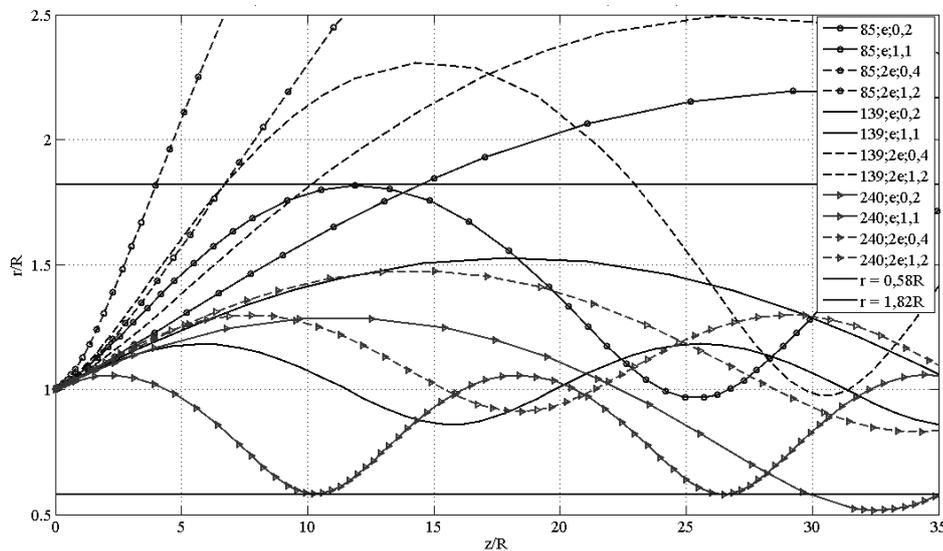


Рис. 8. Траектории движения многозарядных ионов немоноэнергетичного пучка. Обозначения кривых – аналогично рис. 6.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При разделении в плазмооптических масс-сепараторах типа ПОМС-Е-3 сложных веществ, содержащих и атомы с низкими потенциалами кратной ионизации, когда в качестве источника ионов используются плазменные ускорители, ионы в потоке из которых имеют энергии от нескольких энергий ионизации до энергий, соответствующих разрядному напряжению, необходимо учитывать возможность перекрытия траекторий сепарируемых частиц. В данной работе представлены расчеты траекторий ионов модельной газовой смеси и отработанного ядерного топлива с учетом реальных условий на энергетический разброс и многозарядность, из которых следует, что с помощью ПОМС-Е-3 можно разделять потоки немонотонных ионов с разными зарядами. При этом трансурановые элементы (самые тяжелые в ОЯТ), наиболее востребованные при переработке ОЯТ, приходящие на внутренний приемник, не смешиваются с какими-либо другими ионами и могут непосредственно использоваться при изготовлении МОХ топлива. Минорные же элементы ОЯТ (продукты деления; ионы в пиках I и II на рис. 2), приходящие на торцевой и внешний цилиндрический приемник, могут загрязняться более тяжелыми элементами с низкими потенциалами кратной ионизации – двух- и трехкратно ионизованными. Для очистки с заданным качеством осколков деления может потребоваться повторная масс-сепарация. Приемлемой загрязняющей долей ядерной золы в ядерном топливе считается величина, не превышающая 10% от полной массы ядерного топлива. Регулировка соотношения одно / двухзарядные ионы возможна в плазменном ускорителе смещением области ионизации в сторону высоковольтной границы плазменного слоя, или в сторону катода-азимутатора. Последнее реализуется при увеличении величины индукции радиального магнитного поля между анодом и катодом ускорителя.

Библиографический список

1. Бардаков В.М. Масс-сепарация ионов кольцевого плазменного потока / В.М. Бардаков, Г.Н. Кичигин, Н.А. Строкин // Письма в ЖТФ, 2010. – Т. 36, вып. 4. – С. 75–80.
2. Морозов А.И. Осесимметричные плазмооптические масс-сепараторы / А.И. Морозов, В.В. Савельев // Физика плазмы, 2005. – Т. 31, №5. – С. 458–465.
3. Тимофеев А. В. О плазменной переработке отработавшего ядерного топлива при двухчастотном ионно-циклотронном нагреве / А.В. Тимофеев // Физика плазмы. – 2009. – Т. 35, №11. – С. 989-1000.
4. Астраханцев Н.В. Плазмооптическая сепарация и диагностика результатов разделения отработанного ядерного топлива / Н.В. Астраханцев, В.М. Бардаков, Во Ньы Зан, Г.Н. Кичигин, Н.В. Лебедев, Н.А. Строкин // Вопросы атомной науки и техники. Серия: «Плазменная электроника и новые методы ускорения», 2010. – №4. – С. 310–315.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПОЛЯ ПЛАЗМООПТИЧЕСКОГО МАСС-СЕПАРАТОРА ПОМС-Е-3

Во НьыЗан, Д.С. Прокопенко, Н.А. Строкин

Иркутский государственный технический университет
vonhudan@mail.ru

ВВЕДЕНИЕ

В работах [1-3] предложен новый метод построения плазменных масс-сепараторов – метод плазмооптического разделения, который включает получение квазинейтрального аксиально-симметричного потока плазмы с помощью плазменного ускорителя, транспортировку потока через азимутатор, где в поперечном радиальном магнитном поле ионы получают импульс в азимутальном направлении, прохождение потока через сепарирующий объем со стационарным радиальным электрическим полем и слабым продольным постоянным магнитным полем, замагничивающим электроны, соби́рание ионов на кольцевые приемники ионов, расположенные в расчетных по длине и радиусу сепарирующего объема положениях. Соответствующие этому методу устройства названы авторами ПОМС-Е [1, 2] и ПОМС-Е-3 [3]. ПОМС-Е позволяет работать с моноэнергетичными пучками ионов, в то время как ПОМС-Е-3 может выделять ионы различных масс из немоноэнергетичных – реальных потоков плазмы, генерируемых плазменными ускорителями.

В данной работе сообщаются результаты расчета и измерений стационарных магнитных полей в плазменном ускорителе и в сепарирующем объеме и данные измерений радиального распределения стационарного потенциала плазмы в сепарирующем объеме первого макета масс-сепаратора ПОМС-Е-3.

1. МАГНИТНОЕ ПОЛЕ МАСС-СЕПАРАТОРА

Схема ПОМС-Е-3 приведена на рис. 1. Магнитное поле масс-сепаратора включает в себя поле плазменного ускорителя (ПУ) и поле области сепарации. Рассеянное поле ПУ вблизи ускорителя вносит вклад в формирование поля и области сепарации.

Расчет магнитных полей проводился с помощью программы FEMM (FiniteElementMethodMagnetics)[4]. Стационарное магнитное поле в вакууме в векторной форме описывается (система СИ) следующими дифференциальными уравнениями:

$$\operatorname{rot}\mathbf{H} = \mathbf{J}, \quad (1)$$

$$\operatorname{div}\mathbf{B} = 0, \quad (2)$$

$$\mathbf{B} = \mu_0\mathbf{H}, \quad (3)$$

где \mathbf{H} – напряженность магнитного поля; \mathbf{J} – суммарная плотность тока; \mathbf{B} – магнитная индукция; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная. Если в системе есть постоянные магниты или материалы со значительными величинами остаточного намагничивания, то учитывается связь между \mathbf{B} и \mathbf{H} , которая имеет вид

$$\mathbf{B} = \mu\mathbf{H} + \mathbf{B}_r, \quad (4)$$

где μ – относительная магнитная проницаемость, в общем случае зависящая от B : $\mu = \mu(B)$; B_r – остаточная индукция.

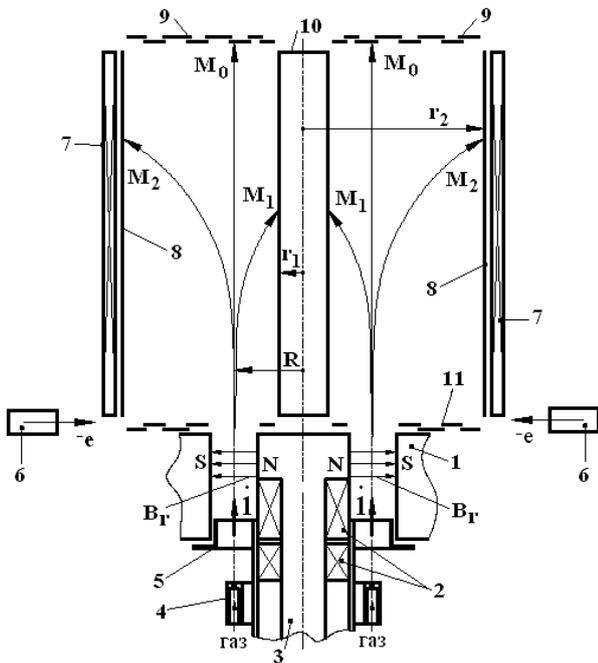


Рис. 1. ПОМС-Е-3: 1 – азимутатор; 2 – магнитные катушки ПУ (позиции

1-6); 3 – магнитный сердечник – полюс азимутатора; 4 – газораспределитель с буферным объемом; 5 – полый анод ПУ; 6 – электронная пушка сопровождения, 7 – система создания продольного магнитного поля; 8, 10 – два цилиндрических электродасистемы создания радиального электрического поля; 9, 11 – электроды для разноса потенциаласистемы создания радиального электрического поля; 8-10 – приемники разделенных элементов

Расчет магнитного поля, удовлетворяющего уравнениям (1-4), упрощается после введения векторного потенциала A :

$$\text{rot} A = B. \quad (5)$$

Тогда, с учетом (1) для осесимметричных магнитных систем уравнение для расчета стационарного магнитного поля имеет вид $\text{rot}(\mu^{-1} \text{rot} A) = J + \text{rot}(\mu^{-1} B_r)$; в цилиндрической системе координат вектор плотности тока $J = (J_r, J_\phi, J_z)$. Если значение остаточной индукции можно принять равным нулю, то получаем уравнение

$$\text{rot}(\mu^{-1} \text{rot} A) = J. \quad (6)$$

Ток имеет только азимутальную составляющую J_ϕ , $\partial A_r / \partial \phi = \partial A_z / \partial \phi = 0$ и для векторного потенциала остается уравнение для A_ϕ :

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\mu(B)r} \frac{\partial r A_\phi}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu(B)} \frac{\partial A_\phi}{\partial z} \right) = -J_\phi. \quad (7)$$

Решив данное уравнение, и, зная распределение векторного потенциала по области моделирования, можно, при заданных граничных условиях, найти распределение составляющих вектора магнитной индукции, результирующего значения вектора магнитной индукции и напряженности магнитного поля по формулам: $B_r = -\frac{\partial A_\phi}{\partial z}$; $B_z = \frac{1}{r} \frac{\partial r A_\phi}{\partial r}$; $B = \sqrt{B_r^2 + B_z^2}$; $H = B\mu^{-1}$.

Расчеты проводились методом конечных элементов, который позволяет достаточно точно описать сложные криволинейные границы области решения и краевые условия. Рассчитываемая магнитная система плазмооптического масс-сепаратора состоит из 2 блоков: плазменного ускорителя и сепарирующего объема. Геометрия и размеры каждого блока изображены на рис. 2. Параметры ПОМС-Е-3 рассчитаны и приняты для модельного набора масс ионов: криптон-

аргон-азот. Рассчитывались магнитные поля всех катушек по отдельности, а затем определялось суммарное поле.

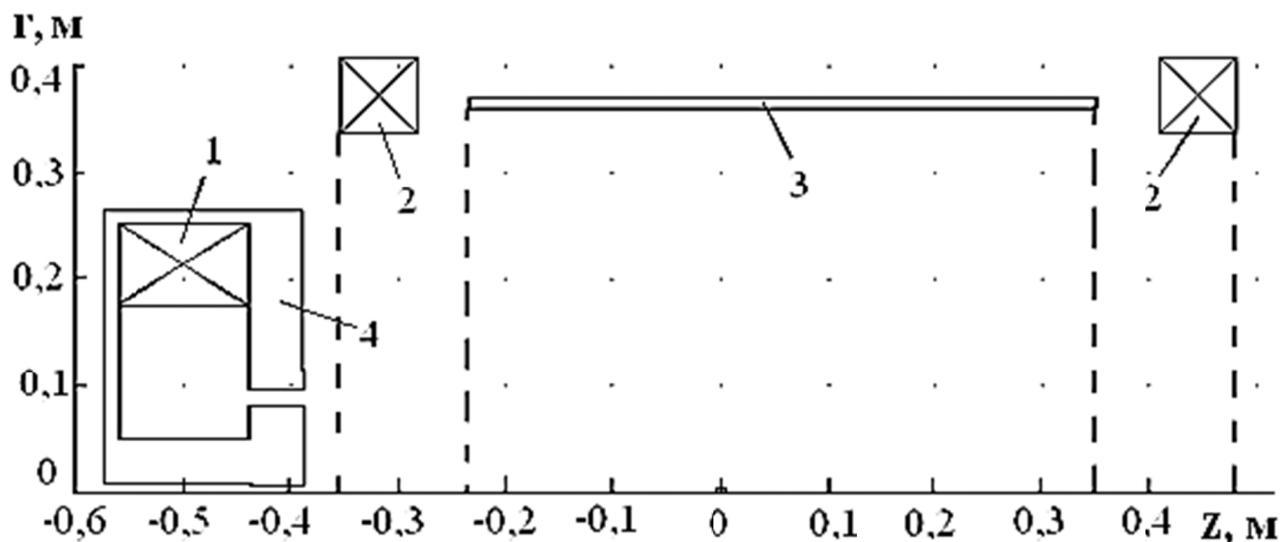


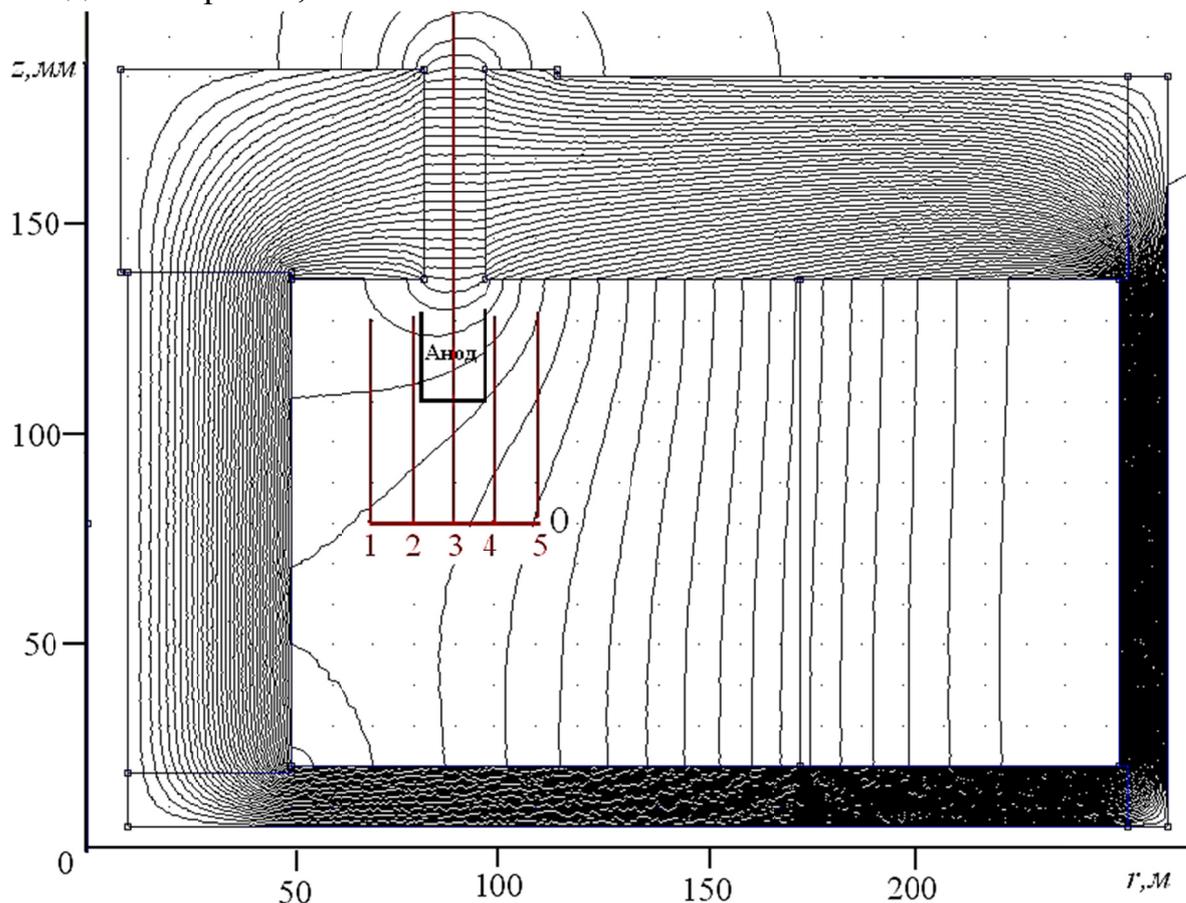
Рис. 2. Конструктивная схема магнитной системы ПОМС-Е-3: 1 – катушка для создания магнитного поля в плазменном ускорителе; 2 – боковые катушки сепаратора; 3 – центральная катушка сепаратора; 4 – магнитопровод азимутатора

1.1. МАГНИТНОЕ ПОЛЕ ПЛАЗМЕННОГО УСКОРИТЕЛЯ

Плазменный ускоритель, который используется в модели ПОМС-Е-3, является ускорителем с анодным слоем и полым анодом. Это осесимметричная система с кольцевым ускорительным каналом, в котором создается радиальное магнитное поле. Внутри ускорителя находится полый анод с ресивером и каналом для подачи рабочих газов. Катод-магнитопровод, совмещен с азимутатором.

Катушка для создания магнитного поля в данном плазменном ускорителе одна и она выполнена из 1500 витков медного провода диаметром 2 мм. Габариты катушки: внутренний радиус 175 мм; внешний радиус 253 мм; толщина 120 мм. Ширина зазора броневых магнитопровода азимутатора равна 15 мм; внутренний радиус азимутатора 82,5 мм, внешний – 97,5 мм, длина вдоль оси Z $\Delta z = 45$ мм. Магнитопровод сделан из малоуглеродистой стали Ст3, которая является аналогом американской стали марки 1020, имеющейся в библиотеке программы FEMM. Расчет проведен для двух конструкций зазора азимутатора: а) с однородным цилиндрическим сечением по длине вдоль оси Z и б) с концентратором магнитного потока и полуконическим выходным окном, которое не препятствует пролету через азимутатор ионов, получивших в области радиального магнитного поля большую поперечную по отношению к оси Z компоненту скорости.

На рис. 3 приведена схема расчета модуля и компонент магнитного поля внутри плазменного ускорителя, которые для азимутатора с цилиндрическим сечением даны на рис. 4, 5.



ис.
3.

Схема расчета магнитного поля внутри плазменного ускорителя;
цилиндрический азимутатор

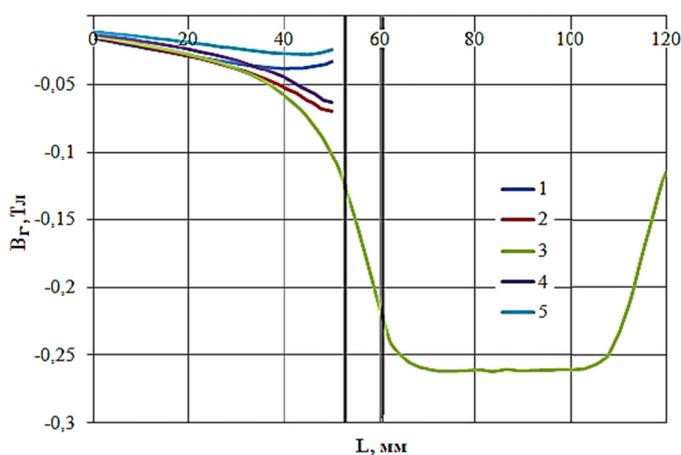


Рис. 4. Изменение радиальной компоненты индукции магнитного поля внутри плазменного ускорителя вдоль оси Z (цифры соответствуют обозначениям рис. 3). Вертикальными жирными линиями отмечено положение границ анода и азимутатора

Радиальная (основная) компонента магнитного поля была проконтролирована (рис. 6) с помощью измерителя магнитной индукции МР-2000 (с датчиком Холла). Расстояние анод-азимутатор составляло $d = 7$ мм, радиальный зазор в азимутаторе – 15 мм, средняя траектория имеет радиус относительно продольной оси ПОМС-Е-3 $R = 90$ мм. Следует заметить, что ускоритель устойчи-

во, в широком диапазоне изменения магнитных полей и рабочих давлений плазмообразующего газа, работает при $d \leq 10$ мм.

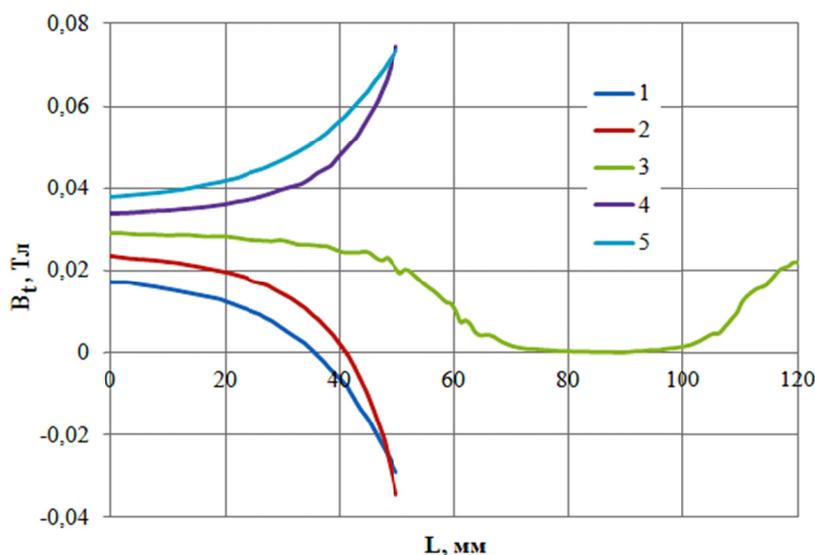


Рис. 5. Изменение продольной компоненты индукции магнитного поля внутри плазменного ускорителя вдоль оси Z

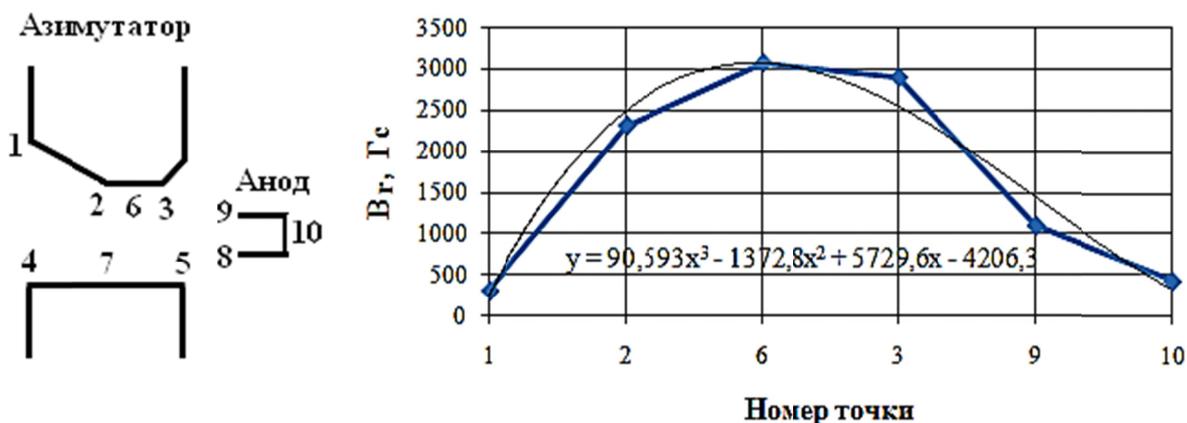


Рис. 6. Радиальная компонента магнитного поля ПУ по линии, соединяющей точки 1, 2, 6, 3, 9, 10 для полуконического азимутатора

Величина магнитного поля минимальна на аноде и имеет классическое «колоколообразное» распределение [5]. Параметр Холла $\beta_e = \omega_{He} \cdot \tau_e \gg 1$, где $\omega_{He} = eB/mc$ – электронная циклотронная частота, $\tau_e = 1/\nu_{e0}$, ($\nu_{e0} \approx 5,9 \cdot 10^9 P$, c^{-1} – частота столкновений электронов с нейтралами; P – давление плазмообразующего газа в ПУ, измеренное в мм. рт. ст.). При изменении давления в диапазоне $10^{-3} - 10^{-4}$ мм. рт. ст. и величины индукции магнитного поля между анодом и азимутатором от 1250 до 2200 Гс параметр β_e изменяется в диапазоне $3,7 \cdot 10^3 - 6,6 \cdot 10^4 \gg 1$, что означает выполнение условий для эффективной работы ускорителя с анодным слоем, – в промежутке полый анод-катод (азимутатор)

происходит замкнутый азимутальный дрейф электронов. Скорость электрического дрейфа $V_e = E/B \leq 3,2 \cdot 10^3$ м/с; подвижность электронов поперек магнитного поля резко ограничена и электрическое поле анод-азимутатор (продольная компонента) $E \geq 7 \cdot 10^4$ В/м ускоряет ионы.

1.2. МАГНИТНОЕ ПОЛЕ В СЕПАРИРУЮЩЕМ ОБЪЕМЕ

Рассчитанные значения радиальной и продольной компонент магнитного поля вдоль оси Z при $R = 0,09$ м (центр зазора плазменного ускорителя) показаны на рис. 7 (ток в центральной катушке 100 А; ток в боковых катушках – 3 А).

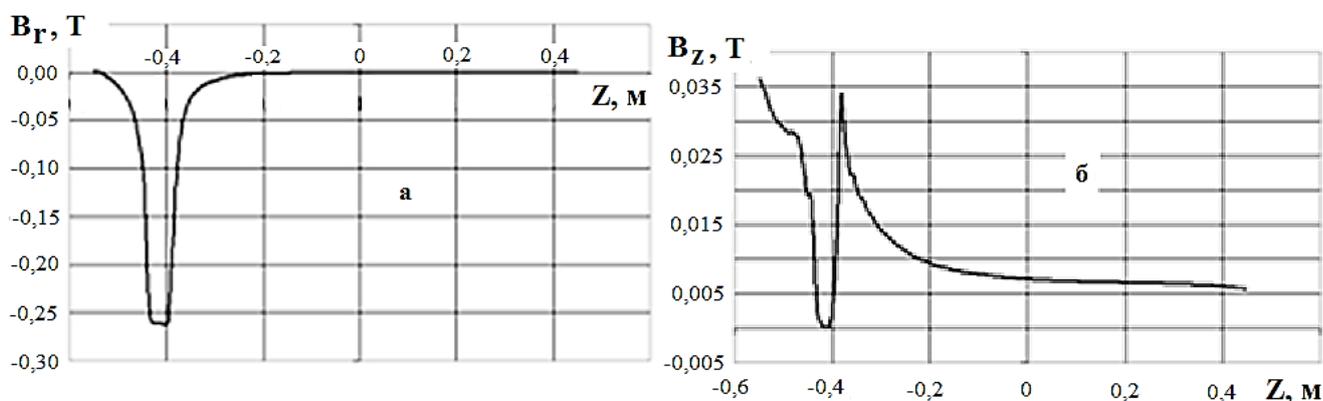


Рис. 7. Изменение радиальной (а) и продольной (б) компонент магнитного поля

Как известно [1, 3] азимутальная скорость на выходе из катода-азимутатора может быть вычислена по формуле $V_{\varphi A}(r_A) = \frac{eB_0}{cM} Z \frac{R_0}{r_A}$ (система СГС). Если ион находится на $R_A = R_0$, то $V_{\varphi A} = \frac{eB_0}{cM} \Delta$, где $\Delta = 4,5$ см – ширина (вдоль продольной оси) азимутатора, $\omega_{B_0} = \frac{eB_0}{Mc}$ ларморовская частота иона массой M в поле B_0 . Для однозарядного иона аргона ($M \approx 40$ а.е.м.) при $B_{cp} \approx 1984 \div 694$ Гс азимутальная скорость $V_{\varphi A}$ изменяется от $2,25 \cdot 10^4$ м/с до $0,78 \cdot 10^4$ м/с. Полная скорость при движении в азимутаторе $V^2 = V_z^2 + V_r^2 + V_{\varphi}^2$. Если принять радиальную скорость равной $V_r = 0,1V$ (она определяет угловой разброс), то $V^2 = V_z^2 + V_{\varphi}^2 + 0,01V^2$ и $0,99V^2 = V_z^2 + V_{\varphi}^2$, где V – скорость иона перед азимутатором (скорость, соответствующая максимуму функции распределения ионов по энергиям в плазменном ускорителе – энергии E ; если $E = 0,5eU_{разр} = 250$ эВ, то $V = \sqrt{\frac{2E}{M}} = 3,5 \cdot 10^6$ см/с при $U_{разр} = 500$ В). Пусть, в связи с

малостью радиальной компоненты, $V^2 = V_z^2 + V_\phi^2$. Тогда угол β отклонения от продольной оси однозарядных ионов аргона в азимутаторе при поле $B_{cp} = 2 \text{ кГс}$ составит 40° . Можно оценить предельную азимутальную скорость, при которой ион из азимутатора любой длины не выходит: $V_{\phi lim} = \frac{eB_0}{cm} \Delta = V$. Откуда величина предельного магнитного поля для иона с энергией 250 эВ равна $B_{lim} = MV \frac{c}{e} = 14 \text{ кГс}$, что много меньше B_{cp} .

В работе [3] также был введен параметр, который определял предельные условия для «запирания» ионов в азимутаторе: $\xi_{lim} = \frac{4R_0 \delta V_0^2}{\omega_{B_0}^2 \Delta^4} < \frac{1}{4^{4/3}}$. Для начальных данных $E = 250 \text{ эВ}$, $B_{cp} = 2 \text{ кГс}$, $\delta = 1,5 \text{ см}$ (радиальный размер азимутатора), $\Delta = 5 \text{ см}$, аргон $\xi = 13,9$ и $\xi \gg \xi_{lim}$, что означает возможность прохода ионов через азимутатор в действующей конструкции.

Измеренные значения магнитной индукции, в среднем, совпадают с расчетными. При средних значениях $B = 80 \text{ Гс}$ ларморовский радиус электронов (температура 9 эВ) $\rho_e = 1,2 \text{ мм}$ и $\rho_e \ll D = 293 \text{ мм}$, где D – расстояние между цилиндрическими приемниками масс-сепаратора. Электроны можно считать замагниченными. При этом ларморовский радиус ионов, например, аргона составляет (энергия 50 эВ) $\rho_{Ar} = MV_{Ar}c/eB = 5090 \text{ мм}$. Ларморовский радиус $\rho_{Ar} \gg D$, поэтому магнитное поле в сепарирующем объеме на движение ионов практически не влияет.

2. ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ ПОЛЕ МАСС-СЕПАРАТОРА

Определение распределения потенциала плазмы было необходимо для выяснения возможности создания в движущейся стационарной плазме ПОМС-Е-3 внешнего стационарного радиального электрического поля, которое обеспечивает фокусировку и собирание разделенных ионов на приемники, нахождения степени компенсации плазменного потока электронами пушек сопрохождения (см. рис. 1) и влияния на распределение потенциала возможной недокомпенсации положительного заряда плазменного потока из ускорителя плазмы. Для этого изучались особенности и возможности использования для измерения потенциала плазмы плоских ленгмюровских зондов и эмиссионных зондов: в разных точках между двумя цилиндрическими электродами масс-сепаратора снимались усредненные во времени вольт-амперные характеристики (ВАХ) зондов, по которым и определялись радиальные распределения потенциала плазмы. Поверхность электродов ленгмюровских зондов при этом ориентировалась параллельно или перпендикулярно вектору потоковой (ионной) скорости \vec{V}_{pl} и вектору продольного магнитного поля \vec{B}_z .

2.1. ПРИМЕНЕНИЕ ЛЕНГМЮРОВСКИХ ЗОНДОВ

Электронный ток на зонд, в случае максвелловского распределения частиц по скоростям, определяется как $I_e = \frac{1}{4} S n V_{Te} \exp \left[-\frac{e|U_{fl} - U_{pl}|}{kT_e} \right]$, где S , e , n , T_e , соответственно, площадь электрода зонда, концентрация (концентрации

электронов и ионов равны), заряд и температура электронов, $V_{Te} = \sqrt{\frac{8kT_e}{\pi m}}$ – средняя скорость электронов, k – постоянная Больцмана, m – масса электрона, U_{fl} – величина плавающего потенциала – потенциала, при котором суммарный ток на зонд равен нулю; U_{pl} – потенциал плазмы в точке нахождения зонда. Отметим, что потенциал плазмы в ПОМС-Е-3 может быть как положительным, так и отрицательным, в зависимости от того, какой потенциал подается на цилиндрические электроды сепарирующего объема. Вкладом в I_e потоковой скорости электронов пренебрегаем, так как $V_{Te} \gg V_{pl}$.

Ионный ток на зонд в случае покоящейся плазмы определяется не тепловой скоростью, а задается разностью потенциалов между зондом и плазмой и может быть рассчитан по полуэмпирической формуле Бома: $I_i \approx 0,61Sen \sqrt{\frac{kT_e}{M}}$, где M – масса иона. В движущейся плазме, в том числе в потоке из плазменного ускорителя, если поверхность зонда перпендикулярна потоку, $I_i \approx 0,61Sen \sqrt{\frac{kT_e}{M}} + SenV_{pl}$. В точке плавающего потенциала выполняется следующее равенство:

$$\frac{1}{4} SenV_{Te} \exp\left[-\frac{e|U_{fl} - U_{pl}|}{kT_e}\right] = 0,61Sen \sqrt{\frac{kT_e}{M}} + SenV_{pl} \approx 2,44 \sqrt{\frac{kT_e}{M}} + 4. \quad (8)$$

Из формулы (8), при известных измеренных U_{fl} и \vec{V}_{pl} (\vec{V}_{pl} – средняя скорость плазмы), можно определить величину потенциала плазмы:

$$|U_{fl} - U_{pl}| \approx -\frac{kT_e}{e} \ln\left(1,53 \sqrt{\frac{m}{M}} + 2,51V_{pl} \sqrt{\frac{m}{kT_e}}\right). \quad (9)$$

Похоже $|U_{fl} - U_{pl}| \approx \frac{kT_e}{e} \ln \frac{\sqrt{\frac{8kT_e}{\pi m}}}{4V_{pl}}$ определена разность потенциалов и в работе [6].

Как известно, в покоящейся плазме потенциал плазмы и плавающий потенциал связаны соотношением:

$$|U_{fl} - U_{pl}| = \frac{kT_e}{e} \ln\left(0,7 \sqrt{\frac{M}{m}}\right) \quad (10)$$

и, например, для плазмы, содержащей ионы аргона $|U_{fl} - U_{pl}| \approx 5,2 \frac{kT_e}{e}$.

Измеряя разность потенциалов, определяющую ток на зонд в точке плавающего потенциала, зондами, ориентированными перпендикулярно и параллельно потоку и вычисляя потенциал плазмы по параметрам ВАХ параллельно ориентированного зонда, можно рассчитать потенциал в случае движущейся плазмы:

$$\begin{aligned} |U_{fl} - U_{pl}|_{дв} - |U_{fl} - U_{pl}|_{пок} &= U_{pl.дв} - U_{fl.дв} - U_{pl.пок} - U_{fl.пок} = \\ &= -\frac{kT_e}{e} \left[\ln\left(0,7 \sqrt{\frac{M}{m}}\right) + \ln\left(1,53 \sqrt{\frac{m}{M}} + 2,51V_{pl} \sqrt{\frac{m}{kT_e}}\right) \right]. \end{aligned} \quad (11)$$

Качество определения $U_{pl.дв}$ определяется достоверностью вычисленной по ВАХ зондов электронной температуры и точностью ориентации поверхно-

сти зонда параллельно потоку. Температуру электронов по наклону ВАХ, по-видимому, надежно можно оценивать лишь вблизи плавающего потенциала в случае $U_{ан} = 0$, где $U_{ан}$ – напряжение между цилиндрическими электродами масс-сепаратора. Средняя вычисленная вблизи U_{fl} температура электронов составила 11,2 эВ. Это верхняя оценка, так как и вблизи плавающего потенциала еще заметен ионный ток на зонды. Для энергий ионов 100-250 эВ доля ионного тока может составлять до 10% от полного тока. При более высоких напряжениях на зондах вычисленные T_e составляют неприемлемые десятки-сотни эВ – быстро сказывается рост электронного тока в результате обеднения электронами «магнитных трубок», геометрически связанных с зондами.

Как уже говорилось, в экспериментах была возможность измерять ВАХ зондов, ориентированных как по потоку, так и перпендикулярно потоку. Данные таких измерений позволяют получать экспериментальные значения разности плавающих потенциалов в потоке и вне потока: $U_{fl} - U_{pl_дв} - U_{fl} - U_{pl_пок} = U_{pl_дв} - U_{fl_дв} - U_{pl_пок} - U_{fl_пок}$. Здесь величины $U_{fl_дв}$ и $U_{fl_пок}$ измеряются, $U_{pl_пок}$ вычисляется как $U_{pl_пок} = U_{fl_пок} + 5,2kT_e$. Из измерений энергетических спектров ионов (энергоанализатор с задерживающим потенциалом) можно было определить среднюю энергию ионов и соответствующую ей

скорость V_{pl} . Тогда, пользуясь формулой $U_{fl} - U_{pl} \approx \frac{kT_e}{e} \ln \frac{\frac{8kT_e}{\pi m}}{4V_{pl}}$ [6], можно было рассчитать $U_{pl_дв}$. Ряд проведенных расчетов показал применимость такой методики, но только в отсутствие в плазме анализирующего (фокусирующего) радиального электрического поля.

2.2. ЭМИССИОННЫЕ ЗОНДЫ

На рис. 8 приведен пример ионной ветви ВАХ эмиссионного зонда, когда в плазму вводился отрицательный потенциал $U_{ан} = -200$ В (на центральный электрод; внешний цилиндр заземлен). По излому ВАХ четко идентифицируется момент равенства потенциала зонда и потенциала плазмы (около -30 В).

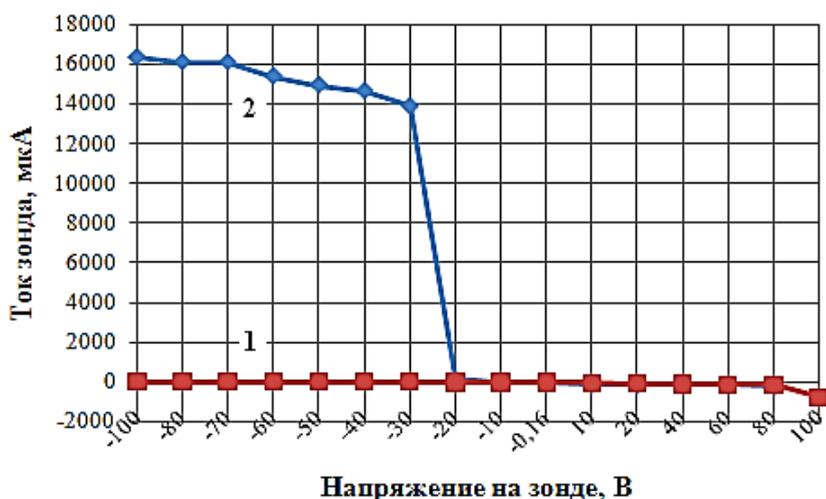


Рис. 8. ВАХ эмиссионного зонда: без накала (кривая 1) и с накалом – с эмиссией (2); аргон; $B_z = 80$ Гс

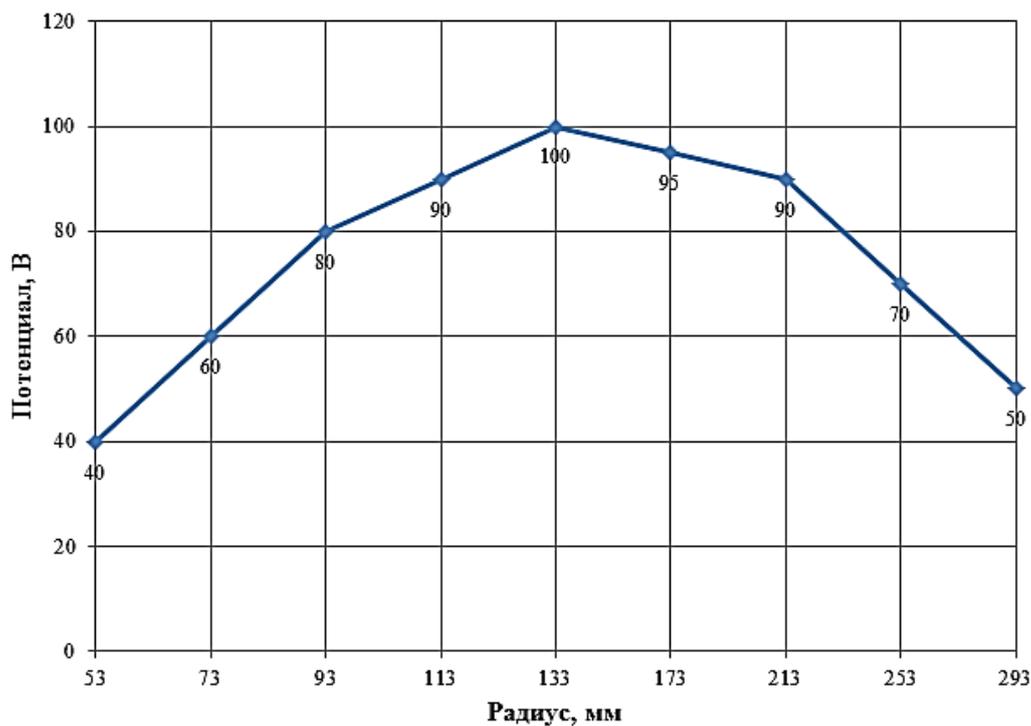


Рис. 9. Распределение потенциала плазмы по радиусу:
 $U_{ан} = 0, B_z = 80\text{Гс}$

Измерения плазменного потенциала проводились как в случае, когда $U_{ан}$ отсутствовало, так и при наличии $U_{ан}$ различной величины и знака. Как выяснилось, потенциал плазмы в существующем макете ПОМС-Е-3 формируется как сумма потенциалов нескомпенсированного положительно заряженного плазменного потока и потенциала, определяемого системой цилиндрических и торцевых электродов. Нескомпенсированный потенциал плазменного потока неоднороден по радиусу сепаратора: распределен соответственно распределению плотности потока и достигает в его центре величины около +100 В, спадая к краям потока до +(40 ÷ 50) В (рис. 9).

На рис. 10 (кривая 2) показаны результаты измерения суммарного потенциала плазмы (поток плюс система электродов). Кривая 2 на данном рисунке получена вычитанием из суммарного потенциала плазмы потенциала плазмы при нулевом анализирующем напряжении.

Электроды 9 (рис. 1) для разноса потенциала в данной серии экспериментов были соединены между собой через линейный омический делитель напряжения, что позволяло ожидать и линейное распределение потенциала плазмы по радиусу. Распределение потенциала, приведенное на рис.11, показывает, однако, что линейная аппроксимация возможно лишь на приосевой части масс-сепаратора.

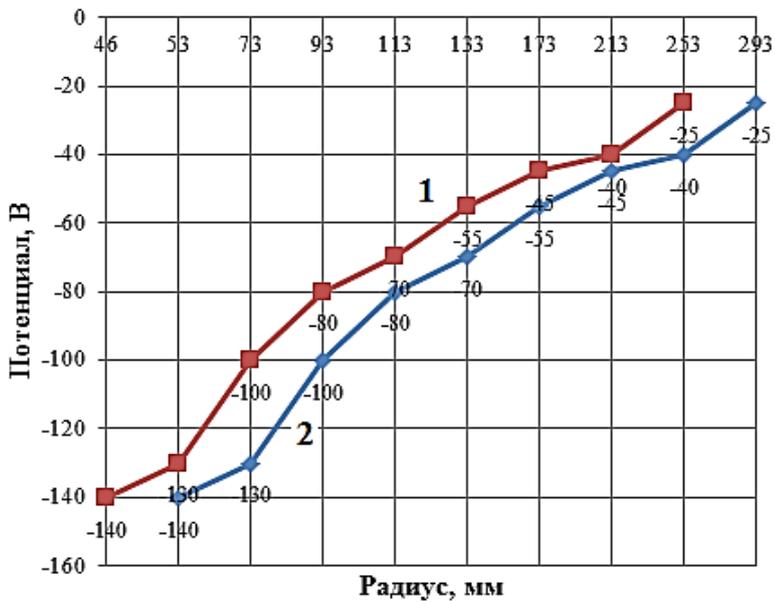


Рис. 10. Распределение потенциала плазмы по радиусу:
 $U_{an} = -200\text{В}$, $B_z = 80\text{Гс}$;
 неполная компенсация положительного заряда потока

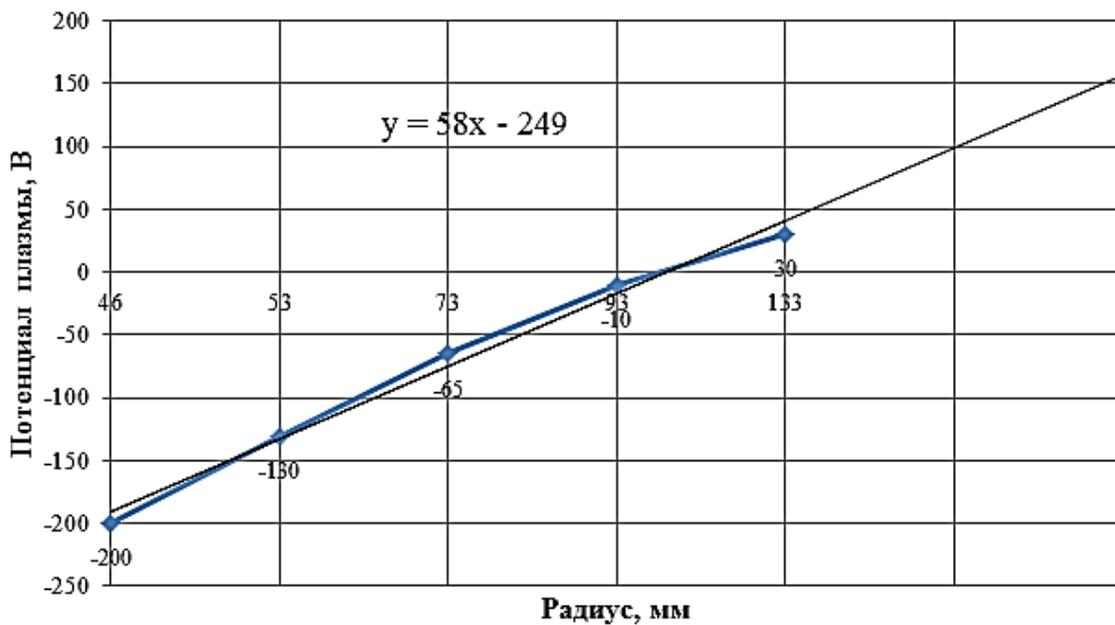


Рис. 11. Распределение потенциала плазмы по радиусу: $U_{an} = -200\text{В}$, $B_z = 80\text{Гс}$;
 неполная компенсация положительного заряда потока

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Расчет и измерение магнитного поля внутри плазменного ускорителя показали наличие резкого градиента основной радиальной B_r компоненты индукции поля в области между анодом и катодом-азимутатором ПУ. Максимальные

значения B_z в цилиндрическом зазоре азимутатора достигают величин около 2600 Гс, в полуконическом – 3150 Гс, между анодом и катодом – изменяются от 1250 до 2200 Гс. Данные значения превышают примерно на порядок величины индукций магнитного поля в существующих плазменных ускорителях [1], что, вероятно, и приводит к смещению области ионизации плазмообразующего газа к катоду и значительному уменьшению средней энергии ионов в потоке плазмы плазменного ускорителя.

В сепарирующем пространстве средняя величина продольной компоненты магнитной индукции составляет 80 Гс, что достаточно для замагничивания электронов плазмы. С другой стороны, это поле практически не влияет на траектории движения ионов. Неоднородность поля заметна вблизи плазменного ускорителя из-за вклада «вываливающегося» из зазора азимутатора магнитного поля плазменного ускорителя.

Радиальное магнитное поле в плазменном ускорителе и продольное магнитное поле в сепарирующем объеме обеспечивают подавление электронных токов – продольного между анодом и катодом ПУ и радиального – между внешним и внутренним цилиндрическими потенциальными электродами в сепарирующем пространстве. Радиальное распределение анализирующего потенциала масс-сепаратора искажается электрическим полем нескомпенсированного плазменного потока. Для достижения требуемого качества анализирующего поля необходимо обеспечить дополнительное количество электронов, введя в конструкцию масс-сепаратора плазменные электронные пушки.

Библиографический список

1. Морозов А.И. О сепарации по массам квазинейтральных пучков / А.И. Морозов, Н.Н. Семашко // Письма в ЖТФ, 2002. – Т. 28, вып. 24. – С. 63-66.
2. Морозов А.И. Осесимметричные плазмооптические масс-сепараторы / А.И. Морозов, В.В. Савельев // Физика плазмы, 2005. – Т. 31, №5. – С. 458–465.
3. Бардаков В.М. Масс-сепарация ионов кольцевого плазменного потока / В.М. Бардаков, Г.Н. Кичигин, Н.А. Строкин // Письма в ЖТФ, 2010. – Т. 36, вып. 4. – С. 75–80.
4. Meeker D. Finite Element Method Magnetics. Version 4.2. User's Manual. November 26, 2009. // <http://www.femm.info>.
5. Гришин С.Д. Электрические ракетные двигатели космических аппаратов / С.Д. Гришин, Л.В. Лесков // М.: Машиностроение, 1989. – 216 с.
6. Кузнецов В.Г. Зондовые измерения параметров движущейся плазмы / В.Г. Кузнецов // Вакуумная техника и технология, 2007. – Т. 17, №4. – С. 297-299.

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ОПТИМИЗАЦИИ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ АКУСТИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ НАПРЯЖЕННОГО СОСТОЯНИЯ БЕССТЫКОВОГО ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ПУТИ

Д.А. Зубкова, Н.Н. Климов, С.М. Куценко, С.В. Дудаков

Иркутский государственный университет путей сообщения

Тенденции развития железнодорожного транспорта требуют применения современных технологий для увеличения участковой скорости поездов, повышения надежности и качества обслуживания объектов железной дороги. Одним из основных элементов является бесстыковой путь безотказность которого определяет всю работу железной дороги. Применение бесстыкового пути на железных дорогах существенным образом улучшает условия работы подвижного состава: уменьшается износ колесных пар, уменьшается шум. Недостатком является необходимость изменять вставки между плетями при смене времён года с целью уменьшения напряжённого состояния рельсов. Кроме этого существует опасность так называемого выброса пути при превышении силы сжатия при удлинении рельсов при их нагреве до критической величины, при которой возможен выброс.

Акустические методы широко используются для выявления различных дефектов в изделиях и конструкциях [1] и их напряжённого состояния [2]. Нами предпринята попытка использовать для диагностики напряженного состояния бесстыковой плети железнодорожного пути изменение скоростей распространения различных длин волн в рельсе, связанное с напряжённым состоянием пути в звуковом диапазоне частот [4,5]. Форма регистрируемых сигналов достаточно сложна, так как в рельсе после удара образуются волны различных типов и частот.

Для автоматизации обработки данных по оценке напряженного состояния бесстыкового железнодорожного пути был использован математический редактор MaTLab, в котором разработана программа вычислений взаимокорреляционных функций (ВКР) и спектров измеряемых сигналов. Эта программа позволяет автоматизировать определение временных задержек различных частот сигнала на разных датчиках.

В статье разработан алгоритм обработки данных:

- вычисление спектра;
- построение взаимокорреляционной функции;
- нахождение временной задержки различных частот между датчиками.

Для обработки регистрируемые сигналы импортируются в программу MaTLab. В программе производится вычисление спектров исходных сигналов и совпадающих частот этих сигналов. Для нахождения временной задержки какой-либо частоты в исследуемых конструкциях сигналах используется метод взаимной корреляции. Этот метод состоит в следующем: отрезок синусоиды, равной периоду той частоты, временную задержку которой необходимо опре-

делить. Затем находятся взаимокорреляционные функции отрезка синусоиды с первым и вторым исходными сигналами. Далее вычисляется взаимокорреляционная функция между полученными функциями, и по максимуму этой функции определяется временная задержка этой частоты [4].

Действия алгоритма, выполняются в стандартной среде MaTLab Editor.

Описание алгоритма:

1. $X_1(t)$, $X_2(t)$ – исходные осциллограммы с первого и второго датчиков (рис.2).
2. Вычисление длины вектора t .
3. Вычисление частоты дискретизации сигналов.
4. Осуществляется быстрое преобразование Фурье и находится спектральный диапазон исходных сигналов, $k=n/2$ - поскольку, согласно теоремы Лемма 2 (о делении пополам), спектр при разложении Фурье будет симметричным.
5. Построение исходных осциллограмм и их спектров (Рис.4)
6. Нахождение максимальных элементов в спектрах первого и второго сигналов для определения порогового значения выборки частот спектра.
7. Нахождение частот в спектрах исходных осциллограмм, которые выше порогового значения.
8. Выявление общих частот в спектрах сигналов.
9. Нахождение взаимокорреляционных функций синусоид совпадающих частот с сигналами первого и второго каналов (Рис 5). Нахождение максимума взаимокорреляционной функции, а также временной задержки между различными частотами в сигналах.
10. Нахождение временной задержки между наблюдаемыми сигналами на 1-м и 2-м датчиках с использованием скользящего среднего.
11. Сравнение задержки между сигналами и задержек между совпадающими частотами и если эта задержка меньше чем задержка какой-либо частоты в этом сигнале, то эти данные считаются ложными и не учитываются в анализе.

Суть этого заключается в следующем. Определяется среднее значение наблюдаемых данных (измеренные значения величин берутся по модулю) по нескольким (3-5) точкам и находится их дисперсия. Если величина следующего значения функции превышает величину среднего на величину утроенной ошибки, то это определяет момент времени прихода сигнала от удара к данному датчику. Схема реализации алгоритма приведена на рис.3.

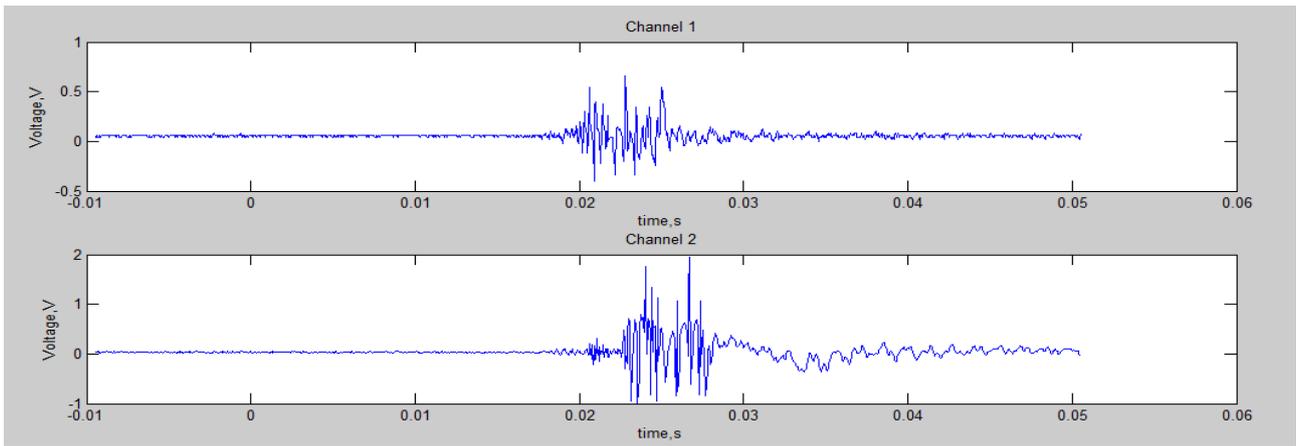


Рис. 2 Осциллограммы сигналов с первого и второго датчиков



Рис. 3 Алгоритм обработки акустических сигналов диагностики состояния бесстыкового пути.

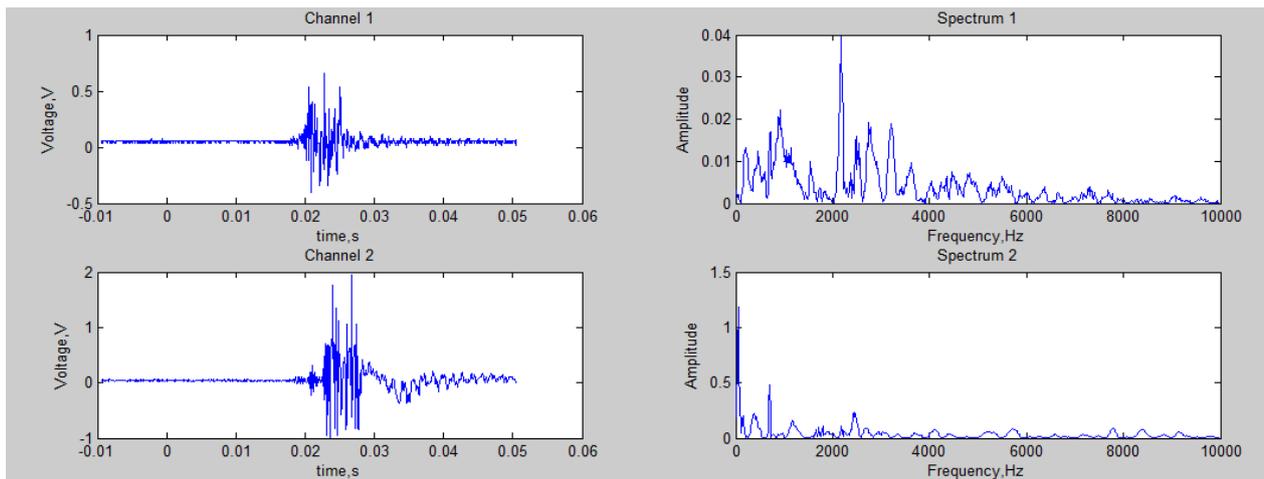


Рис.4 Осциллограммы с датчиков и их спектры.

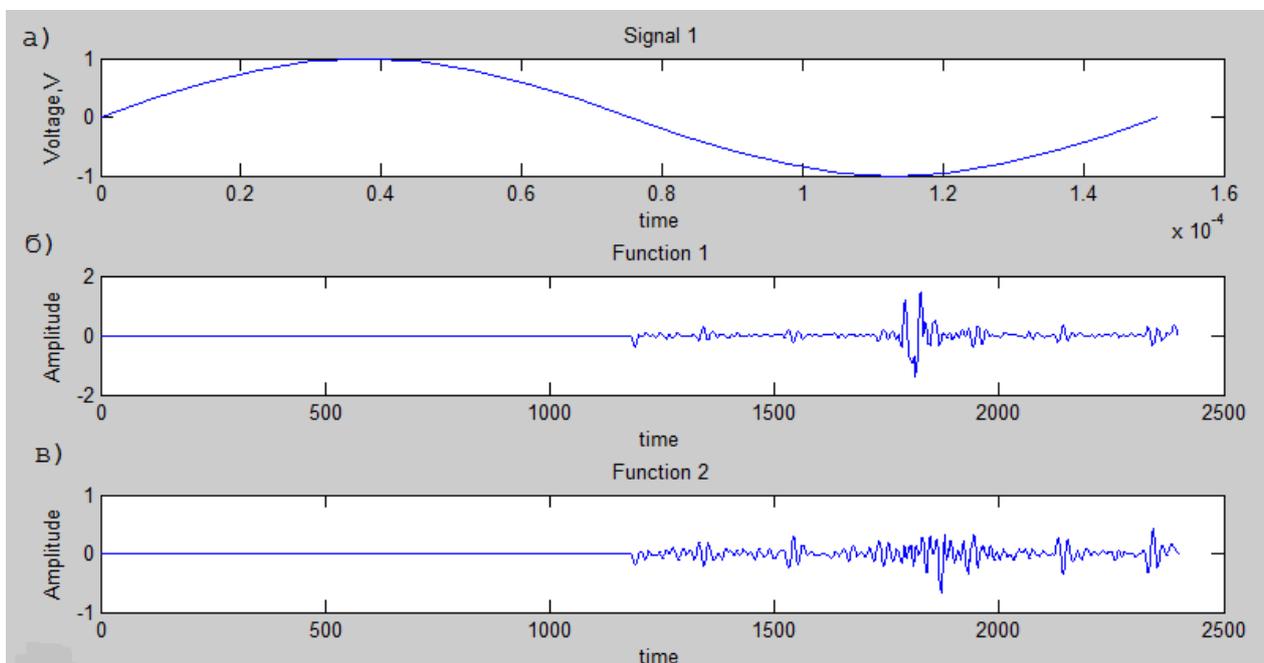


Рис.5 а) Синусоида той частоты временную задержку которой надо определить; б) Взаимокорреляционная функция синусоиды и сигнала с первого канала; в) Взаимокорреляционная функция синусоиды и сигнала со второго канала.

Обсуждение результатов обработки

Для проверки работоспособности реализованного алгоритма были обработаны данные наблюдений, проведённые в лаборатории кафедры ИрГУПС «Путь и путевое хозяйство» на отрезке пути с длиной рельса 12 м. Суть эксперимента состояла в измерении скорости прохождения волн, возбуждаемых при ударе по головке рельса молотками различной массы и формы. Скорости прохождения волн были определены визуально по осциллограммам и при помощи разработанного алгоритма

В таблице №1 приведены результаты обработки полученных данных различными методами.

Таблица №1

| № измерения | Задержка визуально, в мс; групповая скорость, м\с | Задержка ВКР, в мс; «групповая» скорость, м\с | Частоты, в Гц | Задержка ВКР, в мс; кажущиеся скорости, в м\с |
|-------------|---|---|------------------------------|--|
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
| 1 | 0,68 5582 | 1.1 3636 | 999 4833 | 2,88 1389 0,605 6612 |
| 2 | 0.808 4950 | 0.38 10530 | 999 1833 | 2,45 1633 0,38 10530 |
| 3 | 0.808 4950 | 1.49 2685 | 1499 | 0,65 6154 |
| 4 | 0.808 4950 | 0.315 12700 | 1166 1833 3166 3999 | 2,43 1646 3,43 1166 3,49 1146 3.51 1140 |
| 5 | 1,64 2439 | 1.27 3150 | 999 4666 4833 | 1,33 3030 3,12 1282 3,12 1282 |
| 6 | 0.8 5000 | 0.26 15380 | 333 1833 | 0,235 17020 0,260 15380 |
| средние | 5086±124 | 3157±305 | | |

Суть использования скользящего среднего заключается в следующем. Определяется среднее значение наблюдаемых данных (измеренные значения величин берутся по модулю) по нескольким (3-5) точкам и находится их дисперсия. Если на следующем шаге величина следующего значения функции превышает величину среднего на величину утроенной ошибки, то это определяет момент времени прихода сигнала от удара к данному датчику.

Определение временной задержки по максимуму взаимокорреляционной функции (столбец 3) для 1,3,5 случая даёт величины скорости соответствующие нулевой моде поперечной асимметричной волне Лэмба. Три других значения являются проявлением искажений формы огибающей, связанной или с передаточной функцией датчиков, или особенностями спектра возбуждаемых различными молотками.

Проведенный спектральный анализ позволил выделить одинаковые частоты, из наблюдаемых данных на датчиках (величины частот в Гц приведены в столбце 4), а величины временных задержек в миллисекундах, полученные для наблюдаемых совпадающих частот с использованием ВКР и соответствующие им скорости в м\с представлены в столбце 6. В большинстве случаев (9 из 14) временные задержки измерений дают скорости изгибных волн, величины которых не совсем соответствуют теоретическим оценкам по формуле (4) выделенным частотам. Например, для частоты 1 кГц вычисленная скорость

равна 1140 м\с, а для частоты 4 кГц -2280 м\с. Скорости для верхнего диапазона частот существенно меньше определённых с помощью ВКР. Это может быть связано с тем обстоятельством, что рельс закреплён на шпалах и это может привести к снижению скорости распространения изгибных волн по сравнению с теоретическими, оценки которых проведены для свободного стержня.

Вывод

Пробная обработка данных наблюдений показывает, что реализация данного алгоритма в стандартной программе MatLab Editor упрощает процедуру обработки сигналов, нахождения временных задержек между различными частотами, а также затрачивается меньше времени на анализ сигналов. Но при этом следует каждый раз внимательно анализировать полученные данные.

В заключении авторы выражают благодарность профессору Бардакову В.М., доценту Лопатину М.В, Муратову В.И. за полезное обсуждение результатов.

Библиографический список

1. Н.Е.Никитина. Автоупругость. Опыт практического использования – Н.Новгород: ТАЛАН, 2005.-208 с.
2. Прибор для измерения механических напряжений ИН-5101А. Руководство по эксплуатации ИН.000.000.000 РЭ. ООО «ИНКОТЕС». 2010.-48 с.
3. С.В.Дудаков, Д.А. Зубкова, В.И.Муратов, Куценко С.М. Использование взаимокорреляционной функции для обработки акустического сигнала при диагностике напряженного состояния бесстыкового пути//Современные проблемы радиоэлектроники и связи. Материалы IX Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов, и молодых ученых г. Иркутск, 26 мая 2010г. –с.97-103.
4. В.М. Бардаков, С.В. Дудаков, Н.Н. Климов, М. В. Лопатин, В.И. Муратов, С.М. Куценко, Е.В. Филатов // Проблемы и перспективы изысканий, проектирования, строительства и эксплуатации железных дорог: труды IV Всероссийской научно-практической конференции с международным участием. – Иркутск: ИрГУПС. – 2010. – Т. 1. – с.341 – 354.
5. Г.Лэмб. Динамическая теория звука. ФИЗМАТГИЗ, М.,1960.&50, 372 с.
6. В.И.Ерофеев, В.В.Кажаев, Н.П.Семерикова. Волны в стержнях. Дисперсия. Диссипация. Нелинейность.-М.: ФИЗМАТЛИТ, 2002.-208 с.
7. Технические указания по устройству, укладке, содержанию и ремонту бесстыкового пути/ МПС России.-М.: Транспорт. 2000.-96 с.
8. Л.Бергман «Ультразвук и его применение в науке и технике», из-во иностранной литературы, М., 1956 г., глава 5.

ОПТИМИЗАЦИЯ В СЕТЯХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ СОВМЕСТНОГО РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ИНЖИНИРИНГА ТРАФИКА И ВЫБОРА СЕРВЕРОВ

Н.В.Надежкина, Н.Н.Климов

Иркутский государственный университет путей сообщения
klinn@irgups.ru, nadezhkina@yahoo.com

В последние годы в связи с лавинообразным увеличением объема передаваемых по сетям данных, в том числе коммерческого аудио и видео контента, сети передачи данных используются все более и более интенсивно. Операторы сетей стараются извлечь из них максимальную прибыль. Сбалансированно загружая маршрутизаторы и каналы связи, операторы стараются получить от сети максимум возможного, а значит, методы оптимизации сетей, в том числе и Traffic Engineering (TE), приобретают все большую популярность

Максимальный коммерческий эффект от сети не может быть получен без рационального использования всех сетевых ресурсов — в первую очередь маршрутизаторов и каналов связи. Функционирование пакетной сети можно считать эффективным, когда каждый ресурс загружен, но не перегружен. Это значит, что коэффициент использования ресурса должен приближаться к единице, но не настолько, чтобы очереди пакетов к нему были бы постоянно большими, приводя к задержкам и потерям из-за переполнения внутренних буферов в маршрутизаторах.

Искусство управления сетью состоит в достижении двух целей. Во-первых, необходимо стремиться к улучшению качества обслуживания передаваемого трафика, т. е. к снижению задержек, уменьшению потерь и увеличению интенсивности потоков трафика, что позволит привлечь как можно больше пользователей и добиться успехов в конкурентной борьбе. Во-вторых, загрузка всех ресурсов сети должна быть максимально возможной для повышения объемов передаваемого трафика. И того и другого можно добиться с помощью одних и тех же средств — средств борьбы с заторами в сети.

До недавнего времени задача оптимального использования ресурсов сети решалась следующим образом. Чаще всего усилия были направлены на перераспределение ресурсов отдельного маршрутизатора между различными протекающими через него потоками. Именно эту задачу решают методы, объединенные под общим названием Quality of Service (QoS). В то же время такое мощное средство, как выбор путей прохождения трафика через сеть, традиционно применялось в сетях в очень ограниченных масштабах. А ведь от путей следования трафика (при его фиксированной интенсивности) в первую очередь зависит загрузка маршрутизаторов и каналов, а значит, и эффективность использования сети.

Еще один серьезный недостаток традиционных методов маршрутизации трафика в сетях IP заключается в том, что пути выбираются без учета текущей загрузки ресурсов сети. Если кратчайший путь уже перегружен, то пакеты все

равно будут посылаться по этому пути. Никакие методы QoS данную проблему решить не могут — нужны качественно иные механизмы.

Одним из мощных, но не применяемых ранее в сетях IP методов влияния на эффективное использование ресурсов сети является технология Traffic Engineering (TE), или в дословном переводе «инжиниринг трафика». В узком смысле, под TE понимаются методы и механизмы достижения сбалансированности загрузки всех ресурсов сети за счет рационального выбора путей прохождения трафика через сеть [1].

В нашей работе остановимся на сравнительно новом, но многообещающем подходе к оптимизации в сетях передачи данных, основанном на совместном решении двух задач – уже упомянутой задачи TE, задачи инжиниринга трафика, и задачи выбора серверов (SS – Server Selection). Задача инжиниринга трафика, очевидно, стоит перед провайдерами интернет-сервиса (Internet Service Providers), в то время как задача выбора серверов стоит перед так называемыми контент-провайдерами (Content Providers - CP). Традиционно провайдеры интернет-сервиса и контент-провайдеры рассматриваются как независимые структуры. Как обсуждалось ранее, провайдеры интернет-сервиса обеспечивают само соединение, то есть каналы для транспортировки контента, в то время как контент-провайдеры используют эти каналы для доставки контента потребителям. Некоторая ограниченность доходности провайдеров интернет-сервиса, очевидно, стимулирует их к организации своей собственной инфраструктуры для доставки контента потребителям. В действительности, многие контент-провайдеры размещают копии своего контента на небольшом количестве стратегически размещенных серверов и направляют запросы к различным серверам для того, чтобы сбалансировать загрузку каналов и уменьшить время отклика. Типичные примеры включают широко известный YouTube и сеть распределения данных Akamai. Такая архитектура одновременно разгружает и центральный сервер, и саму сеть. Таким образом, многообещающая идея состоит в построении архитектуры, позволяющей провайдеру интернет-сервиса доставлять контент конечному потребителю по своей сети.

В то же время, следует обратить внимание на то, что цели провайдеров интернет-сервиса и контент-провайдеров, вообще говоря, различны. Цель ISP – минимизировать перегрузку каналов сети за счет оптимального выбора маршрута для того, чтобы исключить потерю пакетов и снизить время запаздывания. Цель CP – минимизировать время ожидания и увеличить пропускную способность каналов за счет выбора сервера, наиболее удобного для обслуживания каждого потребителя. Очевидно, задачи провайдера интернет-сервиса (задача TE) и контент провайдера (задача SS) взаимосвязаны – решение задачи TE влияет на выбор маршрутов для передачи трафика контент-провайдера, решение задачи SS влияет на предполагаемую загрузку сети провайдера интернет-сервиса. Итак, цели этих провайдеров подобны, поскольку низкий уровень перегрузки каналов обычно влечет меньшее время ожидания, и наоборот. В то же время, их цели не идентичны – провайдер интернет-сервиса может не допустить высокой загрузки канала и «перекрыть» наиболее короткий маршрут еще

до образования очередей, а контент-провайдер может отдать преимущество среднезагруженному короткому маршруту перед слабозагруженным, но более длинным. В данной ситуации, очевидно, при решении этих двух задач нужен выбор некоего компромисса.

Для разрешения данного компромисса, очевидно, возможны как минимум следующие три сценария:

1. Традиционный подход без взаимодействия. Провайдер интернет-сервиса решает задачу TE базируясь на измерениях уровня трафика, контент-провайдер решает задачу SS базируясь на измерениях времени задержки. При этом подходе провайдер интернет-сервиса не принимает во внимание факт о том, что на уровень трафика влияет выбор маршрута, а контент-провайдер не имеет информации о топологии сети.
2. Подход с частичным взаимодействием (в качестве частичного взаимодействия в данном случае выступает снабжение контент-провайдера некоторой информацией). Это может быть информация от физической топологии, маршрутах, динамических свойствах каналов и узлов.
3. Совместное решение задач TE и SS. Данный подход может быть основан на теории игр [2] или построении нового дизайна для совместной оптимизации.

Представим математическую формулировку задач. Введем следующие обозначения:

G – граф сети $G = (V, E)$; V – множество узлов; S – множество серверов контент-провайдера; T – множество пользователей; E – множество звеньев цепи; C_l – пропускная способность l -го звена цепи; r_i^{ij} – доля потока $f: i \rightarrow j$, следующего через звено l ; $R: \{r_i^{ij}\}$ – матрица маршрутов; x_{st} – уровень трафика от сервера s к пользователю t ; $X_{CP}: \{x_{st}\}$ – переменные задачи контент-провайдера; M_t – уровень потребности пользователя t в контенте; f_l – общий уровень трафика через звено l ; f_l^{cp} – уровень трафика контент-провайдера через звено l ; f_l^{bg} – уровень фонового трафика через звено l ; D_p – задержка на маршруте p ; D_l – задержка на звене l ; $In(v)$ – множество входящих звеньев для узла v ; $Out(v)$ – множество исходящих звеньев для узла v ; $g(\cdot)$ – целевая функция задачи TE; $h(\cdot)$ – целевая функция задачи SS.

Задача провайдера интернет-сервиса TE формулируется следующим образом:

минимизировать $TE = \sum_i g_i(f_i)$ по переменным $0 \leq r_i^{ij} \leq 1, \forall (i, j), \forall l$

при ограничениях $f_l = \sum_{(i,j)} x_{ij} \cdot r_i^{ij} \leq C_l \quad \forall l$

$$\sum_{l \in In(v)} r_l^{ij} - \sum_{l \in Out(v)} r_l^{ij} = I_{v=j} \quad \forall (i, j), \forall v \in V \setminus \{i\}$$

Очевидно, задача TE – задача выпуклой оптимизации.

Задача контент-провайдера SS формулируется следующим образом:

минимизировать $SS = \sum_i h_i(f_i)$ по переменным $x_{st} \geq 0, \forall (s, t)$

при ограничениях $f_i = \sum_{(s,t)} x_{st} \cdot r_i^{st} \leq C_i \quad \forall i$

$$\sum_{s \in S} x_{st} = M_t, \forall t$$

Очевидно, задача SS – также задача выпуклой оптимизации.

В приведенной постановке эти две задачи независимы, что соответствует первому, традиционному подходу без взаимодействия. Второму подходу с частичным взаимодействием соответствует, например, следующая скорректированная формулировка задачи SS:

минимизировать $SS = \sum_i h_i(f_i^{op}, f_i)$ по переменным $x_{st} \geq 0, \forall (s, t)$

при ограничениях $f_i^{op} = \sum_{(s,t)} x_{st} \cdot r_i^{st} \quad \forall i$

$$f_i = f_i^{op} + f_i^{bg} \leq C_i, \forall i$$

$$\sum_{s \in S} x_{st} = M_t, \forall t.$$

Одна из математических формулировок, соответствующих третьему подходу, так называемая задача TE-SS, была представлена в [2]:

минимизировать $\ln(TE_0 - TE) + \ln(SS_0 - SS)$

по переменным $\{x_{st}^{ij}, r_i^{st}\}$, где (TE_0, SS_0) – так называемая «точка несогласия». В упомянутой работе предлагался общий подход к решению задачи TE-SS на основе «задачи о сделках» с целью получения решения Нэша.

Начальной целью нашего исследования служит построение распределенных алгоритмов совместного решения вышеописанных задач на основе подхода, предложенного в работе [2], и экстраградиентных методов оптимизации [4], [5], с целью оценки эффективности данного подхода на реальных сетевых топологиях. Дальнейшая цель будет состоять в построении новых распределенных алгоритмов совместного решения вышеописанных задач на основе обратных задач оптимизации [6] и экстраградиентных методов оптимизации [4], [5].

Библиографический список

1. В. Олифер, Н. Олифер. Искусство оптимизации трафика.- Журнал сетевых решений LAN. - №12.- 2001.
2. Wenjie Jiang, Rui Zhang-Shen, Jennifer Rexford, and Mung Chiang, "Cooperative content distribution and traffic engineering in an ISP network," in Proc. ACM SIGMETRICS, June 2009.
3. Jiayue He, Jennifer Rexford, and Mung Chiang, "Don't optimize existing protocols, design optimizable protocols," in ACM SIGCOMM Computer Communications Review, Editorial Zone, July 2007.
4. N. Nadezhkina, W. Takahashi. Strong convergence theorem by a hybrid method for nonexpansive mappings and Lipschitz continuous monotone mappings // SIAM Journal on Optimization. – 2006. – V.16, № 4. – P.1230-1241.
5. N. Nadezhkina, W. Takahashi. Weak convergence theorem by an extragradient method for nonexpansive mappings and monotone mappings // J. Optim. Theory Appl. – 2006. – V.128, № 1. – P. 191-201.
6. Надежкина Н.В., Васильев О.В. Об одном классе обратных задач оптимального управления // Изв. ВУЗов. Математика. – 1996. – №3. – С.14-20.

УХУДШЕНИЕ КАЧЕСТВА ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОЙ АППАРАТУРОЙ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ

Г.Ю.Конюшкин, Р.В.Лихота

Иркутский государственный университет путей сообщения

Введение

В настоящее время использование информационно-управляющих систем на основе ГЛОНАСС/GPS на железнодорожном транспорте имеет большие перспективы. Намерения ОАО «РЖД» по широкому использованию спутниковых радионавигационных систем (СРНС) и цифровой связи при создании систем управления и контроля дислокации единиц железнодорожного транспорта обусловлены современными требованиями обеспечения безопасности и высокого качества перевозочного процесса, а также - увеличению интенсивности движения транспортных потоков на магистралях. К настоящему времени на сети железных дорог ОАО "РЖД" спутниковой навигационной аппаратурой оснащено 534 пассажирских поезда дальнего следования, из которых 168 поездов подключено к спутниковой системе передачи данных "INMARSAT" [1].

Существующие и перспективные направления использования СРНС на железнодорожном транспорте предполагают наличие высоких требований к качеству навигационного обеспечения пользователей, а также все возрастающую актуальность исследований, направленных на разработку мероприятий, направленных на поддержание и дальнейшее улучшение навигационных характеристик СРНС – точности и непрерывности позиционирования. В таблице 1 приведены основные требования к навигационно-временному обеспечению транспортных задач, осуществляемому средствами СРНС [2]. Фактический уровень навигационных характеристик СРНС зависит от режима позиционирования, количества сопровождаемых спутников и их взаимного расположения, а также – от помехоустойчивости приемной аппаратуры пользователя – ее способности сохранять характеристики системы в требуемом диапазоне при регулярном или внезапном ухудшении помеховой обстановки. В связи с этим, продолжает решаться проблема достижения и поддержания потенциально возможных характеристик навигационного обеспечения в условиях действия помех естественного и искусственного происхождения. **Целью** настоящего доклада является оценка качества позиционирования навигационной аппаратурой в условиях воздействия мощных электромагнитных помех.

Таблица 1 - Требования к аппаратуре спутниковой навигации, применяемой для позиционирования потребителей ОАО «РЖД»

| Задачи | Точность (СКО), м | Доступность | Целостность |
|---------------------------------|-------------------|-------------|-------------|
| Отображение поездов на цифровых | 15 | | |

| | | | |
|---|--------|-----------------|-------|
| картах соответствующего масштаба | | 0,9998...0,9999 | 1 сек |
| Мониторинг дислокации и параметров движения подвижных единиц на перегонах | 15 | | |
| Мониторинг дислокации и параметров движения подвижных единиц на станциях и других ответственных участках | 1 | | |
| Системы координатного управления и интервального регулирования движения поездов | 0,33 | | |
| Создание единой унифицированной базы геопространственных данных об объектах дороги (карт, цифровых планов) | 0,05 | | |
| Инженерно-геодезические изыскания для строительства новых и капитального ремонта существующих железных дорог (элементы местности) | 0,0004 | | |

Экспериментальная оценка качества функционирования СРНС

Существует множество источников электромагнитных помех, способных оказывать мешающее влияние на приемную аппаратуру СРНС. В частности, негативное влияние на функционирование СРНС способен оказать и гелиофизический фактор, связанный с возникновением вспышек на Солнце. Вспышки сопровождаются мощным широкополосным радиоизлучением в диапазоне рабочих частот СРНС. Для проведения экспериментального исследования и оценки помехоустойчивости навигационных приемников был выбран этот тип помехи, поскольку она проявляется на всей освещенной стороне Земли и является удобным случаем для проведения масштабного исследования помехоустойчивости большого числа навигационных приемников СРНС.

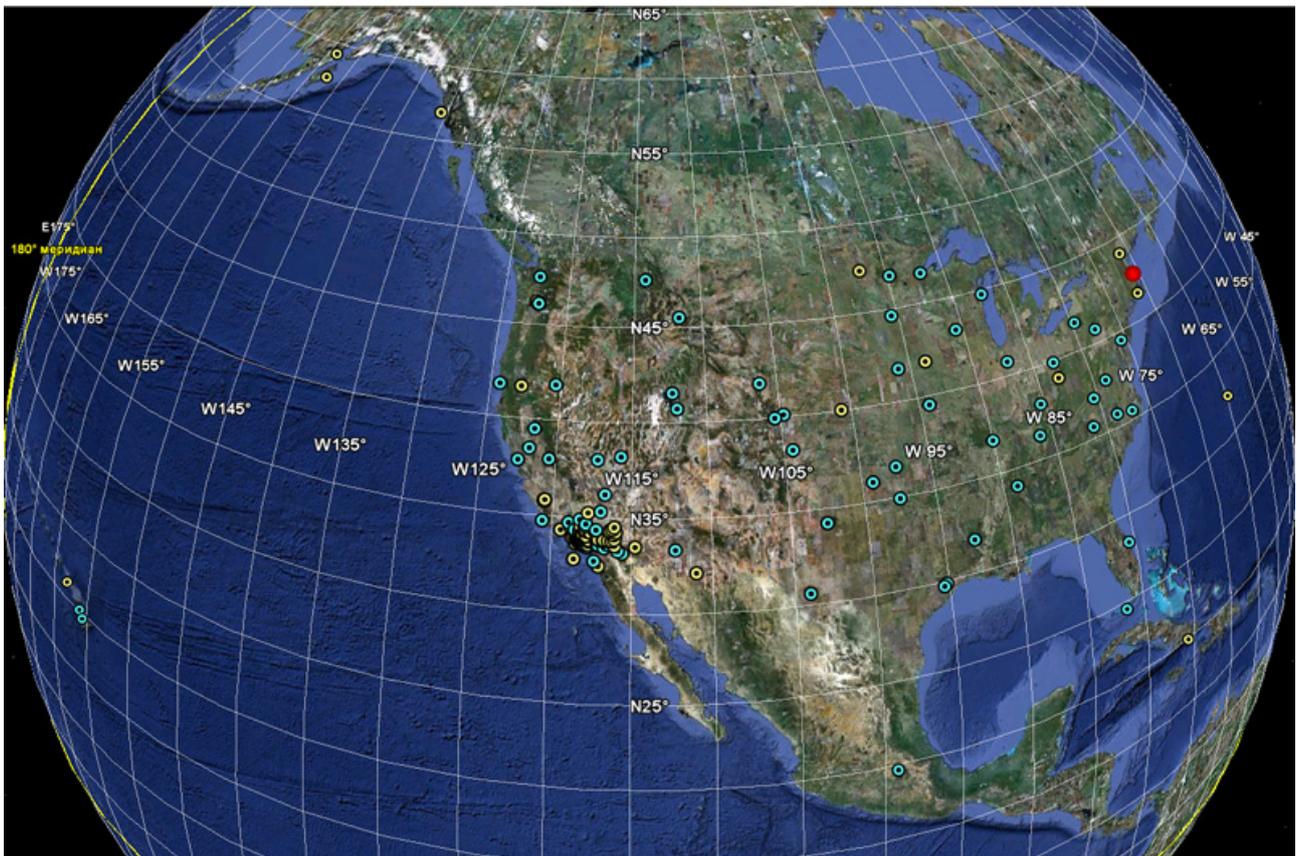


Рисунок 1 – Географическое расположение пунктов измерений

Наблюдение за активностью Солнца осуществлялось 6 декабря 2006 года в западном полушарии Земли, в промежуток времени между 19.00 UT и 20.00 UT, когда был зарегистрирован выброс корональной массы Солнца, сопровождавшийся мощным радиоизлучением в диапазоне частот 1-2 ГГц. Данному событию предшествовала мощная вспышка балла X6.5. Для оценки мощности солнечного радиоизлучения были использованы измерения радио спектрографа на обсерватории Sagamore Hill, расположенной в штате Массачусетс, США [3]. Оценка качества функционирования СРНС в указанных гелиофизических условиях проводилась по критерию точности позиционирования. С этой целью использовались данные измерений навигационных параметров со 135 стационарных пунктов (CORS-станций). Географическое распределение данных станций по рассматриваемой территории приведено на рис. 1, причем красной закрашенной точкой обозначена радио обсерватория, а полыми точками – местонахождение навигационных приемников, осуществлявших измерения. Указанные данные содержатся на сервере SOPAC [4] в виде стандартных файлов формата RINEX [5]. В ходе экспериментального исследования были оценены следующие параметры:

1. Плотность потока солнечного радиоизлучения, представляющая собой спектральную плотность шума в заданной полосе частот. Используемая для проведения наблюдений временная зависимость плотности потока солнечного радиоизлучения F , выраженная в единицах солнечного потока SFU (Solar flux unit, $1\text{SFU}=10^{-22}\cdot\text{Вт}\cdot\text{м}^2\cdot\text{Гц}^{-1}$), приведена на рис. 2;

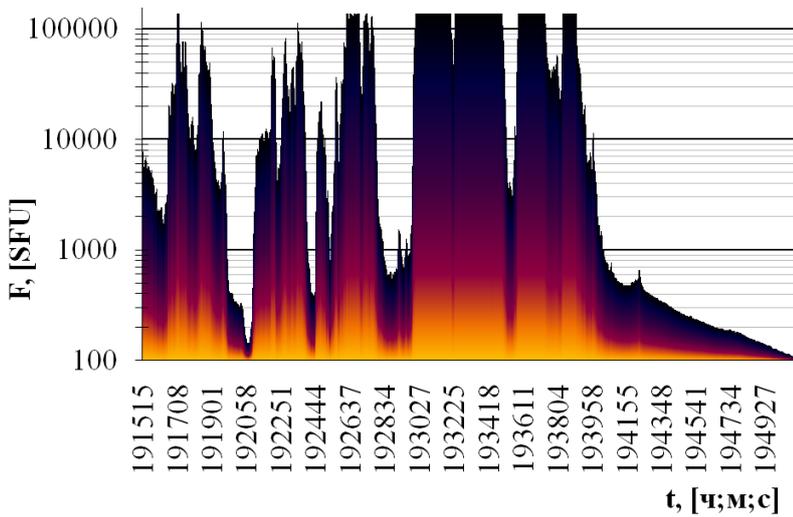


Рисунок 2 - Мощность солнечного радиоизлучения

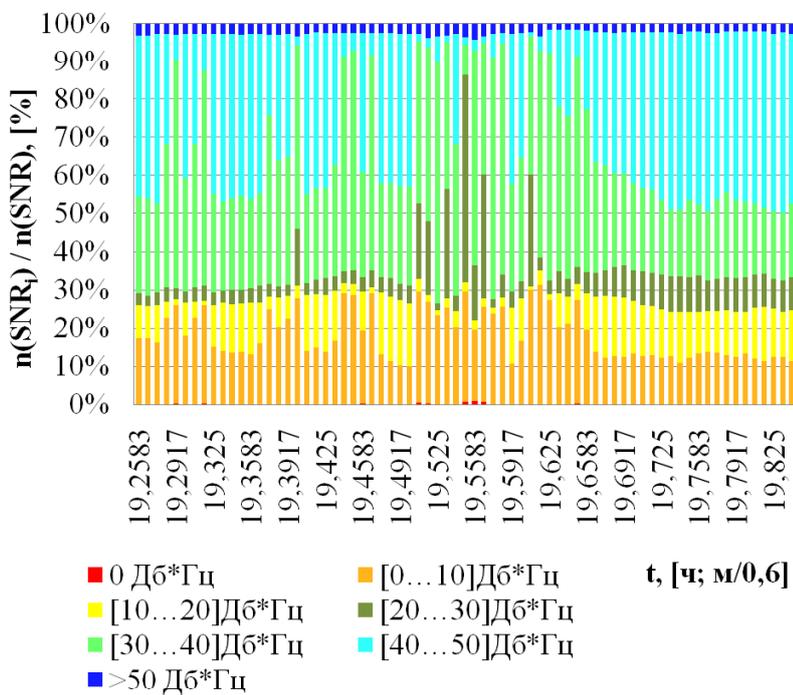


Рисунок 3 - Сигнал L1 при $10^\circ \leq \gamma < 30^\circ$

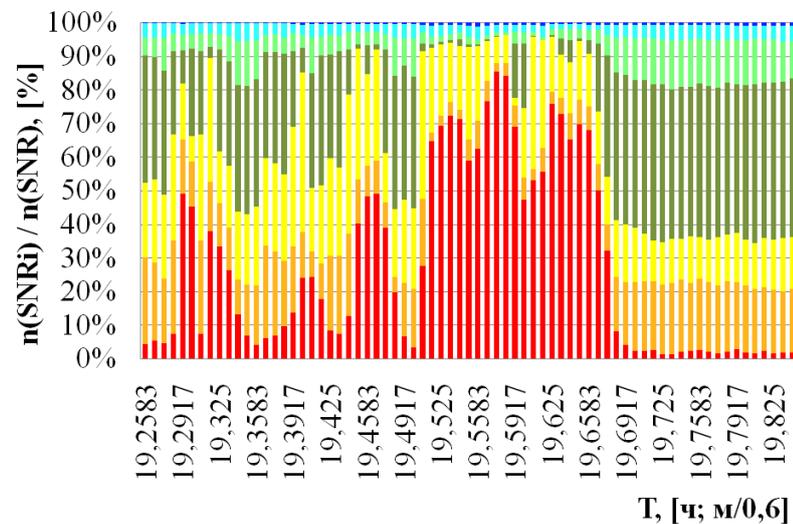


Рисунок 4 - Сигнал L2 при $10^\circ \leq \gamma < 30^\circ$

2. Помехоустойчивость навигационных приемников по сети CORS-станций, которую можно охарактеризовать соотношением полезной энергии принимаемого сигнала к спектральной плотности шума в этой же полосе частот – отношением сигнал/шум. Измерения данного параметра осуществлялись приемниками для фазовых измерений и сохранялись в RINEX-файлы. По результатам данных измерений было построено временное распределение отношения сигнал/шум, приведенное для рабочих частот GPS L1 и L2 на рисунках 3 и 4. По оси ординат значится относительная плотность распределения отсчетов «сигнал/шум» по спутникам, наблюдаемым со 135 станций, по оси абсцисс – время, причем минуты представлены в десятичных долях часа. Следует отметить, что параметры качества сигнала в данных диаграммах группировались в зависимости от угла видимости спутника со станции, принимающей сигнал данного спутника. В рамках доклада продемонстрированы диаграммы для спутников с малыми углами возвышения, диаграммы для $\gamma \geq 30^\circ$ не приводятся.

3. Статистика срывов сопровождения для всех

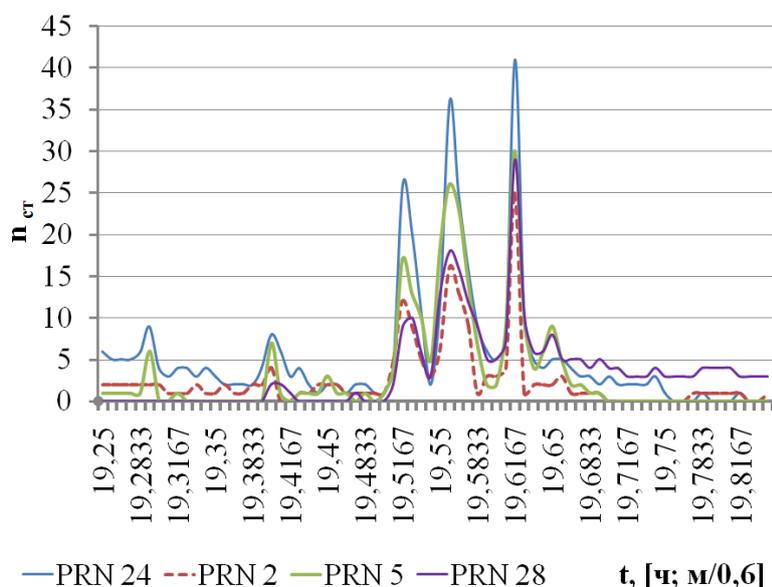


Рисунок 5 - Срывы спутникового сопровождения

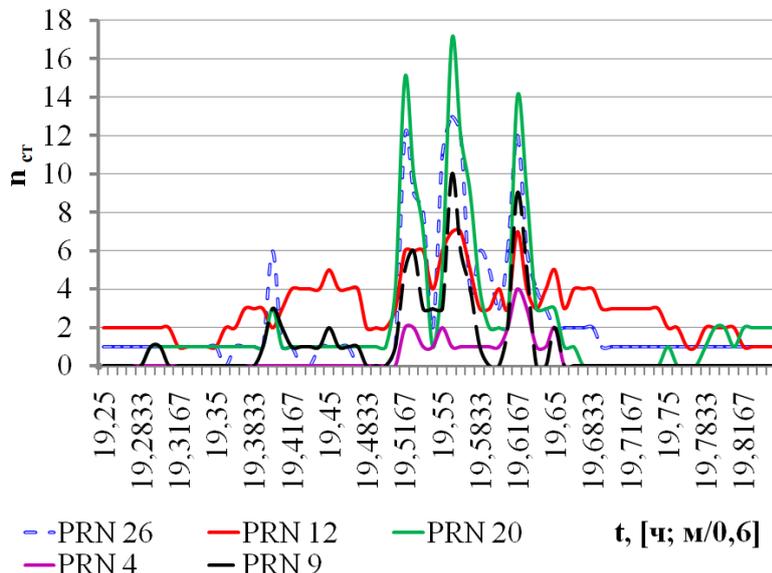


Рисунок 6 - Срывы спутникового сопровождения

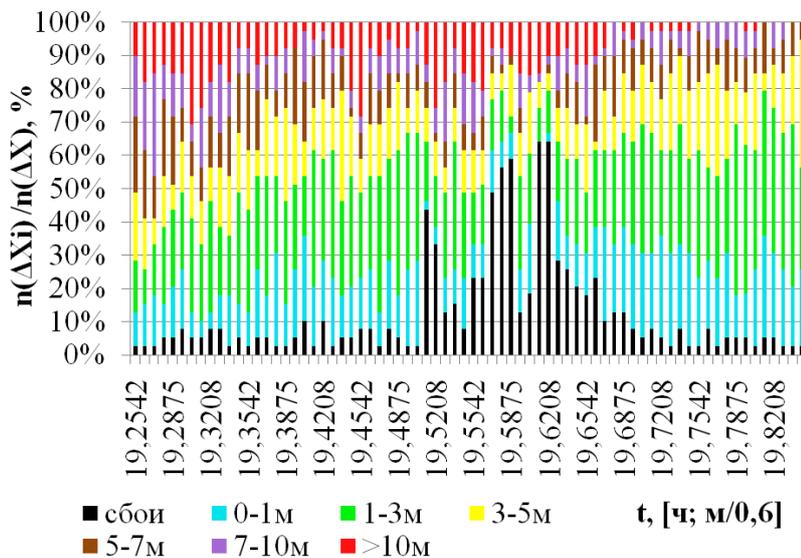


Рисунок 7 - Точность позиционирования

спутников, наблюдавшихся на рассматриваемых станциях, приведена на рисунках 5 и 6. Ось ординат представляет количество GPS-станций, сопровождающие данного спутника на которых по фазе и коду было сорвано. Такие GPS-станции на карте эксперимента (рис.1) выделены точками голубого цвета.

4. Точность позиционирования, представляющая собой абсолютную погрешность определения геоцентрических координат приемника $\{-\Delta X, \Delta Y, \Delta Z\}$. Решение навигационной задачи осуществлялось пакетом программ, предназначенным для анализа качества НВО на основании кодовых псевдодальностей, измеренных приемниками на обеих частотах GPS, и эфемеридных данных. Указанные навигационные параметры СРНС содержатся в RINEX-файлах. Временное распределение погрешностей ΔX приведено на рисунке 7. По оси ординат значится относительная плотность распределения поддиапазонов значений ΔX , рассчитанная для всех спутников, наблюдаемых со 135 станций.

Из диаграмм (рис.2 и 4) следует, что всплески потока радиоизлучения инициировали замирание сигнала на частоте L2, о

чем свидетельствует совпадение огибающих на диаграммах - области срыва навигационного сопровождения (области красного и оранжевого и желтого цветов) и плотности потока солнечного радиоизлучения. На основании диаграмм (рис.2 и 3) можно заключить, что на частоте L1 имели место отдельные случаи срыва сопровождения и снижения уровня сигнала на 10-20 Дб·Гц.

По диаграммам (рис.2 и 7) видно, что в пиковые моменты солнечной активности наблюдается как и всплеск относительной плотности сбоев решения навигационной задачи (области черного цвета), как и рост относительной плотности областей, соответствующей погрешности позиционирования 10 м и выше (красного цвета). Сбои решения подразумевают невозможность радионавигационных измерений по отдельным спутникам и представляют собой решения навигационной задачи со сферической погрешностью позиционирования S_{XYZ} , превышающей уровень 100 м. Физика данных сбоев позиционирования обусловлена недостаточным количественным составом навигационного созвездия, а также ухудшением геометрии взаимного расположения спутников относительно потребителя, что вызывает рост пространственного коэффициента геометрии $PDOP$. Первую составляющую данных сбоев иллюстрирует статистика навигационного сопровождения рабочего созвездия рассматриваемыми CORS-станциями (рис. 5 и 6). Как можно видеть, точки роста численности срывов спутникового слежения синхронны во времени со всплесками радиошума Солнца. Таким образом, на 15-20% станций из рассматриваемых в момент радиовсплеска остались видимыми только 3-4 спутника из 7-8, сопровождавшихся до этого момента. Точность НВО в данном случае будет зависеть только от $PDOP$ оставшихся спутников и возможности производства фазовых измерений. Как следует из временного распределения отношения сигнал/шум (рис.3), качество приема сигнала на L2 в рассматриваемый момент не позволило как осуществлять высокоточные фазовые измерения на этой частоте, как компенсировать ионосферную задержку двухчастотным методом. В связи с этим, в результате воздействия описанного эффекта на 90-95% рассматриваемых станциях было возможно только слежение по коду, что вполне согласуется с результатами, приведенными на временном распределении погрешности позиционирования.

Зафиксированное ухудшение качества приема сигнала оказало непосредственное влияние на точность измерения радионавигационного параметра – кодовой псевдозадержки сигнала τ (из которой восстанавливается псевдодальность R), что обусловлено эффектом снижения помехоустойчивости следящей системы приемника. Мощная аддитивная помеха в спектре сигнала вызывает искажение формы принимаемого навигационного сигнала и инициирует сбои в синхронизации опорного и принятого сигналов. В свою очередь, это ухудшает точность или делает невозможным измерение временного сдвига τ между принимаемым дальномерным кодом и кодом, генерируемым в приемнике. Суммарная оценка влияния описанных факторов на качество НВО потребителя имеет вид:

$$\sigma_{XYZ} = PDOP \cdot \sigma_R, \quad (1)$$

где: σ_{XYZ} - среднеквадратическая погрешность определения координат потребителя; $\sigma_R = \sigma_\tau \cdot c$ - дальномерная среднеквадратическая погрешность; $PDOP$ – геометрический фактор. Как следует из формулы (1), погрешность позиционирования будет возрастать пропорционально погрешности измерения радионавигационных параметров, а также при деградации рабочего созвездия спутников. Это положение подтверждается результатами произведенного экспериментального исследования, а именно – прецедентами значительного возрастания погрешностей НВО. Показано, что срывы слежения и значительное ухудшение качества приема сигнала было вызвано воздействием широкополосной помехи на приемную аппаратуру пользователя, а также иллюстрирован глобальный характер данного воздействия (рис.1).

Заключение

В результате экспериментального исследования было установлено, что инициировавшая мощный поток радиопомех серия солнечных вспышек от 6 декабря 2006 года оказала негативное влияние на устойчивость функционирования СРНС. Таким образом, система спутниковой навигации, функционирующая в неблагоприятных гелиофизических условиях, может быть использована для решения ограниченного числа транспортных задач на железной дороге. Об этом, прежде всего, свидетельствует неудовлетворительный уровень точности позиционирования при решении задач, связанных, например, с координатным управлением движением поездов. При этом пользователь, эксплуатирующий навигационную систему, должен быть незамедлительно оповещен об ухудшении навигационных характеристик СРНС в целях предотвращения угрозы безопасности движения поездов.

Библиографический список:

1. ОАО "РЖД" продолжает внедрение инновационных спутниковых технологий // Пресс-релиз ОАО «РЖД» от 02.03.2011, режим доступа: http://press.rzd.ru/isvp/public/press?STRUCTURE_ID=654&layer_id=4069&refererLayerId=4069&date_begin=&date_end=&id=76568;
2. Радионавигационный план государств участников Содружества Независимых Государств (редакция 2011 года). – М.: ФГУП НТЦ «Интернавигация», 2011. – 93 с.;
3. Space Weather Prediction Center (NOAA SWPC, Центр прогнозирования космической погоды), режим доступа: <http://www.swpc.noaa.gov>;
4. Scripps Orbits and Permanent Array Center (SOPAC) – Центр сбора и обработки данных по глобальным навигационным спутниковым системам), режим доступа: <http://sopac.ucsd.edu/>;
5. Gurtner, W. RINEX: The Receiver Independent Exchange Format. Version 2. // International GNSS Servis. – IGS Central Bureau, 1993–2009.

СИСТЕМА МОНИТОРИНГА УРОВНЯ ВРЕДНЫХ ВЕЩЕСТВ НА ХИМИЧЕСКИ ОПАСНОМ ПРЕДПРИЯТИИ

А.В. Корнев, Л.В.Просвирякова

Иркутский государственный технический университет
reierem@istu.edu

Контроль за концентрацией ядовитых газов является неотъемлемой частью технологического процесса на любом предприятии, где возможно появление таких газов в воздухе в результате ЧС при работе с ядовитыми веществами, либо где возможно выделение таких газов (например, в шахте).

Существует большое количество различных систем контроля за концентрацией газов. Они подразделяются на стационарные и портативные. Также каждый вид разделяется по виду определяемого газа.

Целью моей работы является модернизация системы контроля за концентрацией хлора на складе, который представляет собой несколько помещений, два из которых предназначены для хранения хлора. Первое помещение – склад жидкого хлора, второе – отстойный тупик, с проложенными железнодорожными путями для хранения цистерн.

Структурная схема первоначальной системы представлена на рисунке 1.

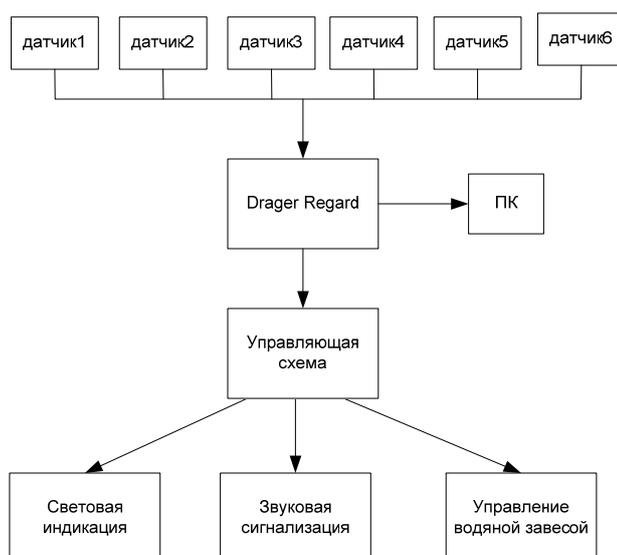


Рисунок 1 – Структурная схема первоначальной системы

Система состояла из шести аналоговых датчиков Polytron 3000 с токовым выходом 4-20мА, расположенных по периметру отстойного тупика. Сигнал с датчиков поступает на соответствующие каналные карты газоанализатора Drager Regard.

В системе существует два пороговых уровня концентрации хлора – 5мг/м² и 30мг/м². У газоанализатора 12 цифровых выходов – по два на каждый датчик. При достижении на одном из датчиков концентрации 5мг/м² газоанализатор выставляет на соответствующем цифровом выходе сигнал логической единицы. При концентрации в 30мг/м² – на другом цифровом выходе.

Все цифровые выходы газоанализаторы соединены с управляющей схемой, которая построена с помощью реле.

Световая индикация предназначена для визуального контроля за концентрацией хлора на датчиках. Для каждого датчика есть две лампочки, каждая из которых сигнализирует о превышении определенной концентрации. Всего лампочек 26 – 24 для датчиков и две сигнализируют о состоянии задвижки, управляющей системой локализации хлорной волны. Система эта срабатывает при превышении концентрации в 30мг/м² на одном из датчиков и разбрызгивает воду по территории склада.

Звуковая сигнализация представляет собой звонки, которые срабатывают при 5мг/м² и расположены на складе и сирены, срабатывающие при 30мг/м². Также при 30мг/м² срабатывает звонок в пункте управления, где расположен контроллер и пульт управления с индикацией.

Существует также ручной режим с возможностью ручного включения звуковой сигнализации и переключения задвижек.

Газоанализатор подключен к ПК для хранения информации о различных событиях.

Главными недостатками данной системы является то, что на складе существует два помещения, следовательно установлено два газоанализатора. Также наличие релейной схемы управления удорожает конструкцию, снижает ее надежность. Также одной из причин модернизации является отсутствие возможности удаленного контроля.

В основу новой системы положен контроллер Siemens SIMATIC S7-200, который представляет собой мощное средство промышленной автоматизации, а также, в отличие от Regard, широко распространен и следовательно имеет широкую сеть поддержки оборудования, что немаловажно если применяется множество таких контроллеров.

Из основных блоков S7-200 выбраны: процессор CPU-224, 3 аналоговых модуля EM-231, модуль с цифровыми выходами EM-222, модем MD-720-3.

Применение нового контроллера позволило подключить датчики с обоих помещений, исключить управляющую схему и использовать модем для связи с центром сбора данных, в котором может происходить удаленный контроль за множеством объектов.

Световая индикация также претерпела изменения и представляет собой двенадцать светодиодов, каждый из которых соответствует определенному датчику. Разделение по уровням концентрации происходит с помощью регулировки яркости. 30мг/м² – светодиод горит ярко, 5мг/м² – светодиод горит тускло, менее 5мг/м² – светодиод не горит.

Светодиоды собраны в матрицу из двух строк по 6 светодиодов и управляются напрямую с контроллера. Яркость регулируется с помощью ШИМ. Два светодиода, предназначенные для индикации положения задвижек вынесены отдельно. Программа для контроллера написана на языке STL, который предназначен для написания программ для S7-200.

Если на датчиках превышает концентрация в 30мг/м² контроллер отправляет информацию о времени когда концентрация превысилась, текущей концентрации в центр сбора данных. Также связь с контроллером с помощью GPRS позволяет удаленно вносить изменения в программу микроконтроллера, следить за его исправностью и запрашивать данные о текущей концентрации хлора на датчиках.

В модернизированной системе осталось ручное управление, которое позволяет управлять звуковой сигнализацией и водяной завесой если контроллер вышел из строя.

Схема получившейся системы контроля за концентрацией хлора представлена на рисунке 3.

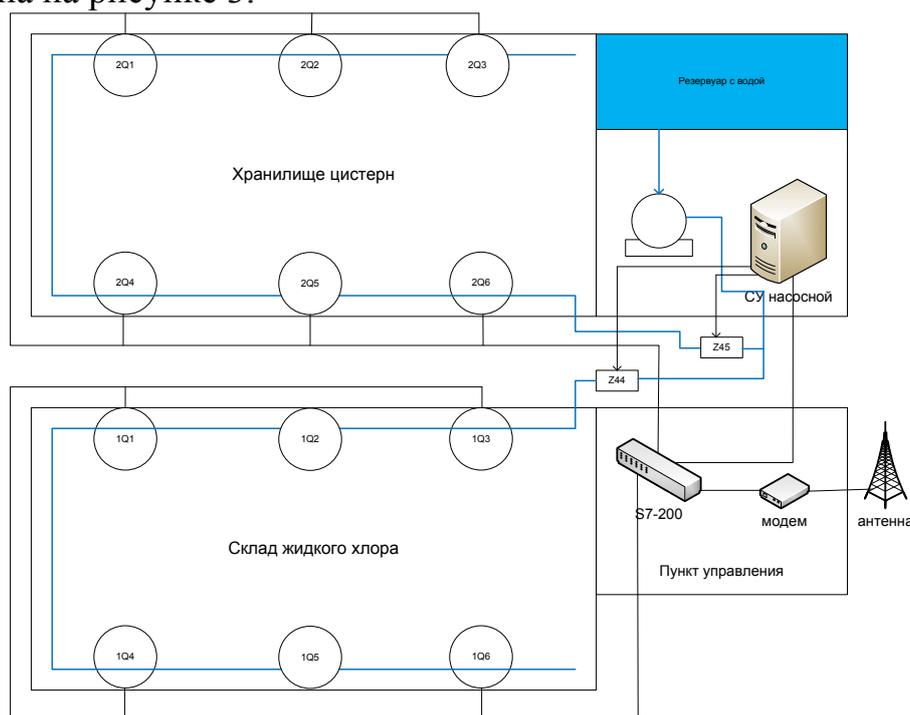


Рисунок 3 – Схема модернизированной системы контроля за концентрацией хлора

В результате модернизации удалось выполнить все поставленные цели – максимально удешевить систему, что было выполнено благодаря использованию одного контроллера вместо двух, отказу от управляющей схемы и использованию модема, что даст также выигрыш в стоимости при использовании данной системы на нескольких объектах. Повысилась надежность т.к. была исключена управляющая схема. Появилась возможность удаленного контроля за состоянием концентрации хлора и неполадками.

Библиографический список

1. Техническое описание контроллера Siemens S7-200 Siemens AG,2002
2. Техническая документация на систему газоанализа хранилища хлора Чепецкого МЗ.

КВАДРАТУРНАЯ ФАЗОВАЯ И ОТНОСИТЕЛЬНО-ФАЗОВАЯ МАНИПУЛЯЦИЯ СИГНАЛОВ

А.В.Коренев, Д.А.Шкитов, В.Е.Засенко

Иркутский государственный технический университет
reirem@istu.edu

Для передачи дискретной информации по каналам связи часто применяется фазовая манипуляция (ФМ) несущей частоты. Объясняется это тем, что двоичная фазовая манипуляция обладает самой высокой помехоустойчивостью и, кроме того, фазовая манипуляция позволяет увеличивать скорость передачи информации по каналу. Главным недостатком ФМ сигналов является «обратная работа», когда приемник регистрирует только изменения фазы, а не ее абсолютное значение. Для преодоления этого недостатка задающие генераторы передатчика и приемника должны быть когерентными, работать синфазно. Меры, принимаемые для создания когерентных колебаний, несколько снижают эффективность систем связи с фазовой манипуляцией.

Одним из путей освобождения от недостатков фазовой манипуляции с сохранением ее достоинств является применение, изобретенной нашим соотечественником Н.Т. Петровичем, фазоразностной модуляции (ФРМ). Эта модуляция также носит название относительно-фазовой или дифференциальной модуляции, поскольку в ней информация закладывается не в абсолютное значение фазы сигнала, а значение фазы последующей посылки зависит как от значения символа передаваемой информации, так и значения фазы предыдущей посылки. Так, если следующим символом для передачи является нулевой бит, фаза посылки остается такой же, как у предыдущей, а если передается единичный бит, то фаза посылки изменяется на обратную, относительно фазы предыдущей посылки.

При двоичной фазовой манипуляции каждый сигнал несет информацию об одном символе. Для более эффективного использования частотной полосы канала, увеличения скорости передаваемой информации стремятся увеличивать кратность модуляции.

Квадратурная манипуляция предусматривает передачу одной сигнальной посылкой двух бит информации, которыми модулируются квадратурные составляющие несущей частоты по закону двоичной манипуляции, с последующим суммированием модулированных колебаний.

Структурная схема квадратурного модулятора показана на рисунке 1. В состав модулятора входит блок разделения цифрового потока информации, поступающего от источника информации, на четные и нечетные биты. На основе полученных потоков четных и нечетных бит, создаются два канала обработки сигнала синфазный канал на основе четных бит и квадратурный канал на основе нечетных бит. В каждом из квадратурных каналов производится удвоение длительности единичных бит информации, преобразование двоичного кода в биполярный код (сдвиг уровня) и балансная модуляция каждой из квадратур-

ных составляющих несущей частоты последовательностью биполярных импульсов, полученных в результате соответствующей обработки. Выходной сигнал модулятора формируется путем сложения модулированных синфазной и квадратурной составляющих несущего колебания.



Рис. 1

Таким образом, каждая сигнальная посылка, полученная в результате суммирования, представляет не один, а два бита информации. Если при двоичной манипуляции фаза сигнальных посылок изменялась на 180^0 , то при квадратурной фазовой манипуляции сигнальные посылки имеют сдвиги фаз кратные 90^0 .

Структурная схема дифференциальной квадратурной модуляции приведена на рисунке 2. Сам процесс модуляции осуществляется подобно тому, как и при абсолютной модуляции, но при этом передаваемая последовательность бит должна быть перекодирована таким образом, чтобы выполнялись основные требования относительного изменения фазы.

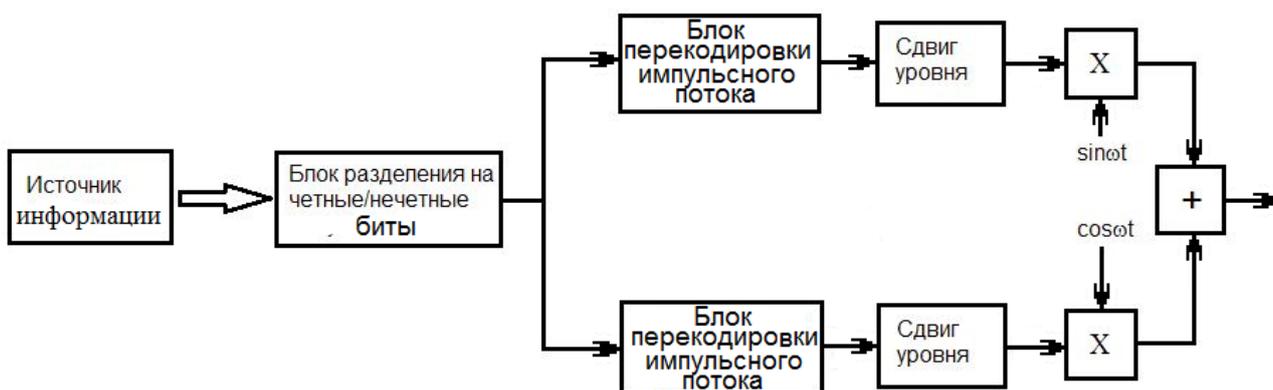


Рис.2

Целью данной работы является моделирование процессов фазовой манипуляции с использованием программного продукта LabVIEW.

LabVIEW это среда разработки виртуальных приборов, использующая графический язык программирования G – (джей), позволяющая, по задумке разработчика, быстро строить, изменять, совершенствовать собственные виртуальные измерительные приборы любой сложности.

Для реализации обоих видов модуляции требуется источник цифровой информации, подлежащей передаче по каналу связи. Код программы, выполняющей роль источника цифровой информации, приведен на рис. 3.

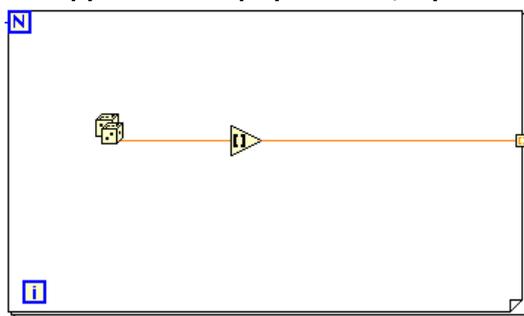


Рис.3

Источник выполнен на основе генератора случайных чисел и выдает случайную последовательность единичных и нулевых битов, количество которых определяется заданным числом N. С выхода источника информации цифровой поток поступает на вход блока разделения потока на четные и нечетные биты. Код программы, выполняющей эту функцию, показан на рис. 4.

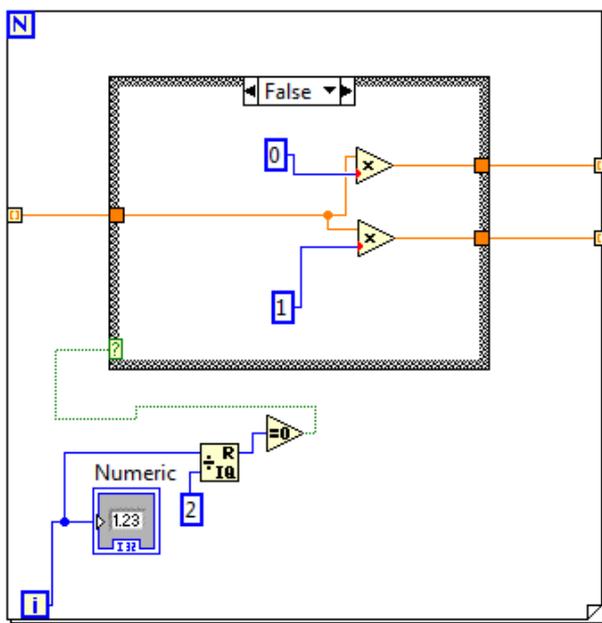


Рис.4

Блок выполнен в виде цикла, внутри которого находится функция типа **case**, на вход которой во время каждой итерации цикла поступают биты входной последовательности, которые, в зависимости от четности, должны быть распределены в верхний или нижний каналы. Для этого входная последовательность импульсов подается на верхние входы двух перемножителей, выходы которых и образуют два канала дальнейшей обработки сигнала: синфазный I и квадратурный Q. В синфазный канал включаются четные биты входной последовательности, а в квадратурный – нечетные биты. На нижние входы каждого

перемножителя подаются константы или 0 или 1, в зависимости от четности приходящего бита информации. Управление порядком подачи констант 0 и 1 на входы перемножителей осуществляется схемой проверки четности итераций цикла.

Схема проверки четности итераций цикла содержит блок разделения частного от деления на целую и дробную части и блок сравнения. В качестве делителя выбрана константа 2. При нечетной итерации, в результате деления на два получается отличная от нуля дробная часть частного, сравнивая которую с нулем получаем состояние False и соответствующее подключение констант ко входам перемножителей. При четной итерации дробная часть равна нулю.

После задержки нечетной последовательности бит на один интервал цикла, будем иметь пару соседних бит передаваемой информации, одновременно представленных в двух параллельных каналах.

Сигнальная посылка, несущая два бита информации, получается путем суммирования двух квадратурных составляющих несущей частоты, которые имеют равные амплитуды. Если синфазная и квадратурная составляющие расположены в первом квадранте комплексной плоскости, то вектор сигнала будет иметь фазовый угол $\varphi_0 = \pi/4$. Для передачи всех возможных двоичных комбинаций необходимо четыре вектора. Каждый соседний вектор должен отличаться друг от друга на угол $\pi/2$. При таком выборе фазового угла необходимо учитывать только знаки синусной и косинусной составляющих при одинаковых амплитудах. Значения фазовых углов составляющих несущей частоты показаны в таблице 1.

Таблица 1

| Комбинация чет/неч | Угол вектора сигнала | Знак косинуса | Угол косинуса | Знак синуса | Угол синуса |
|--------------------|----------------------|---------------|---------------|-------------|-------------|
| 11 | $-\pi/4$ | + | 0 | + | $3\pi/2$ |
| 10 | $\pi/4$ | + | 0 | - | $\pi/2$ |
| 00 | $3\pi/4$ | - | π | - | $\pi/2$ |
| 01 | $-3\pi/4$ | - | π | + | $3\pi/2$ |

Для генерации квадратурных составляющих несущего колебания используются экспресс ВП генераторов синусоидальных сигналов. Цифровые потоки каналов управляют фазой генерируемой синусоиды и косинусоиды, после чего, манипулированные по фазе колебания суммируются.

Выходной сигнал квадратурного модулятора можно наблюдать на экране осциллографа, рис. 5.

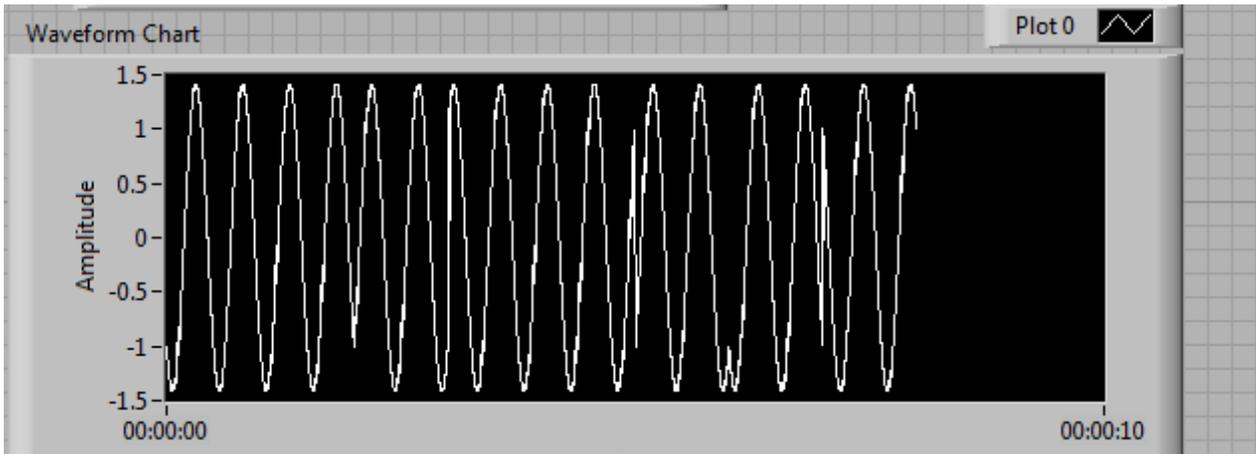


Рис.5

В случае дифференциальной квадратурной манипуляции после блока разделения, четный и нечетный потоки бит попадают на соответствующие блоки перекодировки рис.6.

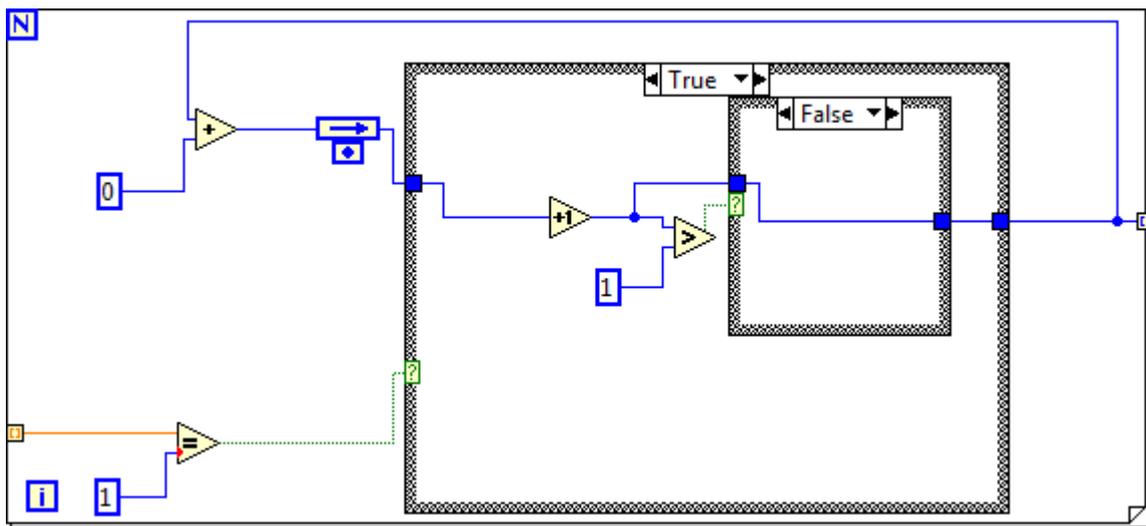


Рис 6

Этот блок представляет собой цикл, в который входят вложенные инструкции case, блоки сравнения с единицей и запоминания предыдущего значения. На первой итерации цикла предыдущее значение считается равным нулю. При поступлении какого-то значения на вход цикла определяется, какое это значение. Если это ноль, то в цикле ничего не происходит и на выходе остается предыдущее значение рис 7.

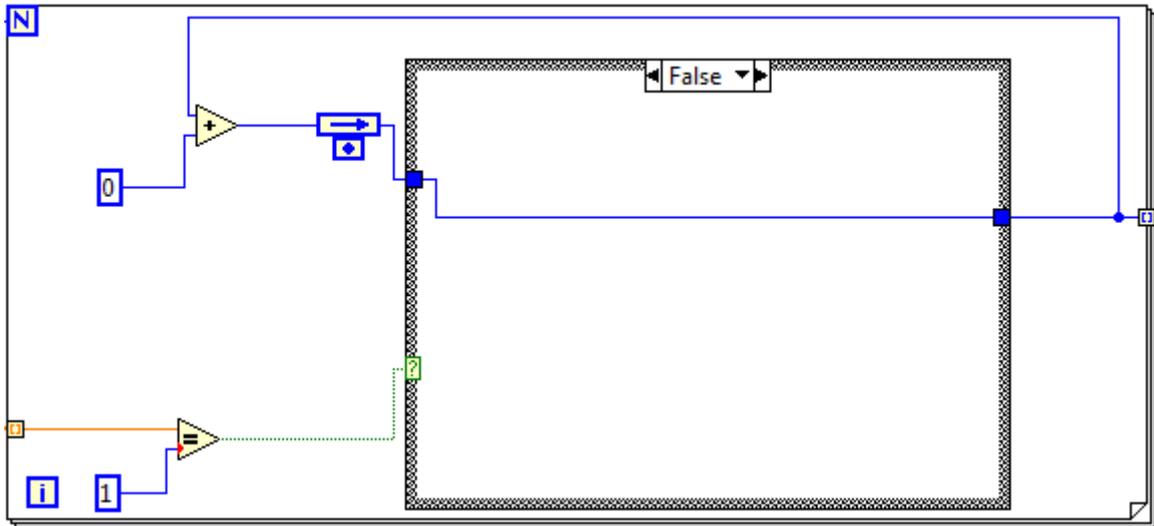


Рис 7

Если на вход поступает единица, то внутри внешней функции case определяется какое было значение на предыдущем этапе и к нему добавляется единица. Если на предыдущем этапе был ноль, то при добавлении к нему единицы получается единица и она отправляется на выход рис 8. Если на предыдущем этапе была единица, то после добавления к ней единицы получается двойка, которая перемножается с нулем, который поступает на выход.

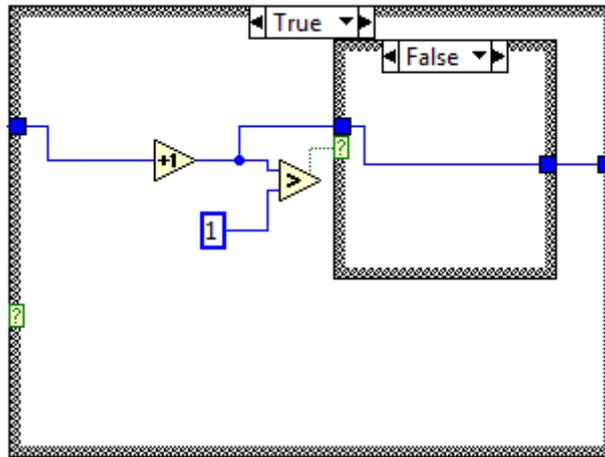


Рис 8

После перекодировки четный и нечетный потоки поступают на блоки сдвига уровня и далее как при обычной квадратурной манипуляции.

Библиографический список

1. Тревис Дж. LabVIEW для всех / Джеффри Тревис: Пер. с англ. Клушин Н.А. – М.: ДМК Пресс; ПриборКомплект, 2005. – 514 с.

О ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ КАНАЛОВ СОТОВОЙ СВЯЗИ ДЛЯ ВЫЯВЛЕНИЯ ПРЕДОТКАЗНЫХ СОСТОЯНИЙ УЗЛОВ ГРУЗОВОГО СОСТАВА

Е.Б. Королькова, Д.А. Зубкова, И.Н. Чернов

Иркутский государственный университет путей сообщения
1boroh1@mail.ru, zihaker@rambler.ru

На железных дорогах нашей страны применяются различные системы контроля и диагностирования элементов подвижных единиц, как на ходу поезда, так и при его обслуживании. Одним из параметров диагностирования подвижного состава является значение температуры буксового узла. Шейка оси колесной пары недоступна для непосредственного контроля ее температуры, характеризующей техническое состояние буксового узла (особенно в процессе движения поезда). Часть тепла, выделяемого подшипниками буксы при движении вагона, отводится на ее корпус. Этот факт используется при автоматизированном контроле технического состояния букс с помощью напольных систем теплового контроля.[1].

В течение последних десятилетий задачи контроля параметров решались с использованием систем ПОНАБ, ДИСК и КТСМ [2]. Принцип действия приборов для обнаружения нагретых букс заключается в регистрации интенсивности инфракрасного излучения при их проезде мимо напольной системы. В задачи КТСМ также входит контроль тормозного и автосцепного оборудования (визуальный), волочащихся деталей, нарушения бокового или верхнего габарита и др.

Но, несмотря на широкое применение данных систем контроля, существует ряд проблемных аспектов. Постольку все измерения производятся напольным оборудованием, контроль параметров производится с большой периодичностью, и не всегда может предотвратить отказ.

Также необходимо отметить тот факт, что данные системы конструктивно сложны, используют значительное количество кабельных линий, требуют постоянного контроля и технического обслуживания, трудоемкость которого увеличивается в зимнее время.

Как известно стоимость нового грузового вагона в зависимости от марки превышает 1 миллион рублей, что соответствует цене современного автомобиля среднего класса. При этом любой современный автомобиль оснащается микропроцессорной системой мониторинга, для определения предотказных состояний его конструктивных узлов. Что позволяет оперативно обнаруживать и устранять любую неисправность.

В настоящее время уже существуют проекты реализации систем непрерывного контроля нагрева букс движущегося поезда в составе датчиков температуры, микропроцессора, активного приемопередатчика и генератора электрического напряжения питания. [3, 4] Тем не менее, недостатком данных проектов является

отсутствие экономической пригодности. И в то же время контроль нагрева буксовых узлов не дает полного представления об исправности вагона.

Наряду с контролем буксовых узлов необходимо иметь информацию о качестве работы тормозной системы. При неправильной регулировке тормозное усилие может увеличиться и превысить силу сцепления колес с рельсами, вследствие чего возможно набегание, оттяжка, разгрузка колёсной пары, заклинивание. При заклинивании, на расстоянии 500-1000 метров образуется ползун от 1-го до 3-х миллиметров (в зависимости от скорости движения поезда, состояния поверхности рельсов, твёрдости металла колеса, от величины нагрузки на ось).

Для детального определения параметров тормозной системы вагонов применяются системы проверки тормоза вагонов, например СПТ - "Вагон". Эта система обеспечивает проведение следующих проверок:

- проверка плотности воздухопровода;
- проверка ступени торможения;
- проверка отпуска тормоза;
- проверка полного служебного торможения на порожнем вагоне;
- проверка полного служебного торможения при частичной загрузке;
- проверка выхода штока ТЦ;
- проверка полного служебного торможения при полной загрузке вагона;
- проверка плотности ТЦ;
- проверка выпускного клапана.

Но все эти измерения производятся в Вагоноремонтных депо, или же контроль производится визуально, работниками вагонного хозяйства на станциях по требованию машиниста.

В данной статье рассмотрена качественно новая система непрерывного контроля основного оборудования подвижных единиц, основанная на микропроцессорной обработке показаний с устанавливаемых датчиков, и определении предотказных состояний вагона. Принцип действия предлагаемой системы прост. Установленные датчики контролируют техническое состояние основных узлов грузового вагона (положение штока тормозного цилиндра, давление воздуха в баллоне, температуру буксовых узлов, акустически определяют образование ползуна, и волочения, вибрации вагона). Информация от этих датчиков обрабатывается микропроцессором и в случае выхода, хотя бы одного параметра на предельно допустимые значения, создается отчет (о поезде, его местоположении, номере вагона и величине параметра) и передается с подвижной единицы по каналу сотовой связи GSM на рабочее место диспетчера. Система подобного типа способна исключить недостатки существующих устройств по причине отсутствия магнитно-индукционных датчиков, постового оборудования и вследствие простоты эксплуатации.

Подобную систему можно реализовать с использованием следующих элементов:

- датчиков контроля нагрева букс;
- датчик контроля выхода штока тормозного цилиндра;
- датчик давления в баллоне тормозной системы;
- акустический датчик контроля волочения и образования ползуна;
- датчик вибраций;
- управляющий микроконтроллер;
- ГЛОНАСС – GPS модуль позиционирования;
- GSM модуль для передачи снятой информации оператору;
- электродвигатель на постоянных магнитах;
- блок аккумуляторов.

Запас по уровню измеряемых параметров на устанавливаемых датчиках превышает 50% от максимально критичных значений. При выходе температуры буксового узла на уровень повышенного значения микропроцессорная система производит сравнение его температуры с остальными датчиками (для устранения ложного срабатывания в летние солнечные дни). Далее создается отчет в виде СМС, в котором приводится динамика изменения температуры за последние 10-30 минут. Опрос датчиков температуры производится только при движении поезда с периодичностью 1 мин. При дальнейшем мониторинге система передаст СМС только при изменении уровня опасности (на более высокий или выдаст отбой при снижении ниже определённого порога).

Измерение параметров тормозной системы вагона устанавливается дистанционно (1 - выключено; 2 - только в движении; 3 - контрольная проверка). При выборе первого варианта датчики измерения будут находиться без напряжения. Во втором случае информация о неисправности будет передана, только при превышении критических параметров. Измерение в этом случае будет производиться только при движении поезда после срабатывания тормозов и до их полного отпущения и набора давления в баллоне. В третьем случае измерение будет вестись непрерывно с момента получения запроса. Третий случай необходим для контрольной проверки тормозной системы на станции. СМС отчет в этом случае передается автоматически по завершению измерений (но не более 30мин).

Опрос акустического датчика волочения и образования ползуна, а также с датчика вибрации производится также только во время движения состава с выставляемой периодичностью не чаще 1 раза в 5 минут.

Для питания всей системы служит генератор на постоянных магнитах, устанавливать который планируется на ось колесной пары под вагоном. Данный генератор представляет собой закреплённую на оси вагона ленту с магнитами в количестве 6-12 шт., и токосъемную катушку, закреплённую на тележке над данной лентой. Для непрерывности работы предусмотрена установка аккумуляторной ба-

тарей с емкостью обеспечивающей непрерывную работу оборудования в течение 12 часов.

Позиционирование на местности производится с помощью Глонасс-GPS модуля. Модуль в зависимости от выбранных настроек, может быть, как постоянно включен, так и включаться только при обнаружении неисправностей или получении запроса на измерение тех или иных параметров вагона.

Стоимость устанавливаемой системы при переводе её в серийное производство составит не более 10 тысяч рублей, что составляет менее 1% стоимости всего вагона. Для примера стоимость обслуживания системы КТСМ только одной Северокавказской дороги в месяц составляет более 800 тысяч рублей[6].

Предлагаемая система является конструктивно несложной, из чего следует простота ее внедрения, установки и эксплуатации. В связи с этими особенностями значительно уменьшаются затраты на внедрение и на дальнейшую эксплуатацию. Значительным плюсом данной системы является отсутствие постового обслуживания.

В заключение авторы выражают глубокую благодарность за консультацию и обсуждение Климова Н.Н. и Мышкова В.Г.

Библиографический список

1) С.В. Кошевой, М.С. Кошевой, К.А Трубчанинова. Автоматическая система диагностического контроля температуры буксовых узлов подвижных единиц железнодорожного транспорта – АСДК-Б: Учебное пособие. - Харьков: Укр-ГАЗТ, 2005. - 66 с.

2) Патент РФ по заявке 2007144809/11, МПК В61К9/04 Устройство повышения качества контроля подвижного состава / Лукьянов А.В., Пашков Н.Н., Комков А.З., Солдатенков Е.Г., Перелыгин В.Н. - Заявлено 03.12.2007- Положительное решение 10.06.2009

3) Патент РФ по заявке 2006146775/11(051085), МПК В61К 9/04. Способ мониторинга состояния букс движущегося поезда / Руфицкий М.В., Реутов Д.В. - Заявлено 26.12.2006. - Положительное решение 01.04.2008 г.

4) Патент РФ по заявке 2006146775/11, МПК В61К9/04. Устройство для мониторинга состояния букс колесных пар вагонов движущегося поезда / Руфицкий М. В., Давыдов Н. Н. - Заявлено 24.07.2008. - Положительное решение 20.03.2010 г.

5) www.masterkit.ru //Инструкция Гардиан ВМ8039/ВМ8039D Для версии ПО 1.051 Интеллектуальное управляющее охранное устройство GSM

6) http://szd.rzd.ru/isvp/public/szd?STRUCTURE_ID=6207//открытый конкурс № 300

ОЦЕНКА НОРМАЛИЗАЦИИ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ НА ВЫХОДЕ ЛИНЕЙНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Б.Ф. Кузнецов, Д.К. Бородкин, Л.В. Лебедева

Ангарская государственная техническая академия
lyudmila_1_@mail.ru

Известно, что если на входе узкополосной линейной цепи с постоянными параметрами действует стационарный случайный процесс с распределением отличным от нормального и интервал корреляции этого процесса меньше постоянной времени цепи, то распределение на выходе цепи будет приближаться к нормальному. [1]

Эффект нормализации проявляется тем сильнее, чем уже полоса пропускания цепи.

Зачастую возникает задача оценить отклонение закона распределения случайной величины от нормального. Предлагаемый метод оценки заключается в вычислении площади фигуры, образованной графиком функции плотности вероятности исследуемой случайной величины и графиком плотности вероятности нормально распределенной случайной величины с теми же математическим ожиданием и дисперсией, что и у исследуемой:

$$S = \int_{-\infty}^{\infty} |W_a(\delta) - W(\delta)| dx, \quad (1)$$

где $W_a(x)$ – плотность вероятности гауссова распределения,
 $W(x)$ – исследуемая случайная величина.

В таких задачах закон распределения исследуемой случайной величины не известен, и необходимо по выборке построить график плотности вероятности, приближенный к графику плотности вероятности исследуемой случайной величины.

Один из способов аппроксимации плотности вероятности – использование модельных распределений. Модельным распределением n -ого порядка называется распределение, для которого куммулянты порядка больше n равны нулю. Такие распределения могут служить моделью для тех распределений, у которых высшие куммулянты достаточно малы [2].

Вычислить приближенную плотность вероятности распределения можно как сумму конечного числа членов ряда Эджворта. Как правило, оптимальное позволяющее получить достаточно небольшую погрешность аппроксимации число членов ряда – 4-5. [2]

Выбор приближения на основе разложения плотности вероятности в ряд Эджворта для решения поставленной задачи обусловлен тем, что этот ряд имеет лучшие свойства сходимости именно для почти гауссовых распределений. [3]

В работе [4] предлагается вычислять сумму членов ряда Эджворта по формуле:

$$W_n(\delta) = W_{\bar{a}}(\delta) \left(1 + \sum_{i=0}^n B_i x^i \right), \quad (2)$$

где $W_n(x)$ - «плотность вероятности» модельного распределения n -го порядка, B_i - коэффициенты аппроксимации, вычисленные через кумулянты моделируемой случайной величины по формуле:

$$B_i = \sum_{j=i}^n \frac{\beta_j C_j^{j-i} A_{i-j}}{j! D^j}, \quad (3)$$

где β_i - квазимоменты случайной величины, которые могут быть определены через кумулянты, при чем в данном случае следует принять, что : $\beta_0=0, \beta_1=0, \beta_2=0$;

D - дисперсия случайной величины;

A - коэффициенты, определяемые через математическое ожидание M и дисперсию по формуле:

$$A_i = M^i + \sum_{j=1}^{i/2} \left((-1)^j C_i^{i-2j} \left(\prod_{c=1}^j (-1+2c) \right) M^{i-2j} D^j \right), \quad (4)$$

при этом принимается, что $A_1 = 1, A_2 = -M$.

Оценки кумулянтов случайной величины могут быть вычислены по выборке через оценки её моментов [2, 5].

Принимая

$$W(\delta) \approx W_n(\delta), \quad (5)$$

и подставив (2) в (1) получим:

$$S = \int_{-\infty}^{\infty} \left| W_{\bar{a}}(\delta) \left(1 + \sum_{i=0}^n B_i x^i \right) - W_{\bar{a}}(\delta) \right|. \quad (6)$$

Упростим (6) с учетом свойств модуля числа:

$$S = \int_{-\infty}^{\infty} W_{\bar{a}}(\delta) \left| \sum_{i=0}^n B_i x^i \right|. \quad (7)$$

Полученное выражение можно применять не только для оценки нормализации случайных процессов в линейных радиотехнических цепях, но и, например, при исследовании методов генерации нормально распределенных случайных величин, основанных на нормализации случайной величины при прохождении через инерционное звено, для проверки их качества. [6]

Рассмотрим применение такого подхода на следующем примере. Дан вектор A , содержащий 2^{18} значений случайной величины, распределенной равномерно от -10 до 10, который преобразуется в вектор B после прохождения через инерционное звено с передаточной характеристикой:

$$W(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega T}, \quad (8)$$

где $T = 10^{-5}$ - постоянная времени инерционного звена, $j\omega$ - оператор Лапласа.

На рисунке 1 приведен график плотности вероятности модельного распределения, построенный по значениям кумулянтов вектора B , в сравнении с

графиком плотности вероятности нормально распределенной случайной величины.

Рассчитав коэффициенты B , по описанной выше методике, ограничившись рядом из первых пяти кумулянтов, оценим отклонение вектора B от нормального закона по формуле (7). Получим $S=0,07776$.

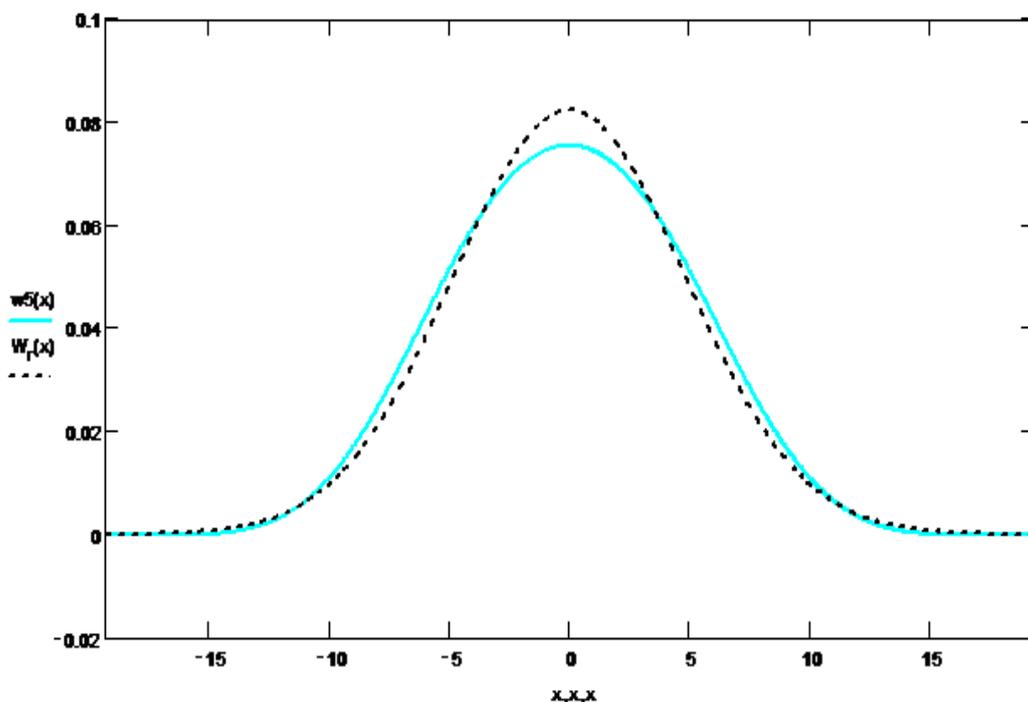


Рисунок 1 - График «плотности вероятности» модельного распределения в сравнении с графиком плотности вероятности нормально распределенной случайной величины для $T=0,00001$

Проделав аналогичные вычисления, увеличив постоянную времени звена до $T=10^{-3}$, получим $S=0,01009$.

С увеличением постоянной времени звена в 100 раз величина S уменьшилась в 7,7 раза, на рисунке 2 видно, что график «плотности вероятности» модельного распределения практически совпадает графиком плотности вероятности нормального распределения.

Однако следует отметить, что предположение об эффективности данного метода основано на предположении, что ряд Эджворта сходится для почти гауссовых случайных величин.

В работе [4] указано, что предлагаемый метод вычисления суммы конечного числа членов ряда Эджворта разработан для создания оптимального алгоритма вычисления при разработке программного обеспечения, автоматизирующего вычисление плотности вероятности модельных распределений, что позволит упростить задачу исследования адекватности предложенного критерия.

Полученная здесь формула (7) позволяет создать легко кодируемый алго-

ритм вычисления оценки отклонения распределения от нормального и может быть применена для расширения функциональных возможностей программного обеспечения предложенного в [4].

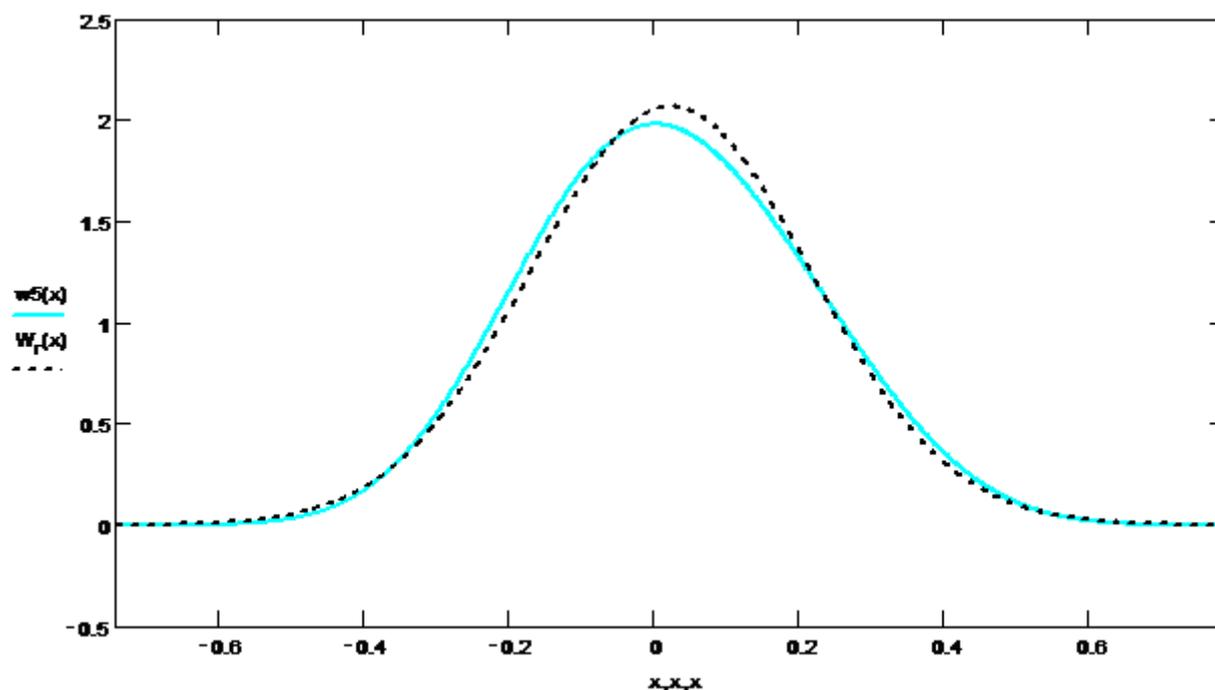


Рисунок 2 - График «плотности вероятности» модельного распределения в сравнении с графиком плотности вероятности нормально распределенной случайной величины для $T=0,001$.

Библиографический список

1. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. - М. : Радио и связь, 1989. - 512 с.
2. Малахов А. Н. Кумулянтный анализ случайных негауссовых процессов и их преобразований. - М. : Советское радио, 1978. - 374 с.
3. Blinnikov S. Expansions for nearly Gaussian distributions / S. Blinnikov, R. Moessner // Astronomy and Astrophysics Supplement Series - May 2, 1998 – p. 193-205.
4. Кузнецов Б. Ф., Бородкин Д. К., Лебедева Л. В. Труды IV Всероссийской конференции Винеровские чтения // К проблемам аппроксимации эмпирических плотностей вероятности рядом Эджворта - Иркутск : ИрГТУ, 2011. – Т. 3. - стр. 25-30.
5. Федорченко В. А. Теория многомерных распределений. - М. : Русь, 2003. - 576 с.
6. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. - М. : Советское радио, 1966. - 381 с.

РАЗРАБОТКА МОДУЛЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КАНАЛА ЦИФРОВОГО РАСЦЕПИТЕЛЯ

Б.Ф. Кузнецов, М.В.Пильцов

Ангарская государственная техническая академия
mpilcov@yandex.ru

Внедрение цифровых технологий обработки сигнала (ЦОС) в устройствах линейной защиты распределительных электрических сетей позволяет в значительной степени повысить надежность их функционирования.

Как показывает подробный анализ [1], в настоящее время, цифровые устройства защиты, в частности цифровые расцепители, наибольшее распространение получили в устройствах линейной защиты с большими номинальными токами 1 кА и выше. Широкое распространение цифровых расцепителей, особенно в устройствах с малыми номинальными токами, сдерживается их высокой стоимостью. Одним из возможных путей снижения стоимости цифровых расцепителей является разработка эффективных алгоритмов, реализующих специфические измерительные задачи с малыми экономическими затратами.

Задачей данной работы является разработка модуля измерительного канала цифрового расцепителя.

В системах токовой защиты основным измеряемым параметром является средний квадрат тока, определяемый как:

$$I_{cp}^2 = \frac{1}{T} \cdot \int_t^{t+T} I_n^2(t) \cdot dt \quad (1.1)$$

где T – период колебания сетевого напряжения, $I_n(t)$ – мгновенное значение тока в нагрузке.

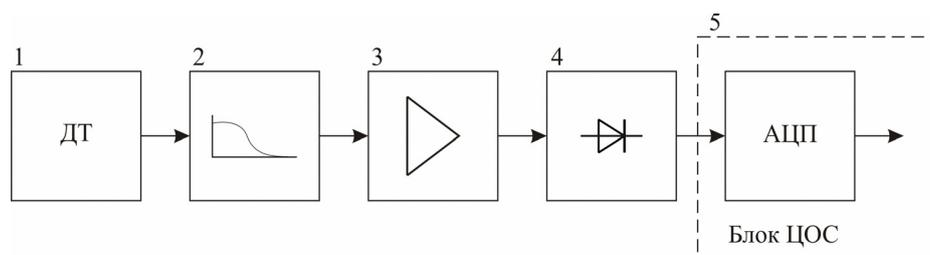


Рис. 1.1 – Структурная схема измерительного канала. 1 – датчик тока, 2 – фильтр низкой частоты, 3 – усилитель, 4 – выпрямитель, 5 – аналого-цифровой преобразователь.

Известно достаточно много способов построения аналоговых измерительных цепей [2], реализующих вычисление (1.1). Прямая реализация вычислительной процедуры (1.1) в цифровой форме сопряжена с рядом технических трудностей и приводит к сложным схемотехническим решениям. На практике такой измерительный канал реализуется по следующей схеме, приведенной на рис. 1.1.

В разрабатываемом модуле в качестве датчика тока использован токовый трансформатор с датчиком Холла CSLA2EN. Рассмотрим датчики тока более подробно. Поскольку при коротких замыканиях токи могут достигать нескольких сотен или даже тысяч ампер наиболее предпочтительны датчики тока бесконтактного типа, работающие на эффекте Холла. Среди данных датчиков наиболее предпочтительны датчики открытого типа с выходом по напряжению, в которых выходное напряжение с датчика пропорционально протекающему через контролируемый проводник току. Существующие же токовые трансформаторы не способны измерять постоянный ток и к тому же обладают высокими массогабаритными показателями.

Датчики с выходом по напряжению обладают различной чувствительностью. Она зависит от диапазона измеряемого тока и числа оборотов проводника с током вокруг магнитопровода (N). В частности для датчика CSLA2EN чувствительность составляет $2.3 \text{ мВ} \cdot N$ при диапазоне измерения тока от 0 до 950 ампер.

Для оцифровки сигнала с датчика тока наиболее оптимальным будет использование встроенного в управляющий микроконтроллер аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Это обосновано тем, что использование отдельной микросхемы АЦП увеличит стоимость устройства и к тому же вызовет дополнительные сложности с быстродействием всей системы. Использование встроенного АЦП имеет одну особенность. В большинстве 8-битных микроконтроллерах АЦП имеет диапазон входных напряжений от 0 до напряжения питания, и не может оцифровывать отрицательное напряжение. В связи с этим возникает проблема преобразования сигнала перед цифровой обработкой. Фактически требуется получить модуль сигнала с датчика тока.

Для выполнения данной задачи, как правило, применяют выпрямляющие схемы (мостовая или со средней точкой), однако, при небольших входных сигналах (единицы и десятки милливольт) прямое падение напряжения на диодах практически полностью подавит входной сигнал. Для компенсации этого падения напряжения используют активные (идеальные) выпрямители, в которых операционный усилитель компенсирует данное падение напряжения. На рис.1.2 представлена схема двухполупериодного активного выпрямителя реализованного в модуле.

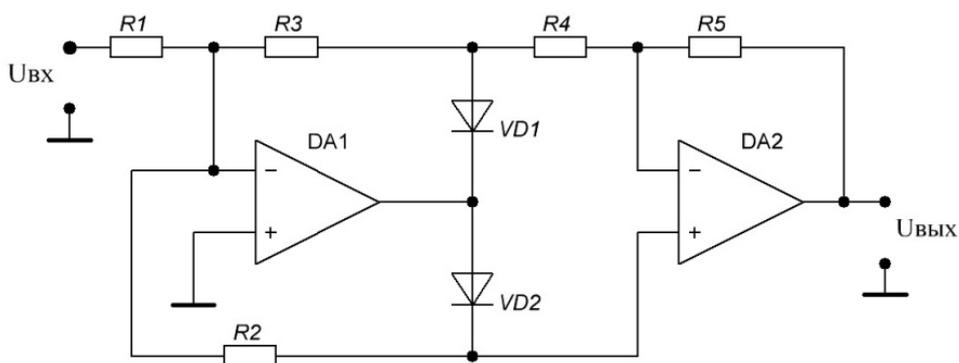


Рис.1.2 – Схема активного выпрямителя

В связи с тем, что уровень напряжения соответствующий току в 1 ампер с датчика CSLA2EN очень мал, необходимо усилить этот сигнал для того, чтобы уменьшить погрешность преобразования данного сигнала в код задействованием большего числа разрядов АЦП. Также необходимо отсечь постоянную составляющую, присутствующую в выходном сигнале датчика.

Для реализации данных требований в модуле была реализована схема, представленная на рис.1.3.

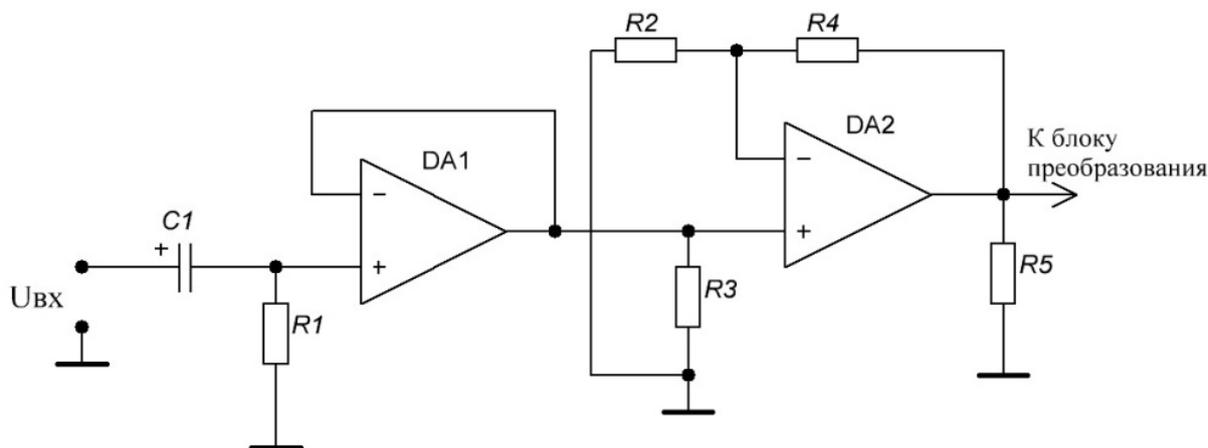


Рис. 1.3 – Схема усилителя с фильтром высокой частоты

Цепь C1 и R1 выполняет роль фильтра высокой частоты (ФВЧ) отсекая постоянную составляющую. Поскольку полезный сигнал низкочастотный (50 Гц) значение требуемой емкости достаточно велико, что вынуждает использовать электролитический конденсатор. На операционном усилителе УД1 (LM358N) построен повторитель. Его высокое входное сопротивление не шунтирует резистор R1 и не искажает отфильтрованный сигнал. На резисторах R2 – R4 и операционном усилителе УД2 (LM358N) построен неинвертирующий усилитель, коэффициент усиления которого можно изменять подбором резистора R4.

Так же в состав модуля входит линейный блок питания, построенный на трех стабилизаторах (LM7915, LM7815 и LM7805), вырабатывающий ± 15 В и +5 В, а так же опорное напряжение +5 В для АЦП микроконтроллера. Для отображения вычисленного среднеквадратического значения тока используется четырехразрядный 7-сегментный индикатор (индикаторы с общим анодом). Основой данного модуля служит AVR микроконтроллер ATmega 16. Встроенный в него 10-битный АЦП последовательного приближения используется для оцифровывания сигнала с датчика.

Общая структурная схема модуля цифровой обработки сигнала с датчика тока представлена на рис.1.4.

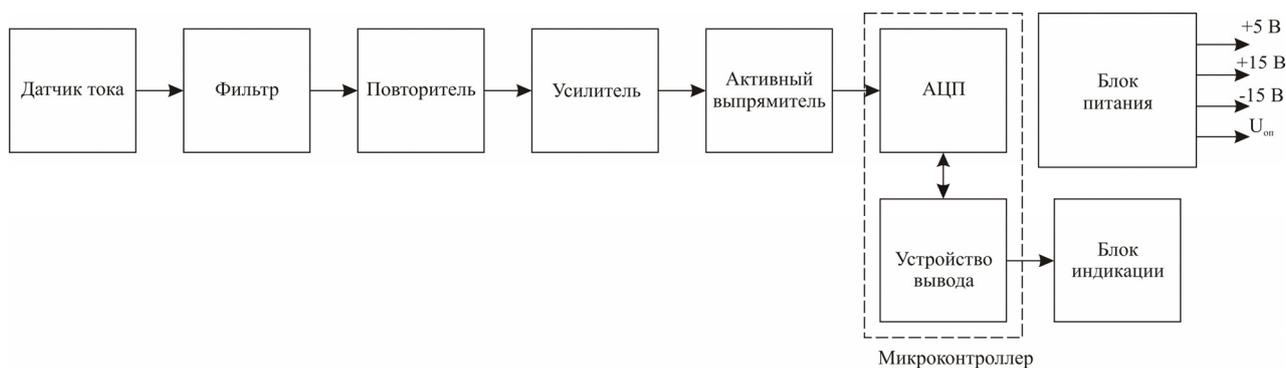


Рис.1.4 – Структурная схема модуля

Процедура возведения в квадрат и усреднения сигнала реализованы алгоритмически в микроконтроллере. Разработанный модуль предназначен для отработки схемотехнических решений и тестирования разрабатываемых алгоритмов токовой защиты. К тому же модуль позволяет определить погрешность преобразования АЦП микроконтроллера во всем диапазоне входных напряжений и величину номинального напряжения (соответствует номинальному току через датчик), которое будет оцифровываться с минимальной погрешностью. Внешний вид разработанного модуля измерительного канала приведен на рис.1.5.

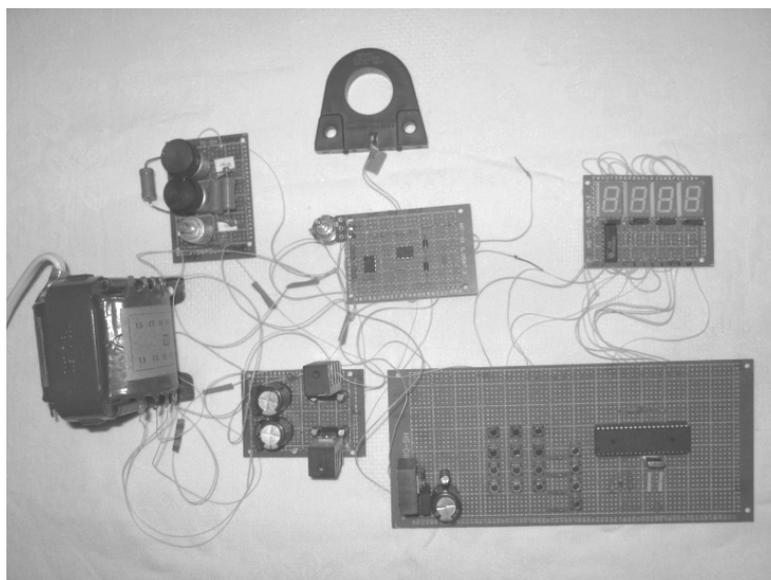


Рис.1.5 – Внешний вид модуля

При построении цифрового автомата защиты для измерения тока приходится использовать различные датчики или измерительные трансформаторы. Выходным сигналом таких измерителей является напряжение, по амплитуде пропорциональное измеряемому току. Данное напряжение оцифровывается и по полученным значениям контроллер высчитывает либо действующее значение этого напряжения, либо среднее за период. После чего определяться величина контролируемого тока. Поскольку ток короткого

замыкания превосходит ток номинального режима автомата на несколько порядков, то и сигнал с датчика может изменяться от единиц вольт (в случае КЗ) до единиц милливольт (в номинальном режиме). Встает задача исследования погрешности преобразования сигнала в этом диапазоне. Из данного исследования можно определить оптимальное значение напряжения с датчика, которое будет оцифровываться с требуемой точностью и будет соответствовать номинальному току. Определив эту номинальную точку можно настроить канал преобразования сигнала перед оцифровкой.

Для проведения данного исследования был спроектирован и реализован макет блока цифровой обработки сигнала с датчика тока (рис.1.4). Структурная схема установки для проведения эксперимента представлена на рис.2.1.

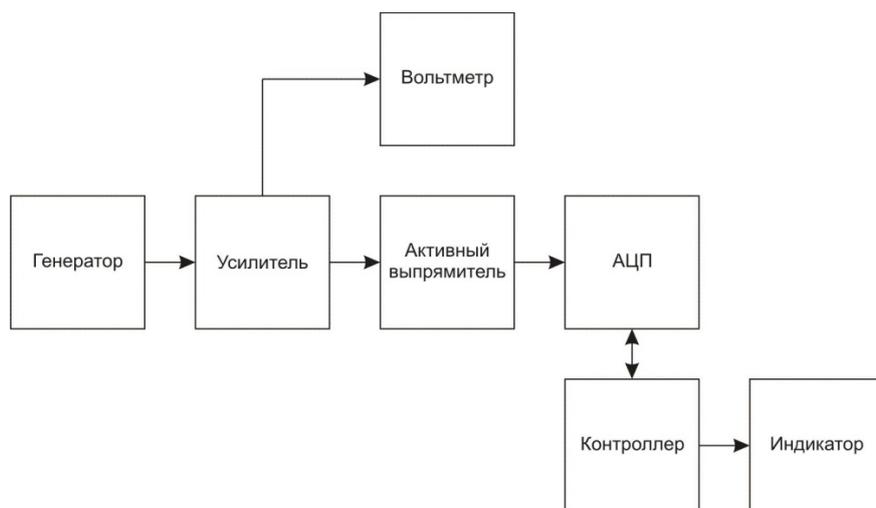


Рис.2.1 – Макет блока цифровой обработки сигнала с датчика тока

Сигнал датчика моделирует генератор с аттенуатором в диапазонах 13.5мВ – 65мВ и 130мВ – 1.4В (частота 50 Гц), с учетом усиления усилителя. Активный выпрямитель фактически реализует функцию модуля сигнала с генератора, давая возможность оцифровывать нижнюю полуволну сигнала. В качестве АЦП используется встроенный в микроконтроллер 10-битный преобразователь последовательного приближения [3]. Источником опорного напряжения служит стабилизатор LM7805. Для измерения истинного значения напряжения с датчика используется цифровой осциллограф OwonPDS5022S. Микроконтроллер высчитывал действующее значение напряжения по выборкам с АЦП по следующей формуле [4]:

$$U_{rms} = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^M (U(\Delta t \cdot i))^2}}{M} \quad (2.1)$$

где M – количество шагов квантования за период;
 Δt – шаг квантования равный T/N ($T=50$ мс);
 $U(t)$ – мгновенное значение напряжения.

Вычисленное действующее значение напряжения выводилось на четырех разрядный 7-сегментный индикатор.

В ходе эксперимента действующее значение с датчика высчитывалось при различном количестве периодов усреднения N. По полученным данным был вычислен ряд значений среднеквадратических отклонений по формуле [5]:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=1}^n (x_i - x'_i)^2} \quad (2.2)$$

где n – количество измерений каждой фиксированной точки ($n=3$);
 x_i – действующее значение напряжения, вычисленное микроконтроллером;
 x'_i – действующее значение напряжения, вычисленное вольтметром.

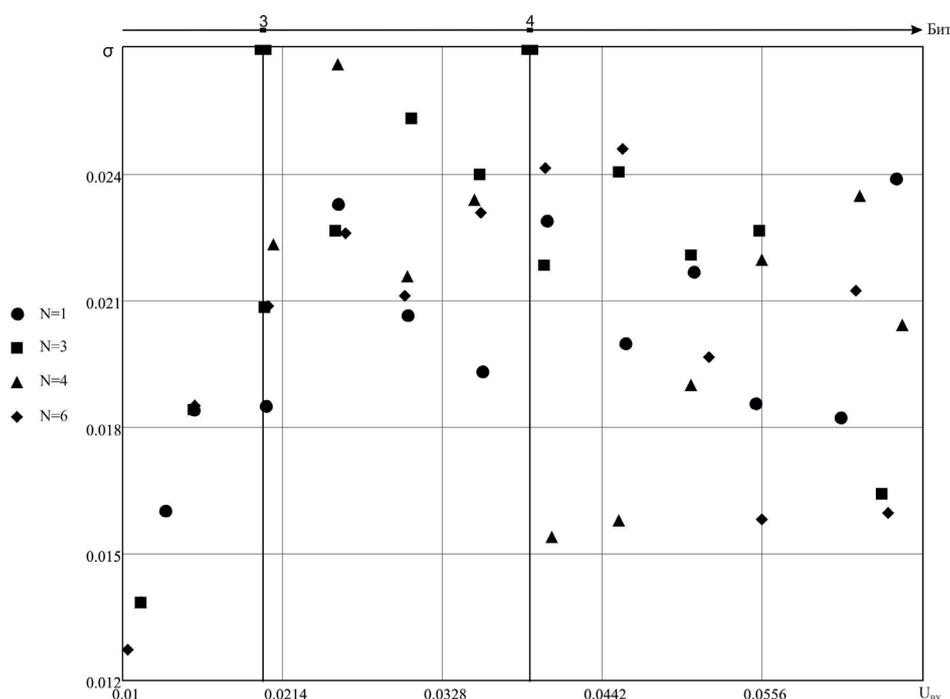


Рис.2.2 – Среднеквадратическое отклонение при малом сигнале

На рис.2.2 и 2.3 представлены зависимости σ от напряжения с генератора ($U_{вх}$) при малом (рис. 2.2) и большом уровне сигнала (рис. 2.3), при различном числе усреднений.

Из рис.2.2 видно, что в малом диапазоне (до 100мВ) усреднение не уменьшает погрешность аналого-цифрового преобразования и абсолютная погрешность достигает в максимуме 22 мВ. Стоит учесть, что в данном диапазоне задействовано только 3-4 бита АЦП. Это объясняется тем, что абсолютная погрешность данного АЦП составляет 2 младших бита и еще половину младшего бита дает интегральная нелинейность. Физически это объясняется погрешностью компаратора и ЦАП преобразователя из-за разброса элементов [6], а также использованием нестабильного источника опорного напряжения.

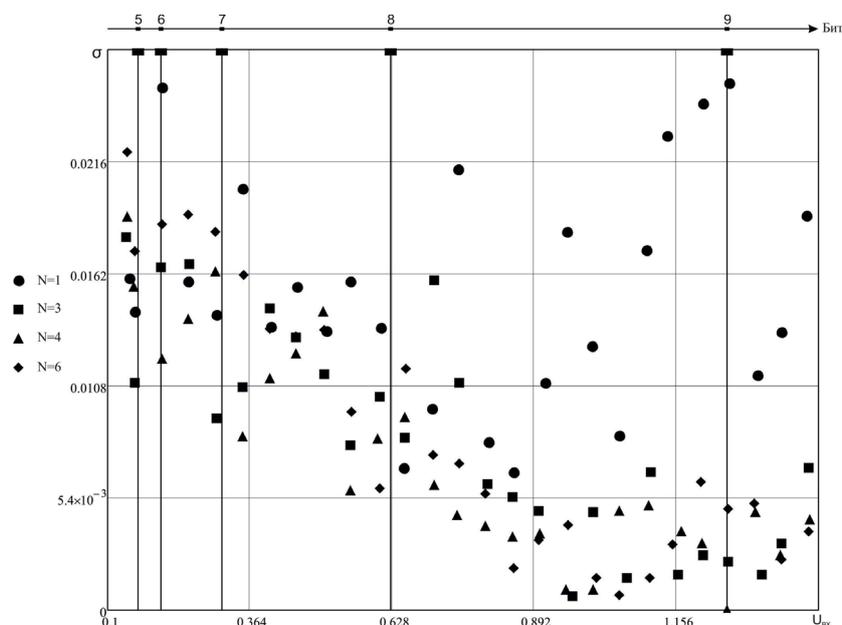


Рис.2.3 – Среднеквадратическое отклонение при большом сигнале

С повышением входного напряжения и задействованием большего числа битов АЦП погрешность начинает уменьшаться (Рис. 2.3) при условии использования усреднения. Характерной точкой является значение в 0.892 В. После нее погрешность при усреднении за 4– 10 периодов практически одинакова. До нее усреднение за большее число периодов дает более быстрый спад погрешности. Абсолютная погрешность в данной точке составляет 4.8мВ. Точка оптимальна, чтобы приводить к ней, с помощью усилителя, значение номинального тока в зависимости от автомата.

Библиографический список

1. Кузнецов Б.Ф., Абергенов В.И., Пильцов М.В. Тенденции и перспективы применения цифровых технологий в устройствах линейной защиты / Б.Ф. Кузнецов, В.И. Абергенов, М.В. Пильцов // Информационные системы контроля и управления в промышленности и на транспорте: сб. науч. тр. / под ред. Ю. Ф. Мухопода. – Иркутск :ИрГУПС, 2010. – Вып. 17. – С.132-134.
2. Шербаков В.С., Гнездов И.Н. Измерение среднеквадратического значения напряжения. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 120 с.(Электроизмерительные приборы; Вып. 28)
3. Естифеев А.В. Микроконтроллеры AVR. Руководство пользователя.– М.: Издательский дом “Додэка– XXI”, 2007. – 592 с.
4. Калиткин Н.Н. Численные методы.– М.: Издательство “Наука”, 1978. – 512 с.
5. Третьяк Л.Н. Обработка результатов наблюдений: учебное пособие. – Оренбург.: ГОУ ОГУ, 2004. – 171 с.
6. Волович Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. – М.: Издательский дом “Додэка– XXI”, 2005. – 528 с.

УСТРОЙСТВО ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ КАБЕЛЯ «ВИТАЯ ПАРА»

Р.О.Кузнецов

Ангарская государственная техническая академия
R13CS@yandex.ru

Создание компьютерных сетей вызвано практической потребностью пользователей удаленных друг от друга компьютеров в одной и той же информации. Расстояние между удаленными системами неизбежно растет. С ним же растет и длина сегмента локальной сети. Так, если рассматривать локальную сеть в пределах одного здания организации, узлы одного сегмента могут находиться в разных офисах и даже на разных этажах. При достижении предельной длины линии связи, растет число промежуточных устройств коммутации и, соответственно, число связывающих их линий. Параллельно росту расстояния между узлами, растет и число связывающихся между собой компьютеров и пользователей. Таким образом, количество сегментов может достигать сотен и тысяч с длиной от ста и выше метров каждый. С такой сложной и многочисленной сетью связей растет вероятность выхода из строя линий связи. Поэтому есть необходимость быстрого и эффективного тестирования кабельных систем: проверять работоспособность кабеля перед соединением двух клиентов, либо выявлять повреждения непосредственно между узлами. Другими словами, растет потребность в устройстве, позволяющем производить тестирование кабельной системы как локально, так и удаленно. Так же имеет некоторую ценность выявление причины неработоспособности. Обычно для организации вычислительной сети в пределах одного здания предприятия или нескольких близко расположенных зданий используется кабель витая пара с четырьмя парами проводов. Но, как известно, для полноценной работы могут использоваться не все пары (рассматривая стандарт EIA/TIA568, например, разводка кабеля по стандарту 1000-BASE-T требует соединения всех четырех пар, а разводка кабеля по стандарту 10/100-BASE-T всего двух). Предположим, произошло короткое замыкание между двумя контактами одной и той же пары (например, 4 и 5) или произошел обрыв одного из пары контактов (например 7), такое событие показано на рисунке 1. Неизвестно, как поведет себя сетевое оборудование: проигнорирует неисправные пары, или покажет, что вычислительная сеть неработоспособна. Не зная, в чем причина неисправности, единственно верное решение – заменить весь сегмент кабеля, протянув новый с этажа на этаж. Такой вариант решения задачи явно проблематичен как с позиции средств, так и с позиции времени (простой до восстановления связи). Но, если каким-то образом известна неисправность (так, как показана на рисунке 1), рациональней всего лишь с одного конца линии изменить разводку с 1000-BASE-T на 10/100-BASE-T (для рисунка 1 – исключив белые соединения). В большинстве случаев,

такой способ устраняет проблему, избавляя инженера от надобности заменять кабель целиком, экономя время и средства.

Исследование рынка электронных устройств для проверки кабелей RJ-45 приводит фактически к одному варианту решения поставленной задачи: прибор, в состав которого входит модульная переносная часть, подключаемая с другой стороны кабеля для удаленной проверки. Явный недостаток таких устройств: при выходе из строя модульной части (или при ее утере), вся тестирующая система целиком остается неработоспособным, так как возможности приобрести отдельную часть продукта обычно не предоставляется производителями. Так и наоборот, модульная часть не может работать автономно, и работающая часть системы остается бесполезной.

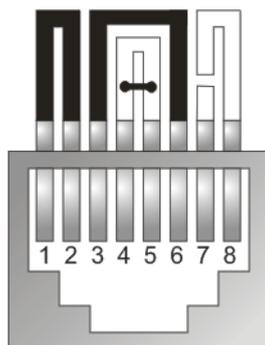


Рис. 1. Разводка кабеля RJ-45 по стандарту EIA/TIA568 (черные соединения – 10/100-BASE-T, черные+белые соединения – 1000-BASE-T).

Гораздо экономичнее и надежнее использовать устройство, которое может в одиночку производить тестирование кабеля локально, либо в паре с экземпляром того же устройства – удаленно. Таким образом, при выходе из строя одного из пары устройств, не теряется возможность тестирования локально, а приобретение копии для парной работы не остается проблемой.

Таким образом, было разработано устройство, способное осуществлять следующие операции:

- выявлять короткое замыкание между парами проводов (с последующей индикацией номеров проблемных контактов);
- выявлять провода, не пропускающие электрический сигнал (разрыв сигнального провода) (с последующей индикацией номеров проблемных контактов);
- определять тип кабеля с последующей индикацией следующих вариантов: стандарт EIA/TIA568A/B, либо уведомлять о неизвестном соединении;
- определять максимальную скорость передачи данных (10/100/1000-BASE-T для EIA/TIA568);

Структурная схема. Структурная схема устройства приведена на рисунке 1. Микроконтроллерная система «MCU» является главным вычислительным и тестирующим ядром данного устройства. Разъемы RJ-45 #1 и RJ-45 #2 предназначены для подключения к устройству одного кабеля стандарта RJ-45.

«Блок индикации» представляет собой набор индикаторов (возможно, дисплейного типа), предоставляющие возможность пользователю видеть результаты тестирования. «Блок индикации» может иметь различные конфигурации и различную структуру, т.к. он отображает унифицированную последовательность информационных бит, отправленные микроконтроллерной системой, которую можно привести к требуемому виду любыми сторонними средствами. Блок «НЧ Генератор» представляет собой тактовый генератор с разрешающим работу входом, генерирующий прямоугольный сигнал со скважностью 2 (меандр). Блоки с изображением диода предназначены для защиты от проникновения в цепь генератора сигналов, пришедших от разъемов RJ-45. Блок «DT» - D-триггер. Блок «ИЛИ» - система микросхем, выполняющих логическую операцию «ИЛИ» с восьмью входными сигналами. Но, при появлении хотя бы одного логического нуля на разрешающих входах, на выходе блока формируется логический ноль, независимо от входных сигналов.

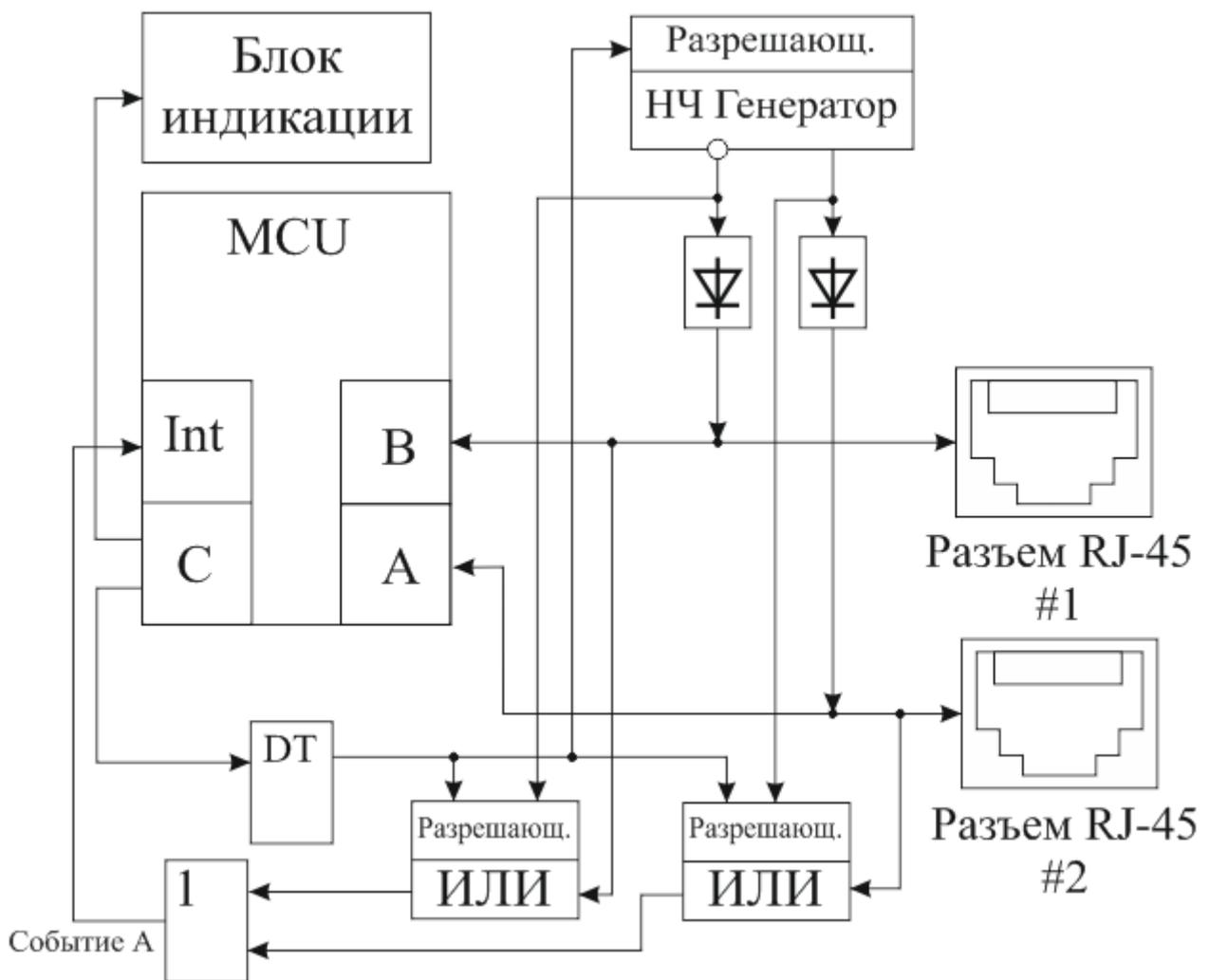


Рис. 2. Структурная схема устройства тестирования кабеля стандарта RJ-45.

Принцип работы. Микроконтроллерная системаMCU, являющаяся главным вычислительным и тестирующим ядром данного устройства, имеет три порта ввода-вывода: порт А, порт В и порт С.Порты А и В подключены к первому и второму гнездам RJ-45 соответственно, порт С используется для служебного вывода информации (индикация результатов работы).Программно для каждого вывода портов А и В реализован последовательный приемопередатчик по стандарту RS232 (за исключением напряжений логических уровней, при передаче используется ТТЛ-логика).

Работа всей установки делится на режимы:

- режим «ожидания кабеля» (P1);
- режим «сна» (Pc);
- режим «приема\передачи последовательностей» (P2);
- режим «вычисления и индикации» (P3);

Подробнее обо всех режимах. Первоначальным режимом, или набором инструкций микроконтроллера, выполняемых при включении питания или выходе его из режима сна, является режим P1. В него микроконтроллерная система входит при включении питания, либо при выходе из режима Pc (см. ниже). В режиме P1 микроконтроллерная система (далее CPU) выполняет следующие операции: в течение времени T_0 порт А посылает последовательности импульсов. Т.е. каждый вывод микроконтроллера PA.0 ... PA.7 генерирует последовательный код, несущий в себе служебную информацию. Эта информация однозначно определяет идентификационный номер устройства (далее DevID), генерируемый CPU случайным образом в момент включения питания; а так же содержит в себе режим, в котором устройство находится в данный момент, т.е. байт-дескриптор, указывающий на режим P1. Очевидно, что размер сообщения (в битах и бодах) постоянен и заранее известен, поэтому за время T_0 порт отправляет детерминированное число пакетов информации. После окончания интервала длительностью T_0 , в течение времени T_1 (причем T_1 равен T_0) порт А находится в состоянии приема импульсов, т.е. каждый вывод PA.0, PA.1 ... PA.7 находится в Z-состоянии и ожидает приема информации в виде последовательного кода. Если по окончании интервала времени длительностью T_1 код принят не был, CPU снова начинает отправлять информацию по протоколу, описанному выше. Т.о. режим P1 периодичен и имеет период $T = T_0 + T_1 = 2T_0 = 2T_1$. Тем самым образуется псевдополудуплексный режим приема-передачи, первую половину периода порт А «говорит», вторую половину – «слушает». Порт В в данном режиме работает противоположно порту А: в течение времени T_0 находится в состоянии «прослушки», в течение времени T_1 – передает служебную информацию (причем такую же, как порт А). На временной диаграмме (рисунок 3) формально показаны эти режимы работы. Предположим, в момент времени t_1 был присоединен кабель между гнездами одного и того же устройства (разъем RJ-45 #1 соединен с разъемом RJ-45 #2). Тогда порт В «прослушает» сообщения, переданные портом А. Из содержания сообщения CPU извлекает DevID и сравнивает со своим. Если информация совпала, CPU определяет, что кабель

подключен между портами А и В и запоминает этот факт. После этого система переходит к следующему режиму: режиму Р2, но только в том случае, если в принятом сообщении находился байт-дескриптор режима Р1 (защита от ошибочного приема сообщения). Предположим, кабель был присоединен в момент времени t_2 , и порт А получил только отрывок сообщения. Т.к. размер одного пакета информации фиксирован, система легко определит, что получила не полную информацию, и проигнорирует пакет. После этого порт А перейдет в режим «прослушки» и прочитает первый же пакет информации, отправленный портом В. Устройство перейдет в следующий режим подобно ситуации, рассмотренной выше.

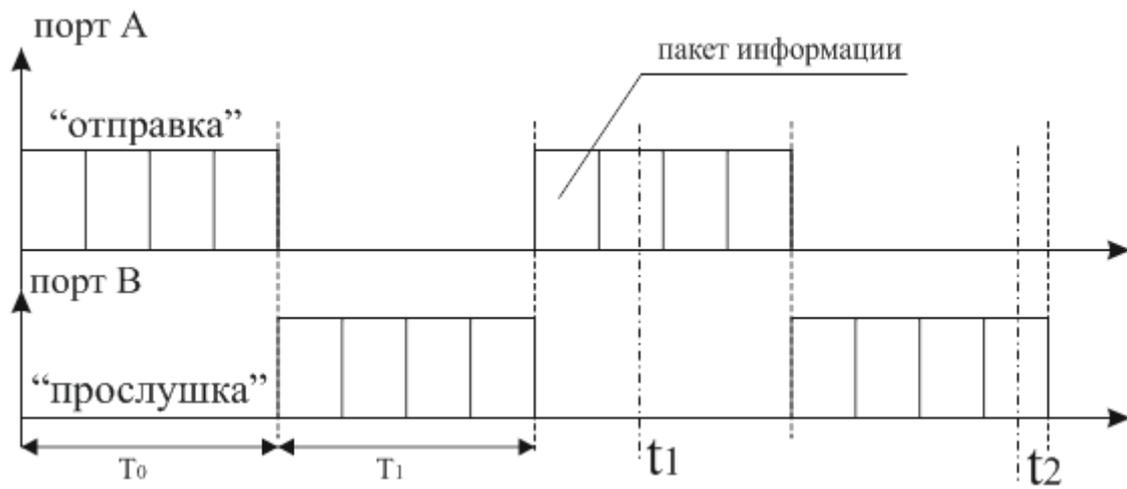


Рис. 3. Временная диаграмма режима работы Р1.

Предположим, кабель был присоединен между двумя различными устройствами, причем не имеет значения, между портами А1-А2, В1-В2 или А1-В2 (В1-А2). Каждое устройство имеет свою временную развертку (рисунок 4), и вероятность полного совпадения (когда устройства «слушают» и «говорят» одновременно) крайне мала. Поэтому, всегда есть такой момент времени, когда одно из устройств будет принимать сообщения, а другое – отправлять. Допустим, кабель был подключен между портами А1-А2 в момент времени t_3 . Сначала устройство никак не отреагирует, т.к. оба порта находятся в Z-состоянии. Но, т.к. имеет место разность фаз, порт А2 перейдет в режим передачи информации раньше, чем порт А1. Поэтому первое устройство примет пакет информации от второго, по значению DevID определит, что эта информация была прислана извне. Дождавшись, когда второе устройство перейдет в режим «прослушки», первое устройство отправит пакет информации со своим DevID и с байтом-дескриптором, который описывает, что устройство 1 приняло пакет и готово к тестированию (дальнейшей отправки служебной информации не требуется). После всего этого устройства перейдут в режим Р2.

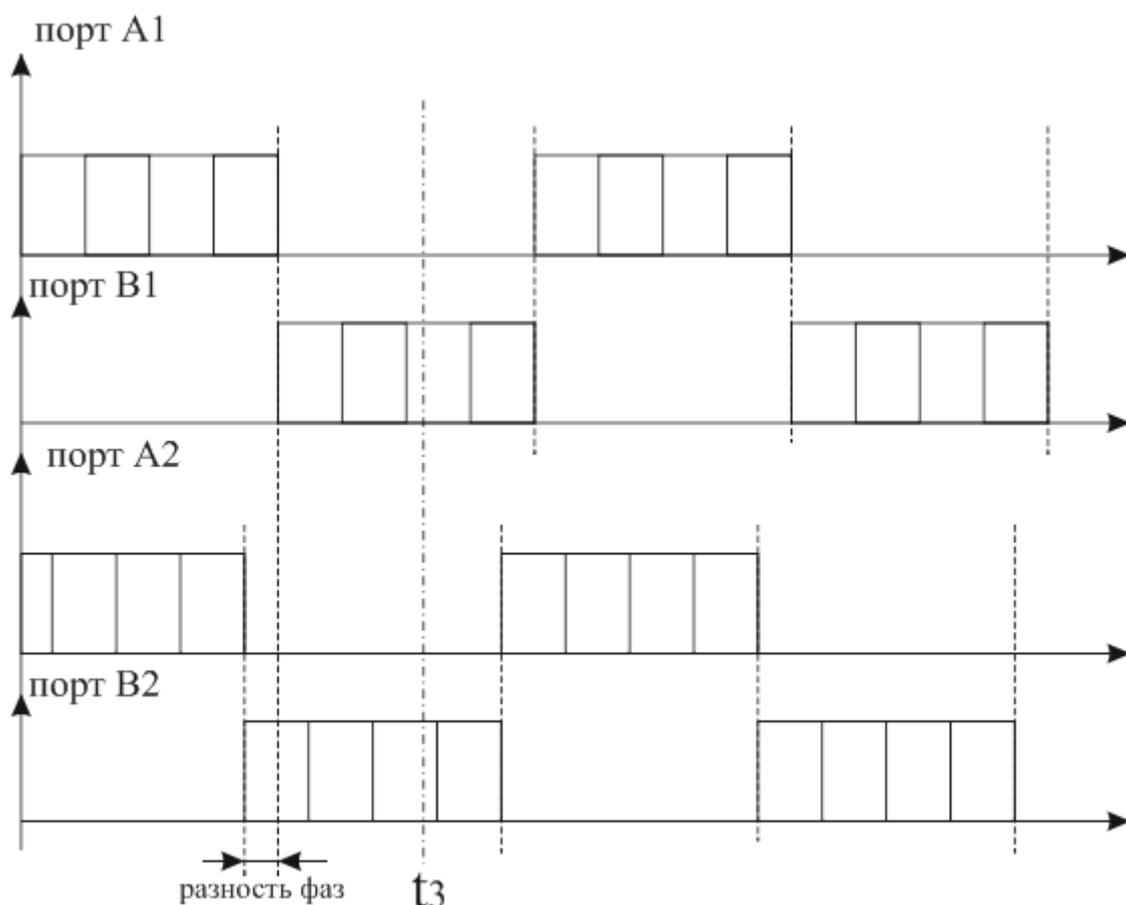


Рис. 4. Временная диаграмма режима работы P1 двух устройств

Нежелательная ситуация, когда одновременно будут подключены два кабеля между двумя устройствами. Такая ситуация закончится неопределенностью для оператора, какой именно из кабелей будет тестировать система.

Если в течении нескольких периодов T событие подключения кабеля так и не произошло, система переходит в режим P_c – режим «сна». При переходе в этот режим, CPU переключает D-триггер и переходит в «спящий режим», т.е. переводит все порты в высокоимпедансное состояние, отключает АЛУ, останавливает счетчик команд, но при этом потребляет гораздо меньше энергии от источника питания. Выход D-триггера разрешает работу блока автономной от микроконтроллера работы. Принцип действия такого блока заключается в следующем: разъемы RJ-45 подключены к элементам, выполняющим функцию логической операции ИЛИ, выходы которых подключены к входу прерывания микроконтроллера. Появление сигнала на любом из контактов разъема формирует прерывание и выводит микроконтроллер из «спящего режима», после чего система переходит в режим P1. Для того чтобы «спящее» устройство могло «разбудить» другое устройство или само себя при подключении кабеля, низкочастотный генератор поочередно отправляет логическую единицу на все контакты соответствующих разъемов RJ-45. Причем логическая единица с выхода генератора запрещает работу соответствующего логического элемента

«ИЛИ», чтобы этот сигнал не выводил контроллер из режима сна. Таким образом, реализован упрощенный вариант режима P1. Например, кабель подключен к двум портам одного устройства, логическая единица от генератора на первом разъеме RJ-45 перейдет на вход элемента «ИЛИ» второго разъема: система перейдет в режим P1. Допустим, кабель подключен к портам двух устройств: т.к. всегда присутствует некоторая разность фаз генератора, логическая единица одного устройства переведет в режим P1 второе устройство и наоборот. При выходе системы из режима Pс, CPU снова переключает D-триггер, отключая блок автономной работы. Режим Pс имеет смысл только в том случае, если весь блок автономной работы потребляет от источника питания гораздо меньше, чем CPU в активном режиме. Поэтому элементы блока должны быть построены на КМОП структурах.

В режим P2 система переходит при разных условиях, запомненных CPU. Если тестирование кабеля производится одним устройством, один из портов переходит в режим передачи, другой – в режим приема. Если тестирование кабеля производится двумя устройствами, один из портов каждой системы отключается, а другой переходит в режим приема с одной стороны, и в режим передачи – с другой. Тестирование кабеля происходит по следующему принципу. Восемь выводов порта, который находится в состоянии отправки, передают последовательности импульсов в виде байт. Для каждого вывода последовательность уникальна, и они выбраны так, чтобы логическое сложение любых последовательностей давала тоже уникальную последовательность. Если передавать однобайтные последовательности, такому условию отвечают значения $2^0, 2^1, 2^2 \dots 2^7$. Порт, который находится в состоянии «прослушки», принимает эти байты, но номера выводов уже не соответствуют отправляющим, а соответствуют разводке кабеля (рисунок 5). Таким образом, если 3-й вывод принял последовательности 00000010, то очевидно, что есть соединение между 3-им и 2-ым контактами кабеля с разных сторон соответственно. Если один или несколько выводов порта не принимают никаких последовательностей, можно делать вывод о разрыве провода. К тому же, CPU известно, какая последовательность не была принята, значит известно, какой контакт оказался разрывным с другой стороны. При коротком замыкании одной (или более) пар проводов, соответствующие выводы получают незнакомые последовательности, т.о. система может судить о коротком замыкании. Причем, если последовательности выбраны как степень двойки ($2^0, 2^1 \dots$), всегда можно вычислить между какими выводами контакт. Например, если принята последовательность 10001011, то известно, что произошло короткое замыкание между 1-ым, 2-ым, 4-ым и 8-ым выводами. Все эти факты CPU запоминает для последующей индикации. Главным условием работы устройства без выхода его из строя – микроконтроллерная система должна выдерживать короткие замыкания выводов порта.

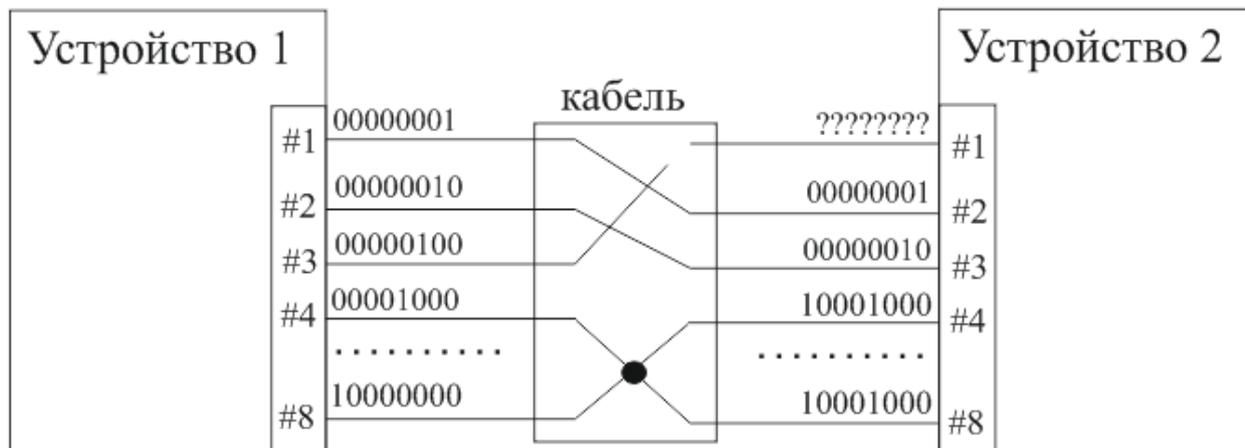


Рис. 5. Функциональная схема тестирования кабеля.

Режим тестирования длится в течение времени T_2 , достаточного для однозначного определения всего вышеперечисленного. Если же порты перестали принимать данные менее чем через половину интервала длительностью T_2 , система обнаруживает отсоединение кабеля и переходит в режим P1. Иначе, по истечению времени T_2 устройство или оба устройства переходят в режим P3.

В режиме P3, устройство, которое принимало последовательности байт, начинает анализ результатов тестирования и формирование пакета информации, несущей в себе все выводы, заявленные в списке выполняемых функций. Далее эта последовательность отправляется на блок индикации. Если работа устройства производилась в паре, служебная информация по присоединенному кабелю отправляется на второе устройство, где принятые данные отправляются на свой блок индикации. Таким образом, пользователи на обоих удаленных концах кабеля видят результат тестирования. Система возвращается в режим P2.

РАЗРАБОТКА ПРИЁМНИКА СПУТНИКОВЫХ СИГНАЛОВ ДИАПАЗОНА 137 МГц

П.М. Купреев, А.С. Попов, С.Н. Колесник

Иркутский государственный университет путей сообщения
raha_1988@mail.ru, kyf_2001@mail.ru

Аннотация. Предложена структура комплекса для определения температуры поверхности Земли по данным с метеорологического спутника NOAA. Описывается разработанный приемник, входящий в состав этого комплекса.

NOAA - метеорологические спутники, принадлежащие национальному управлению океанических и атмосферных исследований США. В настоящее время находится в эксплуатации на солнечно-синхронной орбите высотой 849 км с периодом обращения 102 минуты [1].

Солнечно-синхронная орбита позволяет спутнику проходить над любой точкой земной поверхности приблизительно в одно и то же местное солнечное время. Это необходимо для того, чтобы во время разных проходов спутника солнце освещало земную поверхность под одним и тем же углом.

Спутник несёт на себе следующие приборы: усовершенствованный зондирующий прибор СВЧ (AMSU), усовершенствованный радиометр очень высокого разрешения (AVHRR), а также инфракрасный радиометр с высокой разрешающей способностью.

AVHRR производит сканирование земной поверхности, угол сканирования $\pm 55^\circ$, полоса обзора около 3000 км.

Сканер работает в пяти спектральных диапазонах:

- 1) 0,58-0,68 мкм (красный участок спектра);
- 2) 0,725-1,0 мкм (ближний ИК);
- 3) 3,55-3,93 мкм (участок ИК-диапазона, оптимальный для измерения излучения от лесных и других пожаров);
- 4) 10,3-11,3 мкм (канал для измерения температуры поверхности суши, воды и облаков);
- 5) 11,4-12,4 мкм (канал для измерения температуры поверхности суши, воды и облаков).

Для передачи отсканированной информации, на спутнике имеются два радиопередатчика. Первый передатчик имеет мощность 5,5 Вт, работает на частоте 1700 МГц и передает сигнал HRPT (изображение с высоким разрешением). Один пиксель изображения, передаваемый в сигнале HRPT, имеет размер 1,1x1,1 км. Скорость передачи составляет 665,4 Кбит/с.

Второй передатчик имеет мощность 10 Вт, излучает частотно-модулированный сигнал на несущих в диапазоне частот 137-138 МГц, с девиацией частоты 34 кГц. Этот сигнал называется сигналом ART (аналоговая

передача изображения). Один пиксель изображения в сигнале АРТ имеет размер 4х4 км.

Для получения карты температур поверхности Земли необходимо принять сигнал со спутника, подать его в аналоговом виде на вход звуковой карты и полученные цифровые отсчеты сигнала обработать с помощью специального программного обеспечения.

Структурная схема комплекса, для получения карты температур поверхности Земли по данным спутников NOAA приведена на рис. 1.

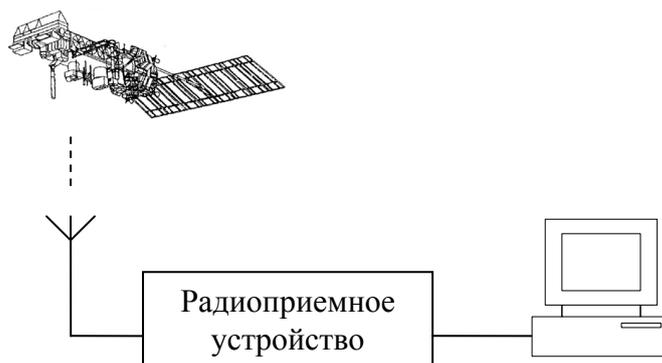


Рис.1. Структурная схема комплекса для получения карты температур поверхности Земли

Одним из важнейших элементов комплекса, обеспечивающим высокое качество работы комплекса в целом, является радиоприемник. Поэтому разработке приемника уделено наибольшее внимание.

Для обеспечения наилучшей чувствительности и избирательности была выбрана супергетеродинная схема приемника [2,3].

На рис. 2 изображена структурная схема супергетеродинного радиоприемника:

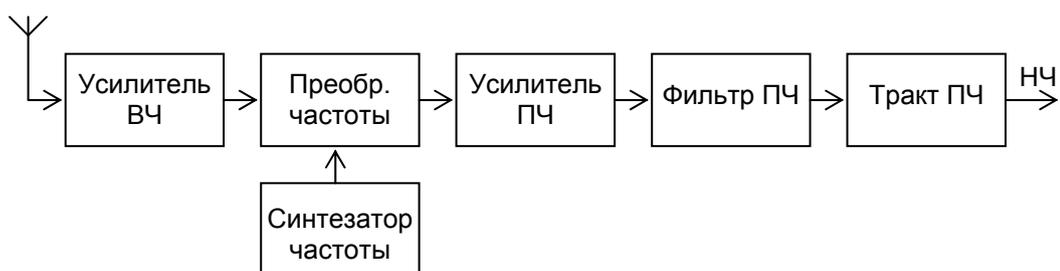


Рис. 2. Структурная схема супергетеродинного радиоприемника

Усилитель высокой частоты построен по каскадной схеме, которая имеет высокую устойчивость к самовозбуждению характерную для схемы с общей базой и большой коэффициент усиления по мощности характерный для схемы с общим эмиттером. В преобразователе частоты использована микросхема К174ПС1, которая представляет собой двойной балансный смеситель. Усилитель промежуточной частоты выполнен на микросхеме К174УР10, которая представляет собой широкополосный усилитель. Нагрузкой усилителя

промежуточной частоты является кварцевый полосовой фильтр (фильтр ПЧ). Основным элементом тракта промежуточной частоты является микросхема К174ХА6. Она предназначена для усиления-ограничения напряжения промежуточной частоты, детектирования ЧМ-сигналов на промежуточной частоте, индикации уровня сигнала на ее входе, формирования напряжения автоматической регулировки частоты (АПЧ) [4].

Синтезатор частоты предназначен для формирования высокостабильной гетеродинной частоты. Основным элементом синтезатора является микросхема UMA1014, на основе которой реализован цифровой фазовый детектор, цифровые делители частот сигналов генератора опорной частоты и генератора управляемого напряжения (ГУН) [5]. В качестве ГУН использована микросхема MAX2620 [6]. Микросхема UMA1014 программируется по последовательному интерфейсу I2C в момент включения устройства. Источником программирующего кода является микроконтроллер PIC12F675, в котором программно реализован интерфейс I2C [7]. Кроме того, имеется возможность перестройки синтезатора на любую из частот работы спутников NOAA: 137,1МГц, 137,3МГц, 137,4МГц, 137,5МГц, 137,62МГц, 137,85МГц, 137,9125МГц. Структурная схема синтезатора представлена на рис.3. Вид собранного на монтажной плате устройства показан на рис.4.

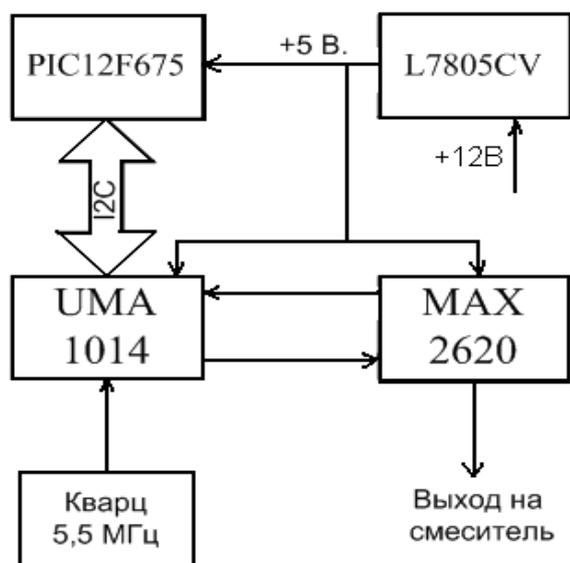


Рис.3. Структурная схема синтезатора частот

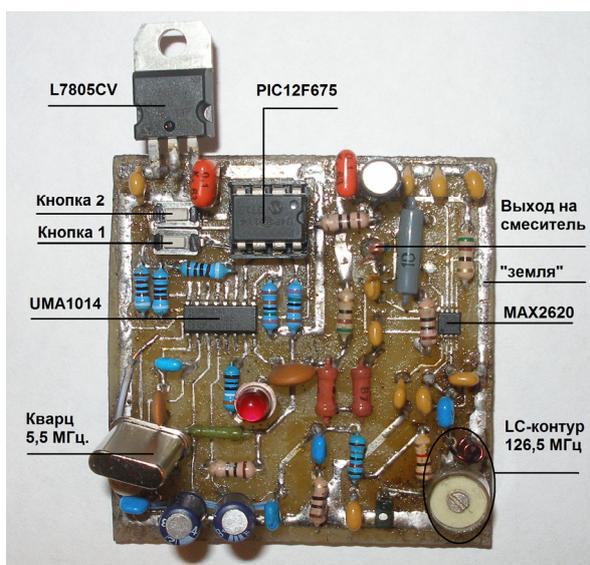


Рис.4. Синтезатор частот

Собранный радиоприемник изображен на рис. 5. После сборки и настройки были измерены основные характеристики приемника. Так, например, чувствительность приемника на частоте 137 МГц оказалась не хуже 1 мкВ, девиация частоты сигнала, принимаемого приемником без искажения равна 40 КГц.

По сравнению с аналогом [8], разработанный приемник, имеет меньшую стоимость (меньше в 3 раза) при аналогичных технических характеристиках.

Разработанный приемник в составе комплекса (рис.1) может быть использован как лабораторный стенд для знакомства или изучения информации передаваемой метеорологическими спутниками.

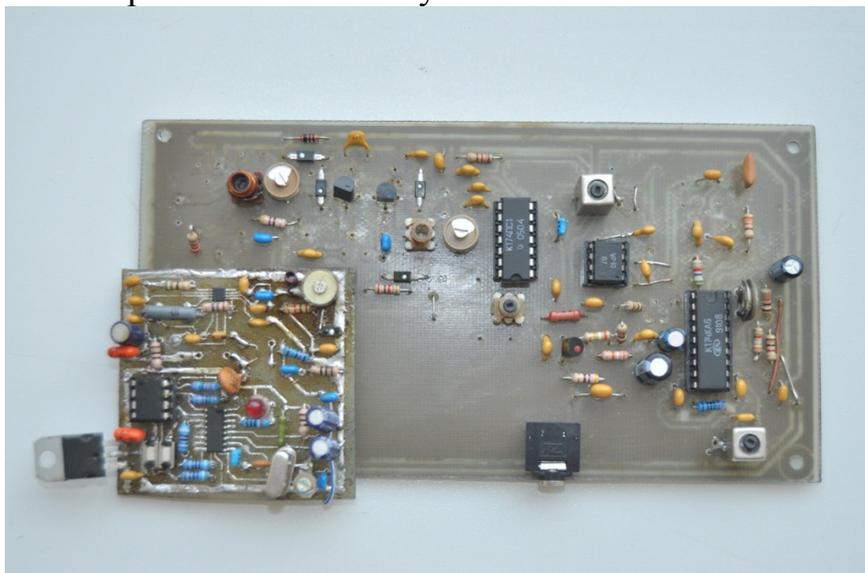


Рис. 5. Плата приемника диапазона 137 МГц

Кроме того, по информации, полученной с помощью комплекса возможно обнаружение мест возникновения лесных пожаров, пожаров около объектов железной дороги, прогнозирование снежных заносов пути, прогнозирование ледовой обстановки, измерение площади снежного покрова и других задач.

Библиографический список

1. Кашкин В.Б., Сухинин А.И. Дистанционное зондирование Земли из космоса. Цифровая обработка изображений: Учебное пособие. – М.: Логос, 2001. – 264 с.: ил.
2. Марюхненко В.С. Радиоприемные устройства: Учебное пособие. Часть 1.– Иркутск: ИВАИИ. 2001. – 310 с.
3. Садовомский А.С. Приемно-передающие радиоустройства и системы связи: Учебное пособие для студентов специальности 21020165. – Ульяновск: УлГТУ, 2007. – 243 с.
4. Новаченко И.В., Петухов В.М., Блудов И.П., Юровский А.В. Микросхемы для бытовой радиоаппаратуры: Справочник. – М.: «КУБК-а», 1996. – 384 с.
5. <http://www.alldatasheet.com /Datasheet UMA1014T>.
6. <http://www.alldatasheet.com / Datasheet MAX2620>.
7. Семенов Б.Ю. Шина I2C в радиотехнических конструкциях. –М.: СОЛОН-Р, 2002. 196 с. – (Серия «Просто и доступно»).
8. <http://www.hamtronics.com/r139.htm>.

РАЗРАБОТКА МОДЕМА ДЛЯ ПОДВОДНОЙ СВЯЗИ

Е.С.Латыпов, В.Е.Засенко (научный руководитель)

Иркутский государственный технический университет

reierem@istu.edu

Известно, что подводный канал, с точки зрения распространения сигнала, относится к сложным объектам. Здесь наблюдается сильное поглощение высокочастотных колебаний, хотя на частотах акустического диапазона возможна организация канала связи до десятков километров и более. Наличие многолучевости в периоды волнения моря приводит к случайным замираниям сигналов, кроме того, в канале могут наблюдаться и частотно-зависимые затухания.

Одной из основных задач, решаемых при создании подводных роботов, является задача дистанционного управления объектами робота и передачи телеметрической информации, накапливаемой бортовыми устройствами, функционирующего робота. Главными требованиями, предъявляемыми к телеметрической системе передачи информации, являются высокая помехоустойчивость системы и скорость передачи информации, все это должно сочетаться с надежностью системы, простотой ее исполнения при соблюдении, энергозатратных, массогабаритных и ряда других требований. Задачи разработки телеметрической системы для гидроакустического канала являются актуальными.

Высокая помехоустойчивость и скорость передачи информации требования противоречивы. Для повышения помехоустойчивости необходимо кодировать передаваемые сигналы, а это требует использование частотного ресурса канала связи, который в условиях гидроакустического канала является весьма ограниченным. Главными мешающими факторами, влияющими на помехоустойчивость, является многолучевость и аддитивные шумы канала. Для преодоления последствий действия многолучевости в гидроакустическом канале применяют те же методы, что и в условиях эфирного канала распространения радиоволн, сложные сигналы (ЛЧМ и ШПС), модуляцию методом уплотнения канала ортогональными несущими (OFDM). Все эти методы приводят к снижению скорости передачи информации по каналу.

Увеличение скорости возможно путем выбора соответствующего метода модуляции сигнала. Так, например, повышение кратности фазовой манипуляции ведет к увеличению скорости передачи, но одновременно снижается помехоустойчивость системы связи, что ведет к увеличению числа ошибок в принятом сообщении.

Компромиссным вариантом для получения более высокой скорости передачи и допустимого числа ошибок является применение методов сложных сигналов в сочетании с правильным выбором способа модуляции. Из литературных источников известно, что с применением этих методов удается достигнуть скоростей 10 – 30 кбит/с на дальностях порядка двух километров, при вероятности ошибки $>10^{-10}$.

Целью данного сообщения является предварительная оценка скорости передачи цифровой информации при работе модема с простыми импульсными сигналами.

Для проверки основных положений и возможностей реализации системы были проведены натурные эксперименты в условиях замены акустического канала эфирным.

Задачей эксперимента была проверка работоспособности устройства и получение оценки возможной скорости передачи цифровой информации при допустимом уровне ошибок. Для передачи использовался цифровой сигнал в виде отрезка двоичной последовательности единиц и нулей.

Исследование особенностей передачи цифровой информации посредством пьезокерамических излучателей проводилось для двух способов манипуляции несущей частоты цифровой последовательностью: минимальной частотной модуляцией с индексом 0,5 и двоичной фазовой манипуляцией. Минимальная частотная модуляция, осуществляемая без разрывов фазы колебания при смене передаваемого символа, имеет компактный спектр, при ее применении более эффективно используется частотное пространство. Двоичная фазовая манипуляция сопровождается быстрыми скачками фазы на 180° , что вызывает расширение спектра. Однако, достоинством фазовой манипуляции является то, что увеличение кратности манипуляции приводит к увеличению скорости передачи сигнала.

Функциональная схема экспериментальной установки приведена на рис.1. Приемник и передатчик, используемые в макете модема, имеют гибридный принцип построения и каждый из них состоит из двух блоков – программного и электронного.

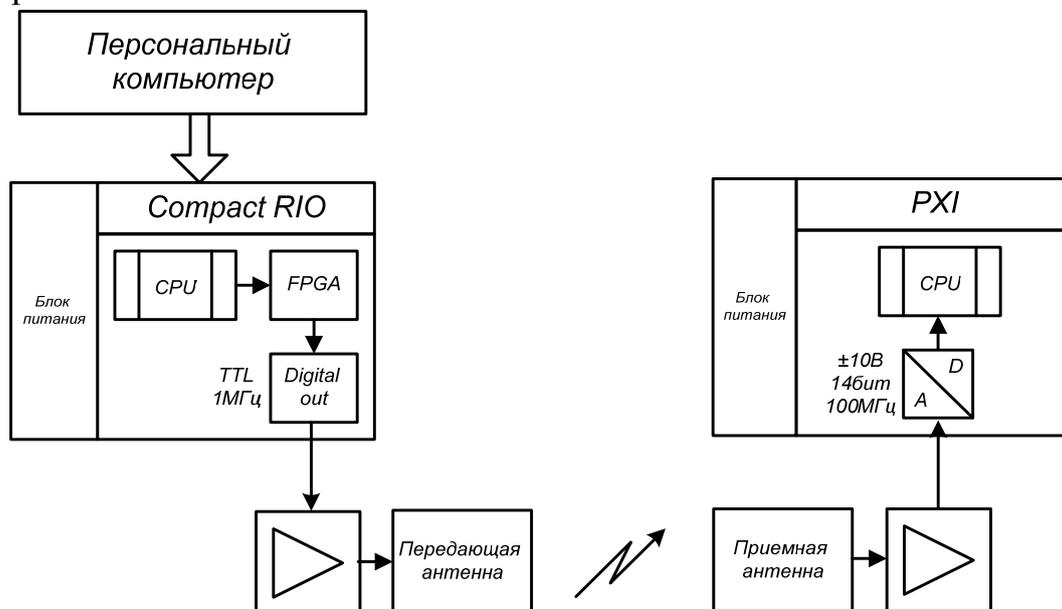


Рис.1

Программные блоки обеих частей макета, написаны на языке LabVIEW, выполняют действия по модуляции сигнала, предназначенного для излучения, демодуляции принимаемого сигнала, реализуют функции по отображению формы генерируемых и принимаемых сигналов.

Электронный блок передающей стороны макета содержит усилитель мощности, построенный по двухтактной схеме с трансформаторным выходом. В выходном каскаде используются полевые транзисторы IRFZ44N. Выходной каскад работает в режиме класса D, в качестве фазоинверсного каскада используется цифровая микросхема. Переход от программного к электронному блоку обеспечивается блоком CompactRIO.

Электронный блок приемного тракта обеспечивает усиление сигнала, получаемого на выходе пьезокерамического преобразователя, используемого в качестве приемной антенны. Здесь используется двухкаскадный усилитель, каждый каскад которого выполнен на биполярных транзисторах по каскадной схеме ОЭ-ОБ с избирательной нагрузкой. В качестве избирательной нагрузки используется одиночный колебательный контур. Принятый сигнал, снимаемый с выхода усилителя, дискретизируется и поступает на вход АЦП, с выхода которого цифровой сигнал передается на обработку программному блоку приемника.

Выбор несущей частоты, на которой осуществляется передача, $f_n = 41$ кГц, связан с имеющимися в наличии пьезокерамическими преобразователями, используемыми в качестве передающей и приемной антенн. Оценка амплитудно-частотной характеристики, используемого преобразователя, снятая экспериментальным путем, показывает, что полоса пропускания, по уровню половинной мощности, составляет величину порядка 3 кГц.

Экспериментальные исследования проводились на различных скоростях передачи, лежащих в пределах от 2 до 6 кбит/с. Длительность единичного импульса при скорости передачи 2 кбит/с, составляет 500 мкс, на этом на длительности единичного импульса укладывается 20,5 периодов несущей частоты.

При минимальной частотной модуляции на скорости передачи 2 кбит/с разность частот заполнения сигналов составляет 1 кГц, частота заполнения единичного бита $f_1 = 40,5$ кГц, а нулевого бита $f_0 = 41,5$ кГц. На рис. 2 приведены осциллограммы цифрового сигнала, 1 1 1 0 1 1, предназначенного для передачи а) и сигнала на выходе модулятора, осуществляющего минимальную частотную манипуляцию б). На этом же рисунке показана осциллограмма несущей, манипулированной с помощью двоичной фазовой манипуляции в). При фазовой манипуляции отчетливо видны моменты коммутации фазы на 180° .

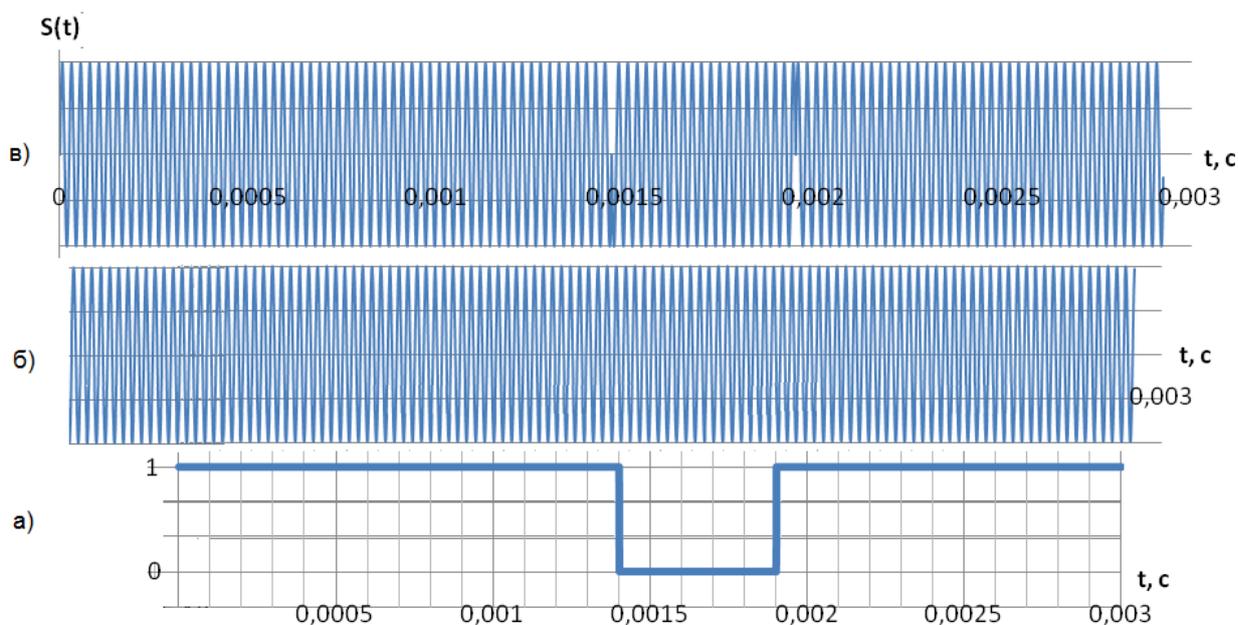


Рис. 2

Осциллограмма сигнала принятого приемником при передаче по каналу цифрового сигнала с минимальной частотной модуляцией показана на рис.3.

Анализируя осциллограмму сигнала на выходе канала, необходимо отметить наличие многолучевости. Ее можно объяснить отражением сигнала от стенок комнаты, в которой проводился эксперимент, и различных предметов, находящихся в комнате. Сигнал передается достаточно чисто и хорошо восстанавливается после демодуляции.

Огибающая сигнала имеет незначительную паразитную амплитудную модуляцию, наблюдается некоторый подъем амплитуды при передаче нулевого бита информации. Длительность переднего фронта импульса составляет порядка 10 – 15 периодов несущей частоты, задний фронт более продолжительный. Ширина спектра сигнала длительностью 500 мкс при минимальной частотной модуляции практически полностью укладывается в эффективную полосу пьезокерамического преобразователя – 3 кГц. При частотной манипуляции возможна удовлетворительная работа до 5 кбит/с, хотя наблюдается значительное уменьшение интенсивности излучаемого сигнала.

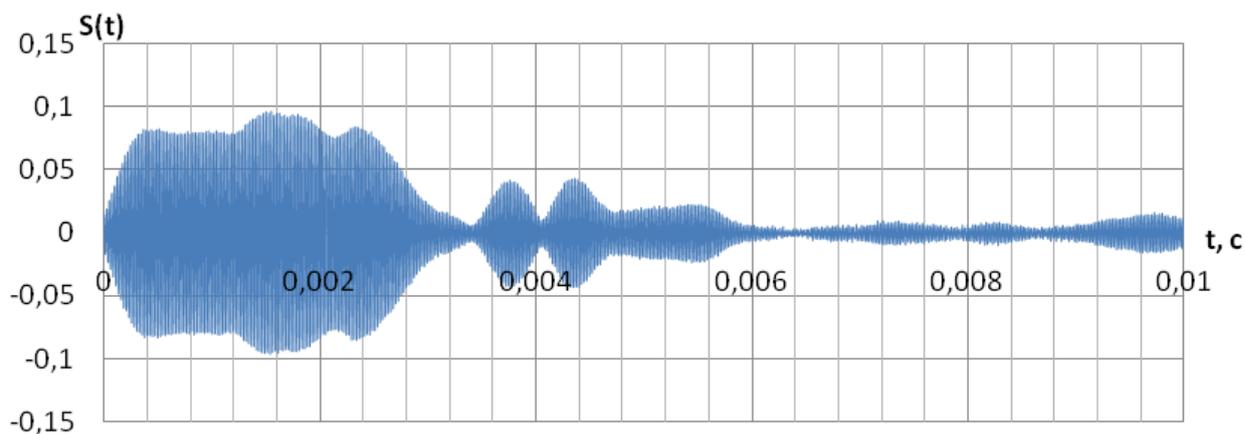


Рис. 3

Сигнал с фазовой манипуляцией, передаваемый с такой же скоростью, показан на осциллограмме рис. 4.

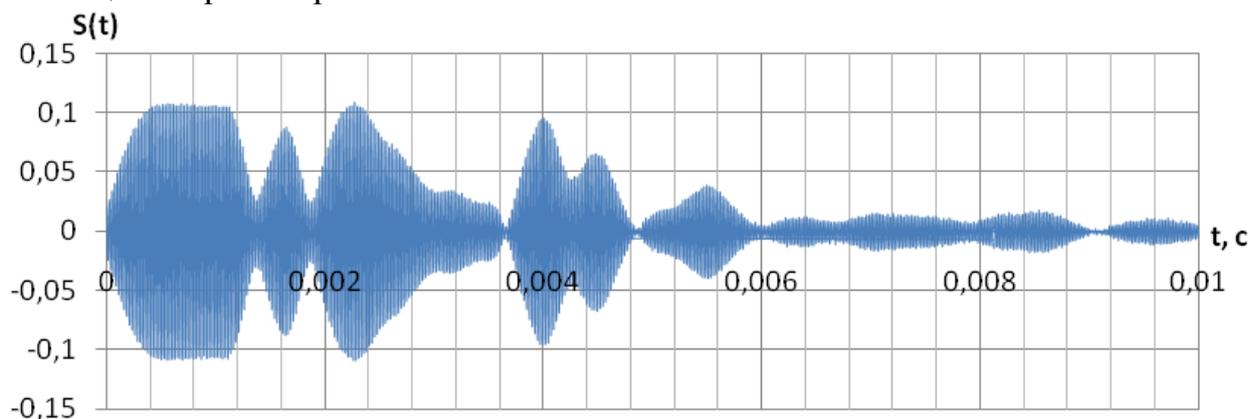


Рис. 4

При передаче фазоманипулированного сигнала явно сказывается узкополосность канала. Действительно, наличие глубокой паразитной амплитудной модуляции вызвано быстрыми переключениями фазы сигнала и недостатком полосы для передачи высокочастотных процессов. В результате на длительности нулевого бита видно, что сигнал не успевает достигнуть своего максимального значения, длительность импульса соизмерима с длительностью переходных процессов. На более высоких скоростях этот фактор значительно усиливается, так при скорости 5 кбит/с на длительности импульса укладывается порядка 7 периодов несущей частоты, что меньше длительности переходного процесса, в результате чего восстановить сигнал без ошибок уже не возможно.

Таким образом, сравнение сигналов с минимальной частотной модуляцией и двоичной фазовой манипуляцией показывает, что применение частотной манипуляции цифровых сигналов без разрыва фазы, с точки зрения помехоустойчивости, являются более предпочтительным.

КОРРЕЛЯЦИОННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ ИОНОСФЕРЫ

Е.С.Латыпов, В. Е.Засенко(научный руководитель)

Иркутский государственный технический университет
reirem@istu.edu

Одной из характеристик сигнала, во временной области его существования, является корреляционная функция. Корреляционная функция характеризует степень взаимосвязи сигнала со своей копией, сдвинутой на величину τ по оси времени. При отсутствии временного сдвига, когда $\tau = 0$, любой сигнал будет в точности соответствовать своей копии и, следовательно, иметь полную корреляцию, значение которой определяется энергией сигнала. Уровни сигнала, получаемые на выходе коррелятора при сдвигах $\tau \neq 0$, называемые боковыми лепестками функции корреляции, могут принимать различные значения. Пригодность сигналов, применяемых в различных радиотехнических системах для повышения помехоустойчивости, разрешающей способности, скрытности передачи, определяется по виду автокорреляционной функции сигнала, которая должна иметь единственный максимум и обладать большим отношением максимума к боковым лепесткам корреляционной функции. Сигналы, обладающие подобными свойствами, называются сложными или широкополосными сигналами, они обладают базой

$$B = 2TF \gg 1,$$

где T – длительность сигнала, Δf – занимаемая им полоса частот. К таким сигналам относятся последовательности импульсов различной полярности, содержащие N импульсов длительностью τ , которые называются элементарными импульсами, и составляют сигнал длительностью $T = N\tau$. Полоса частот, характеризующая скорость изменения сигнала во времени определяется длительностью элементарного импульса τ , а длительность сигнала, T – определяет его энергетические характеристики.

Корреляционная функция сигнала дает представление не только о некоторых свойствах сигнала, без разложения его на гармонические составляющие, но и повышает вероятность обнаружения сигнала. Сигнал, обладающий хорошими корреляционными свойствами, может быть обнаружен даже в том случае, если он полностью замаскирован шумами, неизбежно присутствующими в канале передачи информации. Такой вид обнаружения сигнала, известен как обнаружение сигнала по форме или кодовое разделение сигналов, находит применение в системе сотовой связи, работающей по стандарту CDMA. Применение способа обнаружения сигнала по форме, наряду с традиционными частотным и амплитудным способами селекции сигналов обеспечивает более надежное обнаружение сигнала, замаскированного шумами.

Ионозонд вертикального зондирования, DPS-4, которым оснащена ионосферная обсерватория института Солнечно-Земной физики (ИСЗФ СО РАН) г. Иркутск, работает круглосуточно в автоматическом режиме по заданной про-

грамме, излучая в вертикальном направлении фазоманипулированные импульсы, несущая частота которых, постоянна на длительности импульса, после излучения серии импульсов изменяется, с заданным шагом дискретности, в диапазоне частот 1 – 10 МГц.

Передатчик ионозонда DPS-4, в двух соседних актах зондирования, излучает импульсы, коды которых отличаются по своей структуре и разработаны с таким расчетом, что структура боковых лепестков автокорреляционной функции одного кода является зеркальной копией, относительно нулевой линии по напряжению, аналогичной структуре другого кода. Такие кодовые посылки называются комплементарными. Суммирование автокорреляционных функций двух таких импульсов приводит к удвоению центрального пика автокорреляционной функции и взаимной компенсации боковых лепестков, что приводит к значительному повышению отношения максимума к боковым лепесткам и способствует улучшению способности обнаружения сигнала.

Структура кодов, излучаемых ионозондом DPS-4, расчетные значения автокорреляционных функций комплементарных кодов и сумма автокорреляционных функций, приведены на рис.1.

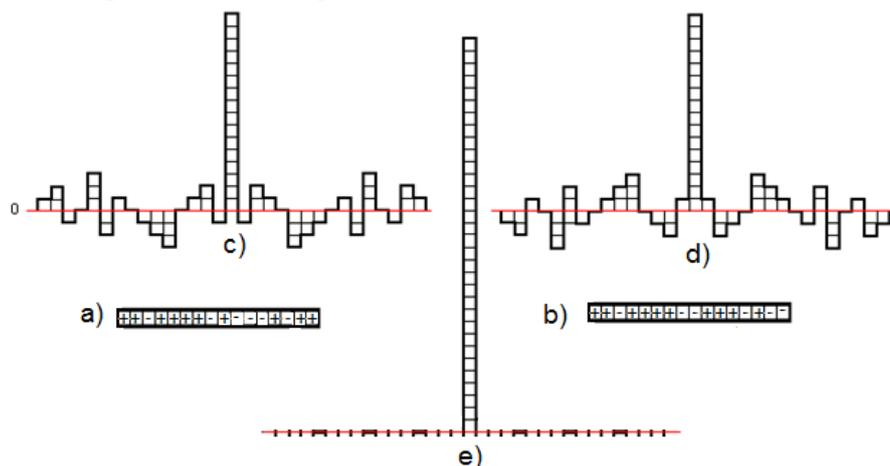


Рис.1

Целью данной работы является создание виртуального прибора в среде LabVIEW, предназначенного для корреляционной обработки сигналов ионозонда вертикального зондирования DPS-4, зарегистрированных приемником вынесенного приемного пункта.

Данная программа выполняет функцию корреляции между ожидаемым сигналом и исследуемым сигналом. Ожидаемый сигнал задан в виде последовательности отсчетов этого сигнала, записанной в одномерный массив. Исследуемый сигнал берется из текстового файла, в котором записаны отсчеты этого сигнала через определенные промежутки времени, т.е. дискретизированный сигнал.

Программа открывает текстовый файл и преобразует его в массив с помощью виртуального прибора (ВП) **Read From Spreadsheet File VI**. Далее эти

два массива (1-ый с ожидаемой последовательностью, 2-ой с исследуемой последовательностью) поступают в цикл For.

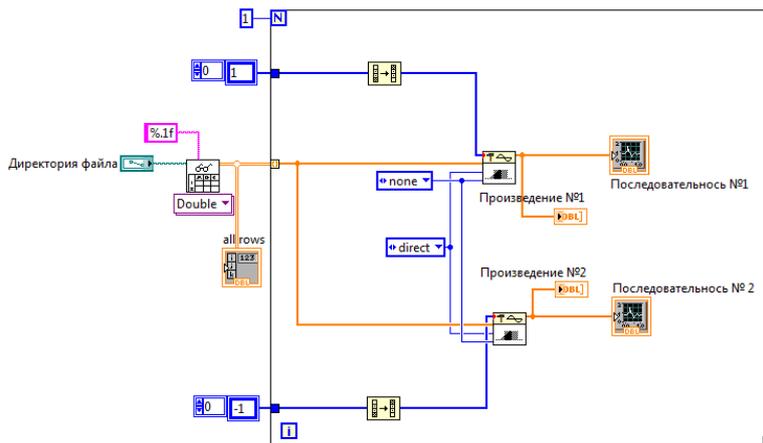


Рис.2

В цикле выполняется вычисление корреляционной функции с помощью ВП **CrossCorrelationVI**.

$$h_j = \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cdot y_{j+k}$$

где x – отсчеты ожидаемой последовательности, y – отсчеты исследуемой последовательности. Результаты корреляции выводятся в виде графиков.

На рис.3 показан фрагмент записи сигналов ионозонда DPS-4 полученной на вынесенном приемном пункте, расположенном технопарке ИрГТУ на удалении 1,5 км от передатчика ионозонда. На рисунке показана осциллограмма принимаемого сигнала на выходе одного из квадратурных каналов приемного тракта. Хорошо различим зондирующий сигнал ионозонда, двухполярный импульс большой амплитуды, в нем хорошо распознается код сигнала b), показанный на рис. 1, но принятый со сдвигом по фазе на 180° .

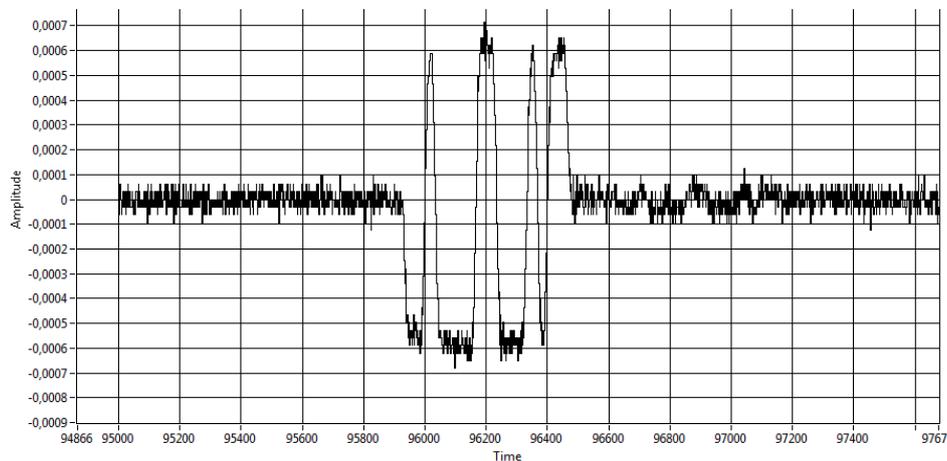


Рис.3

Передатчик ионозонда имеет мощность излучения порядка 150 Вт, поэтому в записи, полученной на вынесенном приемном пункте, мы наблюдаем

достаточно сильный зондирующий сигнал. Достигая ионосферного слоя, способного отразить сигнал данной частоты, сигнал претерпевает энергетические потери и возвращается к приемнику значительно ослабленным. Кроме того, в реальном канале неизбежно присутствуют различного рода шумы и помехи, маскирующие слабый отраженный сигнал. Описанную картину мы наблюдаем на осциллограмме, приведенной на рис.3. Зондирующий сигнал выделяется уверенно, в то время как отклик ионосферы на этот зондирующий сигнал плохо различим на фоне шумов в исходной записи, приведенной на рисунке. Наша задача заключается в выделении этого сигнала из шума, она решается в результате обработки сигнала, в том числе и с помощью коррелятора.

Результаты обработки приведенного сигнала показаны на рис.4. Обработка заключалась в усилении сигнала, пропускании его через пороговое устройство с заданными пороговыми уровнями по положительному и отрицательному уровням сигнала и с дальнейшей

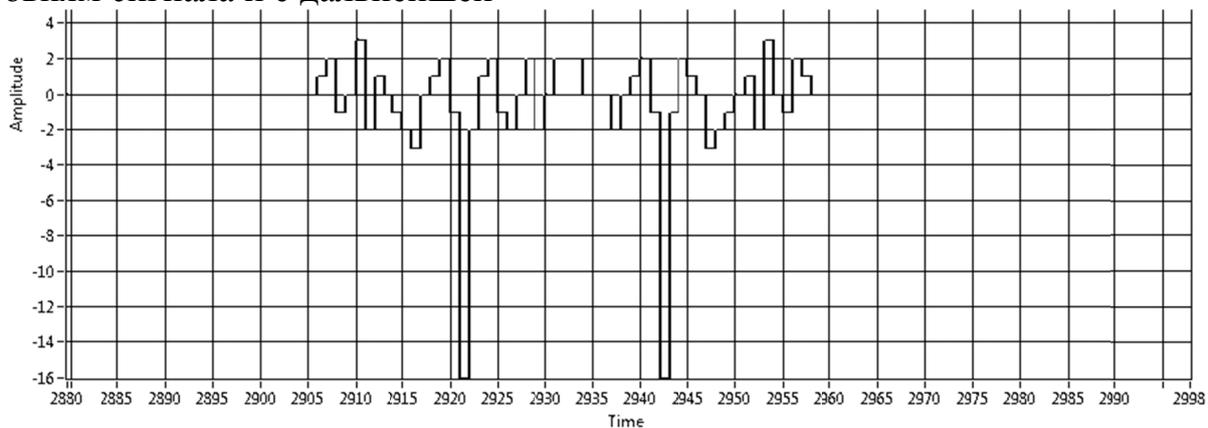


Рис.4

корреляционной обработкой, с помощью ВП, блок- диаграмма которого показана на рис.2.

На осциллограмме рис.4 видим две корреляционные функции зондирующего и отраженного от ионосферы сигналов. Замаскированный шумами отраженный сигнал хорошо заметен после корреляционной обработки. Максимальные выбросы боковых лепестков в приведенном примере не превышают значений ± 3 , а главный максимум равен -16 у обоих сигналов. Измеряя время задержки максимума корреляционной функции отраженного сигнала относительно зондирующего сигнала, и зная скорость распространения радиоволн можно определить высоту отражающего ионосферного слоя, ответственного за это отражение.

Разработанный виртуальный прибор для корреляционной обработки отраженных от ионосферы сигналов пошел экспериментальную проверку на реальном материале и показал пригодность его для практического использования.

Библиографический список

1. Тревис Дж. LabVIEW для всех / Джеффри Тревис: Пер. с англ. Клушин Н.А. – М.: ДМК Пресс; ПриборКомплект, 2005. – 514 с.

РАЗРАБОТКА И МЕЛКОСЕРИЙНОЕ ИЗГОТОВЛЕНИЕ ПЕРИФЕРИЙНЫХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

А.Р.Лисишин

Иркутский государственный технический университет

reirem@istu.edu

Информационно – измерительные системы требуют устройства преобразования, временного хранения, передачи данных, а так же вспомогательные устройства. На рынке приборов и периферийных устройств широкий выбор продукции различных производителей. Но в основном эти устройства имеют большой набор функций, что, как правило, слишком избыточно и является одной из главных причин высокой цены.

Сами системы задают определённые требования к функциональности устройств. На основе требований системы «Кумир-Теплоком» были разработаны несколько устройств. Используя простые схемы, удовлетворяющие технические потребности системы, и собираются, на весьма, распространённых электронных компонентах.

Для подготовки документации с чертежами схемы и платы был использован комплексный пакет проектирования электронных устройств Altium Designer.

Altium Designer — это мощная система, позволяющая реализовывать проекты электронных средств на уровне схемы или программного кода с последующей передачей информации в ПЛИС или печатную плату. Отличительной особенностью программы является проектная структура и сквозная целостность ведения разработки на разных уровнях проектирования. Иными словами изменения в разработке на уровне платы могут мгновенно быть переданы на уровень ПЛИС или схемы и так же обратно.

Возможности Altium Designer :

- смешенное цифро-аналоговое моделирование схем
- автоматическая трассировка плат
- импорт и экспорт сторонних систем проектирования
- работа в 3D

и многое другое.

Одним из первых устройств, которое потребовалось разработать, был преобразователь интерфейсов RS-232/RS-485. Необходимость в нём возникла по причине использования системой счётчиков, у которых информационный выход выполнен 485 интерфейсом, а не 232, что не позволяет подключать к устройству передачи данных, а также из-за необходимости удалённого размещения устройств. На RS-232 удаление ограничено 10-15 метрами, а на RS-485 возможное расстояние до 1500 метров с устойчивой передачей данных.

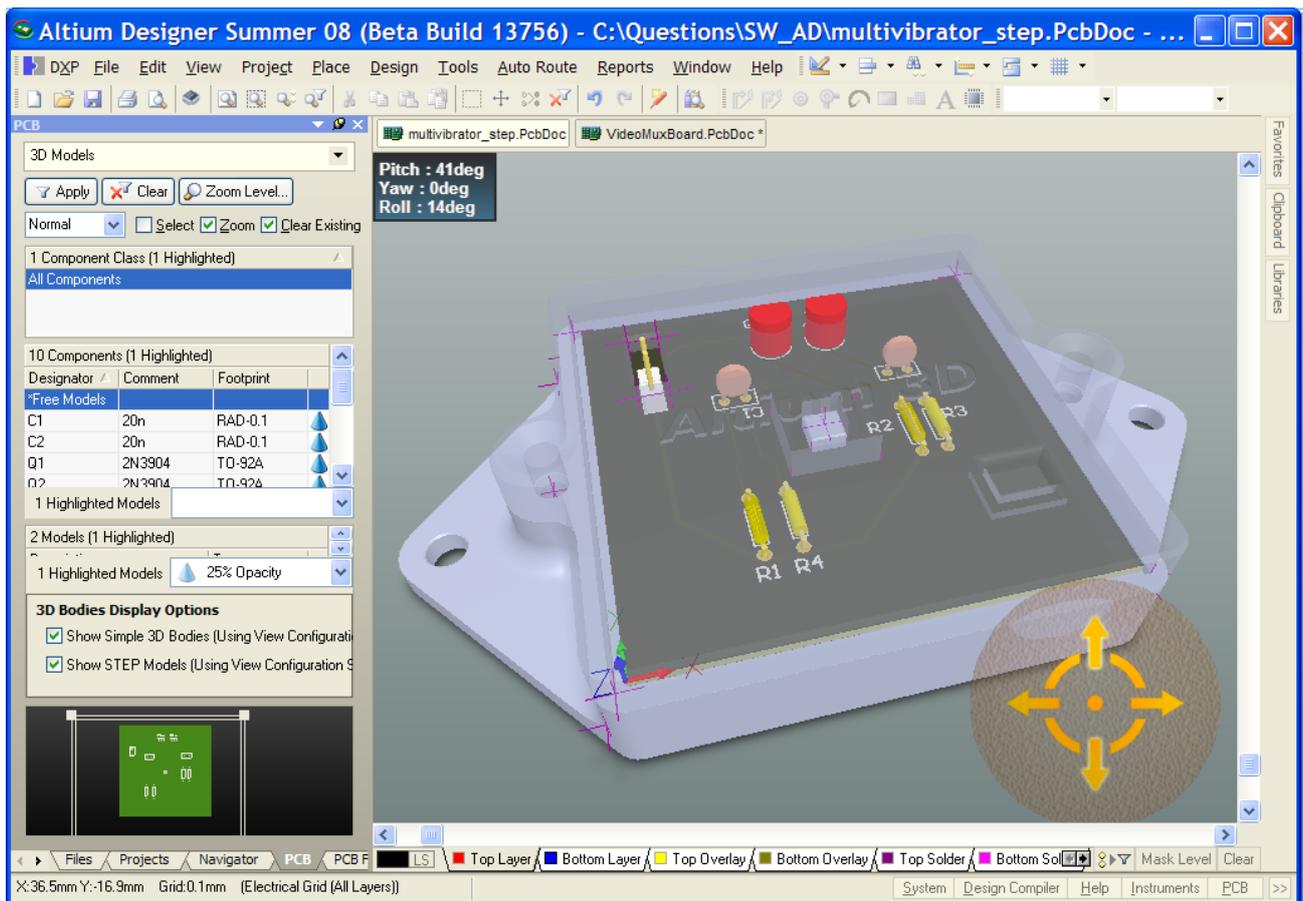


Рисунок 1. Внешний интерфейс программы Altium Designer

Схема состоит из четырёх микросхем с обвязкой из пассивных компонентов, и разъёмов. Одна из микросхем – стабилизатор напряжения, обеспечивающая питание схемы стабильным напряжением заданного уровня; две – преобразователи уровней из TTL в RS-232 и RS-485, и обратно; одна – логика, обеспечивающая временную задержку между передачей и приёмом. Преобразователь позволяет подключать устройства с интерфейсом RS-485 к последовательному порту компьютера или устройству передачи данных на скоростях от 300 до 115200 бит/с, и обеспечивает автоматическое переключение прием-передача по активности порта в отличие от других схем, в которых для переключения используется линия DSR.

Устройства изготавливаются на двухслойной плате с односторонним монтажом SMD-компонентов для снижения масса габаритных показателей, а также повышения серийности.

Было изготовлено 4 опытных образца для проверки работоспособности схемы и определения рабочих скоростей. Два образца были подключены к счётчикам КМ-5 на узлах теплоучёта в городе для проверки в реальных условиях и продолжают работать без сбоев более двух месяцев. Оставшиеся два об-

разца прошли проверку в лабораторных условиях на скорость от 300 до 115200 бит/с и взаимодействие с различными устройствами.

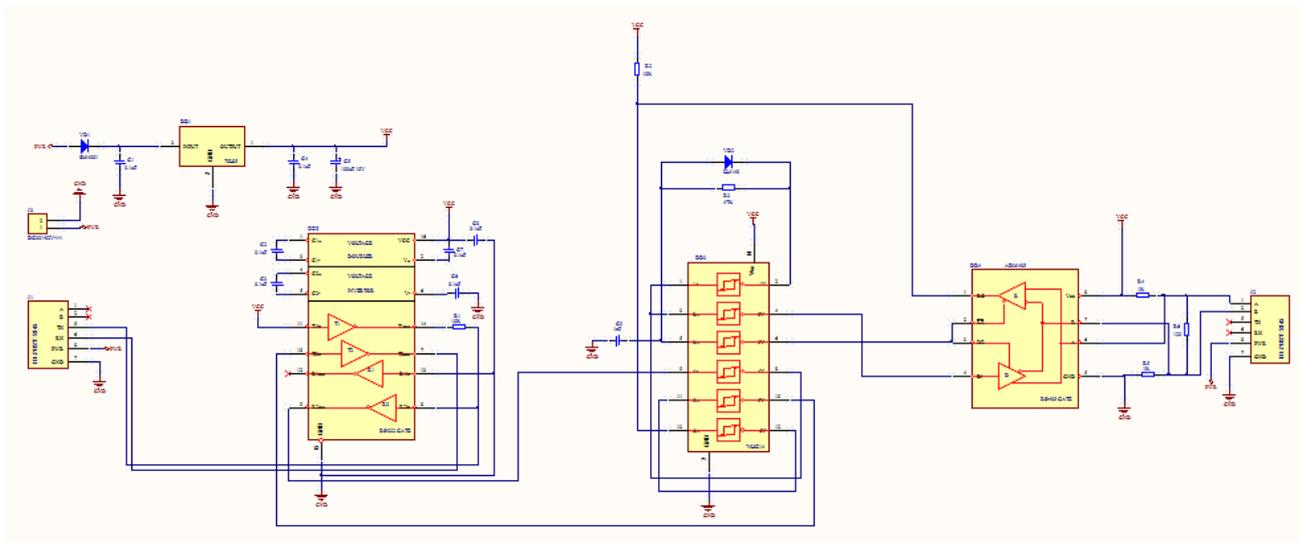


Рисунок 2. Принципиальная схема преобразователя

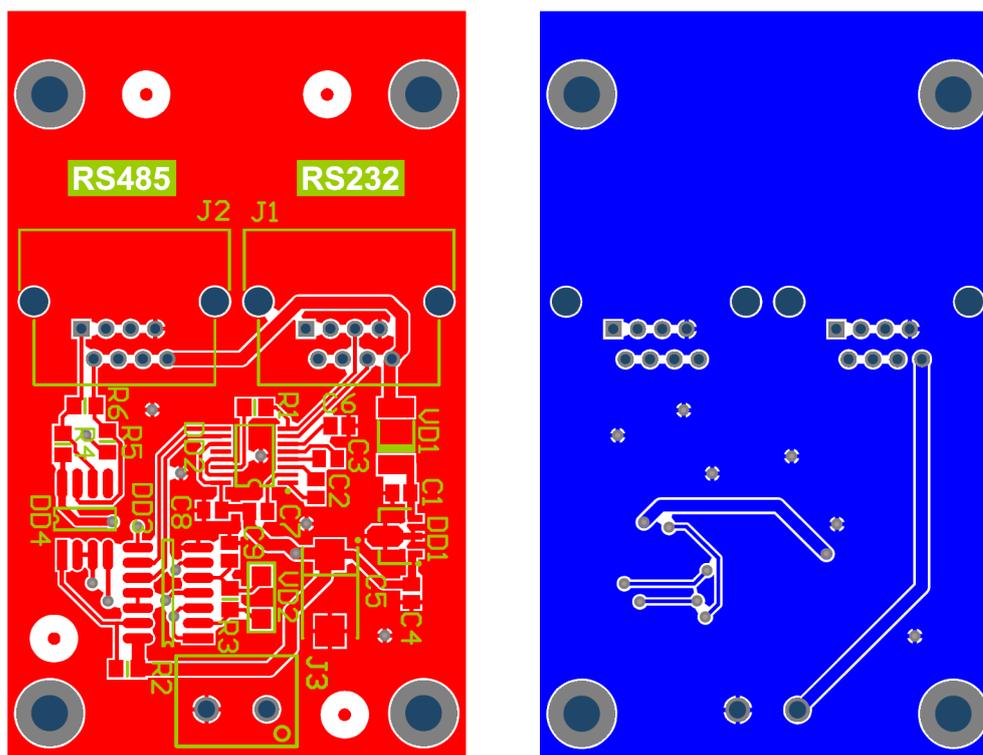


Рисунок 3. Трассировка печатной платы преобразователя: верхний и нижний слой.

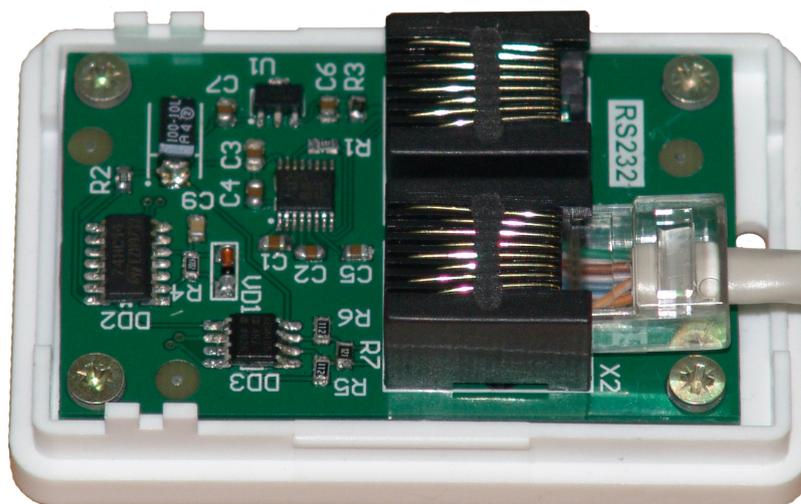


Рисунок 4. Опытный образец.

В процессе испытаний, было решено оптимизировать схему и внести незначительные изменения для исключения появления неисправностей на серийных устройствах. Была подготовлена документация для производства мелкой серии и сейчас партия в количестве 300 штук находятся в стадии производства.

Производство требует проверки партии на брак, но проверка поштучно слишком трудозатратна, поэтому было решено изготовить стенд для проверки устройств. За основу была взята серийная плата коммутатора для которого была написана специальная программа. Дополнительно для неё разработана плата расширения, с которой будет проводиться управление стендом и индикация результата проверки.

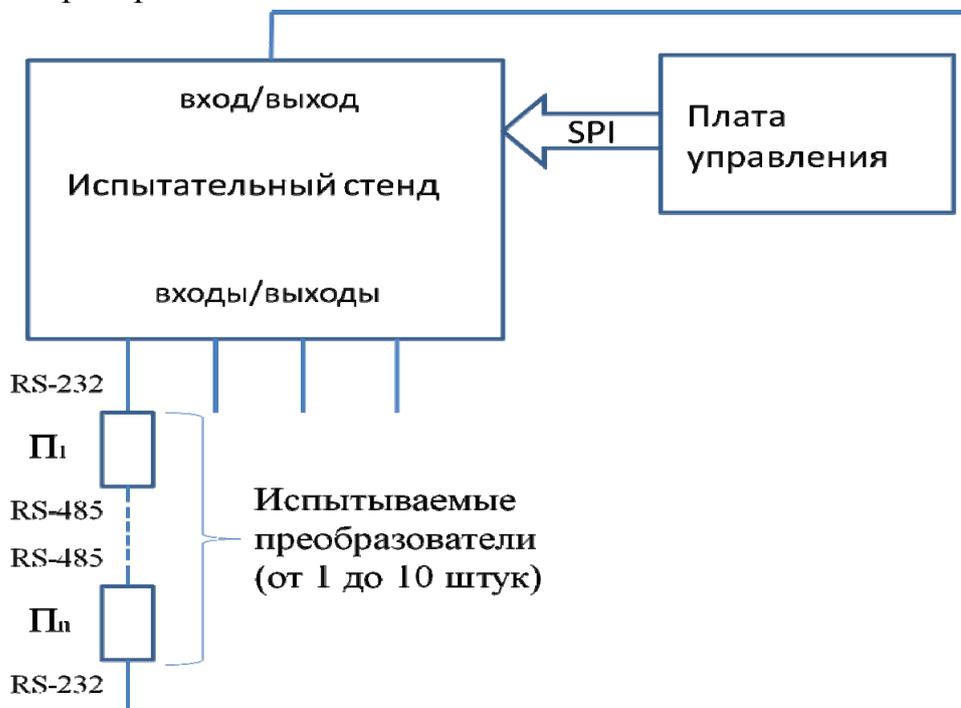


Рисунок 5. Блок-схема испытательного стенда.

Следующим устройством, которое стали разрабатывать – стал GSM-модем на основе GSM-модуля фирмы Enfora. Это аналог модема который выпускает сама фирма Enfora, но более простой по схеме, т. к. многие функции стандартного модема нам были не нужны, с дополнительным разъёмом RJ-45 для RS-485 и встроенным преобразователем интерфейсов, что позволит подключать устройства без использования внешнего преобразователя.

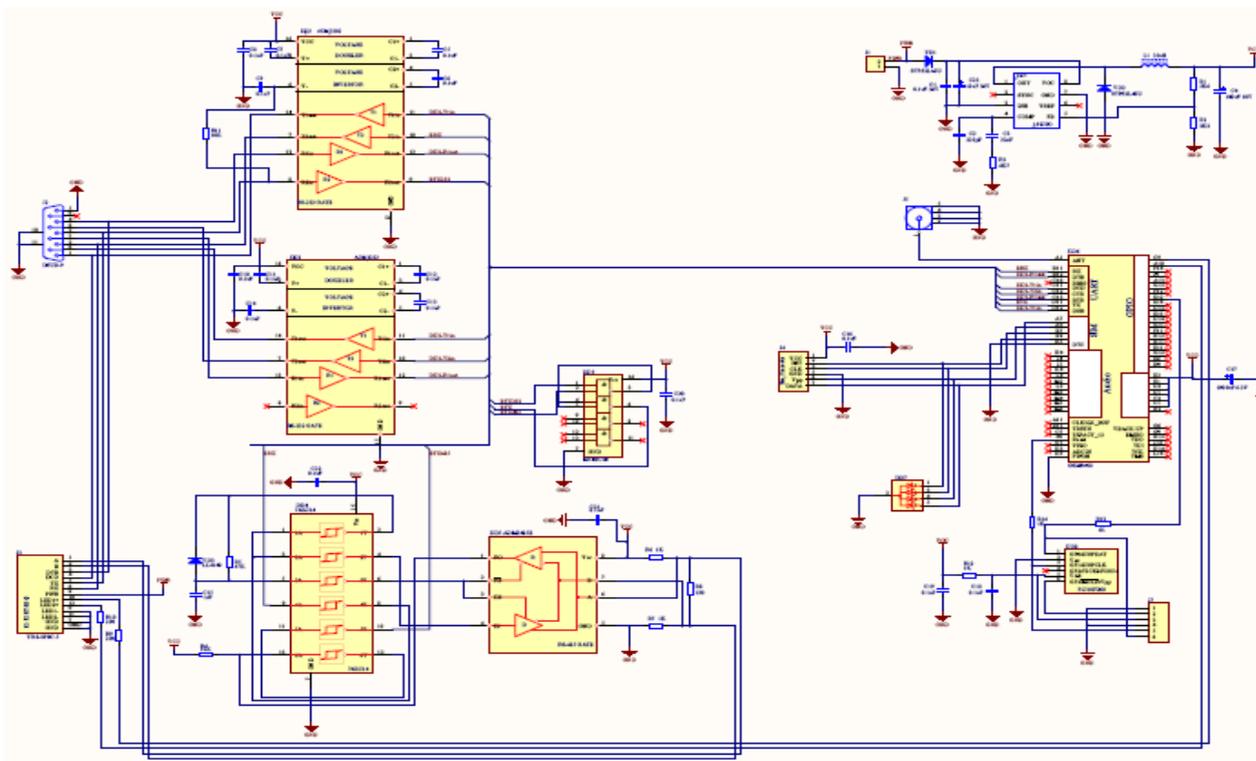


Рисунок 6. Принципиальная схема GSM-модема

Схема максимально унифицировано с другими разработанными устройствами: источник питания с индуктивностью на большой ток, микросхемы интерфейса RS-232, логика задержки переключения встроенного преобразователя, разъём RJ-45. Сама же схема основана на GSM-модуле, являющимся GSM-передатчиком и приемником. А так же имеется контроллер сброса, необходимый для перезагрузки модуля в случае его зависания.

Модем изготавливается на четырёхслойной плате с односторонним монтажом SMD-компонентов. Внешние слои – сигнальные с металлизацией. Внутренние – «земля» для экранирования и слой питания.

Сейчас изготовлено два опытных образца. Ведутся испытания по работе в различных условиях, с различными скоростями и устройствами. По положительным итогам тестовых испытаний и опытной эксплуатации будет изготовлена мелкая серия в 500 единиц.

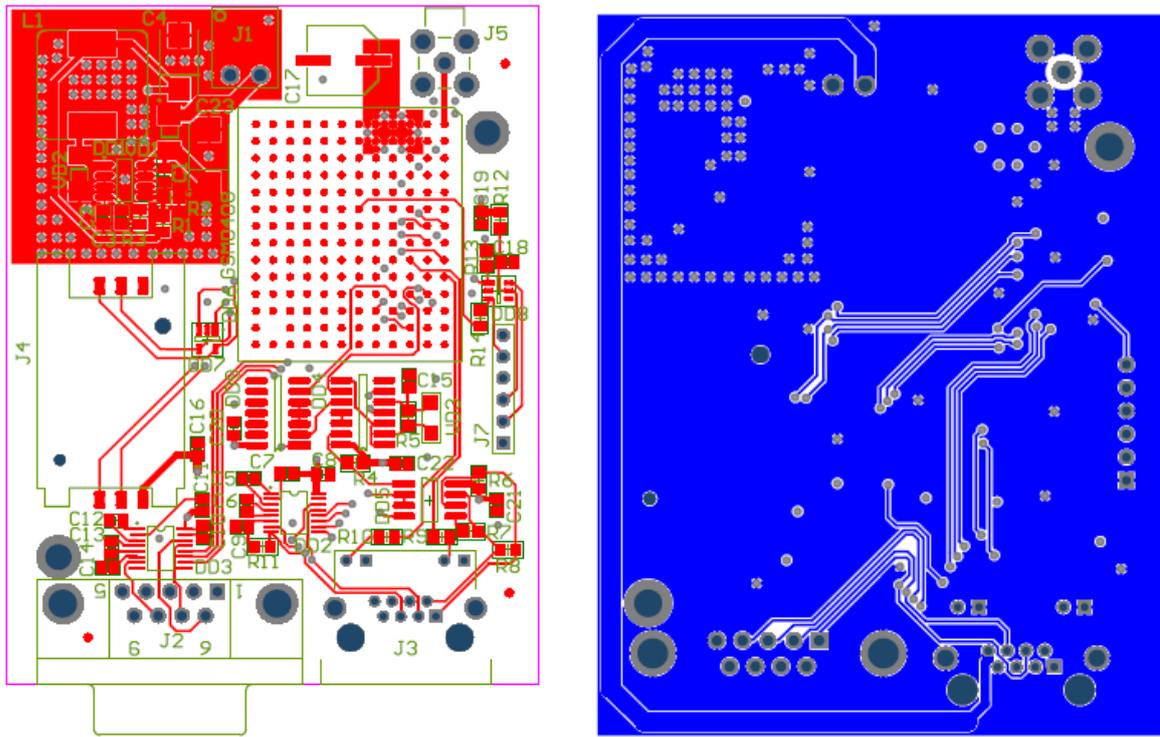


Рисунок 7. Трассировка печатной платы GSM-модема.

Ещё одно устройство, над которым начали работать при разработке GSM-модема, это Ethernet-модем. Потребность в нём существует, так как у некоторых клиентов, использующих систему «Кумир-Теплоком», имеются проводные и оптоволоконные сети и они желают использовать их, а не GSM-модем.

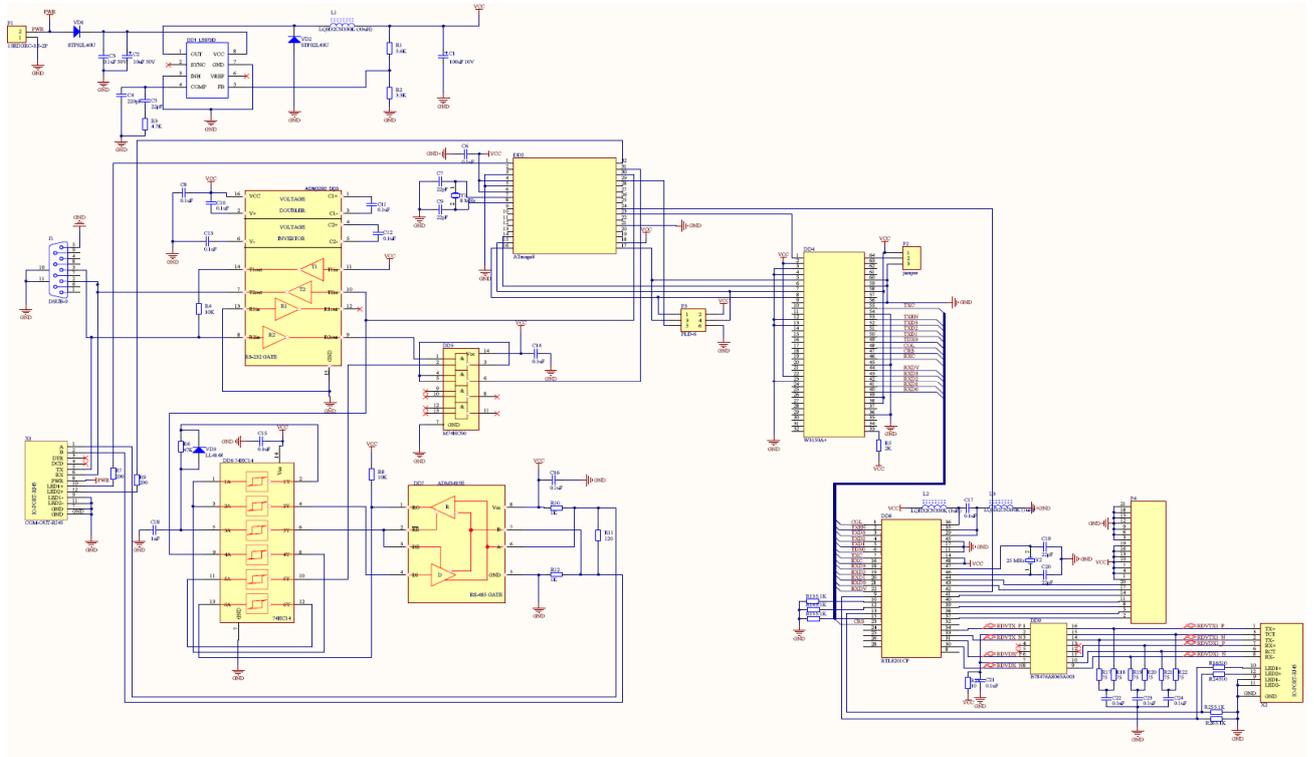


Рисунок 8. Принципиальная схема Ethernet-модема.

Схема так же имеют унификацию с другими устройствами, особенно с GSM-модемом: источник питания, разъёмы с микросхемами преобразования интерфейсов идентичны.

Управление осуществляется простым контроллером, а преобразование в Ethernet и передача данных осуществляется парой специальных микросхем, при этом осуществлена трансформаторная развязка между микросхемой и линией передачи данных.

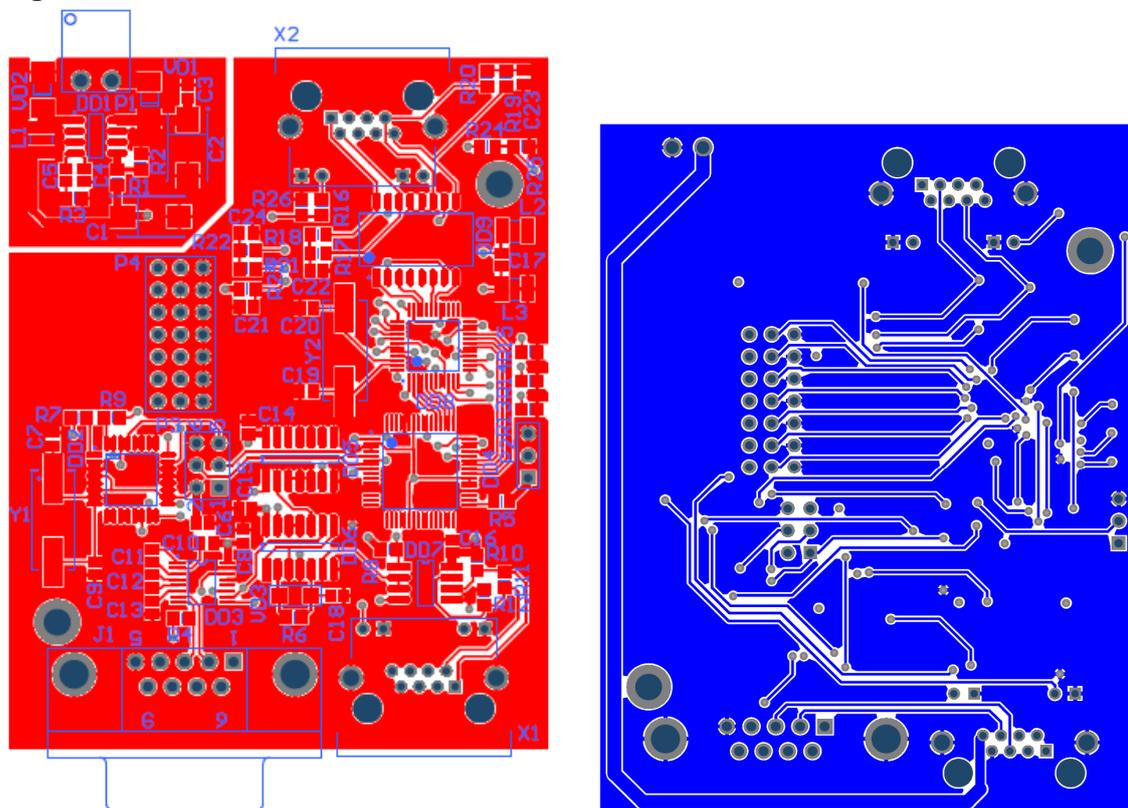


Рисунок 9. Печатная плата Ethernet-модема

Модем изготавливается на четырёхслойной плате, аналогично GSM-модему. Сигнальные слои внешние с металлизацией, внутренние: «общий» для экранирования шумов питания, и слой питания. Монтаж выполнен односторонний, на верхнем слое. Все компоненты, кроме разъёмов, предназначены для поверхностного монтажа. Металлизация внешнего слоя стабилизирующего источника отделена от сигнальной для снижения влияния шумов источника на основную схему.

В данный момент готовится документация и собирается комплектация для производства опытных образцов.

Библиографический список

1. Сабунин А.Е. Altium_Designer Новые решения в вопросах проектирования электронных устройств.—М.:СОЛОН-ПРЕСС, 2009. 432 с.
2. www.enfora.com

ИЗМЕРЕНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ МАТЕРИАЛОВ В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ ОТ 118 ДО 178 ГГц МЕТОДОМ ОТКРЫТОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РЕЗОНАТОРА

Нонг Куок Куанг

Иркутский государственный технический университет
reierem@istu.edu

В докладе рассматривается применение метода открытого диэлектрического резонатора с азимутальными колебаниями типа "шепчущей галереи" для измерения диэлектрических потерь слабопоглощающих диэлектриков в диапазоне частот 78-178 ГГц. Приведены экспериментальные результаты по тангенсу угла диэлектрических потерь полиэтилена, фторопласта, монокристаллического кварца, плавленого кварца в указанном диапазоне частот.

Освоение коротковолновой части миллиметрового диапазона электромагнитных волн имеет важное значение для развития техники ближней радиолокации, радиовидения, дистанционного зондирования и других задач [1], [2]. В этом диапазоне многие элементы и устройства используют диэлектрики как среду для передачи электромагнитных волн и формирования полей необходимой конфигурации. Уровень диэлектрических потерь является определяющим фактором для успешного применения диэлектриков. Точное измерения потерь и их учет необходимы при создании СВЧ устройств и приборов. Наиболее точными методами исследования диэлектрических свойств являются резонансные методы, в которых величина тангенса угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta$ определяется через добротность измерительного резонатора, содержащего исследуемый образец. Измерению малых диэлектрических потерь в объемных и открытых резонаторах с металлическими стенками мешают омические потери в них. Эффект полного внутреннего отражения на границе диэлектрической среды с окружающим пространством, имеющим меньший показатель преломления, позволяет реализовать резонатор без металлических стенок (зеркал) и омических потерь в них. Резонаторы такого типа, использующие только эффект полного внутреннего отражения, получили название открытых диэлектрических резонаторов (ДР). В действительности, из-за кривизны границы раздела, ее конечных размеров и шероховатости, отражение не является полным и часть запасенной в таком резонаторе электромагнитной энергии излучается. Однако отношение запасенной в резонаторе энергии к энергии, излучаемой за период колебания (излучательная добротность), может быть очень большим, а относительная доля потерь энергии резонатора на излучение пренебрежимо малой в сравнении с диэлектрическими потерями. Измерение собственной добротности такого резонатора, изготовленного из исследуемого диэлектрика, позволяет определить значение $\text{tg}\delta$ в нем [3].

Данный метод нашел наибольшее применение в диапазоне сантиметровых волн и в длинноволновой части миллиметрового диапазона до частот 70-80 ГГц. Величина $\operatorname{tg} \delta$ образца-резонатора связана с его собственной добротностью соотношением

$$\operatorname{tg} \delta = K_{1E}^{-1} Q_0^{-1}, \quad (1)$$

где $K_{1E} = W_{1E} / W_{\Sigma} = -2(\varepsilon / f)(\partial f / \partial \varepsilon)$, W_{1E} - запас электрической энергии колебания в исследуемом образце, W_{Σ} - полный запас энергии в резонаторе, f - резонансная частота колебания, ε - диэлектрическая проницаемость исследуемого образца.

Открытый диэлектрический резонатор дисковой формы можно представить как свернутый в кольцо прямоугольный диэлектрический волновод из исследуемого материала. Азимутальные колебания (с большим азимутальным индексом $n \gg 1$) являются гибридными, т.е. имеют все шесть компонент поля, обозначаются как HE и EH и обладают малыми потерями энергии на излучение.

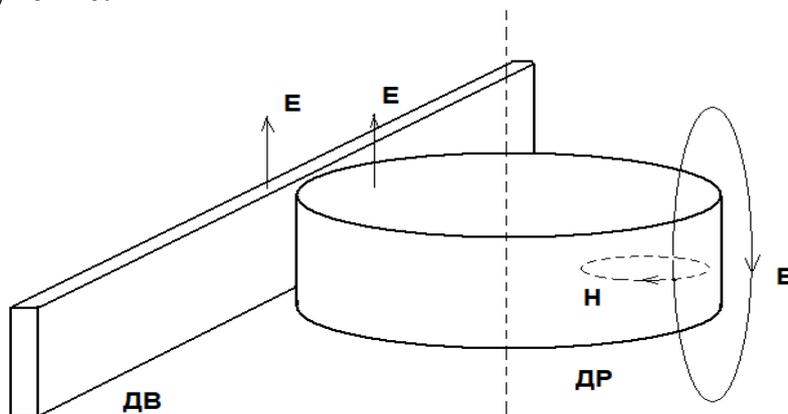


Рис.1 - Возбуждение азимутальных HE_{n11} колебаний диэлектрическим волноводом и типичная резонансная характеристика исследуемого образца-резонатора

В данной работе приведены результаты измерения диэлектрических потерь полиэтилена, фторопласта, плавленного кварца и монокристаллического кварца методом открытого диэлектрического резонатора в диапазоне частот до 118 ГГц. и до 178 ГГц. Основные сложности экспериментов в этих диапазонах связаны с получением сигналов достаточного уровня мощности, их регистрацией и определением характеристик резонатора: идентификацией типа колебания, определения его резонансной частоты, коэффициента связи с трактом и нагруженной добротности. Серийно выпускаемые анализаторы цепей СВЧ, в том числе в России, имеют верхнюю рабочую частоту 50-60 ГГц. Поэтому формирование сигнала в диапазоне 78-118 ГГц проводилось путем умножения частоты сигнала с синтезатора частоты анализатора цепей Р2М-18 в диапазоне 12-19 ГГц в 6 раз (в 3 и в 2 раза) с промежуточным усилением по мощности. Сигнал 118-178 ГГц получался умножением частоты анализатора в 9 раз (в 3 и в 3 раза) также с промежуточным усилением. На верхнем краю диапазона выходная мощность составляла 0.1 мВт. Структурная схема установки представлена на рис.2. Сигнал с выхода Р2М-18 (1) по коаксиальному кабелю поступает на усилитель мощности (2) и далее на

умножитель частоты (3), последний каскад которого имеет выходной прямоугольный металлический волновод сечением 1.6x0.8 мм (2.4x1.2 мм). Через развязывающий аттенюатор (4) сигнал поступает на рупорный возбуждатель диэлектрического волновода (5). Диэлектрический волновод используется в качестве распределенного возбуждателя исследуемого ДР (6). Резонатор включен в измерительный тракт "как неоднородность" (режекторный фильтр). Далее сигнал поступает на рупорный переход с диэлектрического волновода на металлический, в который включен поляризационный аттенюатор (7). СВЧ тракт заканчивается полупроводниковым амплитудным детектором (8), сигнал с которого подается на вход анализатора цепей P2M-18 (1), который в данном случае используется как интерфейс между детектором и компьютером. На рис. 2 приведена фотография измерительной установки.

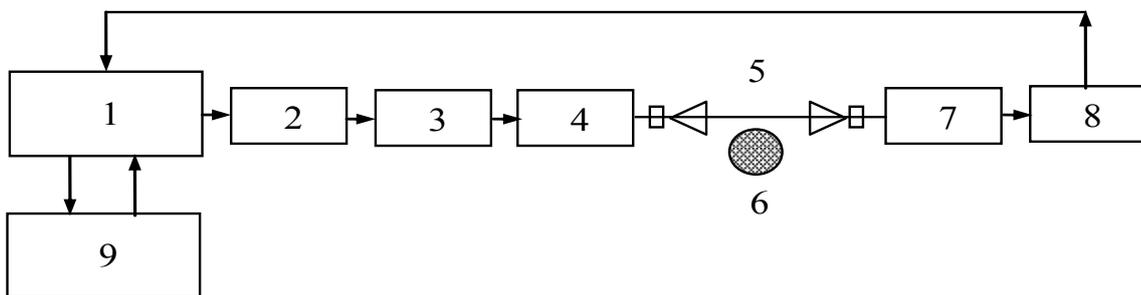


Рис. 2. -Структурная схема измерительной установки

1-анализатор цепей P2M-18, 2-усилитель мощности, 3-умножитель частоты, 4-аттенюатор, 5-рупорные переходы с диэлектрическим волноводом, 6-исследуемый образец-резонатор, 7-поляризационный аттенюатор, 8-детектор, 9-компьютер.

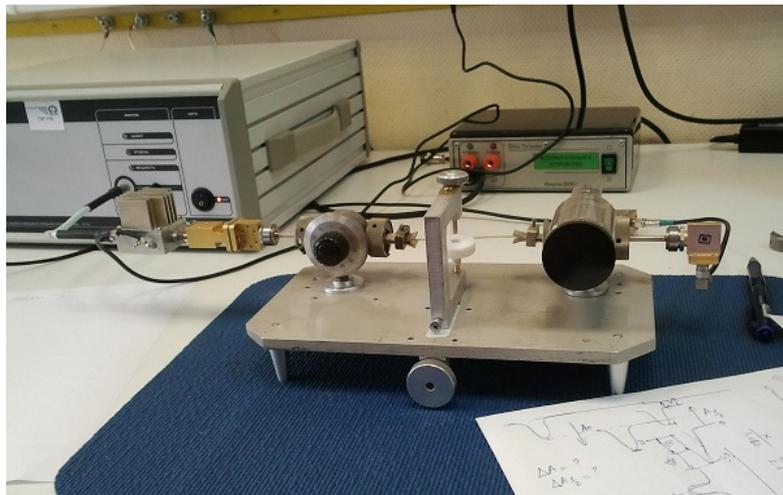


Рис.3- Внешний вид установки (Слева: анализатор P2M18 – усилитель мощности – умножитель частот – аттенюатор 1 – волновод – резонатор – аттенюатор 2 – детектор).

На рисунках 4 и 5 показаны резонансы спектра на полосе частот до 2 ГГц, существует много резонансов, в том числе и резонансы одного типа, например,

HE_{n11} , (где n – определенный, $m=1;p=1$) и другие резонансы (n – разные, $m=1;p=1$).

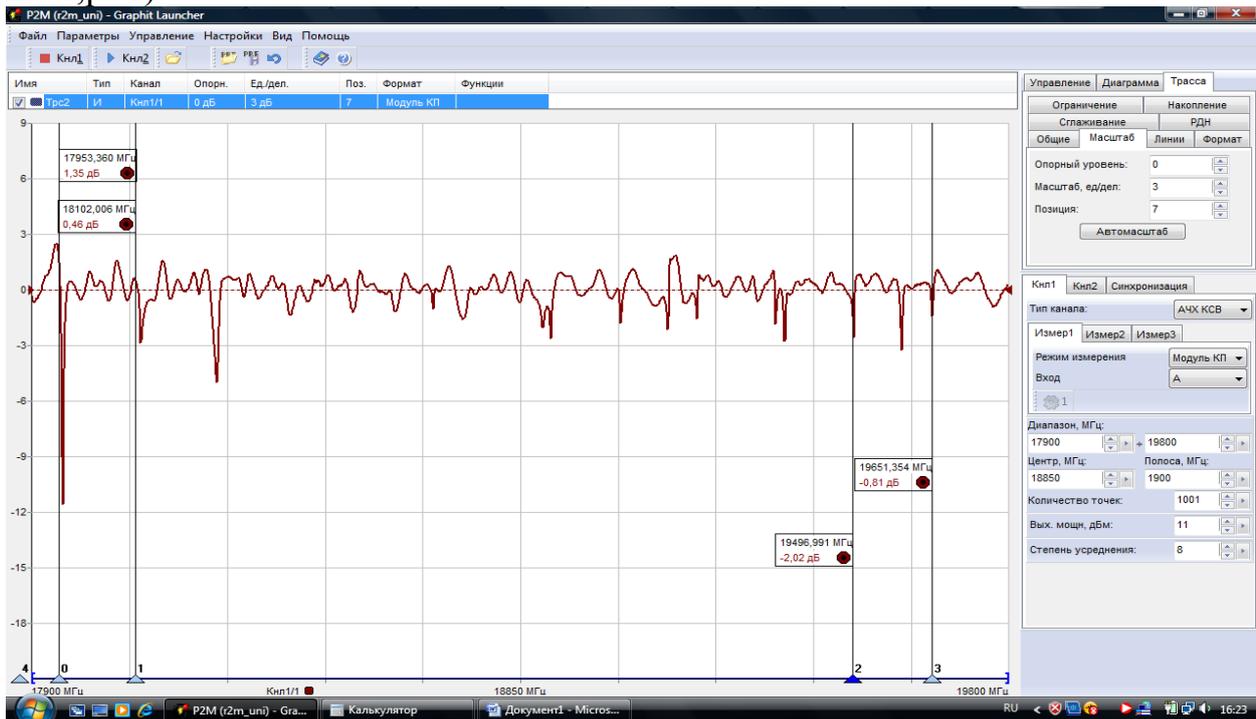


Рисунок 4 – Спектр резонансных частот открытого резонатора с образцом из керамики ($\epsilon = 100$, $t = 0,984$ мм)



Рисунок 5 – Спектр резонансных частот открытого резонатора с образцом из кварца ($\epsilon = 3,8$, $t = 2,016$ мм)

Чтобы определить добротности в измерении, необходимо найти самые добротные резонансы с частотами, совпадающими с теоретическими результатами. На рисунке 6 показан резонанс колебания типа HE_{n11} с нагруженной добротностью.

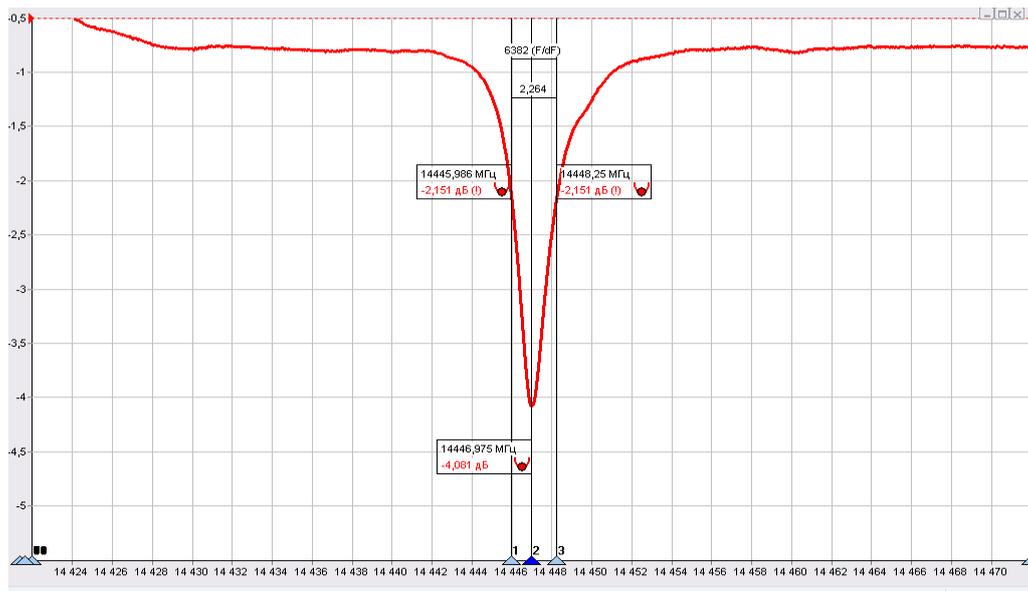


Рис. 6. Резонанс на частоте 130.022775 ГГц (или 14.446975 ГГц в работе анализатора) в диэлектрическом резонаторе из монокристаллического кварца ($D=13.944$ мм, $L = 4.968$ мм)

Где $\epsilon_1 = 4.63$; $\epsilon_2 = 4.43$ - значения компонентов тензора диэлектрической проницаемости кварца для этого ОДР.

В таблице приведены результаты измерений резонансных частот, значений собственной добротности образцов-резонаторов и рассчитанные значения $\text{tg}\delta$.

Таблица 1. Результаты измерений $\text{tg}\delta$ по спектру HE_{n11} колебаний открытого диэлектрического резонатора

| № | n | f_0 , ГГц | $f_p=9f_0$, ГГц | f_2 , ГГц | Q_0 | K_{1E} | $Q_{\text{rad}}/10^6$ | $\text{tg}\delta \cdot 10^4$ |
|--|-----|-------------|------------------|-------------|-------|----------|-----------------------|------------------------------|
| Полиэтилен $D=19.966$ мм, $L = 9.826$ мм, $\epsilon = 2.3$ | | | | | | | | |
| 1 | 33 | 13.315954 | 119.843586 | 119.445453 | 3133 | 0.9585 | 0.074 | 3.19 |
| 2 | 39 | 15.538850 | 139.849650 | 139.390186 | 3376 | 0.9667 | 0.77 | 3.05 |
| 3 | 47 | 18.487738 | 166.389642 | 165.829197 | 3040 | 0.9736 | 18 | 3.38 |
| Фторопласт $D= 22.83$ мм, $L = 6.305$ мм, $\epsilon = 2.05$ | | | | | | | | |
| 1 | 36 | 13.358642 | 120.227778 | 120.252838 | 3489 | 0.9459 | 0.015 | 2.33 |
| 2 | 39 | 14.378251 | 129.404259 | 129.448215 | 3629 | 0.9519 | 0.039 | 2.63 |
| 3 | 43 | 15.735749 | 141.621741 | 141.676696 | 3277 | 0.958 | 0.14 | 3.11 |
| 4 | 52 | 18.776648 | 168.989832 | 169.083974 | 3821 | 0.9673 | 2.5 | 2.70 |
| Фторопласт $D= 4.053$ мм, $L = 33.687$ мм, $\epsilon = 2.05$ | | | | | | | | |
| 1 | 52 | 12.940951 | 116.468559 | 116.430154 | 2948 | 0.9582 | 0.88 | 3.53 |
| 2 | 55 | 13.618747 | 122.568723 | 122.531081 | 2857 | 0.9616 | 2.4 | 3.64 |
| 3 | 57 | 14.069450 | 126.625050 | 126.597043 | 2432 | 0.9636 | 4.6 | 4.26 |
| 4 | 58 | 14.295849 | 128.662641 | 128.629635 | 2975 | 0.9645 | 6.5 | 3.48 |
| 5 | 65 | 15.824351 | 142.419159 | 142.850738 | 2261 | 0.9699 | 67 | 4.56 |
| 6 | 70 | 17.002753 | 153.024777 | 153.001380 | 2194 | 0.9729 | 360 | 4.68 |
| Кварц плавный $D=13.975$ мм, $L=9.981$ мм, $\epsilon = 3.81$ | | | | | | | | |
| 1 | 29 | 13.128949 | 118.160541 | 118.355779 | 2078 | 0.9834 | $5.7 \cdot 10^2$ | 4.89 |
| 2 | 34 | 15.182948 | 136.646532 | 136.883050 | 2058 | 0.986 | $2.9 \cdot 10^4$ | 4.93 |

| | | | | | | | | |
|--|----|-----------|------------|------------|------|--------|---------------------|------|
| 3 | 42 | 18.426951 | 165.842559 | 166.340222 | 2179 | 0.9891 | $16 \cdot 10^6$ | 4.64 |
| Кварц монокристаллический $D=13.944$ мм, $L=4.968$ мм, $\epsilon_1=4.63$; $\epsilon_2=4.43$ | | | | | | | | |
| 1 | 33 | 13.640676 | 122.766084 | 121.853665 | 7293 | 0.9696 | $1.9 \cdot 10^6$ | 1.41 |
| 2 | 35 | 14.446975 | 130.022775 | 128.540555 | 7568 | 0.9702 | $13 \cdot 10^6$ | 1.36 |
| 3 | 36 | 14.848976 | 133.640784 | 131.880279 | 7015 | 0.9705 | $33 \cdot 10^6$ | 1.47 |
| 4 | 40 | 16.445850 | 148.012650 | 145.216403 | 7234 | 0.9714 | $16 \cdot 10^8$ | 1.42 |
| 5 | 44 | 17.869975 | 160.829775 | 158.519679 | 7765 | 0.9721 | $7.5 \cdot 10^{10}$ | 1.32 |

При этом:

- f_0, f_p (ГГц) : измеряемые резонансные частоты
- f_2 (ГГц): вычисляемые резонансные частоты (теоретические)
- Q_0 : собственная добротность резонатора
- K_{1E} : энергетические коэффициенты заполнения
- Q_{rad} : излучательная добротность
- $tg\delta$: тангенс угла потерь.

По таблице результатов измерений, для кварца плавленного $D=13.975$ мм, $L=9.981$ мм, $\epsilon = 3.81$, среднее значение $tg\delta = 4.82 \cdot 10^{-4}$, вариация результатов $b = 0,29 \cdot 10^{-4}$, среднеквадратическое отклонение СКО = $1,28 \cdot 10^{-5}$

Для фторопласта $D= 4.053$ мм, $L = 33.687$ мм, $\epsilon= 2.05$, среднее значение $tg\delta = 4.03 \cdot 10^{-4}$, вариация результатов $b = 1,2 \cdot 10^{-4}$, среднеквадратическое отклонение СКО = $4,93 \cdot 10^{-5}$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Работа с открытым диэлектрическим резонатором на диапазоне частот 78-178 ГГц связана с интенсивным научным и техническим освоением коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн.

В открытом диэлектрическом резонаторе благодаря эффекту полного внутреннего отражения на границе диэлектрической среды, позволяет реализовать резонатор без металлических стенок (например, зеркала и стенки металлические в открытом резонаторе) и омических потерь в них. Относительная доля потерь энергии резонатора на излучение пренебрежимо малая в сравнении с диэлектрическими потерями.

Сложности экспериментов в этих диапазонах заключаются в том, что трудно получаться сигналы достаточного уровня мощности, идентифицировать типы колебания, определить резонансные частоты, коэффициенты связи с трактом и нагруженной добротности.

Библиографический список

1. Взятых В. Ф. Способ измерения диэлектрических потерь. А.с. СССР №139690 от 4.11.1960.
2. Дунаевский Г. Е. Открытые резонаторные резонаторы преобразователи. Томск, ТГУ, 2006.,301С.
3. Егоров В. Н. Резонансные методы исследования диэлектриков на СВЧ//ПТЭ, 2007, №2, С. 5-38.
4. Диэлектрические резонаторы/под ред. Ильченко М. Е.,М.: Радио и связь, 1989,326 С.

РАЗРАБОТКА АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ ДЛЯ СОЗДАНИЯ НИЗКОЗАТРАТНОЙ ТЕХНОЛОГИИ УЧЁТА РЕСУРСОВ

А.А. Пинкин

Иркутский государственный технический университет
reirem@istu.ru

Информационно измерительная система «КУМИР-ТеплоКом» - это система автоматизации учёта ресурсов, предназначенная для сбора и хранения данных с измерительных приборов.

Более подробную информацию о системе можно посмотреть в предыдущих вестниках [1] [2].

Основные особенности системы:

- Передача данных от приборов учёта к системе осуществляется через изолированную от Internet сеть GPRS.
- К системе можно подключить любой прибор учёта.
- Система имеет WEB сайт, для отображения результатов измерения.

После обновления системы в ней стал доступен учёт всех видов ресурсов.

Для каждого вида ресурса ставится отдельный прибор учёта. В одном доме их может быть более четырёх. Если на каждый прибор ставить комплект оборудования, состоящий из модема и блока питания, то это будет экономически не выгодно и неэффективно. Поэтому встала задача подключения к одному модему всех приборов.

Для решения данной задачи был разработан коммутатор, схема которого приведена на рисунке 1.

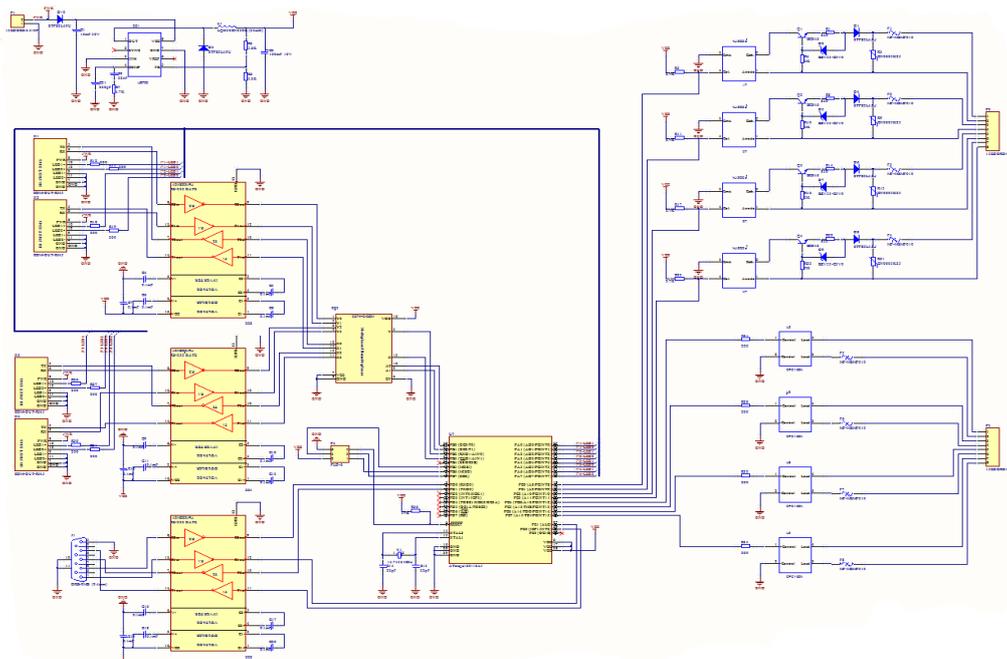


Рисунок 1 –схема коммутатора.

Коммутатор построен на контроллере ATmega162, имеет четыре порта для подключения приборов учёта, один порт для подключения управляющего устройства, например модема, восемь логических входов/выходов, для подключения различных устройств с логическими уровнями до 40 В.

Переключение портов происходит с помощью мультиплексора.

Логические выходы используются для управления устройствами. Управление осуществляется с помощью оптопар. Цепи управления защищены от короткого замыкания восстанавливаемыми предохранителями.

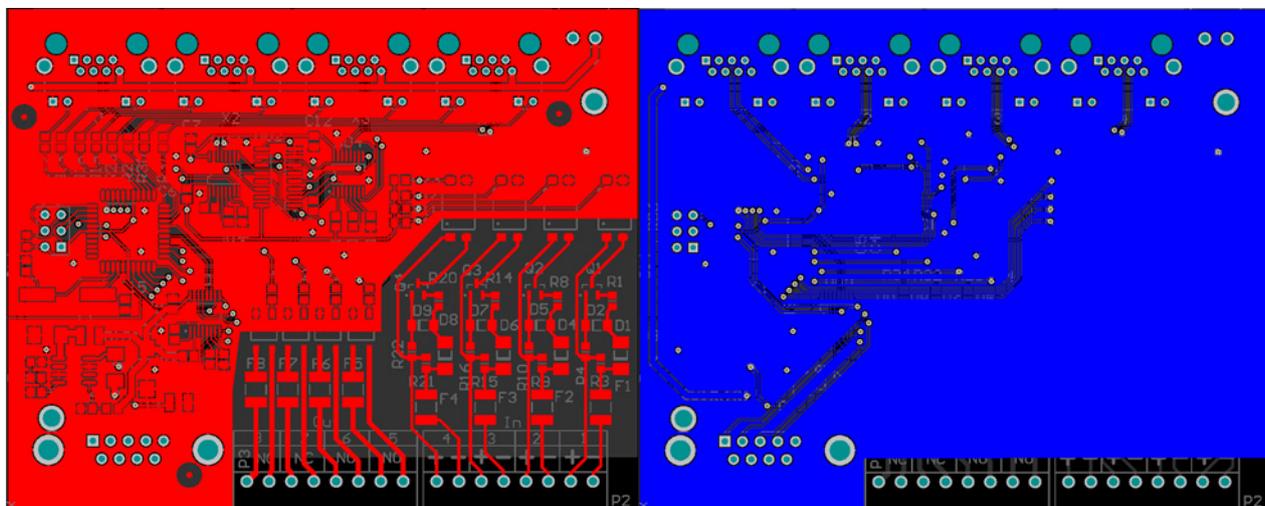
Логические входы используются для индикации состояния подключённого к ним устройства. Индикация осуществляется через оптопары, а защиту от короткого замыкания обеспечивает специальная схема, работающая по принципу токового ограничителя.

При изменении состояния логического входа, коммутатор может отослать уведомление системе, в котором содержится информация о номере входа, на котором произошло уведомление, и состояния всех логических входов/выходов.

Логические входы так же могут работать в режиме счётчиков импульсов, с частотой следования импульсов до 10 кГц.

Для питания коммутатора используется импульсный блок питания, размещённый на плате, собранный по традиционной схеме.

Трассировка печатной платы проводилась в программе Altium Designer. Результатом трассировки стала плата, представленная на рисунке 2.



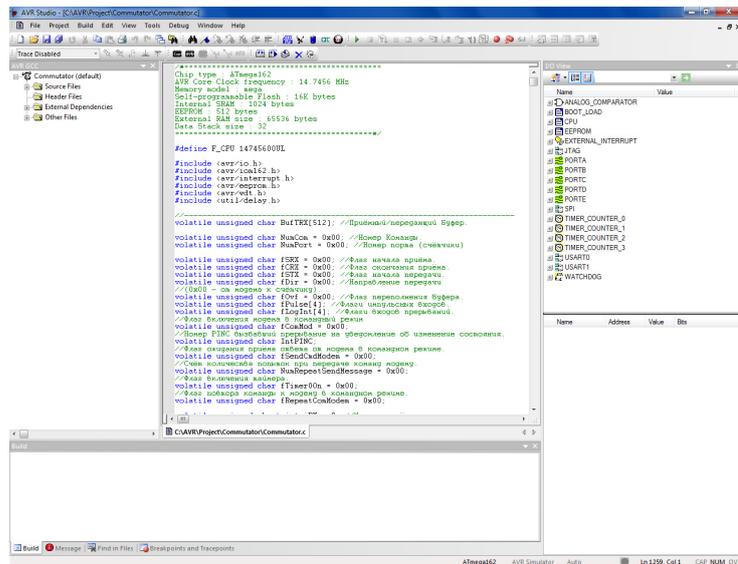


Рисунок 3 – AVR Studio.

Среда разработки позволяет писать программы на языке ассемблера и на языке СИ, но для языка СИ нужен компилятор.

Для написания данной программы использовался свободный компилятор СИ WinAVR.

Упрощённый алгоритм работы программы изображён на рисунке 3

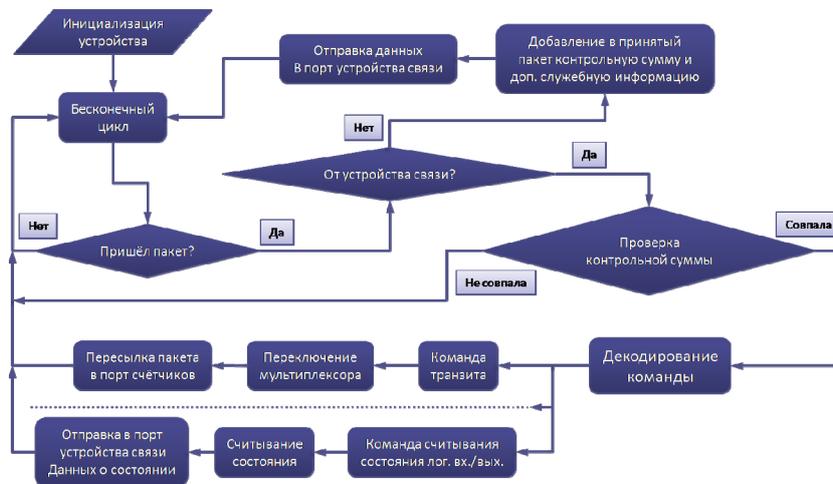


Рисунок 4 – алгоритм работы программы.

Алгоритм работы программы:

При инициализации устройства, контроллер загружает из памяти EEPROM настройки конфигурации портов, переключает мультиплексор на нужный порт, устанавливает логические выходы в последнее состояние.

После инициализации следует бесконечный цикл, в котором контроллер проверяет «не пришёл ли пакет?». Если приходит пакет данных, то определяется - пришёл пакет от устройства связи или от прибора учёта.

Если пакет пришёл от прибора учёта, то к этому пакету добавляется код команды транзита и номер порта, а также контрольная сумма, после этого

сформированный пакет отправляется в порт устройства связи, после чего осуществляется переход обратно в бесконечный цикл.

Если же пакет пришёл от устройства связи – проверяется контрольная сумма. В случае правильной контрольной суммы пакет отправляется на декодирование, в случае неправильной контрольной суммы пакет игнорируется и программа возвращается обратно в бесконечный цикл.

При декодировании определяется код команды. Команд много поэтому здесь рассматривается только основная - команда транзита.

При команде транзита считывается порт, куда следует отправить пакет, после чего контроллер переключает мультиплексор на нужный порт, убирает всю служебную информацию и отправляет пакет в порт ведомых устройств, после чего возвращается в бесконечный цикл.

Для настройки коммутатора была написана утилита конфигурации, интерфейс которой представлен на рисунке 5. Настройка осуществляется через COM порт.

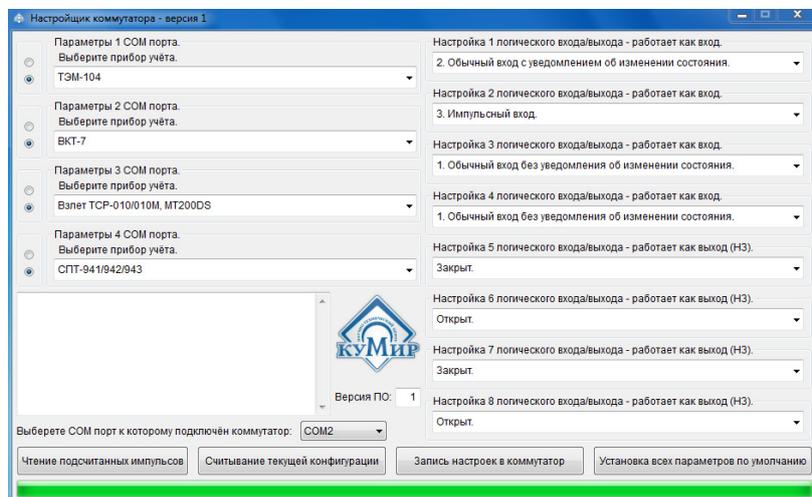


Рисунок 5 – Утилита конфигурации.

Написание данной утилиты производилось в свободной среде программирования Lazarus.

Библиографический список

1. Белоусов Р.А., Фискин С.Е., Корнев А.В., Лисишин А.Р., Сакулин И.А., Кацура М.А., Щербинин Ю.Г.. Аппаратно-программное обеспечение учёта ресурсов с использованием возможностей ИИС «Кумир-ТеплоКом» // материалы IX Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных «Современные проблемы радиоэлектроники и связи». ИрГТУ 2010 г.

2. Пинкин А.А., Фискина М.М., Фискин С.Е.. Внедрение в систему «Кумир-ТеплоКом» учёта электроэнергии // материалы Всероссийской научно-практической конференции с международным участием «Повышение эффективности производства и использования энергии в условиях Сибири». ИрГТУ 2011 г.

ОРГАНИЗАЦИЯ И УЧЁТ РЕСУРСОВ НА БАЗЕ СИСТЕМЫ «КУМИР-РЕСУРС».

А.А. Пинкин

Иркутский государственный технический университет

E-mail: pinkin@ntckumir.ru

Информационно измерительная система «КУМИР-РЕСУРС» - это система автоматизации учёта ресурсов, предназначенная для сбора и хранения данных с измерительных приборов.

Система «КУМИР-РЕСУРС» построена по модели SaaS (Рис.1).

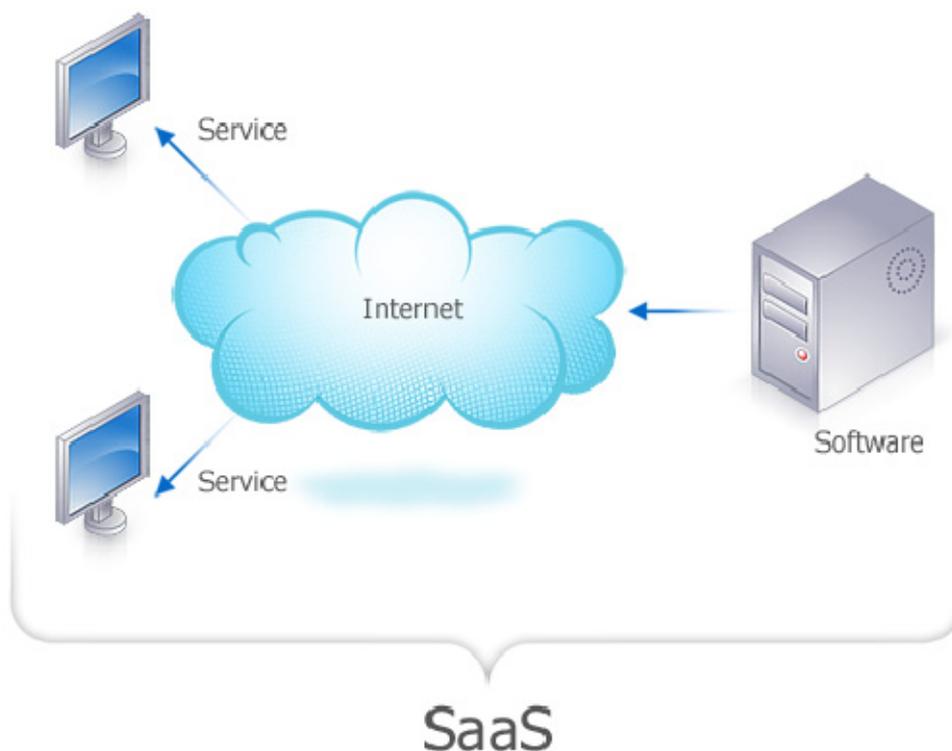


Рис.1.

Модель SaaS (Software-as-a-Service - программа как сервис) предполагает использование различных приложений в аренду. Суть модели сводится к тому, что заказчик не покупает программное обеспечение, а платит за тот сервис, который оно обеспечивает. Заказчик не размещает софт на своих серверах, а пользуется мощностями разработчика. И платить ему приходится только за сервис, обслуживание сервера и консультации. В итоге заказчик получает доступ к необходимому приложению на сервере разработчика, что позволяет ему сэкономить средства и быстро внедрить программу на предприятии.

Система базируется на операционной системы Linux Ubuntu. В качестве базы данных в системе используется PostgreSQL.

Архитектура системы изображена на рис.2.



Рис.2.

В данной схеме, сервер, через каналы связи, запрашивает данные с приборов учёта после получения которых сохраняет их в базе данных. Клиенты заходят на сайт системы (сервер) и получают данные.

В качестве каналов связи используются GSM модемы.

Первый эксперимент по организации учёта ресурсов был проведён на котельной города Владимир, а после и в Центре энергоресурсосбережения.

В этих двух проектах собирались данные с приборов электрической энергии, счётчиков импульсов, и счётчиков тепловой энергии.

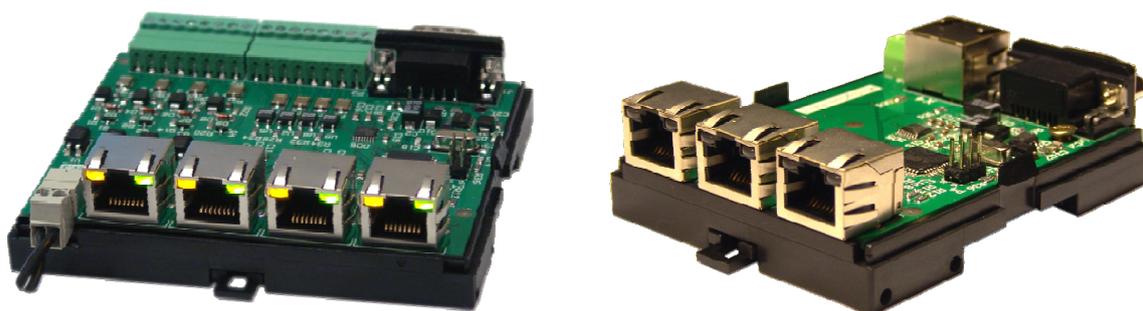
Пример таблицы данных снятой со счётчика тепловой энергии:

| Дата/Время | Температура, С | | | | Давление, кгс/см2 | | | | Расход, м3 | | | | Масса, т | | | | Тепло, Гкал | Таймер, ч | НС | ТЕХ | Схема | |
|---------------------|----------------|-------|-------|----|-------------------|------|------|----------|------------|---------|----|----|----------|----------|---------|----|-------------|-----------|---------|-----|-------|----|
| | T1 | T2 | T1-T2 | T3 | P1 | P2 | P3 | V1 | V2 | V1-V2 | V3 | V4 | M1 | M2 | M1-M2 | M3 | M4 | Q | | | | Tn |
| 2012-05-01 00:00:00 | 59.21 | 47.29 | 11.92 | 5 | 0.9 | 0.51 | 0.41 | 35038.96 | 33320.44 | 1718.52 | 0 | 0 | 34048.42 | 32800.88 | 1247.54 | 0 | 0 | 824.36 | 6625.73 | | | 10 |
| 2012-05-02 00:00:00 | 59.38 | 47.67 | 11.71 | 5 | 0.9 | 0.51 | 0.41 | 35212.06 | 33490.95 | 1721.11 | 0 | 0 | 34218.75 | 32969.59 | 1249.16 | 0 | 0 | 826.44 | 6649.73 | | | 10 |
| 2012-05-03 00:00:00 | 59.86 | 47.83 | 12.03 | 5 | 0.9 | 0.51 | 0.41 | 35391.01 | 33663.52 | 1727.49 | 0 | 0 | 34394.78 | 33140.33 | 1254.45 | 0 | 0 | 828.79 | 6673.73 | | | 10 |
| 2012-05-04 00:00:00 | 60.42 | 48.55 | 11.87 | 5 | 0.9 | 0.51 | 0.41 | 35574.1 | 33839.84 | 1734.26 | 0 | 0 | 34574.83 | 33314.72 | 1260.11 | 0 | 0 | 831.19 | 6697.73 | | | 10 |
| 2012-05-05 00:00:00 | 61.69 | 50.94 | 10.75 | 5 | 0.9 | 0.51 | 0.41 | 35757.58 | 34017.13 | 1740.45 | 0 | 0 | 34755.14 | 33489.87 | 1265.27 | 0 | 0 | 833.38 | 6721.73 | | | 10 |
| 2012-05-06 00:00:00 | 63.19 | 52.31 | 10.88 | 5 | 0.9 | 0.51 | 0.41 | 35869.36 | 34123.8 | 1745.56 | 0 | 0 | 34864.9 | 33595.18 | 1269.72 | 0 | 0 | 834.79 | 6745.73 | | | 10 |
| 2012-05-07 00:00:00 | 47.82 | 43.61 | 4.21 | 5 | 0.9 | 0.51 | 0.41 | 35869.52 | 34123.8 | 1745.72 | 0 | 0 | 34865.07 | 33595.18 | 1269.89 | 0 | 0 | 834.8 | 6769.73 | | | 10 |
| 2012-05-08 00:00:00 | 48.57 | 41.72 | 6.85 | 5 | 0.9 | 0.51 | 0.41 | 35869.6 | 34123.8 | 1745.8 | 0 | 0 | 34865.15 | 33595.18 | 1269.97 | 0 | 0 | 834.81 | 6793.73 | | | 10 |
| 2012-05-09 00:00:00 | 45.48 | 40.86 | 4.62 | 5 | 0.9 | 0.51 | 0.41 | 35869.82 | 34123.8 | 1746.02 | 0 | 0 | 34865.36 | 33595.18 | 1270.18 | 0 | 0 | 834.81 | 6817.73 | | | 10 |
| 2012-05-10 00:00:00 | 45.88 | 40.61 | 5.27 | 5 | 0.9 | 0.51 | 0.41 | 35870.16 | 34123.8 | 1746.36 | 0 | 0 | 34865.7 | 33595.18 | 1270.52 | 0 | 0 | 834.83 | 6841.73 | | | 10 |
| 2012-05-11 00:00:00 | 47.4 | 43.67 | 3.73 | 5 | 0.9 | 0.51 | 0.41 | 35875.34 | 34123.8 | 1751.54 | 0 | 0 | 34870.83 | 33595.18 | 1275.65 | 0 | 0 | 835.05 | 6865.73 | | | 10 |
| 2012-05-12 00:00:00 | 47.02 | 43.04 | 3.98 | 5 | 0.9 | 0.51 | 0.41 | 35880.06 | 34123.8 | 1756.26 | 0 | 0 | 34875.5 | 33595.18 | 1280.32 | 0 | 0 | 835.24 | 6889.73 | | | 10 |
| 2012-05-13 00:00:00 | 46.45 | 42.15 | 4.3 | 5 | 0.9 | 0.51 | 0.41 | 35885.6 | 34123.8 | 1761.8 | 0 | 0 | 34880.98 | 33595.18 | 1285.8 | 0 | 0 | 835.47 | 6913.73 | | | 10 |
| 2012-05-14 00:00:00 | 43.87 | 37.34 | 6.53 | 5 | 0.9 | 0.51 | 0.41 | 35886.13 | 34123.8 | 1762.33 | 0 | 0 | 34881.51 | 33595.18 | 1286.33 | 0 | 0 | 835.49 | 6937.73 | | | 10 |
| 2012-05-15 00:00:00 | 47.12 | 45.1 | 2.02 | 5 | 0.9 | 0.51 | 0.41 | 35891.18 | 34123.8 | 1767.38 | 0 | 0 | 34886.51 | 33595.18 | 1291.33 | 0 | 0 | 835.7 | 6961.73 | | | 10 |
| 2012-05-16 00:00:00 | 58.72 | 52.56 | 6.16 | 5 | 0.9 | 0.51 | 0.41 | 35894.99 | 34123.8 | 1771.19 | 0 | 0 | 34890.26 | 33595.18 | 1295.08 | 0 | 0 | 835.9 | 6985.73 | | | 10 |

Пример таблицы данных снятых со счётчиков электрической энергии:

| Дата/Время | Активная энергия, кВт*ч | | Реактивная энергия, кВАр*ч | |
|---------------------|-------------------------|-----|----------------------------|-----|
| | EАi | EАo | ERi | ERo |
| 2012-05-02 06:01:06 | 30856.45 | 0 | 352.36 | 0 |
| 2012-05-02 06:11:33 | 30856.45 | 0 | 352.36 | 0 |
| 2012-05-03 00:00:38 | 30930.88 | 0 | 353.31 | 0 |
| 2012-05-04 00:01:00 | 30991.97 | 0 | 354.05 | 0 |
| 2012-05-05 00:03:24 | 31036.56 | 0 | 354.66 | 0 |
| 2012-05-06 00:04:27 | 31080.38 | 0 | 355.25 | 0 |
| 2012-05-07 00:01:49 | 31123.26 | 0 | 355.78 | 0 |
| 2012-05-08 00:02:28 | 31142.74 | 0 | 356.06 | 0 |
| 2012-05-09 00:03:24 | 31143.67 | 0 | 356.07 | 0 |
| 2012-05-10 00:01:30 | 31143.69 | 0 | 356.08 | 0 |
| 2012-05-11 00:01:43 | 31172.49 | 0 | 356.42 | 0 |
| 2012-05-12 00:01:30 | 31220.55 | 0 | 357.01 | 0 |
| 2012-05-13 00:02:48 | 31268.85 | 0 | 357.64 | 0 |
| 2012-05-14 00:01:30 | 31317.33 | 0 | 358.22 | 0 |
| 2012-05-15 00:03:26 | 31362.87 | 0 | 358.79 | 0 |
| 2012-05-16 00:03:23 | 31401.51 | 0 | 359.27 | 0 |

Для оптимизаций расходов на оборудование был использован коммутатор «КУМИР» К22, но входе экспериментов, импульсные входы/выходы данного коммутатора практически нигде не использовались поэтому была разработана другая версия данного коммутатора «КУМИР» К21:



Библиографический список

1. Пинкин А.А.. Разработка аппаратно-программных средств для создания низкзатратной технологии учёта ресурсов // материалы X Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных «Современные проблемы радиоэлектроники и связи». ИрГТУ 2011г.
2. <http://www.livebusiness.ru/faq/saas/>

СТЕНД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПРОЦЕССОВ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ВРЕМЕННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛА

А.А.Плюхин, Л.В.Просвирякова

Иркутский государственный технический университет
reierem@istu.edu

В современные системы передачи информации используют различные технологии формирования, хранения и передачи сигнала. Одним из наиболее распространенных методов разделения каналов является временной. В связи с этим возникла необходимость исследовать процессы, происходящие в цифровых системах передачи информации при использовании временного уплотнения.

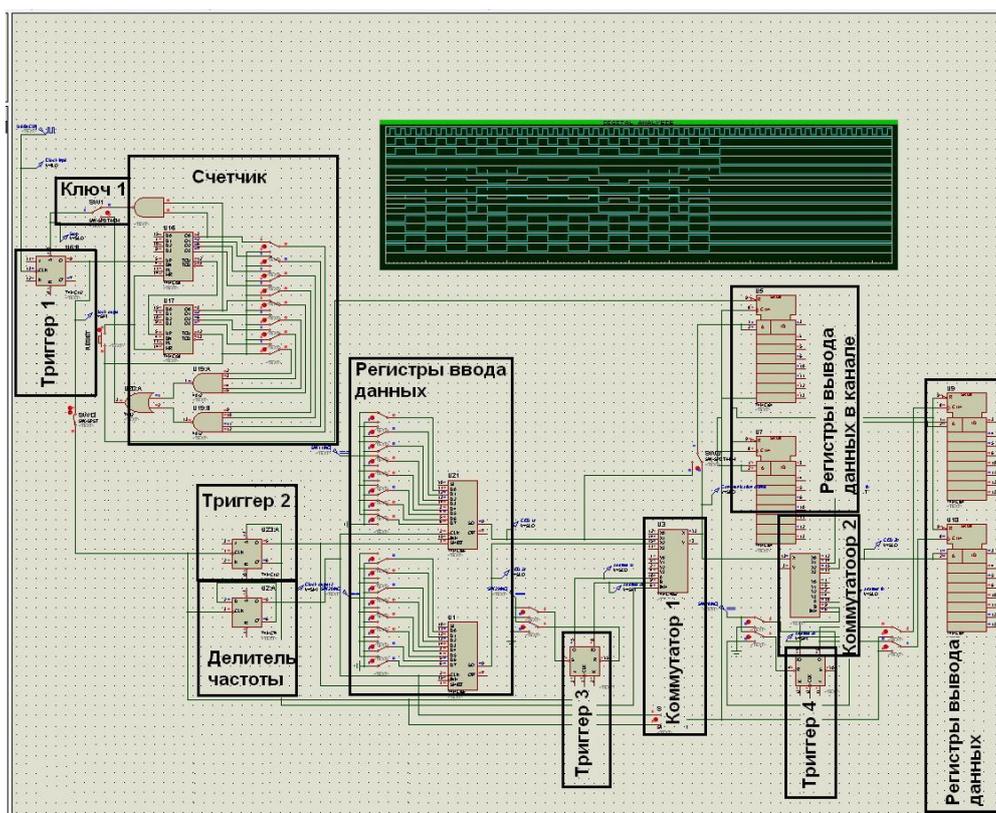


Рисунок 1 – Функциональная схема стенда.

Стенд служит для исследования основных процессов протекающих в цифровых узлах систем связи. На рисунке 1 представлена функциональная схема разрабатываемого стенда. В состав стенда входят следующие блоки:

1. Блок управления;
2. Блок счета тактовых импульсов;
3. Блок делителя частоты;
4. Блок ввода данных;
5. Блок выбора канала;
6. Блоки коммутации;

7. Блок индикации состояния канала;
8. Блок вывода данных.

Работу со стендом следует начинать с ввода в входные регистры цифровых данных (после запуска данные регистров не изменяются). Схема запускается с первым тактом тактового генератора. По первому такту начинается счет, который ведется до 17, потом схема переходит в состояние хранения информации за счет установки в 1 первого JK триггера. Также с первым тактом второй JK триггер устанавливает разрешающие биты для работы всех устройств схемы. Защитный интервал должен превышать время задержки распространения сигнала в триггере. Если на входы \bar{S} и \bar{R} триггеров одновременно подаются напряжения низкого уровня, состояние выходов Q и \bar{Q} окажется неопределенным. Загрузить в триггер входные уровни В или Н (т. е. 1 или 0) можно, если на входы \bar{S} и \bar{R} подать напряжения высокого уровня. Асинхронная установка нужного сочетания уровней на выходах получится, когда на входы \bar{S} и \bar{R} поданы взаимнопротивоположные логические сигналы.

Далее тактовый сигнал разделяется на два. Первый идет на делитель частоты служащий устройством тактовой частоты для входных регистров. Вторым сигналом поступает на аналоговый мультиплексор, который последовательно с удвоенной по отношению к первой частотой переключает на выход, то первый, то второй регистры, формируя, таким образом, информационную последовательность. Эту последовательность можно увидеть на выходах регистров последовательного ввода. С выхода мультиплексора последовательность поступает на демультимплексор. На демультимплексоре происходит распределение информационной последовательности на два выходных регистра.

На входе стенда стоит триггер, который останавливает работу стенда после прохождения определённого тактового импульса. Работу триггера показывает временная диаграмма изображенная на рисунке 2.

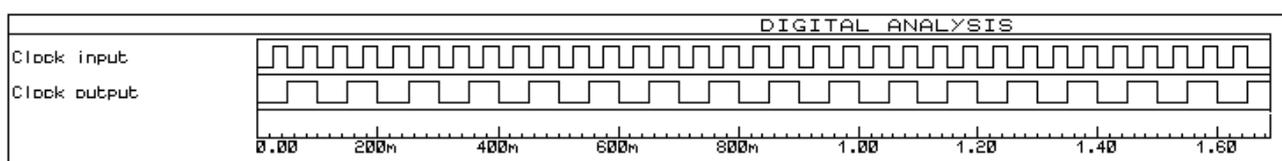


Рисунок 2 – Временная диаграмма входной и выходной тактовый сигнал.

Блок счета тактовых импульсов вырабатывает сигнал сброса низкого уровня по которому Триггер 1 прекратит выдавать тактовые импульсы управляющие работой стенда. Работа счетчика отображена на рисунке 3.

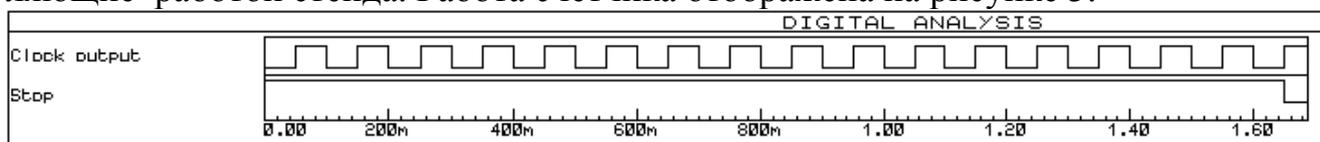


Рисунок 3 – Временная диаграмма тактовый сигнал и сигнал остановки.

В блоке счета тактовых импульсов предусмотрено переключение между двумя режимами работы. В первом режиме счет ведется до прихода 16 тактового импульса. Во втором режиме имеется возможность управлением коэффициентом счета, что позволяет выполнять работы по исследованию работы счётчика. Переключение между режимами осуществляется ключом 1.

Для осуществления принципа временного разделения каналов частота переключения между каналами согласно с теоремой Котельникова должна быть как минимум в два раза больше частоты передачи информации. Для выполнения этого условия в стенд включен блок деления частоты собранный на одном D-триггере. Временная диаграмма работы показана на рисунке 4.

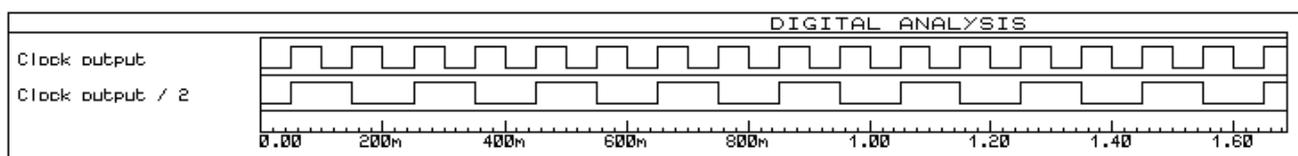


Рисунок 4 – Временная диаграмма тактовый сигнал и сигнал с делителя частоты.

На регистрах ввода данных формируется кодовая последовательность, которая в последствие и будет передаваться. На рисунке 3 показаны две кодовые последовательности, сформированные на выходе каждого из регистров. Выводом информации из регистров управляет триггер 2. Тактируются эти регистры блоком деления частоты, т.е. передача информации из регистров осуществляется с тактовой частотой, уменьшенной в два раза по отношению к тактовой частоте остальных блоков стенда.

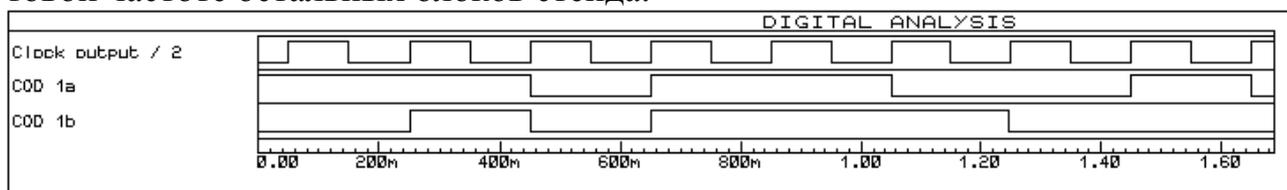


Рисунок 5 – Временная диаграмма тактовый сигнал и кодовые группы с двух регистров ввода данных.

Сам процесс передачи информации в канал связи представляет собой последовательную коммутацию коммутатором 1 каждого из регистров и канала связи. Этот процесс производится с частотой в два раза большей, чем передача информации регистрами. Процесс переключения между регистрами выполняется при помощи JK-триггера (триггер 3) установленного в режим переключения. Схемой предусмотрено выполнение коммутации вручную путем перестройки JK-триггера в режим асинхронной установки или сброса. Тогда только один регистр коммутируется с каналом связи.

Процесс временного разделения каналов невозможно было бы увидеть без приемной стороны, на которой происходит отображение принятых кодовых групп. Так же вся информация, полученная на выходе коммутатора 1, передается в регистр вывода данных канала. В нем после анализа передаваемой информации можно наглядно увидеть процесс временного разделения каналов.

На приемной стороне стенда установлен коммутатор 2. Он разделяет групповой сигнал, передаваемый по каналу связи на два приемных модуля. Разделение осуществляется аналогичным передаче в канал связи способом, т.е. последовательной коммутацией приемных модулей с каналом связи. Схема управления коммутацией приемной стороны так же аналогична схеме управления передающей стороны, т.е. установлен JK-триггер (триггер 4) поставленный в режим переключения. Работой триггера 4 можно управлять вручную, устанавливая его в режим асинхронной установки или сброса. Таким образом, можно коммутировать канал связи с одним из приемных модулей. Приемные модули представляют собой регистры с последовательным вводом и параллельным выводом информации. Временные диаграммы работы блоков коммутации, а также управление самим процессом коммутации показаны на рисунке 6.

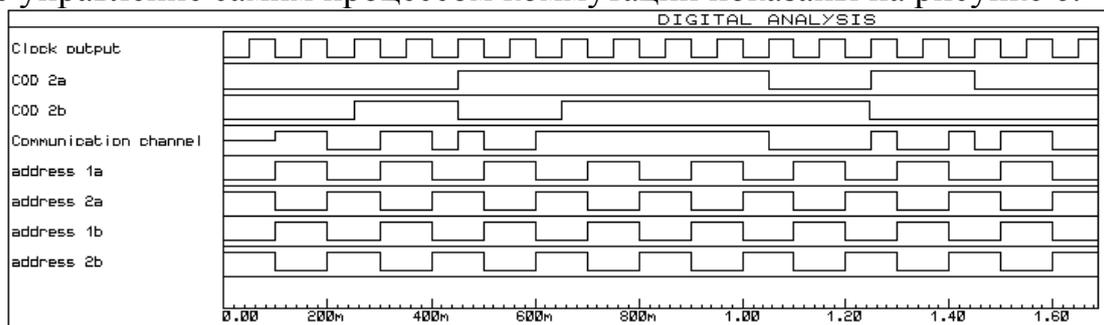


Рисунок 6 – Временная диаграмма работы блоков коммутации

Данный стенд позволяет выполнять работы, связанные с исследованием процессов, происходящих в системах передачи информации вторичных сетей. По сути он является простейшей моделью системы коммутации на низшей ступени иерархии цифровых систем передачи информации. С помощью стенда возможно проведение работ не только по изучению систем связи с временным разделением каналов, но и выполнение ряда других практических исследований. Например, изучение работы счетчиков, в частности их коэффициента деления. Имеется возможность осуществлять изучение процесса коммутации, т.к. имеется возможность управлять этим процессом вручную.

Так же стенд позволяет изучать работу простых цифровых компонентов таких как счетчики, элементы дискретной логики, регистры, триггеры. Благодаря ручному управлению процессом коммутации появляется возможность исследовать микросхемы коммутаторов.

Библиографический список:

1. В. Л. Шило Популярные цифровые микросхемы. Справочник. Москва радио и связь 1987.
3. М.Тули Справочное пособие по цифровой электронике Перевод с английского канд. техн. наук В.Л. Григорьева. Москва энергоатомиздат 1990
4. Е. Угрюмов Цифровая схемотехника. Санкт-Петербург БХВ-Петербург 2004
5. <http://www.radio-portal.ru> – Радиоловительский портал
6. Н. И. Калашников Системы радиосвязи. Учебник для вузов – М. радио и связь, 1988. – 352 с.

ВНЕДРЕНИЕ ТЕХНОЛОГИЙ ШИРОКОПОЛОСНОГО ДОСТУПА В г. ИРКУТСКЕ

Е.А.Пыжьянова, Л.В.Просвирякова

Иркутский государственный технический университет
reierem@istu.edu

Высокоскоростной доступ в интернет представлен в России несколькими технологиями. Самая популярная среди них – Ethernet, передача данных по кабелю. Отечественные провайдеры, предоставляющие доступ в интернет по технологии Ethernet, предлагают скорости соединения вплоть до 100 Мбит/сек. То есть именно Ethernet является самой высокоскоростной технологией передачи данных, доступной жителям России. Эту технологию, по субъективным ощущениям, можно назвать и самой стабильной из всех представленных на рынке. Для подключения интернета по этой технологии пользователю нужен только компьютер и подведенный к дому кабель провайдера. Больше ничего не понадобится, так как в любом современном компьютере есть специальный порт для Ethernet. Раньше локальные сети строили энтузиасты, которые находили единомышленников в своем доме. Они прокладывали кабели и подключались к магистральным каналам сети Интернет, через больших провайдеров. Теперь многие небольшие сети скуплены большими провайдерами-операторами.

Вторая по распространенности в России технология доступа в России – DSL. Для передачи данных DSL использует обычную телефонную линию. Правда, в отличие от устаревшей технологии dial-up, когда пользователь вынужден дозваниваться до провайдера через модем, DSL позволяет параллельно с работой в интернете разговаривать по телефону.

Среди технологий **широкополосного доступа** в интернет можно выделить и сети UMTS (3G), построенные во многих регионах России операторами сотовой связи. Теоретическая максимальная скорость в UMTS с использованием надстройки HSDPA может достигать 14 Мбит/сек.

Кроме Ethernet, самым современным (и одним из самых перспективных) способом достучаться до каждого отдельного абонента с высокой скоростью является оптоволоконное соединение, в частности PON, о которой в дальнейшем и пойдет речь. Начать знакомство с PON нужно, прежде всего, с понятия широкополосного доступа.

Широкополосный или высокоскоростной доступ в Интернет означает доступ в Интернет с большой скоростью, в противоположность коммутируемому доступу с использованием модема и телефонной сети общего пользования.

Если коммутируемый доступ имеет ограничение по битрейту порядка 56 кбит/с и полностью занимает телефонную линию (узкополосный), то широкополосные технологии обеспечивают во много раз большую скорость обмена данными и не монополизуют телефонную линию. Кроме высокой скорости, широкополосный доступ обеспечивает непрерывное подключение к

Интернету (без необходимости установления коммутируемого соединения) и так называемую «двустороннюю» связь, то есть возможность как принимать («загружать»), так и передавать («выгружать») информацию на высоких скоростях.

Выделяют:

- мобильный широкополосный доступ (мобильный ШПД). Включает в себя передачу данных по беспроводным соединениям;
- фиксированный широкополосный доступ. Фиксированный ШПД строится на основе проводных соединений;

Для предоставления широкополосного доступа в Интернет может использоваться множество различных носителей и технологий передачи данных: К ним относятся кабельная связь, усовершенствованный телефонный сервис под названием «цифровая абонентская линия» (DigitalSubscriberLine, DSL), спутниковая связь, наземная (или фиксированная) беспроводная связь и другие.

Количество подключений к ШПД в России неуклонно растет с каждым годом. Так, к примеру, в 2012 году процент домашнего « широкополосного подключения» достигнет 43% от общей массы интернет-пользователей.

Так же, в обратной зависимости от роста популярности услуги находятся цены, предоставляемые провайдерами. К примеру, по статистике, абонентская плата с 2007 по 2012 год упала с 350 до 260 рублей в месяц(данные Московской области).

На сайте Министерства связи и массовых коммуникаций РФ можно узнать, что по итогам 2011 года: По сравнению с 2010 годом Россия улучшила свои позиции более чем на 20 пунктов, поднявшись с 77 на 56 место в мировом рейтинге развитости информационно-коммуникационных технологий за 2011 год, который ежегодно составляют специалисты Всемирного экономического форума (ВЭФ). К индексу добавились новые актуальные индикаторы, например, количество пользователей широкополосных сетей мобильной связи.

Все это показывает, что модернизация телекоммуникационной отрасли в России не стоит на месте. Технология ШПД укрепляет свои позиции, показывая прочную тенденцию роста пользователей и интереса к услуге.

Доминирующие технологии для широкополосных подключений:

– Пассивные оптические сети(GPON или EPON)-технология FTTH(FiberToTheHome, FTTH);

– Оптика-до-узла доступа(FTTN) или выноса(с использованием xDSL);

– Оптика до здания(FTTB) (с использованиемActiveEthernet).

Компания ОАО «Ростелеком» является передовиком в России по предоставлению услуг ШПД в интернет, по данным исследовательских компаний. В Иркутске наиболее популярным и перспективным видом услуг является –GPON, предоставляю комплекс услуг tripleplay (телефон+ телевидение+ интернет).

PON (Passive Optical Network) – пассивнаяоптическаясеть. Оптический кабель непосредственно в квартиру. Суть технологии PON заключается в том,

что между приемопередающим модулем центрального узла OLT (optical line terminal) и удаленными абонентскими узлами ONT (optical network terminal) создается полностью пассивная оптическая сеть. В промежуточных узлах размещаются пассивные оптические разветвители (сплиттеры) – компактные устройства, не требующие питания и обслуживания. Один приемопередающий модуль OLT позволяет передавать информацию множеству абонентских устройств ONT. Число ONT, подключенных к одному OLT, может быть настолько большим, насколько позволяет бюджет мощности и максимальная скорость приемопередающей аппаратуры.

Отличительные особенности технологии:

- Более высокая надежность. Все мультисервисные сети передачи данных и телевидения (МСС) построенные только с использованием оптических активных компонентов, как правило, обладают очень высокой надежностью. Важен и тот факт, что отпадает необходимость в использовании дистанционного (т.е. по коаксиальному кабелю) питания, которое часто доставляет много хлопот кабельным операторам;

- Простота переконфигурации сети за счет установки в основных узлах распределения оптических кроссовых шкафов;

- Простота реализации новых цифровых технологий, накладываемых на уже существующие FTTH сети.

Преимущества технологии:

- Скорость. Оптическое волокно обладает огромной полосой пропускания, поэтому скорость и качество передачи данных выгодно отличается от других технологий (как проводных, так и беспроводных);

- Надежность. Оптоволоконный кабель устойчив к электромагнитным воздействиям, не является источником электромагнитных волн, привлекателен по массово-габаритным параметрам и защищен от несанкционированного доступа;

- Гибкость. Технология PON позволяет осуществлять настройку оборудования в соответствии с индивидуальными потребностями клиента и предоставлять именно тот уровень сервиса, который требуется.

Библиографический список

1. Вишневский, В. М. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G / В. М. Вишневский, С. Л. Портной – М.: Техносфера, 2009. – 472 с.
2. Телекоммуникационные системы и сети: учебное пособие. В 3 томах/ Б.И. Крук, В.Н. Попантопуло, В.П. Шувалов; под редакцией профессора В.П. Шувалова. – М.: «Горячая линия-Телеком», 2003-647с.
3. Современные технологии средств и систем телекоммуникаций. Конспект лекций/ В.Н. Урядов, Н.В. Тарченко, П.В. Тишков. – Минск: БГУИР, 2008. - 198 с.

ЦИФРОВОЙ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ КОНТУР ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

А.В. Ретивых, В.Е. Засенко (научный руководитель)

Иркутский государственный технический университет
reierem@istu.edu

Неотъемлемой составляющей современной приемной системы являются устройства частотной и фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Достоверный прием сигнала возможен только при точном знании несущей частоты принимаемого сигнала и ее фазы. Современные приемные системы оснащаются местным генератором, позволяющим создавать колебания, с помощью которых могут быть реализованы оптимальные методы приема информации. Системы ФАПЧ вводятся для обеспечения синхронизма частоты местного генератора с частотой принимаемого сигнала.

Синхронизация может быть реализована различными способами. Так, например, с целью организации правильной работы сети связи, в системе сотовой связи стандарта GSM организован специальный канал синхронизации, поддерживающий синхронность сети.

Но в большинстве случаев отдельный канал синхронизации отсутствует и тогда для целей синхронизации местного генератора используется несущая частота информационного сигнала. Прежде чем применять несущую частоту информационного сигнала в качестве частоты синхронизации местного генератора, необходимо произвести предварительную обработку, заключающуюся в фильтрации помех, приобретенных в канале распространения, устранения модуляции несущего колебания.

Для решения задач синхронизации в приемных системах используются специальные радиотехнические устройства – системы автоматической подстройки частоты, исследование свойств которых является актуальной задачей. Целью данной работы является моделирование цифровой быстродействующей системы фазовой автоподстройки частоты и исследование устойчивости быстродействующего устройства ФАПЧ.

Особое внимание уделяется вопросам синхронизации при передаче цифровой информации. Т.к. опорные генераторы на передающей и приемной стороне не могут быть когерентны, поэтому прибегают к следящим контурам, позволяющим производить подстройку генераторов опорных сигналов для когерентной демодуляции [1]. Такие следящие системы называют контурами ФАПЧ. С развитием микропроцессорной техники и цифровых методов обработки сигналов стало возможно использовать не только схемную реализацию устройств, но и программную, с помощью которой возможно осуществить модулирование определенной цифровой схемы. Структурная схема цифрового контура ФАПЧ представлена на рис.1.

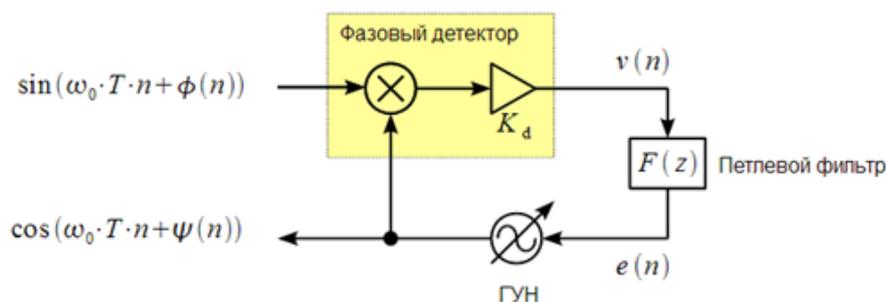


Рис. 1. Структурная схема цифрового контура ФАПЧ

В состав цифрового контура ФАПЧ входят: фазовый детектор, состоящий из умножителя и усилителя с коэффициентом усиления K_d , петлевого фильтра, вырабатывающего сигнал управления $e(n)$ и ГУН [4]. Контур ФАПЧ должен постоянно вести сопровождение входного сигнала по фазе [3]. Соответственно, генератор, входящий в контур должен «уметь» перестраиваться по фазе. Для этого разработаны ГУН, мгновенная частота которых на выходе зависит от входного сигнала $e(n)$:

$$q(n) = \cos(\omega_0 \cdot T \cdot n + K_0 \cdot \sum_{m=0}^{n-1} e(m)), \quad (1)$$

где $q(n)$ – напряжение на выходе ГУН, ω_0 – циклическая частота входного сигнала, $T = \frac{1}{F_s}$ – интервал дискретизации, F_s – частота дискретизации, n – количество отсчетов, K_0 – коэффициент пропорциональности.

Фаза колебания, представленного выражением (1), содержит линейный член и переменную часть фазы выходного сигнала ГУН, получаемую под воздействием управляющего напряжения.

Используя (1), определим передаточную характеристику ГУН, для этого преобразуем выражение для переменной части фазы выражения (1)

$$\psi(n) = K_0 \cdot e(n-1) + \psi(n-1). \quad (2)$$

Полученное уравнение фаз соответствует передаточной характеристике $N(z)$ ГУН:

$$N(z) = \frac{K_0 \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}}. \quad (3)$$

Т.к. значение фазы цифрового ГУН $\psi(n)$ зависит от предыдущего значения сигнала ошибки $e(n-1)$, что учитывается множителем z^{-1} в числителе передаточной характеристики $N(z)$. На выходе фазового детектора получим сигнал $v(n)$:

$$v(n) = \frac{1}{2} K_d \cdot \sin(2\omega_0 T n + \phi(n) + \psi(n)) + \frac{1}{2} K_d \cdot \sin(\phi(n) - \psi(n)). \quad (4)$$

Петлевой фильтр устраняет слагаемое на удвоенной частоте, тогда сигнал ошибки:

$$e(n) = \frac{1}{2} K_d \cdot \sin(\Delta\phi(n)). \quad (5)$$

Модель цифрового контура ФАПЧ является нелинейной, согласно формулам представленным выше, но может быть линеаризована при малых значениях $\Delta\phi(n)$ и множитель 0,5 может быть учтен в коэффициенте K_d . Схема линеаризованного цифрового контура ФАПЧ представлена на рис. 2.

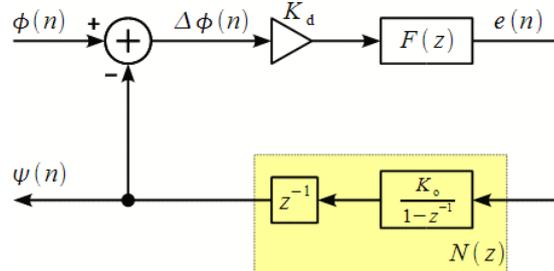


Рис. 2. Линеаризованная модель цифрового контура ФАПЧ

Если $\Phi(z)$ и $\Psi(z)$ – z-образы $\phi(n)$ и $\psi(n)$ соответственно, то передаточная характеристика цифрового контура ФАПЧ будет иметь вид:

$$H(z) = \frac{\Phi(z)}{\Psi(z)} = \frac{K_d \cdot F(z) \cdot N(z)}{1 + K_d \cdot F(z) \cdot N(z)}. \quad (6)$$

Петлевой фильтр реализован по схеме представленной на рис. 3 [2], K_p и K_i – это пропорциональный и интегральный коэффициенты. Передаточная характеристика петлевого фильтра $F(z)$ равна:

$$F(z) = \frac{K_p + (K_i - K_p)z^{-1}}{1 - z^{-1}} = \frac{K_p(z - 1) + K_i}{z - 1}. \quad (7)$$

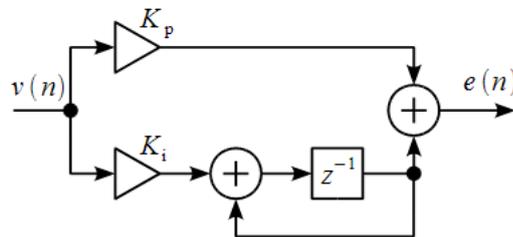


Рис. 3. Структурная схема петлевого фильтра

Окончательная формула передаточной характеристики цифрового контура ФАПЧ с учетом ранее полученных выражений:

$$H(z) = \frac{g_1(z - 1) + g_2}{(z - 1)^2 + g_1(z - 1) + g_2}, \quad (8)$$

Где $g_1 = K_d K_p K_0$ и $g_2 = K_d K_i K_0$. Из теории преобразования аналоговых фильтров в цифровые получены следующие выражения:

$$g_1 = 2 - 2 \cdot \exp(-\omega_p \alpha T) \cdot \cos(\omega_p T \sqrt{1 - \alpha^2}); \quad (9)$$

$$g_2 = \exp(-2\omega_p \alpha T) - 1 + g_1, \quad (10)$$

Где ω_p – резонансная частота, α – коэффициент затухания.

Поскольку контур ФАПЧ имеет обратную связь, то необходимо определить значения коэффициентов петлевого фильтра, при которых контур устойчив. Известно, что устойчивый контур имеет полюса расположенные внутри

единичной окружности. Рассмотрим полюса передаточной характеристики контура (8), для этого приравняем знаменатель к нулю :

$$(z - 1)^2 + g_1(z - 1) + g_2 = 0 \Rightarrow p_{01} = \frac{2 - g_1 \pm \sqrt{g_1^2 - 4g_2}}{2}, \quad (11)$$

Цифровой контур ФАПЧ будет устойчивым если его полюса лежат внутри единичной окружности комплексной плоскости z , т. е. их модуль меньше единицы:

$$\left| \frac{2 - g_1 \pm \sqrt{g_1^2 - 4g_2}}{2} \right| < 1. \quad (12)$$

Как видно, в случае если подкоренное выражение больше 0, тогда полюса вещественные, а неравенства получаются следующего вида:

$$g_2 < \frac{g_1^2}{4}, \quad g_2 > 0, \quad g_2 < 2g_1 - 4. \quad (13)$$

В случае если подкоренное выражение меньше или равно 0, тогда полюса комплексно-сопряженные, а неравенства получаются следующего вида:

$$g_2 \geq \frac{g_1^2}{4}, \quad g_2 < g_1. \quad (14)$$

Графически полученные области устойчивости показаны на рис. 4 синей горизонтальной штриховкой для первого случая, зеленой горизонтальной штриховкой для второго случая.

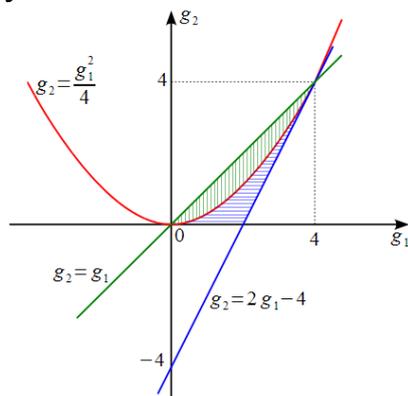


Рис. 4. Область устойчивости (ОУ) цифрового контура ФАПЧ

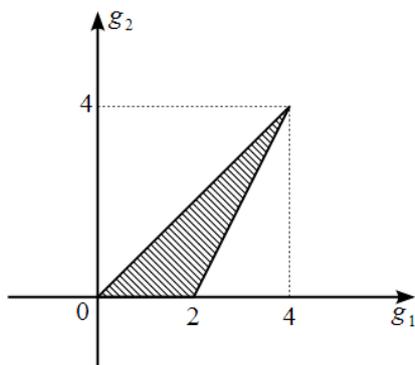


Рис. 5. – Обобщенная ОУ цифрового контура ФАПЧ

Из формул (9) и (10) видно, что контур ФАПЧ будет неустойчив только при $\alpha=0$. Во всех остальных случаях контур ФАПЧ будет устойчивым.

Цифровой контур ФАПЧ реализован по схеме, представленной на рис.6.

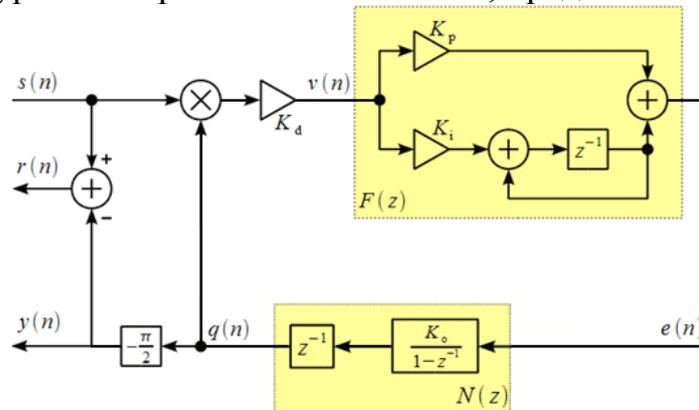


Рис. 6. Структурная схема моделируемого контура ФАПЧ

Пусть входной сигнал $s(n)$ имеет вид:

$$s(n) = \sin(2\pi f_0 t(n) + \phi_0), \quad (15)$$

Где f_0 – частота входного сигнала, ϕ_0 – начальная фаза, умножается на сигнал с выхода ГУН $q(n)$ вида:

$$q(n) = \cos(2\pi f_g t(n) - \psi(n-1)), \quad (16)$$

Где f_g – частота ГУН, отличающаяся от f_0 на величину df , $\psi(n-1)$ – отсчеты фазы ГУН, удовлетворяющие уравнению (2), отметим что сигнал $y(n)$ перевернутый на минус 90 градусов сигнал $q(n)$:

$$y(n) = \sin(2\pi f_0 t(n) + \psi(n-1)). \quad (17)$$

Сигнал $r(n)$ – разностный сигнал, который в режиме сопровождения должен стремиться к нулю. Сигнал на выходе петлевого фильтра $e(n)$ имеет вид:

$$e(n) = K_p v(n) + (K_i - K_p) v(n-1) + e(n-1). \quad (18)$$

Исходные данные для моделирования:

$$K_d = 1.0, K_o = 1.0, \omega_p = 2\pi \cdot 10^4 \text{ рад/с}, \alpha = 0.5, F_s = 4 \text{ МГц}, f_0 = 1 \text{ МГц}, df = 30 \text{ кГц}, f_g = f_0 - df.$$

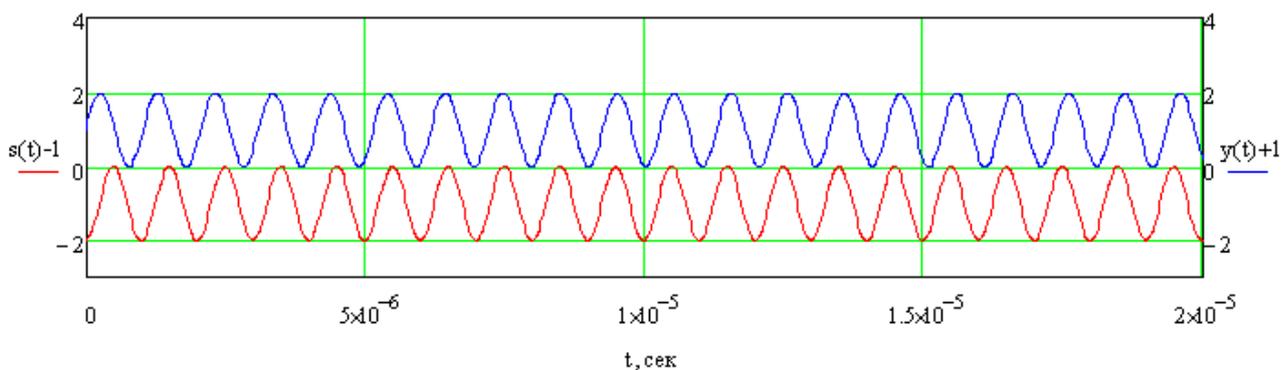


Рис. 7. Повышение синхронизации. Входной сигнал (красный), сигнал с выхода фазовращателя (синий)

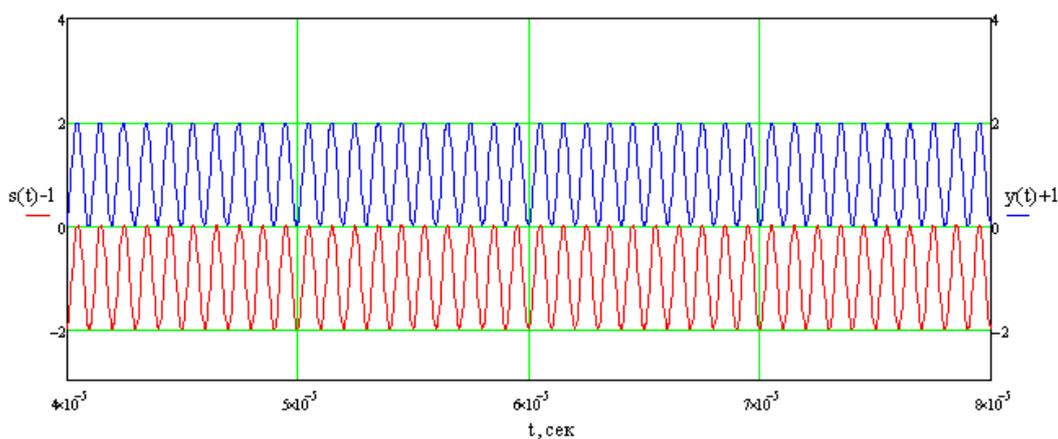


Рис. 8. Полная синхронизация входного сигнала (красный) и сигнала с выхода фазовращателя(синий)

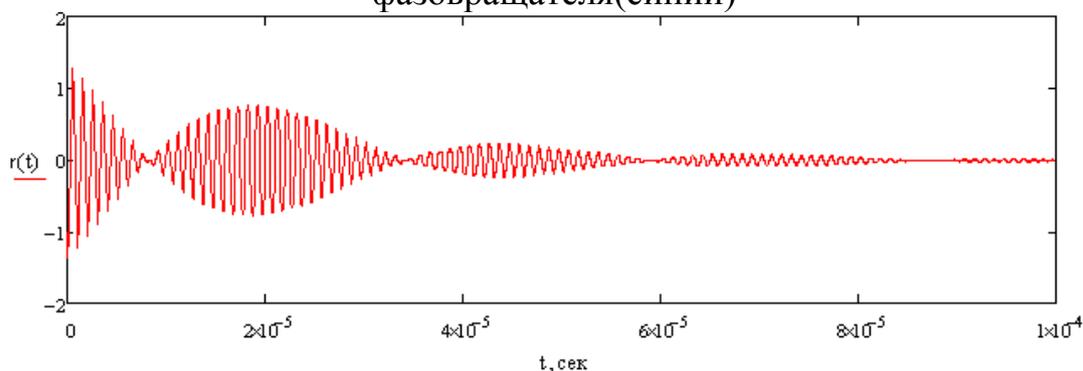


Рис. 9. Сигнал ошибки слежения

Как видно из рис. 8 время полной синхронизации входного сигнала и сигнала с выхода фазовращателя составляет 40 мкс. Таким образом получен цифровой быстродействующий контур ФАПЧ.

Программная реализация цифрового контура ФАПЧ может использоваться в различных цифровых приемных системах требующих быстрой синхронизации с входным сигналом. Дальнейшая разработка состоит в использовании дополнительного импульсного сигнала для синхронизации с входным сигналом. При этом синхронизация будет осуществляться только в присутствии импульсного сигнала.

Библиографический список

1. Прокис Дж. Цифровая связь: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 2000. - 800 с.
2. Лем Г. Аналоговые и цифровые фильтры: Пер. с англ. – М.: Мир, 1982. - 592 с.
3. Шахгельдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. – М.: Связь, 1972. - 447 с.
4. Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации. Под ред. В.В. Шахгельдяна. М.: Радио и связь. – 1989. - 320 с.

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ

А.А.Стафеева, В.Е.Засенко – научный руководитель

Иркутский государственный технический университет
reirem@istu.edu

Современное состояние телекоммуникационных сетей можно определить термином «движение к совершенству». Вряд ли можно предугадать, как они будут выглядеть в будущем, сколько поколений сетей и технологий предстоит еще пройти. Однако уже сегодня видны первые наработки: мощные сети передачи и коммутации пакетов, высокоскоростные линии доступа, оптические телекоммуникационные технологии и т. д., которые и определяют следующие поколения телекоммуникационных сетей.

Сети связи для предоставления услуг телефонии появились в начале XX века и претерпели ряд изменений с точки зрения емкости, скорости обмена, используемых технологий и функций узлов коммутации. В настоящее время принято выделять три основных этапа развития телефонных сетей общего пользования.

Сети первого поколения – это традиционные телефонные сети, или POTS (Plain Old Telephone Service), которые включают в себя совокупность технологических и структурно-сетевых решений, использовавшихся для построения сетей до появления концепции цифровых сетей.

«Классические» телефонные сети POTS основаны на технологии коммутации каналов, которая для каждого телефонного разговора требует выделенного физического соединения. Переход от аналоговых к цифровым технологиям стал важным шагом для возникновения современных цифровых телекоммуникационных сетей. Таким шагом стал переход к пакетной коммутации.

Сети второго поколения – развились с появлением цифровых систем передачи. На определенном этапе развития оказалось, что эксплуатация и развитие отдельных сетей связи (телефонные, телеграфные, передачи данных) экономически нецелесообразны. После того, как цифровые сигналы стали основными при передаче информации, возникла идея создания единой сети для передачи разных сообщений (речи, данных, видео) в цифровой форме. Концепция универсальной сети была реализована в ISDN (Integrated Services Digital Network) – цифровой сети с интеграцией услуг. Несмотря на это, основной услугой осталась телефония. Сети ISDN предусматривали использование цифровых систем передачи и цифровых узлов коммутации. Были разработаны достаточно мощные системы сигнализации, позволяющие передавать не только сигнальную информацию, связанную с установлением базового вызова, но и сведения, относящиеся к состоянию элементов сети связи, маршрутизации вызовов, согласованию параметров передачи и т. д.

В сетях на основе протокола IP все данные - голос, текст, видео, компьютерные программы или информация в любой другой форме - передаются в виде пакетов. Любой компьютер и терминал такой сети имеет свой уникальный IP-

адрес, и передаваемые пакеты маршрутизируются к получателю в соответствии с этим адресом. Данные могут передаваться одновременно между многими пользователями и процессами по одной и той же линии.

Операторы сетей с пакетной коммутацией получают преимущества, присущие разделяемой инфраструктуре электросвязи по самой её природе. Проще говоря, они могут продать больше, чем в действительности имеют, основываясь на статистическом анализе работы сети. Поскольку предполагается, что абоненты не будут круглосуточно и ежедневно задействовать всю оплаченную полосу, можно обслужить больше абонентов, не расширяя магистральную инфраструктуру. Оборот и прибыль при этом увеличиваются.

До последнего времени существующая сетевая структура для предоставления услуг телефонии включает в свой состав сетевые фрагменты как на основе решений POTS, так и на основе ISDN, но с появлением Интернета возникла потребность в сетевой структуре, не уступающей по своим масштабным характеристикам телефонной сети общего пользования (ТфОП). Однако использование двух параллельных сетевых структур по экономическим и эксплуатационным показателям было не эффективным. Именно поэтому основной задачей для новых проектов телефонных сетей стала разработка технологических решений, обеспечивающих передачу различных видов информации и предоставления различных видов услуг связи в рамках единой сетевой структуры. Таким решением стали сети нового поколения

Сети третьего поколения – сеть NGN (Next Generation Network), для нее характерны существенные особенности, выделяющие ее в новый класс телекоммуникационных систем.

- использование пакетных технологий передачи и коммутации для обмена всеми видами информации;
- применение систем коммутации с распределенной архитектурой, которые отличаются от функционально ориентированных телефонных станций;
- отделение функций, которые касаются поддержки услуг, от коммутации и передачи;
- обеспечение возможности широкополосного доступа и мультисервисного обслуживания трафика вида "triple-play services" (речь, данные и видео);
- реализация функций эксплуатационного управления (в том числе и тех, что делегированы пользователям) за счет Web технологии.

Передача информации в форме пакетов через NGN основана на протоколах IP (Internet Protocol). Но принципы построения NGN существенно отличаются от тех, по которым создана сеть Интернет. В первую очередь тем, что в сети NGN есть поддержка заранее заданных показателей качества обслуживания (QoS - quality of service).

Для передачи голосового трафика через пакетные сети вводится понятие классов обслуживания, позволяющих оценить качество предоставления услуги в пакетной сети.

Сеть NGN реализуется на основе следующих аппаратных средств:

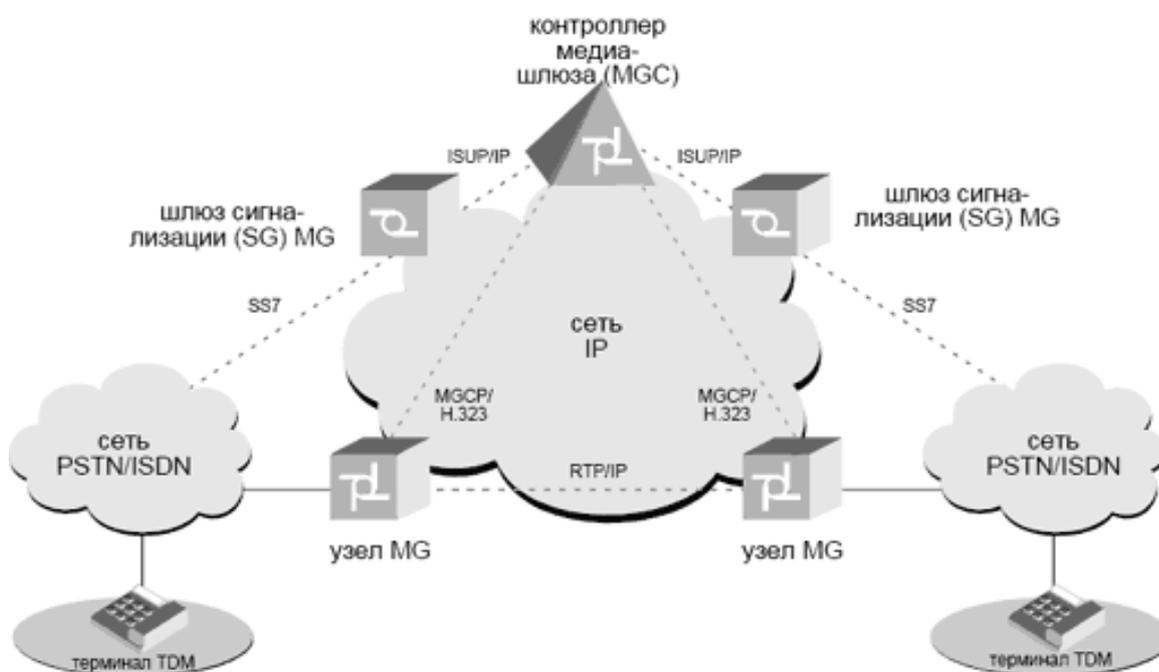
- Шлюз доступа (AGW) обеспечивает аналоговым абонентам доступ в пакетную сеть с использованием различных типов терминалов, по различным соединениям и с различными протоколами. Шлюз AGW на уровне доступа преобразует входящий трафик в поток IP-данных. Поддерживает аналоговых абонентов, абонентов ISDN BRI или PRI, а также интерфейс V 5.2.

- Шлюз сигнализации и медиа-шлюз (SMG) - это сетевой элемент, выполняющий задачи шлюза сигнализации и медиа-шлюза, а также медиа-сервера.

- Медиа-сервер (MS) выполняет функции, которые обеспечивают речевое взаимодействие вызывающего абонента и приложения. Обеспечивает функции медиа-ресурсов (обнаружение акустических сигналов, распознавание DTMF, синтеза и распознавания речи и т.д.), выполнение голосовых услуг в сети NGN (VoiceXML), функции управления медиа-ресурсами и функции обработки вызовов.

- Сервер приложений (AS) - это сервер, в котором находится интеллект услуг. Среди ключевых серверов приложений находятся сервер VoiceXML, он предназначен для реализации услуг автоинформатора, сервер преобразования текста в речь (TTS) и сервер распознавания речи (ASR).

- Программный коммутатор (CS), который также обозначается как softswitch управляет сетью NGN.



Остановимся подробнее на применении гибкого программного коммутатора (softswitch) как средства централизованного управления VoIP-сетью, то есть набором VoIP-шлюзов. В каком-то смысле появление концепции softswitch

было реакцией «телефонного» сообществ на развитие IP-технологий. Заменяв телефонные коммутаторы на шлюзы (media gateways), и установив softswitch в качестве центрального управляющего элемента, задающего логику маршрутизации вызовов между шлюзами, получили что-то похожее на телефонную сеть. Таким образом, softswitch «отвечает» за работу сети в целом (реализация общих для всей сети правил, обеспечение интеллектуальной динамической маршрутизации, централизованные номерные планы, взаимодействие с сетью сигнализации ОКС 7). Кроме того, он позволяет непосредственное подключение терминалов IP. Согласно разработанной модели архитектуры Softswitch предусматриваются четыре функциональные плоскости:

- Транспортная плоскость (Transport Plane) отвечает за транспортировку сообщений по сети связи (физический уровень переноса этих сообщений может базироваться на любой технологии, которая соответствует требованиям к пропускной способности для переноса трафика этого типа), обеспечивает доступ к сети IP-телефонии сигнальной и/или пользовательской информации, поступающей со стороны других сетей или терминалов. Сама транспортная плоскость делится на три домена:

- Домен транспортировки по протоколу IP (IP Transport Domain) поддерживает магистральную сеть и маршрутизацию для транспортировки пакетов через сеть IP-телефонии. К этому домену относятся такие устройства, как коммутаторы, маршрутизаторы, а также средства обеспечения качества обслуживания QoS (Quality of Service).

- Домен взаимодействия (Interworking Domain) включает в себя устройства преобразования сигнальной или пользовательской информации, поступающей со стороны внешних сетей, в пригодный для передачи по сети IP-телефонии вид, а также обратного преобразования. В этот домен входят такие устройства, как шлюзы сигнализации (Signaling Gateways), обеспечивающие преобразование сигнальной информации между разными транспортными уровнями, транспортные шлюзы или медиашлюзы (Media Gateways), выполняющие функции преобразования пользовательской информации между разными транспортными сетями и/или разными типами мультимедийных данных, и шлюзы взаимодействия (Interworking Gateways), обеспечивающие взаимодействие различных протоколов сигнализации на одном транспортном уровне.

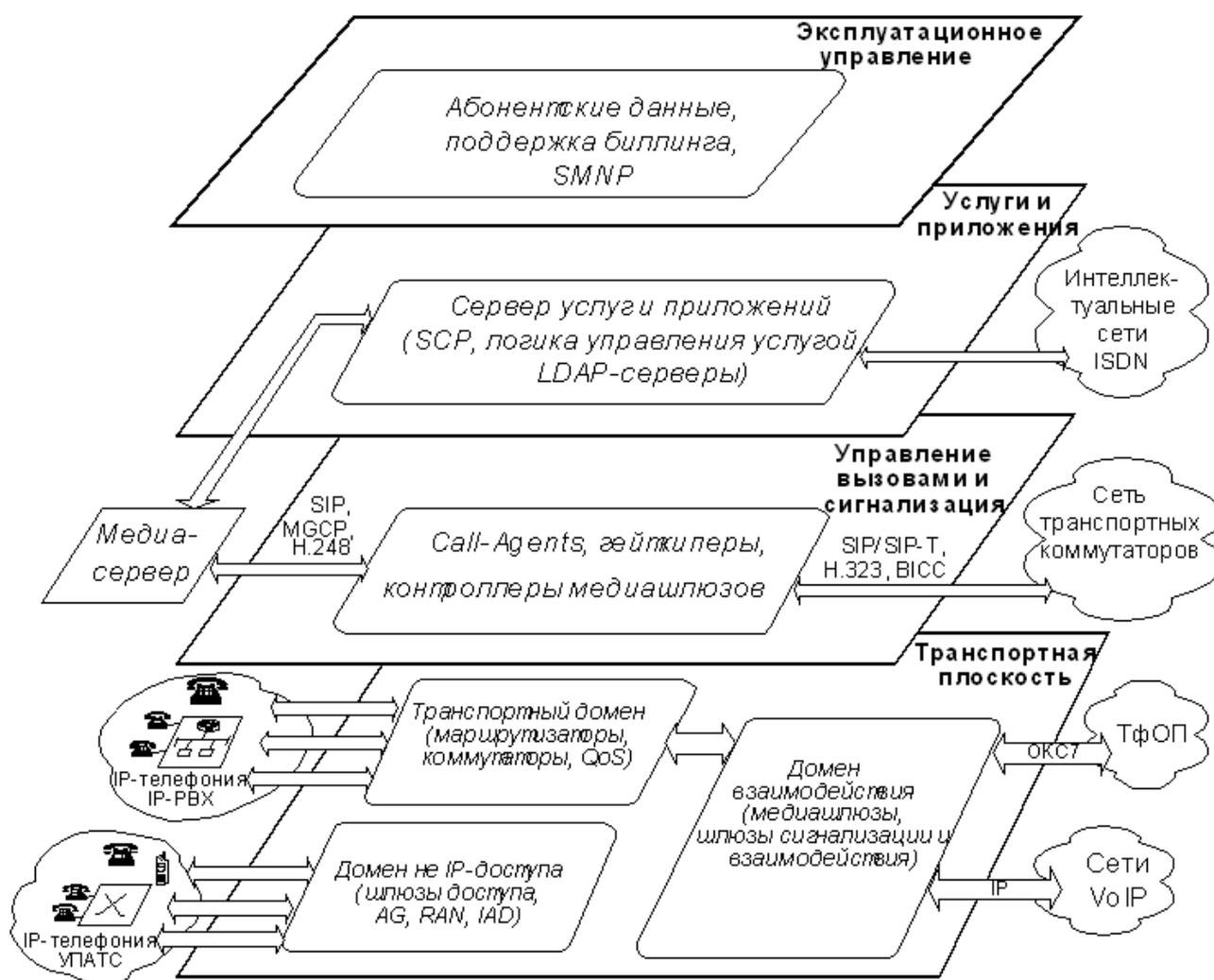
- Домен не-IP-доступа (Non-IP Access Domain) предназначен для организации доступа к сети IP-телефонии различных не-IP терминалов. Он состоит из шлюзов Access Gateways для подключения учреждений АТС, аналоговых кабельных модемов, линий xDSL, транспортных шлюзов для мобильной сети радиодоступа стандарта GSM/3G (RAN), а также средств интегрированного абонентского доступа IAD (Integrated Access Devices)

- Плоскость управления обслуживанием вызова и сигнализации (Call Control & Signaling Plane) управляет обслуживанием вызова на основе сигнальных сообщений, поступающих из транспортной плоскости, устанавливает и разрушает соединения для передачи пользовательской информации по сети.

Эта плоскость включает в себя такие устройства, как контролер медиашлюзов MGC (Media Gateway Controller), сервер обслуживания вызова Call Agent, привратник Gatekeeper и LDAP-сервер.

- Плоскость услуг и приложений (Service & Application Plane) содержит логику выполнения услуг и/или приложений в сети IP-телефонии и управляют этими услугами путем взаимодействия с устройствами, находящимися в плоскости управления обслуживанием вызова и сигнализации. Плоскость услуг и приложений состоит из таких устройств, как серверы приложений Application Servers и серверы дополнительных услуг Feature Servers.

- Плоскость эксплуатационного управления (Management Plane) поддерживает функции включения/выключения абонентов и услуг, эксплуатационной поддержки, биллинга и другие функции технической эксплуатации сети.



До недавнего времени доставка телекоммуникационных услуг была вертикальной, требовала специализированной инфраструктуры и ориентировалась на то, что получилось у оператора. Важным элементом было абонентское оборудование. Сегодня, когда абонент легко работает в нескольких сетях одновременно, такая сервисная практика становится неудобной. Поэтому вполне ло-

гичным продолжением развития телефонных «интеллектуальных сетей» (IN) в эпоху NGN стала архитектура IMS (IP Multimedia Subsystem), «заточенная» на предоставление любого сервиса в любом месте сети с пакетной коммутацией. В то время как на насыщенных рынках доходы от традиционных услуг растут медленно (или снижаются), сверхзадачей IMS является построение единой сети, благодаря которой абонент может получить указанное выше, включая конвергентные услуги от сетей фиксированной и мобильной связи.

Сети следующего поколения имеют две парадигмы построения:

- с использованием либо программных коммутаторов (Softswitch) и медиашлюзов (MGW),
- либо программно-аппаратного комплекса – IMS.

Архитектуры Softswitch и IMS имеют известное уровневое деление (абонентских устройств и транспорта, управления вызовами и сеансами, серверов приложений).

Softswitch обычно изображают сетевые устройства, а архитектура IMS определяется на уровне функций. Идентичны также идея предоставления всех услуг на базе IP-сети и разделение функций управления вызовом и коммутации.

Прежде всего, Softswitch – это оборудование конвергентных сетей. Функция управления шлюзами является здесь доминирующей. В свою очередь, IMS проектировалась в рамках мобильного сообщества 3GPP, полностью базирующегося на IP. Основным ее протоколом является SIP, позволяющий устанавливать одноранговые сессии между абонентами и использовать IMS лишь как систему, предоставляющую сервисные функции по безопасности, авторизации, доступу к услугам и т. д. Функция управления шлюзами и сам медиашлюз здесь лишь средство для связи абонентов 3G с абонентами фиксированных сетей.

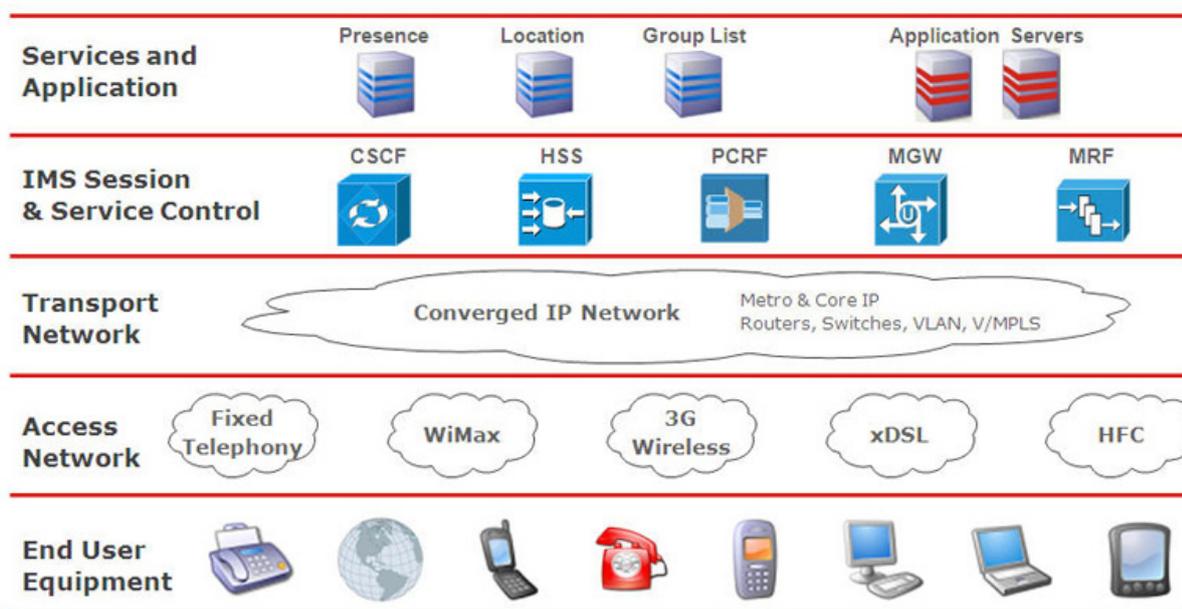
Использование в фиксированных сетях NGN и мобильных сетях 3G единообразной системы IMS, собственно, и открывает перспективу конвергенции фиксированных и мобильных сетей (FMC) на операторском уровне.

Особая ценность ядра IMS состоит в том, что оно содержит абонентские базы данных Home Subscriber Server (HSS) и User Profile Server Function (UPSF), которые поддерживают заголовки сети IMS, актуальные при обработке вызовов. Указанные базы данных аналогичны блокам HLR и AUC в сети GSM, которые содержат клиентские профили и отвечают за аутентификацию и авторизацию.

Фиксированные сети доступа используют различные модемы: кабельные, DSL, Ethernet. Аналоговые телефоны и несовместимые с IMS системы VoIP (H.323) получают доступ в сеть IMS через медиашлюзы.

Оборудование и интерфейсы единой платформы IMS должны предусматривать предоставление абонентам следующих базовых услуг (правда, не обязательно сразу): голосовая связь VoIP; передача SMS, MMS; передача данных (GPRS, EDGE, UMTS, LTE и Ethernet, ADSL, Wi-Fi, WiMAX); доступ в Интернет; доступ к мобильному контенту (WAP); услуга определения местоположения (LBS); вызов службы спасения (112); видеотелефония; видеоконференцсвязь; мгновенная передача сообщений (Instant Messaging); электронная почта

та; единая корпоративная сеть (сокращенный план нумерации); SmartHome для дистанционного управления бытовыми приборами и системами видеонаблюдения; мультимедийное телевидение (IPTV, iTV) и радио (IPRadio); виртуальная АТС; виртуальные частные сети (VPN); домашние шлюзы (femtocell); «Единый номер» с объединением всех телефонных номеров пользователя (рабочих, домашних, мобильных); Home Banking – проведение операций со своими счетами в круглосуточном режиме; непрерывная голосовая связь с единого терминала в режимах GSM/UMTS/HSPA и GSM/Wi-Fi/WiMAX с обеспечением бесшовной передачи соединения; односторонняя многопользовательская связь (Push-to-Talk); услуги информационно-развлекательного характера и услуги с использованием Presence.



IMS – это основа коммерческого успеха любого оператора, поэтому для хорошего старта IMS-услуг необходим концептуально иной биллинг, так как здесь телефония не основной товар. Он должен поддерживать любые услуги, индивидуальный подход к абоненту и межсервисные торговые стратегии. Прежде считали время соединения и объем трафика, теперь необходимо считать количество и качество сервисов. Без такого перехода построение современной бизнес-модели и переход к IMS невозможны. Необходимы инструменты разделения прибылей со сторонними поставщиками услуг (контента) и поддержка микроплатежей абонентов другим организациям. При этом клиент не должен оплачивать десятки счетов разных операторов, работающих в разных сегментах рынка. Он должен получить пакет услуг и роуминг у других операторов IMS.

РАЗРАБОТКА ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ ПО ИССЛЕДОВАНИЮ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Н.Н. Терентьев, С.Н. Колесник

Иркутский государственный университет путей сообщения
kyf_2001@mail.ru

Аннотация. Качественное освоение теоретических основ радиотехники требует практического закрепления полученных знаний. Поэтому необходимо развивать и совершенствовать лабораторную базу для проведения занятий по радиотехническим дисциплинам. Ниже представлен труд группы студентов, разработавших и собравших лабораторную установку по исследованию принципов формирования и свойств широтно-импульсного сигнала.

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) – это способ кодирования аналогового сигнала путём изменения длительности прямоугольных импульсов несущей частоты.

Широтно-импульсная модуляция отличается относительной простотой исполнения, надёжностью, высокими динамическими свойствами и устойчивостью к влиянию помех в сравнении с непрерывными способами модуляции.

Системы с ШИМ широко используются в таких областях деятельности, где на первом месте стоят точность регулирования, надёжность, помехозащищённость, устойчивость. ШИМ находит применение в приборах регулирования в авиации, космонавтике, транспорте, радиолокации, энергетике, медицинской технике, и многих других отраслях [1].

ШИМ можно формировать различными способами. Например, в аналоговых системах путём сравнения в аналоговом компараторе амплитуды преобразуемого сигнала с амплитудой опорного, в качестве которого используется пилообразное напряжение. В цифровых системах происходит преобразование аналогичное аналоговому за исключением того, что сравнение опорного и преобразуемого сигнала осуществляется в цифровом компараторе и сигналы на компаратор подаются в цифровом виде.

Знание свойств ШИМ сигнала позволяет правильно применять эти сигналы при разработке различных устройств регулирования, а так же при восстановлении аналогового сигнала из широтно-импульсного в усилителях класса D или, как их еще называют, цифровых усилителях. Поэтому, разрабатывая лабораторную установку по исследованию ШИМ необходимо учесть все особенности формирования и демодулирования этого сигнала.

Структурная схема лабораторной установки представлена на рис.1. В ее состав входит генератор гармонического колебания частотой 1 КГц (1), имитатор сигнала тональной частоты (2), т.е. сигнала с шириной спектра 3,4 КГц, ШИМ – модулятор (3), фильтр нижних частот (4). Имитатор спектра представляет собой генератор M-последовательности, к выходу которого подключен фильтр нижних частот с полосой пропускания 3,4 КГц [2]. Таким

образом, из спектра М-последовательности шириной 250 КГц выделяется полоса частот шириной 3,4 КГц. Генератор М-последовательности реализован на микроконтроллере PIC12F675.

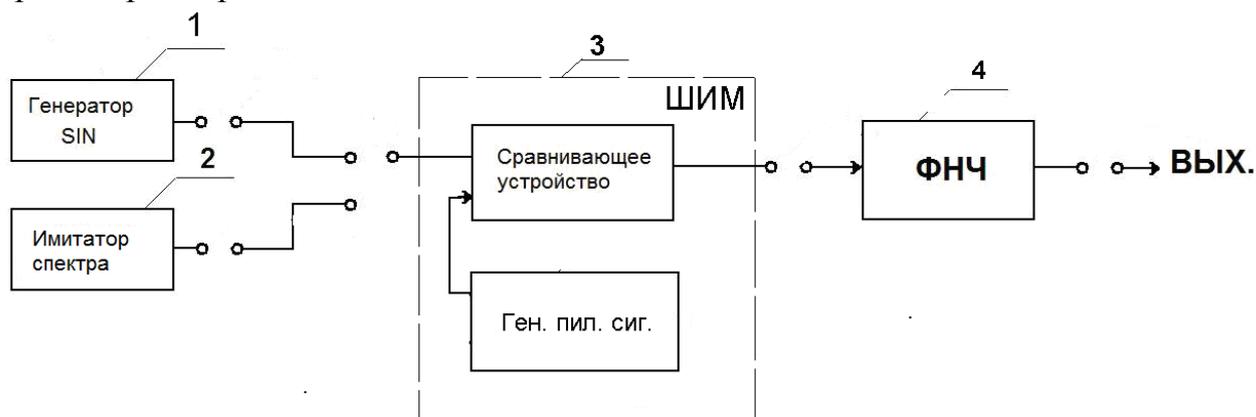


Рис.1. Структурная схема лабораторной установки по исследованию ШИМ

В зависимости от этапа проведения лабораторной работы на вход ШИМ-модулятора (3) подается или гармонический сигнал или сигнал тональной частоты. В состав ШИМ-модулятора входит генератор пилообразного сигнала и сравнивающее устройство - компаратор. На рис. 2. представлен гармонический сигнал, подаваемый из генератора гармонического сигнала на один из входов компаратора и пилообразный сигнал, подаваемый на другой вход компаратора.

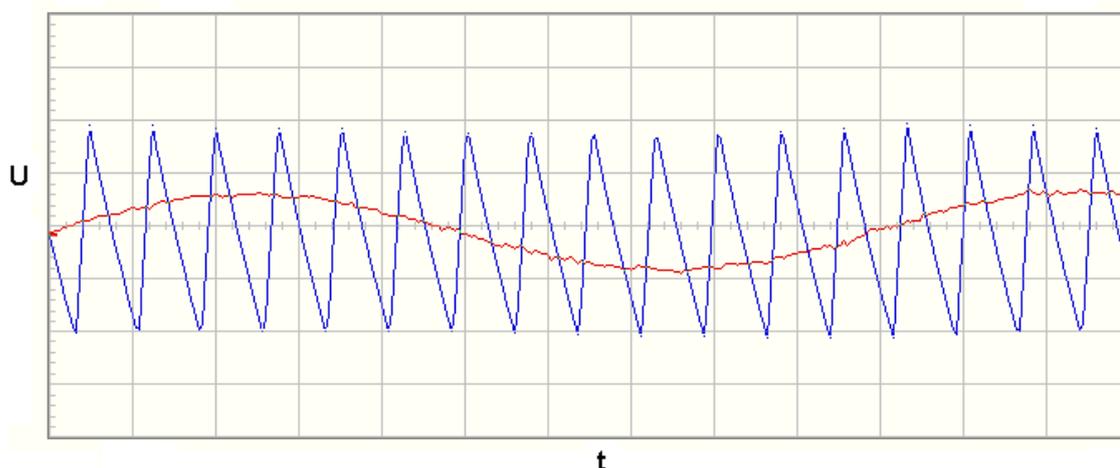


Рис. 2. Сигналы на входах компаратора ШИМ-модулятора

На выходе компаратора образуется сигнал с широтно-импульсной модуляцией. На рис.3 показан сам широтно-импульсный сигнал прямоугольной формы и входной гармонический сигнал. Спектр сигнала на выходе ШИМ-модулятора представлен на рис. 4. Из рис. 4. видно, что в спектре ШИМ сигнала присутствует составляющая на частоте гармонического сигнала $f_{ГС}$ (первая слева), присутствуют гармоники на частотах кратных частоте следования опорного пилообразного сигнала $nf_{ГС}$ (где n -целое число) вокруг которых сосредоточены гармоники разностных частот $nf_{ГС} \pm f_{ГС}$.

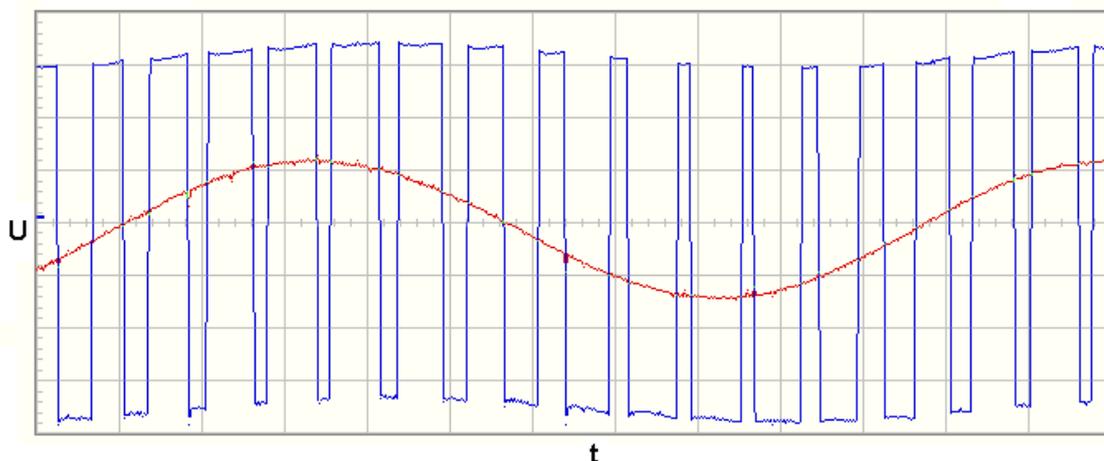


Рис. 3. Сигнал на выходе компаратора

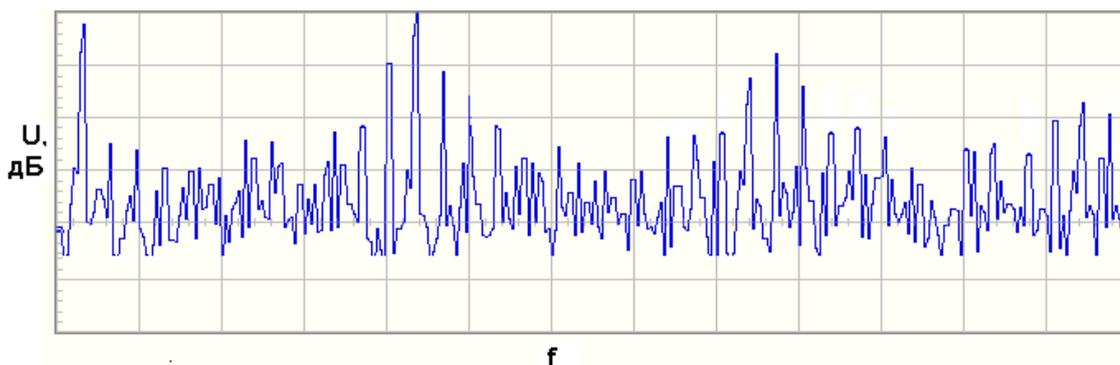


Рис. 4. Спектр сигнала на выходе ШИМ-модулятора

С выхода ШИМ – модулятора сигнал подается на фильтр низких частот с полосой пропускания 3,4 КГц. Фильтр выделяет полезную составляющую из спектра ШИМ сигнала. На рис. 5. представлен спектр выделенного фильтром сигнала.

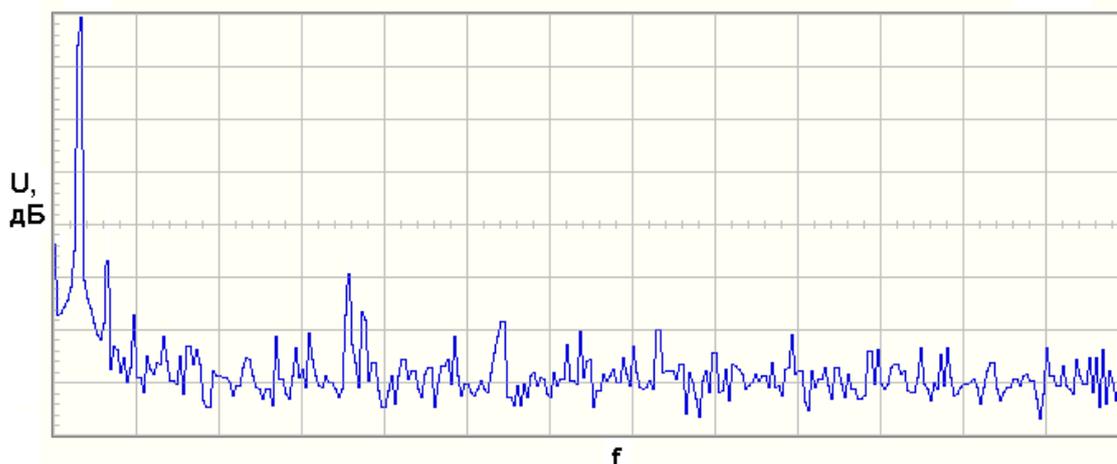


Рис.5. Спектр сигнала на выходе ФНЧ

Внешний вид лабораторной установки для исследования ШИМ сигнала на представлен рис.6.



Рис.6. Внешний вид лабораторной установки для исследования ШИМ сигнала

Созданная авторами лабораторная установка используется при проведении лабораторных работ по дисциплине «Каналообразующие устройства железнодорожной автоматики и телемеханики» на кафедре «Телекоммуникационных систем».

Библиографический список

1. Каналообразующие устройства железнодорожной телемеханики и связи: Учебник для вузов ж.-д. транспорта / Под ред. Г.В. Горелова. – М.: ГОУ «Учебно-методический центр по образованию на железнодорожном транспорте», 2007.
2. Хоровиц П., Хилл У., Искусство схемотехники: В 3-х томах: Т.2. Пер. с англ.- 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Мир, 1993.

РЕАЛИЗАЦИЯ АМПЛИТУДНОГО И ФАЗОВОГО АЛГОРИТМОВ АДАПТАЦИИ ЛИНЕЙНОЙ ЭКВИДИСТАНТНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

В.Е. Унучков, М.О. Демьянов

Иркутский государственный университет путей сообщения

Антенные решетки (АР) находят широкое применение в современных радиотехнических системах различного назначения [1-2]. Каждый элемент АР может принимать радиоволны со всех направлений, но при суммировании сигналов от нескольких элементов у системы появляется пространственная избирательность, то есть свойство усиливать сигналы, приходящие с одних направлений, и ослаблять с других за счет интерференции. В адаптивных АР [3-4] эти направления определяются алгоритмом ее работы, путем изменения фаз и амплитуд сигналов на элементах. Пространственные свойства АР характеризует диаграмма направленности (ДН).

Способы изменений фаз и амплитуд сигналов для решения задачи адаптации можно получить, используя следующие соотношения.

Рассмотрим линейную эквидистантную (с одинаковыми расстояниями между элементами) АР. Считая элементы АР изотропными (принимающими радиоволны одинаково со всех направлений), ДН будет определяться формулой, взятой из работы [5]:

$$F = \sum_{n=0}^N \exp[-in(kd \sin \theta - \psi)], \quad (1)$$

где θ – угол падения поля, отсчитываемый от перпендикуляра к оси АР, d – шаг решетки, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, ψ – показывает, на сколько фаза тока в каждом из элементах отстает от фазы в предыдущем (линейный закон изменения фазы), n – номер элемента.

Каждое слагаемое в (1), пропорциональное принимаемому полю соответствующего элемента можно изобразить как вектор на фазовой плоскости. Рассматривая поведение векторов на фазовой плоскости, можно сформулировать два правила:

Первое правило (условие максимума): для создания максимума ДН в определенном направлении нужно, чтобы векторы в точке, соответствующие данному направлению, были синфазны.

Второе правило (условие минимума): для создания минимума ДН в нужном направлении, необходимо, чтобы сумма векторов в точке, соответствующих этому направлению, была равна нулю.

Синфазность векторов можно сформировать, компенсируя разность хода лучей линейным сдвигом фазы, задаваемой формулой (1), тогда получим:

$$\psi = k\Delta r = kd \sin(\theta_m), \quad (2)$$

θ_{min} – угол, для которого необходимо создать главный максимум ДН.

Для создания минимума в направлении угла прихода помехи, необходимо изменить векторы так, чтобы их сумма стала равна нулю. Такие изменения можно выполнить следующими способами: изменять амплитуды (амплитудный метод) или фазы (фазовый метод) принимаемых каждым элементом сигналов. Можно применить и комбинированный амплитудно-фазовый способ.

Используя Microsoft Excel и Microsoft Visual Basic, была написана программа расчета ДН АР, состоящей из 11 эквидистантных принимающих элементов, в которой реализованы амплитудный и фазовый методы адаптации. Амплитудный метод реализован путем минимальных изменений амплитуд, а фазовый - минимальных изменений фаз у всех элементов АР с целью компенсации помехи.

На рис. 1 и 2 изображены исходная и адаптированные амплитудным и фазовым методами ДН, полученные в программе. Исходная ДН изображена на рис. 1 и 2 сплошной линией, ДН с амплитудной адаптацией – штрихами, ДН с фазовой адаптацией – точками. По оси ординат откладывает амплитуда суммы сигналов, образующихся на элементах во время приема радиоволн, в относительных единицах. По оси абсцисс – угол приема. На рис. 1 минимум создавался для угла -15° , на рис. 2 – для угла -8° .

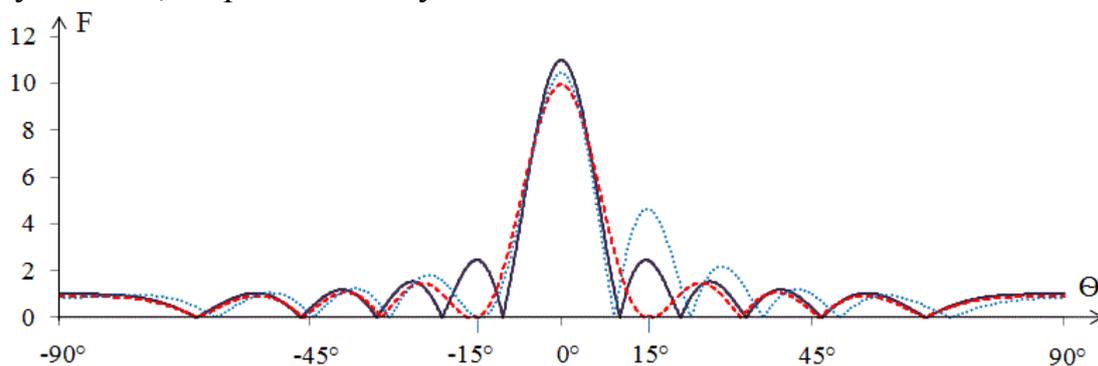


Рис. 1

Из рисунков видны следующие свойства:

1) Оба метода успешно образуют нужный минимум в ДН.

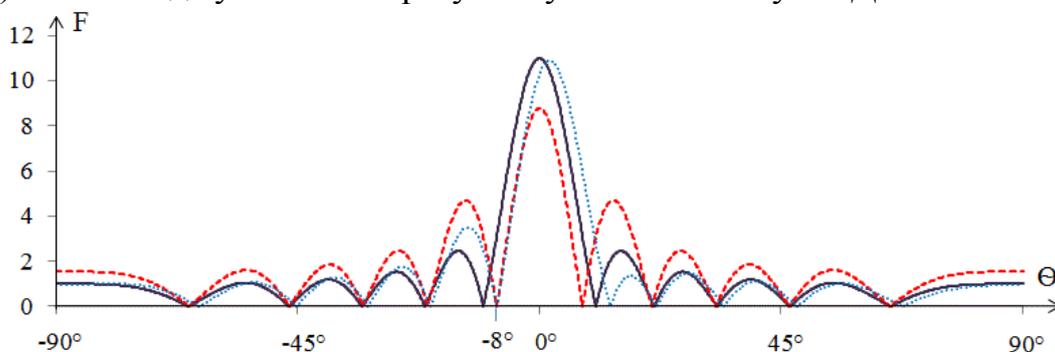


Рис. 2

2) Адаптированная амплитудным методом ДН показывает снижение амплитуды главного максимума по сравнению с исходной ДН.

3) Из-за дополнительного изменения фаз сигналов в фазовом методе нарушается линейный закон изменения фаз, что приводит к смещению главного максимума на некоторый угол от $\theta_{ст}$, задаваемый в формуле (2). В амплитудном методе сдвига главного максимума не происходит.

4) При подавлении помех приходящихся на интервал углов между первыми нулями ДН (рис.2), т. е. углов, при которых образуется основной лепесток ДН АР, в амплитудном методе происходит существенное возрастание боковых лепестков и уменьшение главного максимума, больше 10 %, в фазовом – наблюдается сильный сдвиг направления главного максимум, более одного градуса. Для остальных углов в амплитудном методе амплитуда главного максимума уменьшается в среднем на 1,5 %, в фазовом методе сдвиг главного максимума составляет менее одного градуса.

5) При создании минимума ДН амплитудным методом для угла θ_1 , создается также минимум ДН и для угла $\theta'_1 = -\theta_1$. Для фазового метода наблюдается противоположный эффект, если мы создаем минимум ДН для угла θ_2 , то для угла $\theta'_2 = -\theta_2$ видим увеличение амплитуды принимаемого поля. Данное свойство проявляется, когда максимум ДН направлен перпендикулярно к оси АР. При отклонении максимум ДН от перпендикуляра $\theta'_1 \approx -\theta_1$ и $\theta'_2 \approx -\theta_2$.

6) По результатам расчетов наблюдается снижение коэффициента направленного действия (КНД) в обоих методах по сравнению с КНД до адаптации. В амплитудном методе КНД снижается до 10 %, а в среднем на 1,3 %. В фазовом – до 11,3 %, а в среднем на 2,8 %. В амплитудном методе снижение КНД происходит за счет уменьшения главного лепестка. В фазовом методе за счет увеличения бокового лепестка, показанного в 5 свойстве. Но смотря на снижение КНД, из-за гашения помехи увеличивается отношение сигнал-шум, что положительно сказывается для радиотехнической системы.

Таким образом, реализация фазового и амплитудного алгоритмов адаптации АР демонстрируют возможности подавления помех и улучшения приема сигналов в различных технических системах.

Библиографический список

1. Вендик. О.Г., Парнес М.Д. Антенны с электронным движением луча. – 2001. – 252 с.
2. Юрий Романов. Антенное поле чудес.//Компьютерра. – 2008. – #09 (725). – С. 23-26.
3. Михаил Парнес. Смарт-антенны в системе WiMax.// Беспроводные технологии. – 2007. – №2. – С. 48-50.
4. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с, ил.
5. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн. Учебник для вузов / Под ред. Г. А. Ерохина– М.: Радио и связь, 1996. – 352 с., 80 с.

ОЦЕНКА ИОНОСФЕРНОЙ ПОГРЕШНОСТИ ПЕРВОГО ПОРЯДКА ОДНОЧАСТОТНЫХ ПРИЁМНИКОВ СРНС

В. Е. Унучков, А. В. Здериглазова

Иркутский государственный университет путей сообщения

Спутниковые радионавигационные системы (СРНС) ГЛОНАСС и GPS работают уже почти 20 лет, однако если раньше они применялись в основном для решения навигационных задач, то в последние годы стали активно использоваться как инструмент в научных исследованиях, например, для наблюдения движения тектонических плит, прогнозирования землетрясений, изучения ионосферы, тропосферы и т. д. Значительно повысились и требования к точности местоопределения одночастотных приёмников, основным источником ошибок в которых является задержка сигнала на трассе навигационный спутник (НС) - потребитель, содержащая задержку в тропосфере и в ионосфере. Так как основная часть тропосферной задержки легко прогнозируются с помощью стандартных атмосферных моделей [1] и путь через тропосферу на два порядка меньше, чем через ионосферу, то ясно, что основной вклад в погрешность измерений вносит ионосфера. Хотя в системе GPS для коррекции ионосферной погрешности используется модель Клобухара, которая представляет компромисс между точностью и простотой реализации и в среднем официально даёт 50% компенсацию, но в условиях геомагнитных возмущений её эффективность значительно снижается. Это связано с тем, что данная модель слабо учитывает нерегулярную составляющую полного электронного содержания (ПЭС) в ионосфере, которая может составлять до 50% от фонового уровня [2].

Наиболее просто компенсация ионосферной погрешности осуществляется в двухчастотном приёмнике. Из всех составляющих погрешности определения псевдодальности (ПД), лишь ионосферная погрешность зависит от частоты. Поэтому, если измерить ПД на двух частотах, то измерения будут отличаться только на величину ионосферной погрешности и её можно легко вычислить [3].

Данная работа посвящена изучению влияния ионосферы на погрешность определения ПД одночастотным приёмником СРНС.

Под ПД от i -го НС до потребителя понимают измеренную в свободном пространстве дальность $D'_i = ct'_i$ до этого НС, отличающуюся от истинной дальности D_i на неизвестную, но постоянную за время определения навигационных параметров величину D'' . Таким образом, для определения ПД между i -м НС и потребителем можно записать

$$D'_i = D_i + D'' = \left[(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2 \right]^{1/2} + D'' \quad (1)$$

В СРНС ПД $D'_i = ct'_i$ определяется через время распространения сигнала $\tau'_{i=t_n(ШВП)-t_{nci}(БШВ)}$ от НС до потребителя в свободном пространстве, где $t_{nci}(БШВ)$ — время излучения сигнала с НС, заданное по бортовой шкале времени (БШВ); $t_n(ШВП)$ — время приёма сигнала потребителем, заданное по шкале времени потребителя (ШВП). Поэтому $D'' = ct'$, где t' — расхождение между БШВ и ШВП.

ПД, измеренная приёмником отличается от значения $D'_i = ct'_i$, что обусловлено рядом физических и технических факторов. Отклонения измеренной ПД от расчётной будем называть погрешностями определения ПД, и формулу для определения составляющих погрешности ПД можно записать в виде:

$$\delta D' = \delta t_{ион} c + \delta t_{трон} c + \delta t_{млр} c + \delta t_{рзэ} c + \delta t_{пр} c + \varepsilon_{D'} \quad (2)$$

где $\delta t_{ион}$ и $\delta t_{трон}$ - погрешности, связанные с распространением сигнала через ионосферу и тропосферу, $\delta t_{млр}$ - погрешность многолучевого распространения, $\delta t_{рзэ}$ - погрешность, вызванная релятивистскими и гравитационными эффектами, $\delta t_{пр}$ - погрешности, вносимые приёмником, $\varepsilon_{D'}$ - прочие составляющие погрешности определения ПД [3].

В данной работе нас интересует ионосферная составляющая погрешности $\delta t_{ион}$, которая возникает при распространении сигнала сквозь ионосферу - слой земной атмосферы на высоте от 60 до 1000 километров. Ионосфера является диспергирующей средой, т. е. её электрические параметры зависят от частоты сигнала f и задержка $\Delta t_{ион}$ оценивается рядом:

$$\delta t_{ион} = \pm (A/f^2 + B/f^3 + C/f^4) + \dots \quad (3)$$

Знак задержки меняется в зависимости от измеряемого параметра радиосигнала – фазы огибающей или несущей. В первом случае ПД рассчитывается по групповой скорости распространения радиоволн $V_{групп}$, во втором – по фазовой $V_{фаз}$. Соответственно, в первом случае задержка $\delta t_{ион}$ положительная (измеренная дальность больше истинной), а во втором – отрицательная. Для сигналов средневысотных СРНС вторым и третьим слагаемыми можно пренебречь (для частоты $f \sim 1,5$ ГГц их значения оцениваются как $B/f^3 < 0,08$ нс и $C/f^4 < 0,25$ нс) и оставшееся слагаемое дает ионосферную задержку первого порядка. Расчеты и измерения показывают, что величина ионосферной задержки меняется в широких пределах в зависимости от места расположения приёмника, времени суток, года, солнечной и геомагнитной активности и составляет 5...500 нс [3].

Рассмотрим способ устранения ионосферной погрешности в двухчастотном приемнике. Из всех ошибок определения ПД в выражении (2) лишь ионосферная погрешность зависит от частоты. Поэтому необходимо измерить ПД D_{L1Pi} и D_{L2Pi} до i -го НС на двух частотах f_1 и f_2 , а затем вычислить разности этих ПД с весами, равными отношению квадратов частот:

$$D = \frac{D_{L2P} - \gamma D_{L1P}}{1 - \gamma}, \quad (4)$$

где D – свободная от ионосферных задержек ПД,

$$\gamma = \frac{f_{L1}^2}{f_{L2}^2} = (1575.42/1227.6)^2 = (77/60)^2 \quad \text{для GPS} \quad (5)$$

$$\gamma = \frac{f_{L1}^2}{f_{L2}^2} = \frac{9^2}{7^2} \quad \text{для ГЛОНАСС,}$$

а f_{L1} и f_{L2} – значения несущих частот в каналах L1 и L2 соответственно [5].

В работе используются данные GPS и ГЛОНАСС измерений с 30-ти секундным разрешением в формате RINEX, полученные от двухчастотного геодезического приёмника, находящегося в Восточно-Сибирском филиале ВНИИФТРИ. Для контроля состояния ионосферы использовался индекс A , который характеризует уровень геомагнитной активности, усреднённый за сутки. Данные о индексе A получены на официальном сайте ТЕСИС [8]. Были рассмотрены измерения в дни, когда значения $A < 7$, что соответствует спокойному геомагнитному состоянию, так как, согласно исследованиям [7], в условиях магнитных бурь когда $A > 7$ срывы сопровождения сигнала НС по фазе и коду на f_2 наблюдаются значительно чаще, чем на f_1 [7]. Поэтому непрерывность и точность позиционирования в двухчастотном режиме работы в условиях геомагнитных возмущений может быть недостаточной для использования таких данных в качестве эталонных при сравнении с одночастотными измерениями.

Для сравнения результатов одно и двухчастотных измерений была написана компьютерная программа, с её помощью можно получить разницу между ПД измеренными по C/A (coarse/acquisition) -коду и ПД, полученными из комбинации измерений по P (precision)-коду на частоте L1 и L2 т. е. свободными от ионосферной погрешности 1-го порядка. Программа написана на языке FORTRAN и рассчитана на компилятор Fortran PowerStation 4.0. Источником исходных данных являются файлы в формате RINEX 2.11[4]. Каждый тип файла состоит из секции заголовка и секции данных. Заголовок файла содержит глобальную информацию для всего файла и помещается в начале файла.

Структурно программа состоит из трех секций: ввода данных, вычисления и записи результатов, а так же секции подпрограмм.

Секция «Ввод данных» выполняет следующие операции: чтение задания - пользователем задаётся название исходного RINEX-файла; чтение RINEX-файлов наблюдений, из них определяем интервал измерений и заносим в массив значения измеренных ПД для каждой эпохи наблюдений по C/A, P1 и P2 кодам.

Секция «Вычисление и запись результатов» осуществляет обработку измерений по всем эпохам наблюдений для систем ГЛОНАСС и GPS. Вначале по формуле (4) вычисляется значение ПД свободное от ионосферной погрешности. Далее находится ошибка первого порядка измерения ПД по C/A-коду, вызванная ионосферной задержкой:

$$\delta_{ion} = D - D_{LICA}, \quad (6)$$

где D_{LICA} - ПД, измеренная по C/A коду.

Вывод результатов производится в отдельные текстовые файлы для систем GPS и ГЛОНАСС. Создаются файлы трёх типов. В первый и второй заносятся данные о величине задержки в зависимости от эпохи наблюдения по GPS и ГЛОНАСС соответственно, в третий - среднесуточные значения ионосферной задержки для обеих систем.

Программа использовалась для обработки измерений, полученных с помощью навигационного приемника Javad Lехon, но поскольку основными входными данными являются файлы в формате RINEX, ее можно использовать и с приемниками других типов.

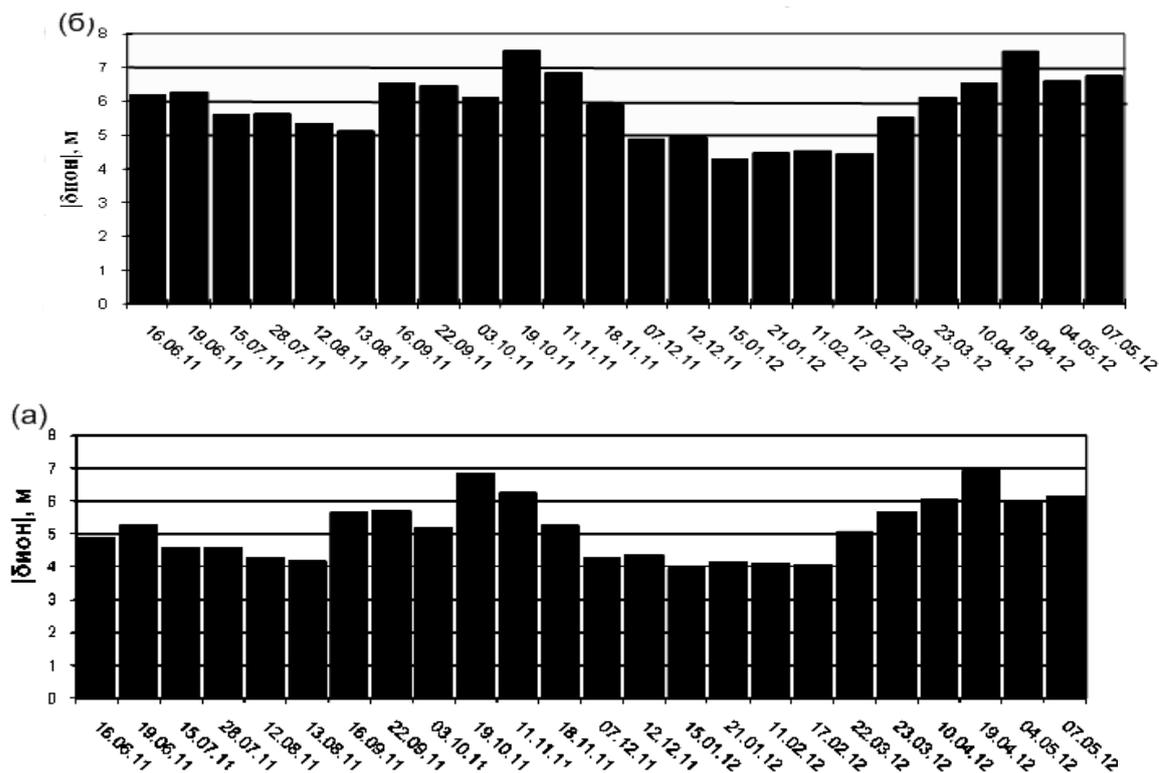


Рис. 1 Модуль средней ионосферной погрешности для GPS (а) и ГЛОНАСС (б)

С помощью программы были обработаны данные за 24 магнитоспокойных дня, по 2 дня в каждом месяце за период с 16 июня 2011 г. по 7 мая 2012 г. Число измерений для одного дня в каждой системе СРНС было около 25000 (около 1000 измерений для каждого видимого спутника). Несмотря на большой разброс отдельных измерений, результаты усреднения ионосферной погрешности имели устойчивые значения в пределах нескольких метров. На рисунке 1 приведены среднесуточные величины ионосферных погрешностей за весь обработанный период. Видно, что $|\delta_{ион}|$ изменяется в диапазоне от -4,0 до -7,5 метров, причём её значения для ГЛОНАСС стабильно больше, чем для GPS на ~1-2 м, но при этом характер их изменений совпадает. Заметные изменения ионосферной погрешности в течение года, вероятно, объясняются выбранным способом усреднения данных и напрямую не характеризуют состояние ионосферы.

Таким образом, предварительные результаты обработки измерений ПД по C/A-коду показали, что усредненные значения ошибок в одночастотных приемниках согласуются с ионосферной погрешностью первого порядка, определяемой двухчастотным методом. При выборе интервала и способа сглаживания данных возможна разработка способов контроля состояния ионосферы по данным одночастотных измерений.

Библиографический список

1. Mohinder S. Grewal. GPS, Inertial Navigation, and Integration. John Wiley & Sons, Inc.-2001. - 408 с.
2. Warnart R. The study of the TEC and ITS irregularities using a regional network of GPS stations // IGS worksh. Proc, 1995. - С. 43-46
3. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования./ под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. Издание 3-е, перераб. - М.:Радиотехника, 2005. - 560с.
4. Вернер Гуртнер. "RINEX аппаратнонезависимый формат обмена навигационными данными. Версия 2.11» Лоу Исти (Lou Estey) "UNAVCO", Боулдер, Колорадо – 2007. - 42 с.
5. Interface control document. Navstar GPS Space Segment/Navigation UserInterfaces. – 2010. - 177 с.
6. Гуляева Т. Л. Показатели изменчивости ионосферы во время геомагнитных бурь по наблюдениям GPS // Солнечно-земная физика. Сборник. – 2012. С. 210-214
7. Афраймович Э. Л., Демьянов В. В., Кондакова Т. Н. Исследование качества функционирования двухчастотных GPS приёмников во время геомагнитных бурь//Электронный журнал «Исследовано в России», 2006. - С. 164-173
8. <http://www.thesis.lebedev.ru/>

АНАЛИЗ ПРОСТРАНСТВА СОСТОЯНИЙ СИСТЕМЫ

М.Е.Цыденова, В.С.Марюхненко

Иркутский государственный университет путей сообщения
maryuhnenko__v@irgups.ru

Современные системы автоматического управления (САУ) являются сложными системами. Они имеют множество входных и выходных сигналов и обладают перекрестными связями. Для анализа таких систем необходимы относительно простые и наглядные математические модели. В качестве таких математических моделей широко используется пространство состояний.

1. Пространство состояний.

Пространство – это математическая конструкция, которая позволяет произвольный вектор \bar{F} , записать в виде векторной суммы составляющих

$$\bar{F} = F_1 \cdot \bar{X}_1 + F_2 \cdot \bar{X}_2 + \dots + F_n \cdot \bar{X}_n,$$

где $\bar{X}_1, \dots, \bar{X}_n$ - орты (ортогональные единичные векторы) пространства размерности n , а F_i – проекции вектора \bar{F} на ортогональные оси.

Пространство состояний – это метрическое пространство, каждый элемент которого полностью определяет состояние рассматриваемой системы или процесса. Метрическое пространство X строится на основе аксиом: 1) При $x=y$ расстояние $\rho(x,y)=0$, где $\rho(x,y)$ - действительная функция, описывающая расстояние между каждыми двумя элементами $x \in X, y \in X$;

2) Аксиома симметрии: $\rho(x,y) = \rho(y,x)$;

3) Аксиома треугольника: $\rho(x,z) \leq \rho(x,y) + \rho(y,z)$.

Пространство состояний X может быть представлено в виде суммы взаимосвязанных субпространств состояний, являющихся сечениями пространства X . Состояние системы полностью определяет совокупность элементов всех субпространств $X_{(1)}, X_{(2)}, \dots, X_{(q)}$, т.е. элемент полного пространства состояний: $x \in X = X_{(1)} \cup X_{(2)} \dots \cup X_{(q)}$. Элементами пространства состояний могут быть конечные упорядоченные совокупности действительных чисел, которые называются конечномерными векторами - векторами состояний, в развернутой форме:

$$X = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T, \quad (1.1)$$

где «Т» - символ транспонирования.

Также элементами пространства состояний могут быть бесконечные совокупности действительных чисел (счетные множества) – бесконечномерные векторы состояния

$$x = (x_1, x_2, \dots), \quad x = [x_1, x_2, \dots]^T, \quad (1.2)$$

они, например используются при описании дискретных математических моделей непрерывных в физическом пространстве систем (систем с распределенными параметрами).

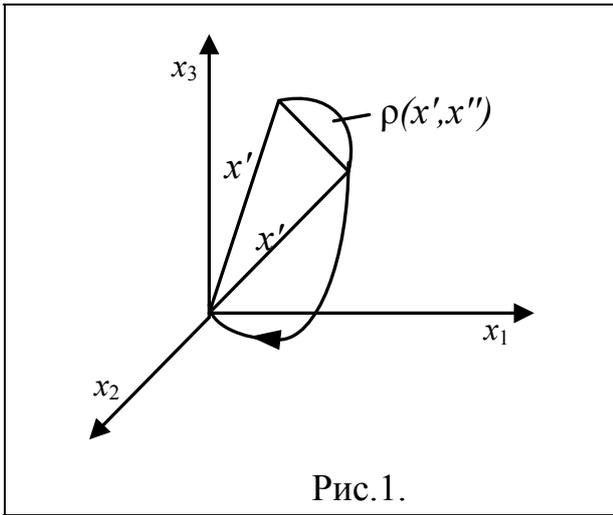


Рис.1.

Вектор состояния в момент времени t_k в общем случае обозначается

$$x(t_k) \text{ или } x[k] \quad (1.5)$$

Обычно интервал последовательности (1.4) постоянен: $t_k - t_{k-1} = \tau = const$ и одинаков для всех компонент вектора состояния. В этом случае при $t_0 = 0$ величина t_k в (1.5) равна kt .

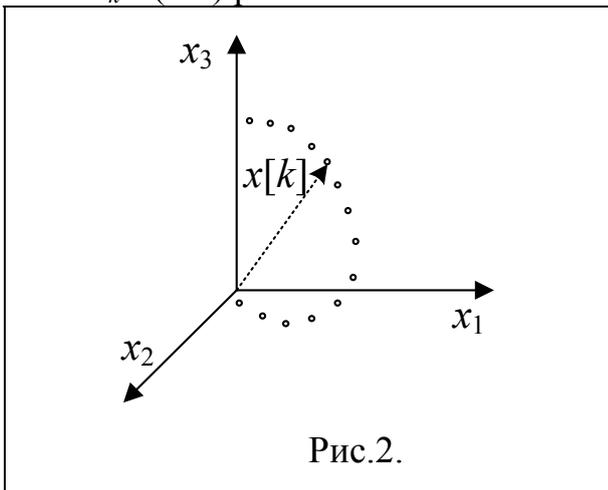


Рис.2.

уравню и времени, т.е. в смысле непрерывности множества возможных состояний. Траектория движения в этом пространстве приведена на рис.1.

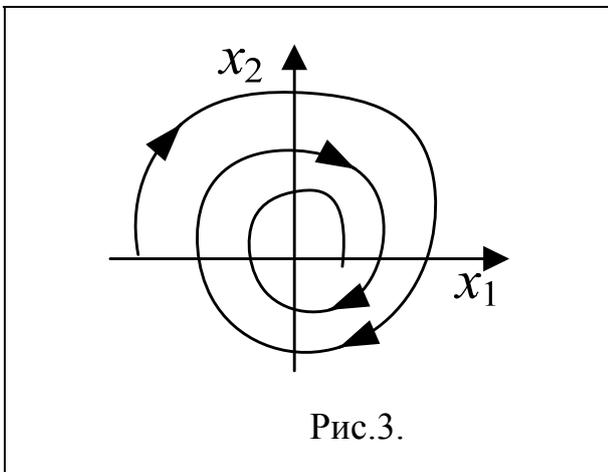


Рис.3.

Конечномерное пространство. Для случая непрерывного времени и конечномерного вектора состояния задание состояния во все моменты времени означает задание векторной функции

$$x(t) = (x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)) = [x_1(t) \quad x_2(t) \quad \dots \quad x_n(t)]^T. \quad (1.3)$$

Дискретное время представляет собой последовательность моментов времени

$$t_0, t_1, \dots, t_{k-1}, t_k, \dots \quad (1.4)$$

Квантование по уровню характерно для систем управления с микропроцессорами. Все это определяет большое число вариантов пространств состояний и процессов в них.

2. *Варианты пространств состояний.*

1. Евклидово пространство состояний непрерывной конечномерной системы с непрерывным временем.

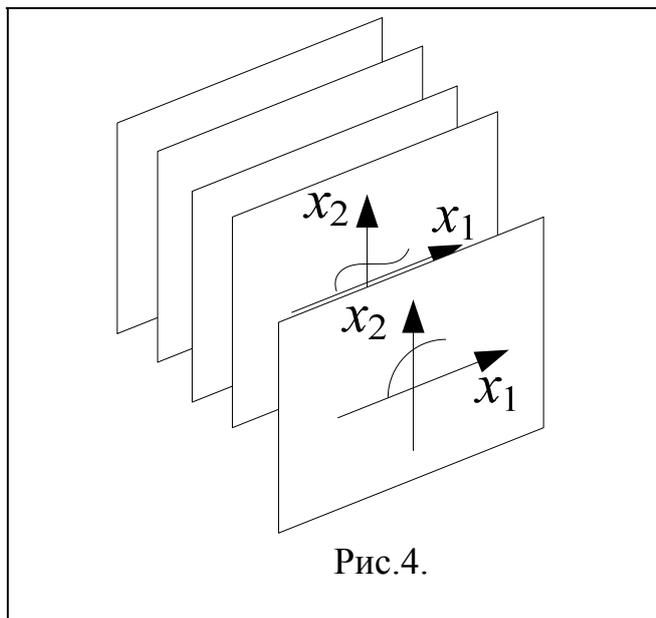
Здесь непрерывность понимается в смысле отсутствия квантования по

2. Евклидово пространство состояний конечномерной системы с дискретным временем.

Перемещение изображающей точки происходит скачками, а вектор $x[k] = x(t_k)$ определен лишь в дискретные моменты времени (см. рис.2).

3. Однолиственная и многолиственная фазовые плоскости.

В задачах анализа процессов в динамических системах на основе пространства состояний важную роль играют геометрические, топологические представления множества траекторий. При $n=2$ пространство состояний превращается в плоскость состояний – фазовую плоскость. Движение характеризуется в каждой фазовой плоскости фазовой траекторией (см. рис.3). Фазовая траектория определяется решением соответствующего дифференциального уравнения второго порядка.



Для анализа движения систем второго порядка используется фазовая плоскость. Для сложных систем порядка $n>2$ она представляет собой пачку параллельных плоскостей. Переход изображающей точки из одной плоскости в другую происходит в соответствии с заданными условиями переключений (см. рис.4) без изменения координат. Многолистная фазовая плоскость оказывается полезной при анализе движения двумерных моделей динамических систем с гистерезисом, люфтом, сухим трением в различных сочетаниях.

Вывод: Анализ пространства состояния показывает, что этот способ описания САУ является достаточно удобным и наглядным. Пространство состояний однозначно и полностью характеризует систему и является ее исчерпывающим описанием.

Библиографический список

1. Справочник по теории автоматического управления Под ред. А.А. Кравцовского. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1987. – 712 с.
2. Пространство состояний в теории управления (для инженеров) Деруссо П., Рой Р., Клоуз Ч., перев. С англ. Главная редакция физ.- мат. литературы изд-ва «Наука», М.. 1970, 620 стр.
3. Стрейц В. Метод пространства состояний в теории дискретных линейных систем управления/ Пер. с англ. Под ред. Я. З. Цыпкина. – М.: Наука. Главная редакция физ.-мат. литературы, 1985.-296 с.
4. Электронный ресурс. <http://ru.wikipedia.org/wiki/>.
5. Электронный ресурс. <http://drive.ispu.ru/>.

УСТРОЙСТВО ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ ОТРАЖЕННОГО ОТ ИОНОСФЕРЫ СИГНАЛА

А.В.Шеленговский, В. Е. Засенко – научный руководитель

Иркутский государственный технический университет
reirem@istu.edu

Свойство ионосферы отражать сигналы широко используется в системах дальней радиосвязи. В связи с этим встает необходимость отслеживать изменения ионосферы. За состоянием ионосферы непрерывно наблюдают ионосферные станции. Большую часть сведений о структуре ионосферы и происходящих в ней физических процессах дает анализ различных эффектов, наблюдаемых при распространении радиоволн.

Бесперебойную работу линий радиосвязи обеспечивает служба прогнозов состояния ионосферы. Прогнозирование состояния ионосферы, а в связи с этим и выбор частот на линиях радиосвязи осуществляются на основании непрерывных наблюдений за ионосферой и знаний основных законов о процессах, происходящих в ней.

Непрерывное наблюдение за высотой отражающих ионосферных слоев и так называемой критической частотой каждого слоя происходит на ионосферных станциях (ионозондах).

Целью проекта является создание аппаратно-программного комплекса для регистрации отраженного от ионосферы сигнала. Источником излучения зондирующих импульсов служила ионосферная станция вертикального зондирования DPS-4 установленная в Институте Солнечно-Земной Физики СО РАН г. Иркутска.

Разрабатываемое устройство должно стать основой создания вынесенного пункта приема отраженных от ионосферы сигналов, что даст возможность независимо принимать излучаемые ионозондом DPS-4 сигналы, оценивать отклики ионосферы на эти сигналы, принимать их и записывать в цифровом виде для последующей обработки.

Ионозонд DPS-4 работает круглосуточно. Стандартный режим его работы – 15 минутный, излучение производится в начале 0-й, 15-й, 30-й и 45-й минуты каждого часа. Зондирующий радиоимпульс занимает полосу частот

$$2\Delta f = \frac{2}{\tau} \approx 60 \text{ кГц} \quad (1)$$

Частота повторения зондирующих импульсов - 200 Гц. Одиночный акт зондирования продолжается 5 мс – это период частоты излучения. Четыре, следующих друг за другом акта зондирования составляют цикл зондирования. В течение цикла чередуются акты излучения комбинаций двух кодов и двух поляризаций. Длительность цикла составляет $4 \times 5 \text{ мс} = 20 \text{ мс}$.

Циклы зондирования объединяются в сверхциклы. Временная протяженность сверхцикла составляет 2,56 с.

Всего 15 минутном режиме излучается 116 сверхциклов, или частот, в диапазоне 1...10,2 МГц с шагом сетки частот 80 кГц, это составляет сеанс зондирования.

Достигнув ионизированного слоя, радиоволны отражаются от него и, спустя некоторое время, возвращаются к приемнику станции. Для прохождения пути от ионосферной станции до ионизированного слоя и обратно радиоволне потребуется промежуток времени t . Если считать, что скорость распространения радиоволны равна скорости света, то можно определить высоту ионизированного слоя, от которого происходит отражение радиоволн. Определенная таким образом высота отражения называется кажущейся, потому, что скорость распространения волны в ионизированной среде отличается от скорости света.

Для приема отраженного от ионосферы сигнала на кафедре РЭ и ТС ИрГТУ была предпринята успешная попытка по созданию аппаратно-программного комплекса.

Аппаратная часть проекта реализовывалась на оборудовании компании National Instruments – NI PXI-1075. PXI-1075 представляет собой модульную платформу, предназначенную для создания многофункциональных и высокопроизводительных контрольно-измерительных систем. В зависимости от поставленной задачи шасси может комплектоваться различными модулями и сборками модулей. В состав сборки модулей использовавшейся в проекте входили следующие основные блоки: преобразователь с понижением частоты; источник сигнала гетеродина; аналогово – цифровой преобразователь.

Разработка программной части и обеспечение взаимодействия с аппаратной частью программно - аппаратного комплекса для приема и регистрации отраженного от ионосферы сигнала проводилась с использованием программного продукта LabView. LabVIEW - это среда графического программирования для создания комплексных приложений в задачах измерения, тестирования, управления, автоматизации научного эксперимента и образования. В основе LabVIEW лежит концепция графического программирования - последовательное соединение функциональных блоков на блок-диаграмме. Одна из особенностей программного продукта LabVIEW – виртуальные приборы. Преимущество технологии виртуальных приборов состоит в возможности программным путем, опираясь на мощь современной компьютерной техники, создавать разнообразные приборы, измерительные системы.

На рис.1 схематически показана общая картина взаимодействующих устройств в проводимом эксперименте. Разрабатываемый аппаратно-программный комплекс (приемник) и ионосферная станция (передатчик) размещены в пространстве на расстоянии порядка 1,5 км.

Основными функциями программы, разработанной для регистрации отраженного от ионосферы сигнала, является обеспечение взаимодействия программной части с аппаратной частью платформы NI PXI, а также основная настройка сбора данных, и непосредственная реализация алгоритма приема, детектирования и обработки принятого сигнала.

Главной проблемой, с которой мы столкнулись при разработке комплекса это невозможность точной настройки на заказанную частоту в виду внутреннего механизма поиска частот с минимальным уровнем помех для повышения отношения сигнал/шум на передающей стороне. Перед зондированием ионозонд измеряет уровень помех, как на заказанной частоте, так и на соседних частотах с выбранным шагом. В итоге поиска для зондирования выбирается частота с минимальным уровнем помех. Это значит, что перед каждым актом зондирования ионосферная станция может смещаться от начальной центральной частоты 1 МГц на 50 кГц максимум, вправо или влево, что дает расстройку по частоте. Незнание точного значения центральной частоты излучаемого сигнала, создает проблемы приема сигналов отраженных от ионосферы.

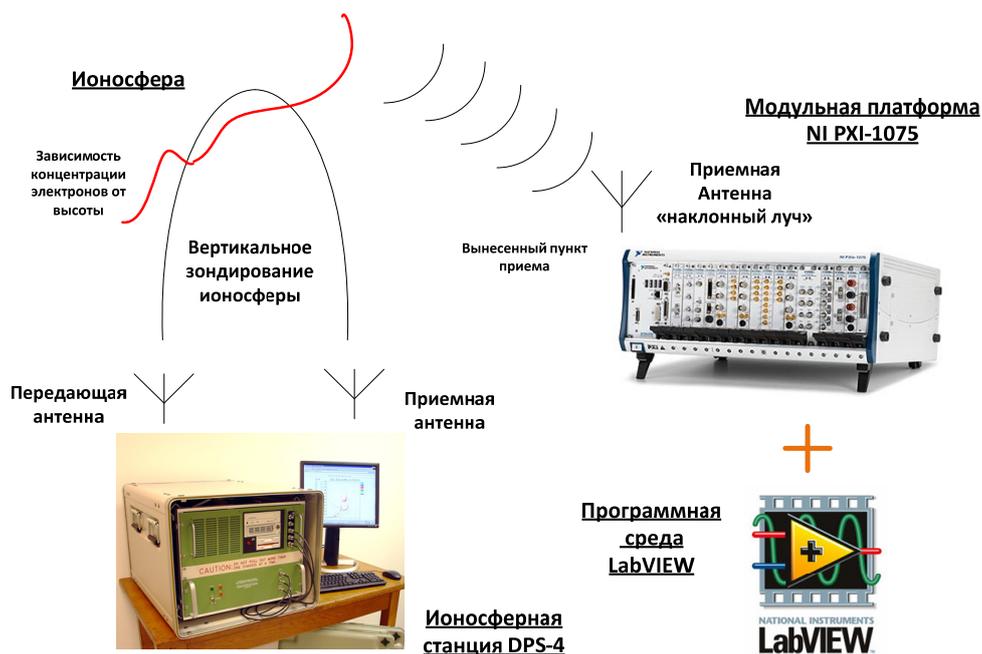


Рис. 1

Чтобы наглядно показать влияния смещения частоты сигнала при не точной настройке, приведен рис. 3 полученный в результате экспериментальной проверки работоспособности проектируемого комплекса. На рисунке можно распознать одну квадратурную составляющую кодовой последовательности излучаемых ионосферной станцией, а именно код 1-1-0-1-1-1-1-0-0-1-1-1-0-1-0-0. Кругами выделено изменение фаз. Длительность импульса соответствует заявленной и равна 533.3 мкс, что можно увидеть не только по одной из квадратурных компонент сигнала, но и по огибающей представленной на рисунке рис.4. Квадратурные составляющие имеют высокочастотное заполнение, это указывает на то, что сигнал принят со смещением. Величину сдвига частоты, относительно излучаемой посылки, нетрудно посчитать, разделив 1 на период частоты заполнения ($1/T$). Для сигнала, показанного на рис.3, смещение равно 55.5 кГц.

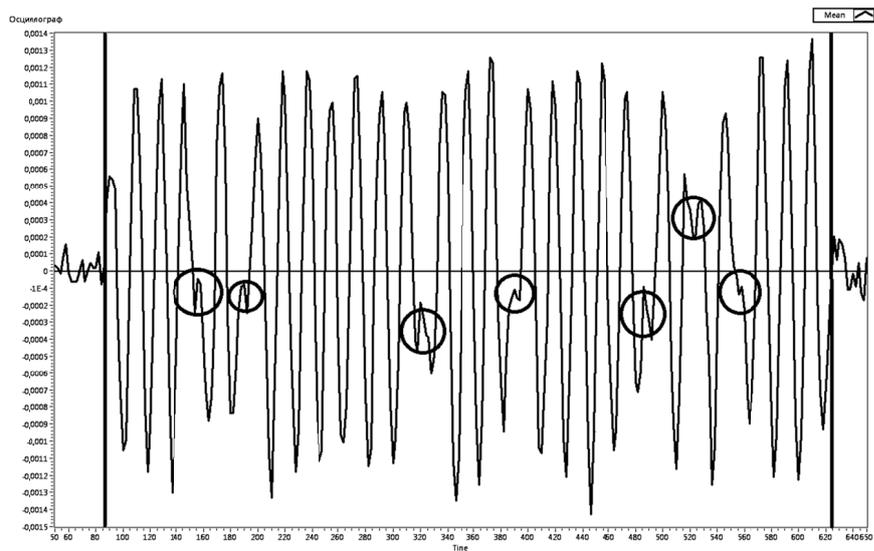


Рис.3

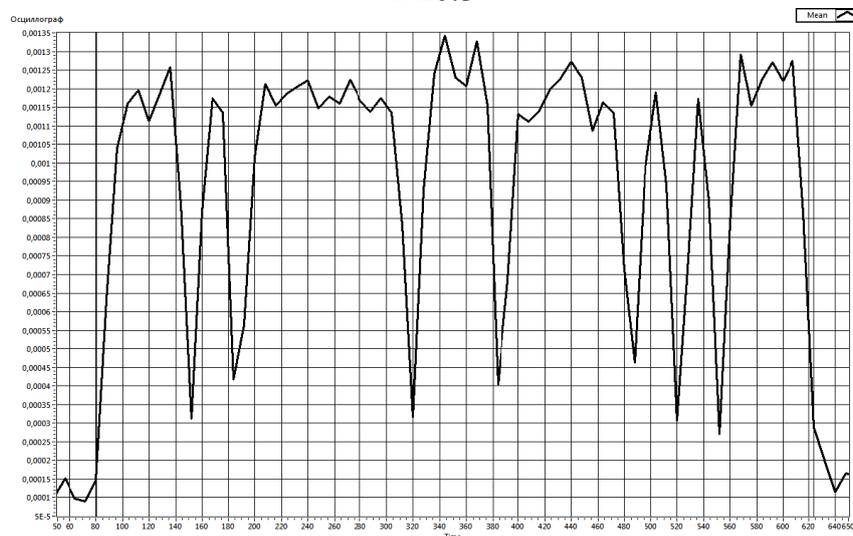


Рис.4

Несмотря на смещение частоты огибающей сигнала, рис.4, отображается правильно. Это свидетельствует о том, что мы правильно детектируем квадратурные компоненты, которые при неправильной настройке приемника на излучаемую ионозондом частоту определяются как:

$$I(t) = \sin[2\pi \Delta f \cdot t + \Theta(t)] \quad (2)$$

$$Q(t) = \cos[2\pi \Delta f \cdot t + \Theta(t)]$$

где $\Delta f = (f_o - f_n)$ - сдвиг частоты

$\Theta(t)$ – закон фазовой модуляции, определяемый кодом.

Так, как $\sin^2[2\pi \Delta f \cdot t] + \cos^2[2\pi \Delta f \cdot t] = 1$, то при любой частоте сдвига сумма квадратов квадратурных компонент остается постоянной величиной на протяжении импульса, этим объясняется вид огибающей.

Рассмотрим запись, произведенную с использованием подстройки частоты. Регистрация проводилась в течение 100 мс, что соответствует пяти циклам зондирования. Импульсы, показанные на рис.5, следуют с периодом 5 мс, частота повторения импульсов равна 200 Гц. На этом рисунке можно различить утопающие в шумах отклики ионосферы на излученные ионосферной станцией

зондирующие импульсы. По изображению, показанному на рис.5, можно сделать заключение, что мощности импульсов излучаемых передатчиком ионозонда DPS-4 не одинаковы на волнах, излучаемых с обыкновенной (О-й) и необыкновенной (Х-й) поляризацией.

Для определения поляризации излучаемых волн мы использовали тот факт, что волны Х-ой поляризации на низких частотах испытывают большее поглощение. Мы работаем на низких частотах, но отражения видны и с О-ой и Х-ой поляризацией. Более сильное отражение приходит от зондирующих импульсов с малой амплитудой, следовательно, поглощение здесь меньше. Исходя из этого, можно сделать вывод, что зондирующие импульсы с малой амплитудой имеют О-ю поляризацию.

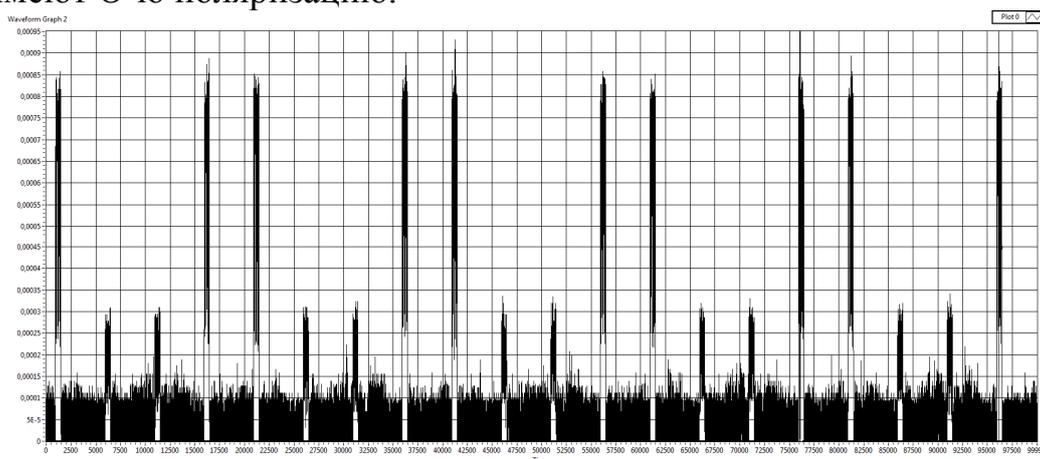


Рис.5

Рассмотрим тонкую структуру, регистрируемой огибающей зондирующего сигнала, вид которой показан на рис.4.

Необходимо отметить, что огибающая импульса имеет прямоугольную форму, длительность точно соответствует паспортным данным на длительность зондирующего импульса. Сам импульс имеет паразитную амплитудную модуляцию, которую можно объяснить инерционностью системы, связанную с недостаточно широкой полосой канала генерации и усиления мощности сигнала, из-за чего в моменты быстрой смены фазы, при фазовой манипуляции несущей частоты, амплитуда сигнала не может нарастать мгновенно.

Такая картина наблюдается на всех импульсах, несущих разные коды и излучаемых с разными видами поляризации. Длительности переднего и заднего фронтов зондирующих импульсов одинаковы и составляют порядка 15 мкс.

Внутриимпульсная структура синфазной составляющей одного из импульсов Х-й поляризации показана на рис.6, здесь же условно показан код излучаемого импульса. Видно, что код принимаемого сигнала соответствует излучаемому коду, но импульс регистрируется в негативе. Сказывается несинхронность опорных генераторов и время распространения сигнала.

Можно отметить, что внутриимпульсная структура очень похожа на излучаемый импульс. Так как в принятом излученном ионосферной станцией импульсе нет частотного заполнения, как в показанном выше импульсе со сдви-

гом частоты, то можно сказать, что этот акт зондирования принят верно. Следовательно, на осциллограмме должен присутствовать отраженный от ионосферы сигнал, так как он попадает в полосу захвата для записи приемника ввиду того, что расстройка по частоте минимальна.

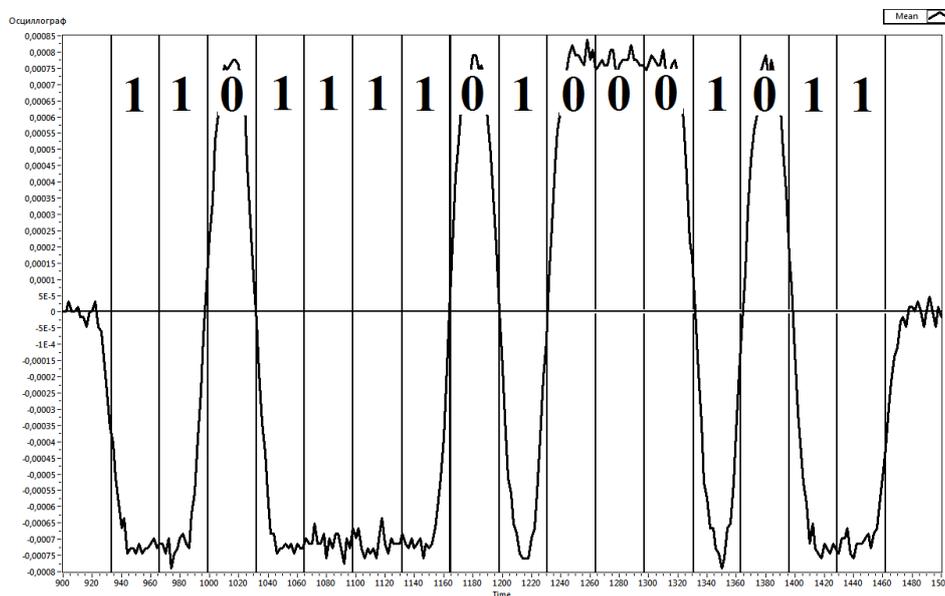


Рис. 6

Обратимся к рис.7, на котором в подтверждение нашим рассуждениям показан излученный ионозондом DPS – 4 сигнал, а рядом с ним виден отраженный. При анализе файла было замечено, что отраженный сигнал может приниматься как в негативе, так и в позитиве.

Причину этого можно объяснить не совпадением фазы опорного генератора приемной части программно-аппаратного комплекса и фазы принимаемого сигнала.

Было замечено, что хоть импульсы с Х-й поляризации и имеет большую амплитуду, отклик ионосферы на такие импульсы меньше, чем на импульсы О-й поляризации которые имеют меньшую амплитуду при излучении. Так как высота отражения равна половине пройденного сигналом пути со скоростью 300 000 км/ч, а за 1 мкс сигнал проходит расстояние в 0,3 км, то по рисунку 2.28 можно сделать вывод, что кажущаяся высота отражения равна 106,5 км. По приведенным выше рисункам можно сделать вывод, что форма принятого сигнала отраженного от ионосферы на частоте $f_{\text{п}} = 3,4026$ МГц повторяет форму зондирующего импульса. При обработке экспериментальных данных, полученных на других частотах, было замечено, что принятый отраженный импульс не всегда совпадает по длительности с излученным, это можно объяснить дисперсией сигнала, распространяющегося в ионосфере или многолучевостью отражения.

Результатом проектирования стало программно управляемое устройство для регистрации отраженного от ионосферы сигнала. Применение современной исследовательской платформы NIPXI-1075 совместно с программным продуктом LabVIEW, позволило в короткие сроки реализовать устройство для регистрации отраженного от ионосферы сигнала. С помощью этого устройства по-

явилась возможность регистрировать излучаемые ионосферной станцией и отраженные от ионосферы сигналы. Принятые сигналы записаны на жесткий диск компьютера и прошли обработку с использованием специально написанной дополнительной программы для работы с зарегистрированными сигналами.

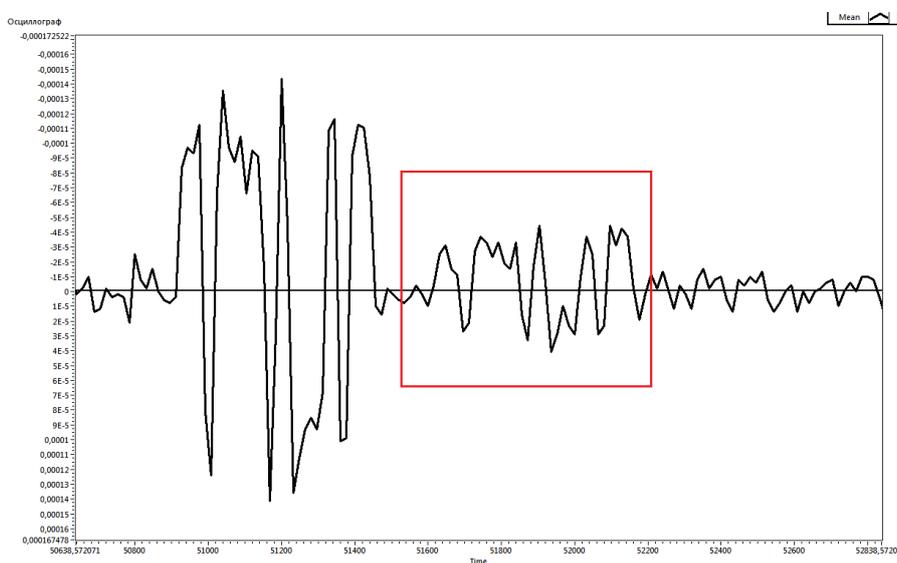


Рис.7

Созданное устройство можно применять не только для регистрации зондирующих импульсов ионозонда и отраженных от ионосферы, но и для приема и обработки сигналов от других источников радиодиапазона. Благодаря многофункциональности исследовательской платформы NIPXI-1075 и гибкости программных кодов созданных в LabVIEW, можно бесконечно расширять функциональные возможности аппаратно-программного комплекса.

Библиографический список

1. Я.Л. Альперт, В.А. Гинзбург Распространение радиоволн: учебное пособие. – М.: Государственное издательство технико – теоретической литературы, 1953 - 885 с.
2. Ратовский, К. Г. Современный цифровой ионозонд DPS-4 и его возможности / К.Г. Ратовский, Г.А. Жеребцов, А.П. Потехин, А.В. Медведев // Дистанционное зондирование поверхности Земли и атмосферы: прогр. и тез. докл. Всерос. конф. (Иркутск, 2-6 июня 2003 г.). - Иркутск, 2003. - С.34
3. UMassLowellCenterforAtmosphericResearchDigisondeDPS [Электронный ресурс]/ulcar.uml.edu – Сайт Массачусетского университета. – Режим доступа: <http://ulcar.uml.edu/DPS.htm>, свободный
4. [Электронный ресурс]/digital.ni.com - Сайт компании NationalInstruments. - Режим доступа: <http://digital.ni.com>, свободный

ПЕРСПЕКТИВНЫЕ УСТРОЙСТВА КОММУТАЦИИ В СИСТЕМАХ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОЙ АВТОМАТИКИ И ТЕЛЕМЕХАНИКИ

А.А. Шестаков, В.С. Марюхненко

Иркутский государственный университет путей сообщения

Безопасное функционирование систем железнодорожных перевозок во многом обеспечивается системой железнодорожной автоматики и телемеханики. Используемые технологии в основном обеспечивают надёжную работу системы. Но как показывает пример таких стран как КНР, Франция и Германия стоит ожидать увеличения скорости движения поездов, соответственно вырастут требования к обеспечению безопасности движения. Поэтому целесообразны поиски новой технологии, которая ляжет в основу следующего поколения коммутационных устройств системы ЖАТ.

1. Традиционные коммутационные устройства на объектах железной дороги. В системах железнодорожной автоматики, а также в системах других назначений традиционно используются электромагнитные, бесконтактные и полупроводниковые реле.

Электромагнитные реле. К преимуществам ЭМР относится способность коммутации нагрузок мощностью до 4 кВт, устойчивость к импульсным перенапряжениям и помехам, появляющимся при разрядах молний и в результате коммутационных процессов, малое выделение тепла на контактах, низкая цена. К недостаткам реле можно отнести их малую скорость переключения, создание помех при коммутации, большая масса и габариты блоков релейных шкафов, относительно низкая надёжность, они требовательны к плановому обслуживанию и контролю.

Бесконтактные реле на магнитных усилителях. Они решают некоторые проблемы с использованием электромагнитных реле. К их преимуществам относится отсутствие контактов, которое повышает надёжность реле, отличаются большим ресурсом. Недостатком таких схем является наличие тока в нагрузке в выключенном состоянии, параметры реле зависят от напряжения и частоты питания, а также от температуры, низкий КПД, массогабаритные показатели.

Полупроводниковые реле. Входят в состав современных установок ЖАТ. Обладают коммутирующей способностью по напряжению до нескольких кВ, по току сотни А, значительно больший срок службы, несравненно высокая скорость срабатывания. К недостаткам относится высокая стоимость, низкая помехоустойчивость, необходимость теплоотвода от мощных коммутаторов.

2. Механическое нанореле. Изобретение кремниевого транзистора около 50 лет тому назад произвело революцию в электронной промышленности и изменило технологии связи передачи данных. Задача разработки миниатюрного, недорогого, надёжного, быстродействующего переключателя свысокой

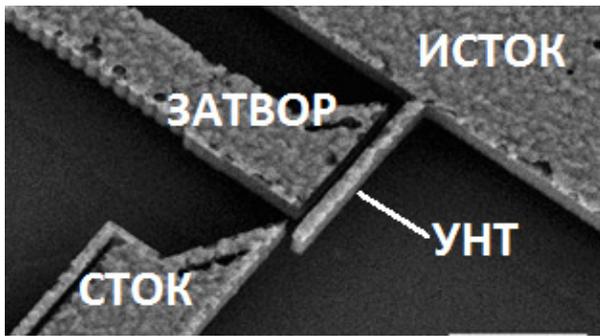


Рис.1 Фотография механического нанореле

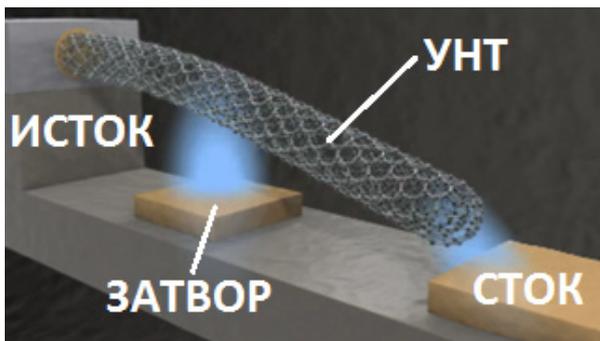


Рис.2. Трёхмерная модель нанореле на основе нанотрубки

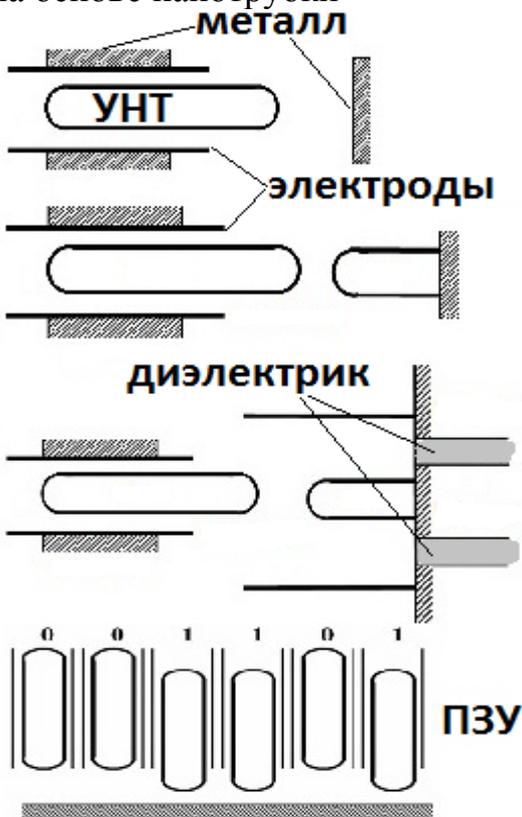


Рис.3. Виды нанореле и пример ячейки ПЗУ

помехозащищённостью может быть решена с использованием нанотехнологий. Простой механический нанопереключател, состоит из двух электродов из карбида кремния, которые по функциям соответствуют истоку и стоку полевого транзистора. Электроды соединены перекладиной из того же материала - она "заменяет" затвор транзистора

(рис.1). Нанозлектромеханические устройства (НЭМ), в отличие от полупроводниковых переключателей, имеют низкие величины тока в выключенном состоянии, поскольку их проводящие детали физически изолированы друг от друга. Пределы максимальных токов и напряжений зависят от конфигурации наноэлементов и механических свойств, поэтому на текущем этапе исследований ещё не известны пределы возможностей схем коммутации на основе нанореле. В частности, угольные нанотрубки (УНТ) (рис.1, рис.2) имеют хорошие механические и электрические свойства, которые делают их подходящими в проектировании перспективных НЭМ коммутаторов. Они исключительно жестки, переносят очень большие механические напряжения, химически инертны и имеют низкие электрические потери на утечку (рис.4). Современная технология изготовления электродов из слоёв нанотрубок позволяет получить нанореле с абсолютно идентичными характеристиками, что принципиально невозможно для ранее описанных типов элементов. Также такие схемы не требуют настройки или планового обслуживания, так как эти элементы высокоточные и сохраняют свои свойства и характеристики на протяжении всего цикла работы.

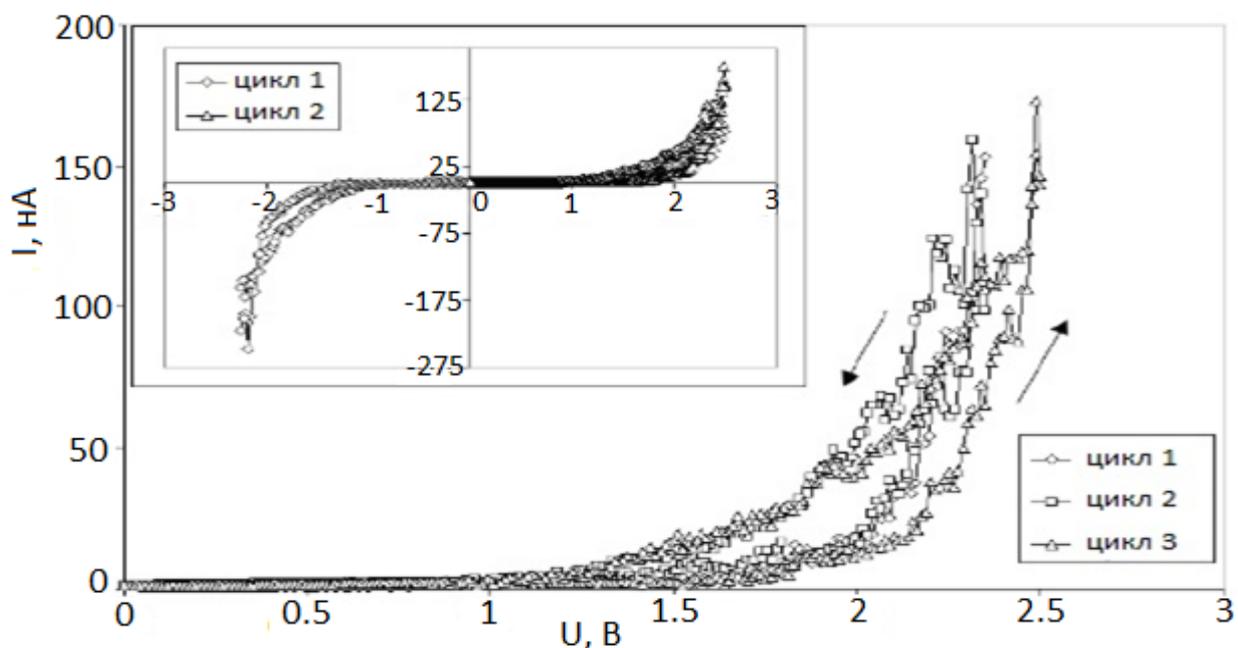


Рис.4. Вольт-амперные характеристики нанореле

Достоинствами переключателей на УНТ являются:

- малое время переключения (единицы наносекунд)
- малое рассеяние мощности (единицы нановатт)
- независимость характеристик от температуры
- невосприимчивость к электромагнитным помехам создаваемым контактной сетью.

К недостаткам относится необходимость защиты от грозовых разрядов.

Выводы:

На основании перечисленных достоинств использование нанореле как основного устройства коммутации является реальным и подходящим для внедрения в систему ЖАТ.

Библиографический список

- 1) Маслов Л. Концепция энергонезависимой памяти многослойных углеродных нанотрубах /Л. Маслов; пер. с англ.// Нанотехнологии.– 2006. – № 17. – С. 2475.
- 2) Ким П. Нанопереключатели на нанотрубках/П. Ким, С.М. Лиебер; пер. с англ.// Наука. –1999. –2148. – С. 286.
- 3) SPIENewsroom[Электронный ресурс]: 2008. – Режим доступа к журналу: <http://www.spie.org/x26007.xml?highlight=x2400>.
- 4) Кравцова Ю.А. Системы железнодорожной автоматики и телемеханики/ Кравцов Ю.А., Нестеров В.Л., Лекута Г.Ф. – М. :Учеб. для вузов, 1996. –400с.
- 5) Маркс П. Электромеханические вычисления при 500°С на карбиде кремния/ П. Маркс; пер. с англ.//Наука.– 2010. – № 329. – С. 1316-1318.

ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕЛЕФОННОЙ ЗАГРУЗКИ ГОЛОСОВЫМ ТРАФИКОМ ТЕЛЕФОННОЙ СЕТИ ОПЕРАТИВНО- ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ КАНАЛОВ СВЯЗИ

О.В. Ядренникова, С.М. Куценко

Иркутский государственный университет путей сообщения
yadrennikova@inbox.ru, s_kucenko@mail.ru.

В статье проводится исследование загрузки групповых каналов оперативно-технологической связи с помощью регистратора переговоров MSR6000. Подобные работы проводились на уровне городских и региональных АТС, а исследование каналов оперативно-технологической связи затронуты не были. В работе проанализированы загрузки поездной диспетчерской связи (ПДС) и поездной радиосвязи (ПРС).

Каналы оперативно-технологической связи в настоящее время строятся по цифровым сетям на основе потоков E1. E1 — это цифровой поток передачи данных, соответствующий первичному уровню европейского стандарта иерархии PDH. E1 имеет 30 В-каналов каждый по 64 кбит/сек для голоса или данных и 2 канала для сигнализации (30B+D+N) — один для синхронизации оконечного оборудования — содержит кодовые синхрослова и биты сигнализации, другой для передачи данных об устанавливаемых соединениях. Общая пропускная способность E1 = 2048 кбит/с (2 Мбит/с). Каждый канальный интервал в этом потоке доступен группе абонентов, которые подключены к соответствующему диспетчерскому кругу (рис. 1)



Структура реального потока E1

Рис. 1

- где, КИ – канальный интервал;
 ПДС – поездная диспетчерская связь;
 ПРС – поездная радиосвязь;
 СУВ – сигналы управления и взаимодействия,
 КИ0 используется для передачи сигналов синхронизации.

Размеры диспетчерского круга зависят от загрузки диспетчера, которая должна лежать в диапазоне 75-95%. Расчет загрузки производится по следующей формуле:

$$\alpha = \frac{T_3}{T} * 100\% \quad (1)$$

где T-время рабочей смены 8 ч (720 мин); T₃ – время загруженности диспетчера;

$$T = 1,15 * П * (к * С + 0,1 * (С - 1) + 0,3 * Г + 0,17 * С_а) + 170, \quad (2)$$

где П-число пар поездов за смену;

К-коэффициент загрузки, зависит от количества путей на станции;
 С-число станций, находящихся на диспетчерском управлении;
 Г-число горловин на станции;
 C_a - количество станций на автономном управлении.

Исследования проведены в двух канальных интервалах, а именно в ПДС и ПРС. Ниже приведены схемы подключения регистратора переговоров к каналобразующей аппаратуре.

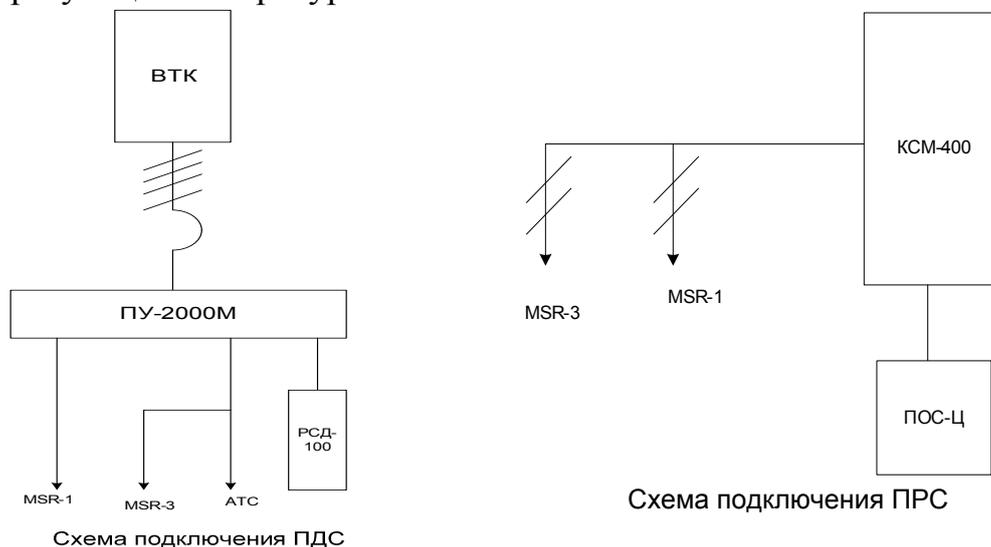


Рис.2 Схема подключения регистратора переговоров к каналобразующей аппаратуре.

На рис.2 приведены следующие сокращения: КСМ-400 – цифровая коммутационная станция диспетчерского типа, ВТК – первичный мультиплексор, ПУ-2000М – промежуточное устройство, ПОС-Ц – пульт оперативной связи цифрового типа, РСДТ – распорядительная станция диспетчерского типа.

С помощью приведенной схемы проанализированы длительности всех разговоров за двое суток.

Результаты обработки сведены в таблицы 1 и 2:

Таблица 1. Первый день:

| | Время,с | | | | Общая нагрузка |
|-----|---------|------------|-------------|-------------|----------------|
| | 00-6:00 | 6:00-12:00 | 12:00-18:00 | 18:00-24:00 | |
| ПДС | 3879 | 3876 | 3073 | 2211 | 13039с=3,622ч |
| ПРС | 3025 | 802 | 2977 | 1975 | 8779с=2,44ч |

Таблица 2. Второй день:

| | Время,с | | | | Общая нагрузка |
|--|---------|------------|-------------|-------------|----------------|
| | 00-6:00 | 6:00-12:00 | 12:00-18:00 | 18:00-24:00 | |
| | | | | | |

| | | | | | |
|-----|------|------|------|------|---------------|
| ПДС | 3521 | 5089 | 3125 | 2239 | 13974с=3,882ч |
| ПРС | 3234 | 2373 | 3522 | 2945 | 12074с=3,35ч |

Для того, чтобы исследовать загрузку телефонной сети воспользуемся формулами Эрланга. Эти формулы позволяют рассчитать -вероятность отказа АТС:

$$P_{отк} = \frac{a^n / n!}{1 + \frac{a^1}{1!} + \frac{a^2}{2!} + \dots + \frac{a^n}{n!}}, \text{ где} \quad (3)$$

n – число линий связи;

$a = \frac{n}{\mu}$, где μ -число разговоров за одну минуту .

-средняя доля времени, когда АТС вообще не загружена:

$$P_0 = \frac{1}{1 + \frac{a^1}{1!} + \frac{a^2}{2!} + \dots + \frac{a^n}{n!}} \quad (4)$$

Как видно из формул, эти показатели зависят лишь от числа линий связи и числа разговоров за одну минуту. Число линий связи равно 30 (это число канальных интервалов в потоке Е1).

Результаты сведем в таблицу 3:

Таблица 3

| | Вероятность отказа | Средняя доля времени, когда АТС вообще не загружена: |
|---------------------|--------------------|--|
| ДНЦ-12, первый день | ≈0 | 0,65 |
| ПРС-12, первый день | ≈0 | 0,468 |
| ДНЦ-12, второй день | ≈0 | 0,87 |
| ПРС-12, второй день | ≈0 | 0,765 |

Так как доля времени использования в полном объёме станции невелика, делаем вывод о неэффективном использовании линий связи. Повышение эффективности линий связи для каналов оперативно-технологической связи можно увеличить, на наш взгляд, за счет использования оборудования с пакетной передачей данных.

Суть такого решения:

Каждое сообщение, разбивается на пакеты, и затем передается получателю. Каждый пакет имеет следующий вид (рис.3)

| | | | | | | | |
|-----------|-------|---------------------|-------------------|---------------------|--------------|---------|--------|
| 7 байт | 1байт | 6 байт | 6 байт | 2 байта | 46-1500 байт | 4 байта | 1 байт |
| преамбула | SFD | Адрес получателя | Адрес отправителя | протокол или тип | данные | CRC | EFD |

Рис. 3

Преамбула – для стабилизации и синхронизации среды;

SFD (start frame delimiter) - выявление начала кадра;

EFD (end frame delimiter) – конец кадра;

CRC – поле контрольной суммы, которое формируется и контролируется на аппаратном уровне.

Пользователю доступны поля, начиная с адреса получателя и заканчивая полем информации включительно. После CRC следует межпакетная пауза длиной 9,6 мкс или более. Сначала передается 1^{ый} пакет 1 канального интервала, затем второй пакет свободного канального интервала. КИ не будут закреплены за конкретными видами технологической связи. Главное, чтобы канальные интервалы в потоке Е1 были общедоступными и универсальными.

Достоинства коммутации пакетов

1. Высокая общая пропускная способность сети при передаче пульсирующего трафика.
2. Возможность динамически перераспределять пропускную способность физических каналов связи между абонентами в соответствии с реальными потребностями их трафика.

Недостатки коммутации пакетов

1. Неопределенность скорости передачи данных между абонентами сети, обусловленная тем, что задержки в очередях буферов коммутаторов сети зависят от общей загрузки сети.
2. Переменная величина задержки пакетов данных, которая может быть достаточно продолжительной в моменты мгновенных перегрузок сети.
3. Возможные потери данных из-за переполнения буферов.

Вывод: анализируя полученные результаты, можно сделать вывод о том, что использование групповых каналов технологической связи неэффективно. Поэтому нами предлагается, для повышения эффективности, использовать для организации технологической диспетчерской связи оборудование с коммутацией пакетов для оптимизации существующих каналов связи, например, аппаратура Si-3000.

Библиографический список

- 1) Оперативно-технологическая телефонная связь на железнодорожном транспорте. Под ред. Ю.В. Юркина. - М.: ГОУ УМЦ, 2007, - 264 с.
- 2) www.scbist.com

ПРИМЕНЕНИЕ ПУБЛИЧНЫХ СЕТЕЙ СОТОВЫХ ОПЕРАТОРОВ ДЛЯ ОРГАНИЗАЦИИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ТРАНСПОРТА.

А.В. Яцук, В.Е. Унучков (научный руководитель)

Иркутский государственный университет путей сообщения

В последнее время большое внимание уделяется развитию технологической радиосвязи ОАО «РЖД». Существующие перегонная связь и ремонтно-оперативная радиосвязь (РОРС) сегодня не обеспечивают требуемой функциональности, производительности и доступности. От полноты и достоверности информации во многом зависит оперативность управления ситуацией, принятие решений, повышенная мобильность, а также эффективность аварийно-восстановительных и ремонтных работ. Одним из решений в этой области является использование публичных сетей подвижной связи сотовых операторов.

Достаточный уровень развития сотовой связи стандарта GSM в крупных населенных пунктах, в регионах с высокой плотностью населения, снижение темпов роста абонентской базы, при необходимости увеличения зоны радиопокрытия и обеспечения непрерывности услуги ставит в необходимость поиска новых областей применения сотовой связи стандарта GSM [1].

Еще более 10 лет назад в «Концепции создания цифровой сети связи МПС России» [2] для замены существующих систем подвижной связи железнодорожного транспорта предусматривалось создание единой системы интегрированной подвижной радиосвязи на базе цифровой сети мобильной связи. Этой заменой должен стать разработанный для железнодорожной связи стандарт GSM-R. В «Белой книге» ОАО «РЖД» [3] предусматривается развитие GSM-R на отдельных ветках железной дороги.

В вопросах внедрения систем цифровой подвижной связи стандарта GSM-R возникает ряд проблем, связанных со стоимостью и ресурсоемкостью системы.

Расходы на строительство опытной зоны GSM-R на Калининградской железной дороге составили 3,6 млн. руб. на 1 км. При строительстве сетей в Сибири и на Дальнем Востоке стоимость может возрасти до 5 и более млн. руб. на километр.

Современный этап развития подвижной радиосвязи не предусматривает возможности предоставления телекоммуникационных услуг пассажирам во время движения, который объясняется малым частотным ресурсом стандарта GSM-R. Всего в выделенной полосе частот 4 МГц расположено 19 частотных или 152 логических каналов. Таким образом, в зоне обслуживания одной базовой станции при использовании трех частотных каналов в зависимости от допустимой нагрузки на сеть может находиться 100-600 абонентов. Для больших железнодорожных станций этого недостаточно [4].

В 2007 г. утверждены ОАО «РЖД» и согласованы операторами сотовой связи ОАО «Мобильные ТелеСистемы», ОАО «Вымпелком», ОАО «Мегафон» технические решения по организации системы технологической ремонтно-оперативной радиосвязи на базе подвижной радиотелефонной связи стандарта GSM и базе интеллектуальной платформы (POPC GSM).

Основной целью создания сети является предоставление линейному персоналу доступ к требуемым сервисам в условиях глобальной мобильности и независимости от места их нахождения для выполнения технологических процессов по техническому обслуживанию, ремонту объектов инфраструктуры, управления перевозочным процессом и обеспечения безопасности движения поездов [5].

Предлагаемые решения POPC GSM дают дополнительные преимущества, а именно:

- использование инфраструктуры и услуг сотовых операторов в интересах железных дорог позволяет избежать значительных инвестиций в строительство собственных систем радиосвязи;
- обеспечивается резервирование зон обслуживания радиосвязи за счет присутствия в одной зоне нескольких операторов и сетей GSM;
- обеспечивается прозрачное взаимодействие сети связи оператора подвижной связи с технологической сетью связи ОАО «РЖД»;
- обеспечивается возможность использования различных технологий связи для сбора телеметрической информации, оперативного доступа к базам данных, определения местоположения и идентификации объектов;
- уменьшаются удельные расходы на услуги связи.

Проект POPC GSM охватывает 16 железных дорог в 70 субъектах РФ. К проекту подключено уже более 60 тыс. работников РЖД. Вся опорная сеть будет готова к середине 2012 г. POPC GSM имеет возможность миграции на 3G и LTE. В ней реализован также принцип отсутствия зависимости от одного оператора связи [6].

POPC GSM реализует услуги и возможности внедрения:

- сокращенного набора номеров и единого плана нумерации;
- создание групп с приоритетами между ними и внутри них;
- регистрация и запись служебных переговоров, конференцсвязи;
- безусловная связь с машинистами, аварийными службами;
- защищенный доступ к базам данных, электронной почте;
- подключение билетно-кассовых и носимых терминалов;
- создание новых и усовершенствование диагностических систем;
- систем управления объектами инфраструктуры;
- систем управления освещением и метеорологическими станциями;
- систем сигнализации и управления движением поездов по энергооптимальным графикам.

Для организации РОРС GSM и обеспечения системы гибкой маршрутизации, обходная маршрутизация при занятости каналов, в случае повреждения, конвертации сигнализаций и внедрения конвергентных услуг связи предусмотрено на сети ОбТС ОАО «РЖД» – GSM операторов уровень интеллектуальной платформы FMC (Fixed-Mobile Convergence).

FMC – это «механизм», благодаря которому абонент мобильной сети может получить сервисы через фиксированную сеть связи ОАО «РЖД» согласно подписке и возможностям технологии доступа.

Организованная таким образом сеть представляет собой единую инфраструктуру, предоставляющую возможность связать множество разрозненных сетей разных типов и являющуюся транспортной средой для всех видов сервисов. В такой системе FMC-сервисы отделяются от сетевого (транспортного) уровня, в результате чего тип сети не накладывает на них каких либо ограничений [7].

С 1 октября 2011 года проект РОРС GSM был внедрен на территории Забайкальской железной дороги. Между ОАО «Российские Железные Дороги» и ОАО «Мобильные ТелеСистемы» было подписано соответствующее соглашение. Выбор был сделан на основании наибольшей площади покрытия железнодорожного полотна по краю в сравнении с другими сотовыми операторами. На данный момент к системе подключено 2400 сотрудников, входящих в состав линейного персонала.

Стоимость обслуживания связи для одного сотрудника равна 413 рублей в месяц. Из них 200 рублей дорога выплачивает ОАО «Мобильным ТелеСистемам» за предоставление услуг связи и 213 рублей ЗАО «КомТелеком-Т» за обслуживание сим-карт.

Для разворачивания железнодорожной сотовой сети с нуля на территории края необходимо было бы провести финансирование постройки 30 новых базовых станций и до 30 базовых станций арендовать у сотовых операторов, что выльется в большие денежные вливания.

На данный момент возникают трудности использования РОРС GSM наряду с другими системами подвижной связи по нескольким причинам:

- отсутствует сертифицированное оборудование;
- не разработан регламент на работу сети;
- не обеспечена соответствующая надежность работы оборудования;
- не проведено электропитание первой категории;

Сторонние организации не могут предоставить системы связи, удовлетворяющие этим требованиям в полной мере.

При эксплуатации системы РОРС GSM появилось столкновение ряда технических и экономических интересов между железной дорогой и сотовым оператором.

ОАО «Мобильные ТелеСистемы» и ОАО «Мегафон» согласны обеспечить железнодорожников услугами связи безвозмездно, на условии интеграции

в железнодорожную сеть: получение выхода волоконно-оптических линий на свое окончное оборудование, отсутствие или низкую стоимость аренды оптических волокон вдоль транссибирской магистрали, использование контактных сетей для установки базовых станций и их питания и т.д.

Со своей стороны ОАО «Российские Железные Дороги» требует безвозмездно обеспечить полное покрытие всего железнодорожного полотна в Забайкальском крае, в том числе без оплаты дополнительных, непредвиденных расходов или интеграции с оператором.

Обеспечение услугами связи сотрудников со стороны оператора до сих не выполняется в полной мере. На данный момент каждому сотруднику доступны лишь 900 минут голосовых сообщений в месяц. При превышении этого значения средства за дополнительные услуги связи вычитаются из заработной платы по тарифным планам поставщика. Работа текстовых сообщений и доступа в интернет не обеспечивается. Имеются сбои на стыке оборудования двух организаций, что приводит к снижению качества связи. Не всегда предоставляются услуги связи при нахождении сотрудника в соседних регионах.

После решения этих проблем в перспективе РОРС GSM может заменить проект GSM-R, так как обеспечивает аналогичную надежность и безопасность служебной сети. При дальнейшем взаимодействии между операторами сотовой связи и железной дорогой будет улучшаться качество и покрытие радиосвязи вдоль всего железнодорожного полотна, удовлетворив нужды не только сотрудников, но и пассажиров.

Библиографический список

1. Лещев А.В. Технологическая радиосвязь на базе стандарта GSM: Ежемесячный научно-теоретический и производственно-технический журнал «Автоматика, Связь, Информатика». – М.: Парадиз. – 2008. – №11.
2. Концепция создания цифровой сети связи МПС России. – М.: МПС РФ, НИИЖТ, 1997. – 90 с.
3. Стратегические направления научно-технического развития ОАО «Российские железные дороги» на период до 2015 г. – М: ОАО «РЖД». – 2007. – 54 с.
4. Унучков В.Е. Перспективы развития систем подвижной связи железнодорожного транспорта.
5. Беспроводные технологии электросвязи в инфраструктуре ОАО «РЖД»: Газета «Евразия Вести». – Рыбинск: Стратим-ПКП. – 2008. – №8.
6. Ромашкова О.Н., Васюк Д.С. Сеть ремонтно-оперативной радиосвязи на базе стандарта GSM: Десятая научно-практическая конференция "Безопасность движения поездов". – Москва 29-30 октября 2009.
7. Ромашкова О.Н., Васюк Д.С., Иванов П.А. Конвергентные услуги FMC на сети связи ОАО «РЖД»: Информационно-управляющие системы на ж. д. транспорте. – Украина, Харьков: УАТ, 2010. – № 4. – С . 22-28.

СОДЕРЖАНИЕ

| | |
|--|----|
| ПРЕДИСЛОВИЕ | 3 |
| 1. Агарышев А.И., Зверев А.Г. Анализ влияния уклонов местности на характеристики радиоволн УКВ диапазона | 5 |
| 2. Агарышев А.И., Куклин В.Л. Учёт влияния тропосферной рефракции и плотности городской застройки на напряжённость поля телевизионных радиосигналов | 14 |
| 3. Агарышев А.И., Бирючев А.Д., Куренкин Д.П., Ретивых А.В. Влияние расположения вынесенного ретранслятора на характеристики коротковолновой радиосвязи | 20 |
| 4. Агарышев А.И., Куклин В.Л., Леонова А.В., Сигида С.В. Прогнозирование расположения максимумов и минимумов напряжённостей поля для двухлучевой модели формирования поля ультракоротких радиоволн | 25 |
| 5. Агарышев А.И., Воробьев А.Н. Анализ измеренных и рассчитанных уровней электромагнитных полей радиоволн УКВ диапазона на территории г. Иркутска | 31 |
| 6. Агарышев А.И., Жанг Н.М. Расчет углов прихода декаметровых радиоволн на основе применения закона преломления | 38 |
| 7. Астахов А.В., Попов Г.В. Актуальные вопросы моделирования NGN на сетях железнодорожного транспорта | 43 |
| 8. Бажухин Д.В., Марюхненко В.С. Влияние поляризационной модовой дисперсии на волоконно-оптические системы | 49 |
| 9. Барашов А.А., Марюхненко В.С. Шумы эрбиевых оптических усилителей | 52 |
| 10. Бахаев Д.Б., Ефремов В.А., Лаврентьев А.Д., Семериков М.Г. Статистическое исследование аффинного шифра | 55 |
| 11. Бирючев А.Д., Куренкин Д.П., Ретивых А.В., Просвирякова Л.В. Устройство на базе микроконтроллера АТ МЕГА-8 | 63 |
| 12. Бирючев А.Д., Куренкин Д.П., Ретивых А.В., Просвирякова Л.В. Модернизация отладочного стенда на базе микроконтроллера АТ МЕГА-8 | 66 |
| 13. Бояркин А.Е., Во Ныи Зан Особенности плазмооптической масс-сепарации элементов тяжелых и легких групп отработанного ядерного топлива | 69 |
| 14. Бухаров А.М., Лессинг А.А. Методика настройки антенн спутниковой радиосвязи | 73 |
| 15. Во Ныи Зан. Плазмооптическая масс-сепарация многокомпонентных многозарядных ионных потоков | 81 |
| 16. Воронова Т.С., Мазур В.Г., Пудалов А.Д. Измерение относительной влажности гексана сорбционно-частотным методом | 86 |
| 17. Ворошилова А.Ю., Эльхутов С.Н. Программное обеспечение начального анализа параметров верхнего строения железнодорожного пути | 91 |

18. Бальзаминов А.В., Вугмейстер Б.О., Егоров М.А., Лоншаков Л.С., Петров А.В. Аппаратно-программный комплекс для диагностики волновых процессов в верхней ионосфере 95
19. Бальзаминов А.В., Вугмейстер Б.О., Егоров М.А., Лоншаков Л.С., Петров А.В., Храмов А.А. Аппаратно-программный комплекс для изучения особенностей распространения коротких радиоволн над зонами подготовки землетрясений 101
20. Глушков М.А. Измерение диэлектрических потерь полиэтилена и кварцевого стекла в диапазоне частот 59-74 ГГц 109
21. Грунский М.А., Во Ныи Зан Гибридный энергомасс-анализатор: расчет полей, конструкция 113
22. Егоров И.В., Фискин Е.М. Проектирование современных сетей передачи данных п. Усть-ордынский 120
23. Егоров М.А., Леонова А.В., Леонова Н.В., Петров А.В. Лабораторный стенд для исследования характеристик диода Ганна и автогенератора на его основе 124
24. Елышева Г.М., Марюхненко В.С. Применение дугогасительных устройств в системах коммутации 131
25. Во Ныи Зан, Корнейчук М.А., Бардаков В.М., Строкин Н.А. Особенности плазмооптической масс-сепарации немоноэнергичных многозарядных ионов отработанного ядерного топлива 135
26. Во Ныи Зан, Прокопенко Д.С., Строкин Н.А. Электромагнитные поля плазмооптического масс-сепаратора ПОМС-Е-3 143
27. Зубкова Д.А., Климов Н.Н., Куценко С.М., Дудаков С.В. Разработка алгоритма оптимизации обработки данных акустической диагностики напряженного состояния бесстыкового железнодорожного пути 155
28. Надежкина Н.В., Климов Н.Н. Оптимизация в сетях передачи данных на основе совместного решения задач инжиниринга трафика и выбора серверов 161
29. Конюшкин Г.Ю., Лихота Р.В. Ухудшение качества позиционирования железнодорожной аппаратурой спутниковой навигации под воздействием электромагнитных помех 165
30. Коренев А.В., Просвирякова Л.В. Система мониторинга уровня вредных веществ на химически опасном предприятии 172
31. Коренев А.В., Шкитов Д.А., Засенко В.Е. Квадратурная фазовая и относительно-фазовая манипуляция сигналов 175
32. Королькова Е.Б., Зубкова Д.А., Чернов И.Н. О возможности использования каналов сотовой связи для выявления предотказных состояний узлов грузового состава 181
33. Кузнецов Б.Ф., Бородкин Д.К., Лебедева Л.В. Оценка нормализации случайных процессов на выходе линейных динамических систем 185
34. Кузнецов Б.Ф., Пильцов М.В. Разработка модуля измерительного канала цифрового расцепителя 189
35. Кузнецов Р.О. Устройство для определения параметров кабеля «витая 196

| | |
|--|-----|
| пара» | |
| 36. Купреев П.М., Попов А.С., Колесник С.Н. Разработка приёмника спутниковых сигналов диапазона 137 МГц | 204 |
| 37. Латыпов Е.С., Засенко В.Е. Разработка модема для подводной связи | 208 |
| 38. Латыпов Е.С., Засенко В.Е. Корреляционная обработка сигнала, отраженного от ионосферы | 213 |
| 39. Лисишин А.Р. Разработка и мелкосерийное изготовление периферийных устройств для информационно-измерительных систем | 217 |
| 40. Нонг Куок Куанг Измерение диэлектрических потерь материалов в диапазоне частот от 118 до 178 ГГц методом открытого диэлектрического резонатора | 224 |
| 41. Пинкин А.А. Разработка аппаратно-программных средств для создания низкочастотной технологии учёта ресурсов | 230 |
| 42. Пинкин А.А. Организация учёта ресурсов на базе системы «КУМИР-РЕСУРС» | 234 |
| 43. Плюхин А.А., Просвирякова Л.В. Стенд для исследования процессов передачи информации с временным разделением канала | 237 |
| 44. Пыжьянова Е.А., Просвирякова Л.В. Внедрение технологий широкополосного доступа в г. Иркутске | 241 |
| 45. Ретивых А.В., Засенко В.Е. Цифровой быстродействующий контур фазовой автоподстройки частоты | 244 |
| 46. Стафеева А.А., Засенко В.Е. Принципы построения телекоммуникационных сетей нового поколения | 250 |
| 47. Терентьев Н.Н., Колесник С.Н. Разработка лабораторной установки по исследованию широтно-импульсной модуляции | 257 |
| 48. Унучков В.Е., Демьянов М.О. Реализация амплитудного и фазового алгоритмов адаптации линейной эквидистантной антенной решетки | 261 |
| 49. Унучков В.Е., Здериглазова А.В. Оценка ионосферной погрешности первого порядка одночастотных приёмников СРНС | 264 |
| 50. Цыденова М.Е., Марюхненко В.С. Анализ пространства состояний системы | 269 |
| 51. Шеленговский А.В., Засенко В.Е. Устройство для регистрации отраженного от ионосферы сигнала | 272 |
| 52. Шестаков А.А., Марюхненко В.С. Перспективные устройства коммутации в системах железнодорожной автоматики и телемеханики | 279 |
| 53. Ядренникова О.В., Куценко С.М. Исследование телефонной загрузки голосовым трафиком телефонной сети оперативно-технологических каналов связи | 282 |
| 54. Яцук А.В., Унучков В.Е. Применение публичных сетей сотовых операторов для организации технологической подвижной связи железнодорожного транспорта. | 286 |
| СОДЕРЖАНИЕ | 290 |