



СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ И СВЯЗИ

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

(Иркутск, 16 мая, 2013 г.)

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



УДК 621.396
ББК 384

Печатается по решению редакционно-издательского совета ИрГТУ

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ И СВЯЗИ :
мат-лы XII Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых /
под ред. А.И.Агарышева, Е.М.Фискина. – Иркутск : Изд-во ИрГТУ, 2013. – 236 с.

В сборник 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. В сборник XII конференции вошли доклады с международным участием: магистрантов и аспирантов из Вьетнама и Монголии, обучающихся в Российских ВУЗах, а также ученых из Украины и Чехии.

Редакционная коллегия:

В.В. Пешков – д-р экон. наук, проф., проректор ИрГТУ, председатель;
Е.М. Фискин – канд. техн. наук, доц., зам. председателя;
А.И. Агарышев – д-р физ.-мат. наук, проф., научный редактор;
С.В. Елисеев – д-р техн. наук, проф.;
В.М. Бардаков – д-р физ.-мат. наук, проф.;
Н.А. Строкин – д-р физ.-мат. наук, проф.;
Ю.Б. Башкуев – д-р техн. наук, проф.;
Ю.И. Блинов – д-р техн. наук, проф.;
В.Д. Гончаров – д-р техн. наук, проф.;
Н.Н. Климов – д-р физ.-мат. наук, проф.;
А.Г. Кюркчан – д-р физ.-мат. наук, проф.;
Г.С. Кудряшов – д-р техн. наук, проф.;
Г.В. Попов – д-р физ.-мат. наук, проф.;
А.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.

Авторы опубликованных статей и тезисов несут ответственность за подбор и точность приведенных фактов, цитат, экономико-статистических данных и прочих сведений. Компьютерный макет сборника составлен из оригинальных авторских файлов.

© Иркутский государственный
технический университет, 2013

К 150-ЛЕТИЮ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СВЯЗИ В ИРКУТСКЕ

За свою более чем 350-летнюю историю Иркутск превратился из деревянного провинциального города, отдаленного от столицы Российской империи тысячами километров, в современный динамично развивающийся центр Восточной Сибири. В летописи нашего города есть немало замечательных событий, связанных с его развитием в культурной, научной и технической областях. Конечно стоит отметить появление в Иркутске телеграфной и телефонной связи.

Долгое время в России главным и единственным способом коммуникации были почтовые сообщения. XIX век ознаменовался появлением электросвязи. Дальнейшее развитие техники передачи информации с помощью электрических средств исторически сложилось так, что использование проводных средств предшествовало беспроводным.

В 1855 г. в России был принят проект «Положения о приеме и передаче телеграфических депеш по электромагнитному телеграфу», а затем последовало правительственное указание объявить телеграфный способ сношений «государственной регалией».¹ С этого года телеграфная связь в нашей стране в течение почти всей второй половины XIX века являлась основным видом электрической связи.

В 1859 г. закончилось составление проекта сибирской телеграфной магистрали. Проект предусматривал постройку телеграфной линии от Казани до Иркутска и далее до Владивостока.

Итак в декабре 1863 года линия была доведена до телеграфной станции в Иркутске, находившейся в доме купца Хахилева на Мыльниковской улице (ныне Чкалова) напротив Троицкой церкви. И уже 1 января 1864 года из Иркутска в Санкт-Петербург ушла первая телеграмма от исполняющего должность генерал-губернатора Восточной Сибири Михаила Корсакова:

"Восточная Сибирь повергает перед Вашим Величеством поздравления с наступившим новым годом и молится о здравии Вашего Величества и благоденствии дорогого нашего отечества".

Через 17 часов была получена ответная, за подписью императора Александра II:

"Искренне благодарю за поздравление. Александр".

Так пришла электрическая связь в Иркутск. Первыми телеграфными аппаратами были телеграфные аппараты Морзе. Они сохранились и до сих пор: их можно увидеть в экспозиции музея связи.

В феврале 1873 г. в Иркутске открылось губернское отделение Международного телеграфного агентства, а в октябре был получен указ об учреждении в городе Сибирского телеграфного агентства. 1 августа 1888 г. в городе открыта почтово-телеграфная контора первого класса. Количество телеграмм, проходящих через Иркутскую почтово-телеграфную контору, в

¹Марценицен С.И., Новиков В.В. 150 лет отечественному телеграфу. – М:Радио и связь, 1982. – 152 с.

1911 году достигало 40 тыс. в месяц. Имелась прямая связь с Тайшетом, Тулуном, Кимильтеем, Тыретью, Зимой, Черемхово, Усольем, Александровским, Лиственичным, Витимом. В 1913 была установлена связь с Качугом, Жигалово, Верхнеудинском.

Первые телефонные аппараты появились в Иркутске в конце XIX века. Устроители нового вида связи преследовали прежде всего противопожарную цель. В 1887 году многие правительственные, казенные и общественные учреждения были соединены телефоном.

Самое активное участие в этом новом деле принимал городской голова В.П. Сукачев. В 1888 году аппараты были установлены в 16 пунктах города. В 1895 году насчитывалось уже 150 номеров, в конце 1912 – 1056.² Линия была проведена и за город – в Лиственничное, Тельму, Усолье.

При телефонной станции был открыт небольшой музей всевозможных аппаратов, в городе же создана специальная школа для подготовки техников и телеграфистов. Почтово-телеграфная школа давала неплохие знания, помимо общих и специальных дисциплин, здесь учили иностранные языки.

До 1892 телефонная сеть в Иркутске находилась в частном ведении, а затем поступила в распоряжение телеграфного управления.

Сегодня Иркутск – это современный центр телекоммуникаций, жителям которого доступны самые разнообразные инфокоммуникационные услуги. История продолжается...

²<http://irkipedia.ru> Энциклопедия-хрестоматия Иркутской области и Байкала

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА И ПРОГРАММЫ РАСЧЁТОВ ХАРАКТЕРИСТИК РАСПРОСТРАНЕНИЯ ДЕКАМЕТРОВЫХ РАДИОВОЛН В ИОНОСФЕРЕ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ ЗАКОНА ПРЕЛОМЛЕНИЯ СНЕЛЛИУСА

Агарышев А.И., Жанг Н.М.

Иркутский государственный технический университет
reierem@istu.edu

1. Введение и анализ ситуации

Одна из возможностей повышения эффективности коротковолновой (КВ) радиосвязи (рабочие частоты $f=3-30$ МГц) заключается в оптимизации диаграмм направленности приёмо-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 большого объема расчётов, например, при проектировании систем КВ-радиосвязи с вынесенным ретрансляционным пунктом [2]. Однако метод [1] не учитывает регулярные (прогнозируемые) 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 излучения и приёма, 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 этот метод требует высокого быстродействия расчётов траекторий КВ. В работе [2] дано описание программных реализаций таких расчётов, основанных на аналитических выражениях, но эти реализации не учитывают влияние регулярных изменений N вдоль радиолиний, либо для такого учёта используется модель тонкого горизонтально-

неоднородного отражающего слоя, что не позволяет рассчитать характеристики верхних лучей (лучей Педерсена), отраженных слоем F2 ионосферы (модов 1F2в), не позволяет прогнозировать частотные зависимости углов излучения и приёма КВ.

Цель статьи заключается в анализе возможностей применения известного закона преломления Снеллиуса для построения траекторий КВ в горизонтально-однородной рассеивающей ионосфере.

Алгоритм расчёта траекторий КВ на основе применения закона Снеллиуса

Задание зависимости показателя преломления радиоволн в ионосфере n в виде функции вертикальной h и продольной z координат $n(h,z)$ позволяет применить известный закон преломления Снеллиуса[4] для сферически-слоистой среды распространения КВ:

$$n_1 \cdot \sin(\varphi_1) \cdot R_1 - n_0 \cdot \sin(\varphi_0) \cdot R_0 = 0, \quad (1)$$

где $n_0=1$ коэффициент преломления среды для радиуса R_0 , согласно рис.1 проведённого из центра Земли до уровня 0, который соответствует началу преломления радиоволн в ионосфере Земли, φ_0 – угол между траекторией волны и радиусом R_0 , n_1 - коэффициент преломления для уровня 1 с радиусом R_1 и углом φ_1 и т.д. до уровня R_n с φ_n . что показывает рис.1.

Согласно рис.1 можно выделить три участка траектории КВ между передающей и приёмной антеннами: 1) прямая между радиопередатчиком и нижней границей отражающего слоя (уровень 0); 2) искривлённая траектория в отражающем слое; 3) прямая между нижней границей этого слоя и приёмником. Для построения траектории КВ на участке 2 его можно разбить на отдельные участки, длины которых существенно меньше общей длины этого участка. Затем закон (1) применяется последовательно для каждого из участков.

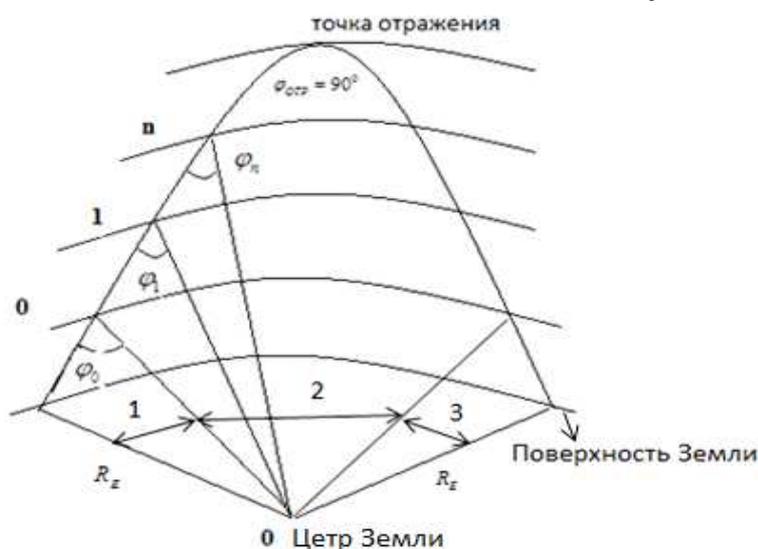


Рис. 1. Построение траектории радиоволны в соответствии с законом Снеллиуса.

Алгоритм построения траектории КВ на ионосферном участке 2 наиболее просто реализуется при отсутствии изменений плотности электронов в направлении вдоль радиолинии (горизонтальном направлении z). В этом случае использовался простой алгоритм пошагового расчёта траекторий КВ по выражению (1), основанный на аппроксимации участков траекторий отрезками прямых одинаковой длины Δ , направленными в соответствии с показателями преломления n_0 и центральными углами φ_0 в начале этих участков. Затем направления этих прямых меняются в соответствии со значениями R_1 и n_1 в конце этих участков, по которым из (1) рассчитываются значения φ_1 в конце этих участков и т.д.

Значения показателей преломления $n_1(h)$ можно для заданных рабочих частот f можно найти с использованием моделей, задающих плазменные частоты ионосферы [5]. Например, для параболического слоя F_2 ионосферы с плазменной частотой f_{0F2} , высотой максимума плотности электронов h_m , где плазменная частота f_m , и полутолщиной слоя y_m :

$$n_1 = \sqrt{1 - \left(\frac{f_{0F2}}{f}\right)^2}, \quad (2)$$

$$f_{0F2}(h) = f_m \cdot \sqrt{\left|1 - \left(\frac{h - h_m}{y_m}\right)^2\right|} \quad (3)$$

Точные расчёты траекторий коротких радиоволн в ионосфере

Для применения рассмотренного выше алгоритма расчёта траекторий КВ, т. е. зависимостей $h(z)$, важно обосновать значение длины прямолинейных участков Δ . Эту задачу будем решать при сравнении результатов приближенных и точных решений. В качестве точного решения используем известный интеграл для зависимостей дальностей ионосферных участков радиолинии от начальных углов падения на отражающий КВ горизонтально-однородный слой [5] с радиусом основания R_0 , радиусом отражения R_{omp} , радиусом Земли R_E :

$$D_i = 2 \cdot R_E \cdot \int_{R_0}^{R_{omp}} \frac{R_0 \cdot \sin(\varphi_0) \cdot dR}{R \cdot \sqrt{n^2 \cdot R^2 - R_0^2 \cdot \sin^2(\varphi_0)}} \quad (4)$$

Для квазипараболического слоя этот интеграл вычисляется аналитически [5]:

$$D_i = 2 \cdot R_E \cdot \left[-\frac{\sin(\varphi_0)}{2\sqrt{c}} \cdot \ln \left[\frac{R_0^2(b^2 - 4 \cdot a \cdot c)}{4 \cdot c \cdot \left[\cos(\varphi_0) + \sqrt{c} + \frac{R_0 b}{2 \cdot \sqrt{c}} \right]^2} \right] \right], \quad (5)$$

где обозначено:

$$a = \frac{1}{(k \cdot y_m)^2} + \frac{1}{R_0^2} \cdot \left(1 - \frac{1}{k^2}\right), \quad k = \frac{f}{f_m}, \quad b = -\frac{2 \cdot R_m}{k^2 \cdot y_m^2}, \quad c = \frac{R_m^2}{k^2 \cdot y_m^2} - \sin^2(\varphi_0),$$

f – рабочая частота, f_m – критическая частота отражающего радиоволны слоя ионосферы.

Суммарная дальность участков 1,3 траектории КВ между поверхностью Земли и началом отражающего слоя определяется из геометрии рис. 1 по формуле:

$$D_0 = 2 \cdot R_E \cdot \left[\pi - \arcsin\left(\frac{R_E + h_0}{R_E}\right) \cdot \sin(\varphi_0) - \varphi_0 \right] \quad (6)$$

Полная дальность траектории КВ вдоль поверхности Земли определяется как сумма ионосферного и внеионосферного участков радиолинии $D = D_0 + D_i$.

Оценка точности алгоритма, основанного на применении закона Снеллиуса

Результаты оценки точности рассмотренного выше приближенного расчёта траекторий даны в таблицах 1,2, где Da (км) – дальность распространения, рассчитанная точным методом, D (км) – рассчитана основе применения закона Снеллиуса. Используются следующие исходные данные: высота максимума параболического слоя $h_m=300$ км, плазменная частота для этого максимума $f_m=10$ МГц, полутолщина слоя $y_m=100$ км, $f=22$ МГц, $R_E=6371$ км. Расчёты выполнялись по программе, рассмотренной в следующем разделе статьи.

Таблица 1. Сопоставление дальностей траекторий КВ, рассчитанных точным и приближенным методом в зависимости от углов излучения θ (градусы) для различных шагов приращения вдоль траекторий Δ .

Точный расчёт		$\Delta = 0.1$ км		$\Delta = 1$ км		$\Delta = 10$ км	
θ	Da	D	$ D-Da $	D	$ D-Da $	D	$ D-Da $
2	3048	3045	3	3052	4	2606	442
4	2693	2689	4	2692	1	2888	195
6	2400	2396	4	2398	2	2430	30
8	2163	2160	3	2170	7	2194	31
10	1976	1974	2	1985	9	2080	104
12	1831	1830	1	1838	7	1855	24
14	1725	1724	1	1729	4	1763	38
16	1657	1655	2	1660	3	1695	38
18	1634	1631	3	1635	1	1678	44
20	1703	1693	10	1696	7	1754	51

Из таблицы 1 видно, что шаг вдоль траектории $\Delta = 1$ км обеспечивает необходимую точность расчёта дальностей распространения КВ, а дальнейшее уменьшение этого шага практически не повышает точность расчётов. При шаге $\Delta = 10$ км ошибки расчёта дальностей распространения КВ существенно возрастают. Две последние строки таблицы 1 соответствуют так называемым верхним лучам, отражённым от слоя F2 ионосферы, дальности которых гораздо сильнее зависят от углов излучения по сравнению с дальностями распространения нижних лучей, что объясняет рост ошибок расчёта дальностей для верхних лучей.

Таблица 2 даёт оценки точности расчётов углов КВ в вертикальной плоскости (углов излучения и приёма) для различных дальностей радиолиний, где значения $\delta_1, \delta_2, \delta_3, \delta_4$ соответствуют разностям углов, рассчитанным приближенным и точным алгоритмами.

Таблица 2. Результаты оценки точности расчётов углов излучения(θ) и приёма (β) (градусы) верхних (θ_B, β_B) и нижних (θ_H, β_H) лучей для фиксированных дальностей радиолиний D при шаге по траектории $\Delta=1$ км, где: $(\theta_{HT}, \beta_{HT}), (\theta_{BT}, \beta_{BT})$ -углы излучения и приёма нижних и верхних лучей, рассчитанные по точному методу $\delta_1=\theta_H-\theta_{HT}, \delta_2=\beta_H-\beta_{HT},$

$$\delta_3= \theta_B-\theta_{BT}, \delta_4= \beta_B-\beta_{BT}.$$

D	Точный метод		Применение закона Снеллиуса							
	$\theta_{HT}=\beta_{HT}$	$\theta_{BT}=\beta_{BT}$	θ_H	β_H	δ_1	δ_2	θ_B	β_B	δ_3	δ_4
1700	14.6	20	14.7	14,5	0,1	-0,1	20.0	19,9	0	0,1
1800	12.5	20.7	12.7	12,5	0,2	0	20.8	20,7	0,1	0
2000	9.7	21.2	9.8	9,6	0,1	-0,1	21.3	21,2	0	0
2100	8.6	21.3	8.6	8,4	0	-0,2	21.3	21,3	0	0
2300	6.8	21.4	6.8	6,7	0	-0,1	21,4	21,3	0,1	0,1
2400	6.0	21.4	6.0	6.0	0	0	21,5	21,4	0	0
2500	5.3	21.4	5.3	5,3	0	0	21,5	21,4	0	0
2600	4,6	21,4	4,6	4,6	0	0	21,5	21,4	0	0

Из таблицы 2 видно, что ошибки расчёта углов излучения и приёма радиоволн приближенным методом практически не превышают $0,1^\circ$. Такая точность вполне достаточна для прогнозов характеристик распространения КВ, в том числе для решения задач оптимизации диаграмм направленности (ДН) приёмо-передающих антенн. Быстродействие рассмотренного выше алгоритма расчёта КВ позволяет использовать этот алгоритм для моделирования эффектов рассеяния радиоволн случайными неоднородностями, в том числе для более близкой к реальности модели ионосферы [6]. С этой целью разработана представленная в следующем разделе статьи программа для ЭВМ.

Программа расчета характеристик распространения КВ

Окно ввода исходных данных в программу, разработанную в среде Delphi 0.7, показано на рис. 2, где задаются параметры слоёв F2 и E для модели ионосферы [6]. Согласно алгоритму из работы[2]рассчитываются траектории семейства лучей, выходящих из пункта излучения с заданным шагом по углу в

заданном секторе углов излучения, соответствующим главному лепестку ДН передающей антенны. Случайные возмущения (рассеяние) лучей задаёт генератор случайных чисел, распределённых по нормальному закону с нулевым средним и заданным среднеквадратичным отклонением (СКО). Лучи рассеиваются на входе в отражающий слой (левый генератор) и на выходе из этого слоя (правый генератор). Задаётся также длина интервала усреднения характеристик лучей (Дельта, км).

Рис. 2. Окно ввода исходных данных в разработанную программу расчёта характеристик распространения радиоволн в горизонтально-однородной рассеивающей ионосфере.

Рассчитываются также дальность «мёртвой» зоны для регулярной ионосферы без рассеяния, ближе которой попадание лучей на поверхность Земли невозможно, а также критический угол, выше которого лучи преломляются через ионосферу.

В программе предусмотрены 4 режима расчетов точным и приближенным методами с учетом и без учета случайных возмущений (рассеяния) лучей.

Дистанционно-угловые характеристики для модели однослойной ионосферы

Результаты моделирования зависимостей усреднённых дальностей распространения КВ (вертикальные оси) от углов излучения или приёма (горизонтальные оси) представлены на рис.3,4 для следующих исходных данных модели параболического слоя $F2$ ионосферы (2),(3) параметрами: $h_m=300$ км, $u_m=100$ км, $f_m=10$ МГц. Задавалась рабочая частота $f=22$ МГц, шаг вдоль траектории $\Delta=1$ км, интервал усреднения 5 км, шаг по углу $0,01^\circ$.

Из рис.3а видно, что результаты расчетов дистанционно-угловых характеристик КВ приближенным и точным методами практически не отличаются. Такой же вывод следует из рис.3б, где уширение графика в области верхних лучей, т.е справа от минимумов этих характеристик, объясняется статистическими погрешностями усреднения дальностей отдельных лучей при сравнительно небольшом числе этих лучей.

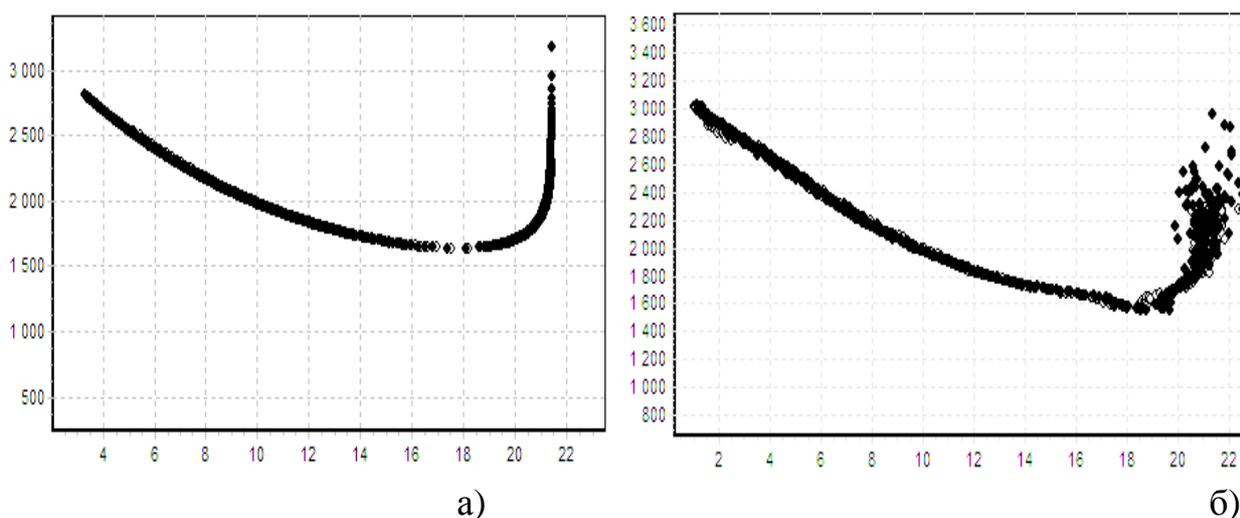


Рис.3. Результаты расчетов точным (●) и приближенным (○) методами без воз-мущений (а) и с возмущением ионосферы (б) при СКО правого и левого генераторов 1° .

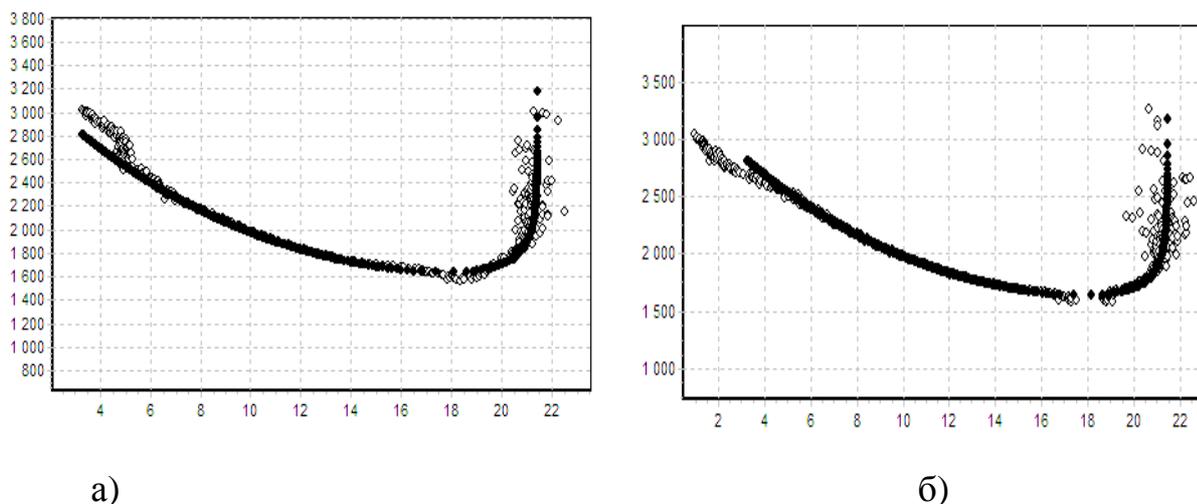


Рис.4. Рассчитанные точным методом зависимости дальности распространения от углов приёма (а) и излучения (б), где (●)- без возмущения, (○) – возмущением с СКО= 1° .

Рис.4а,б показывают, что рассеяние КВ в ионосфере увеличивает средние углы приёма и уменьшает средние углы излучения для дальностей, превышающих 2200 км. Такой же эффект согласно рис.5а,б наблюдается при расчётах приближенным методом

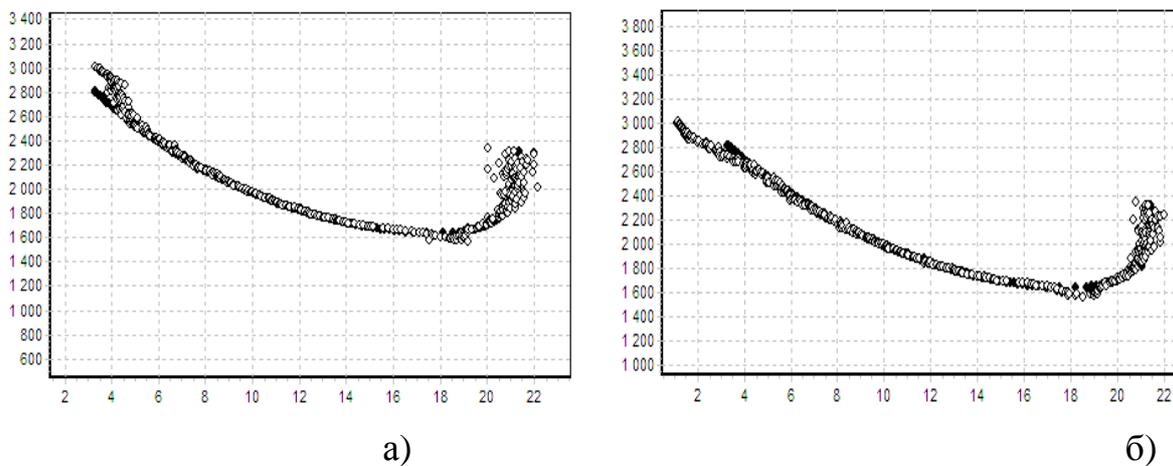
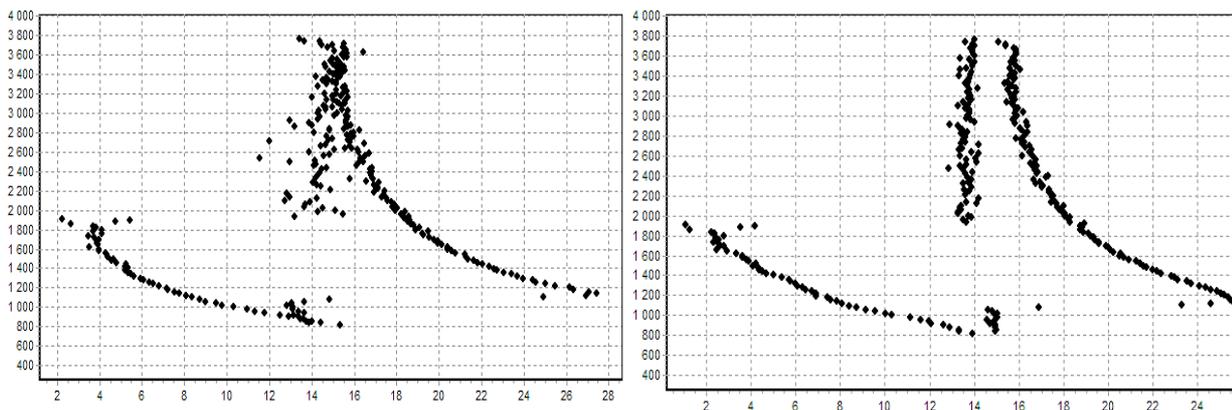


Рис.5,а,б. Рассчитанные приближенным методом зависимости дальности от углов приёма (а) и излучения (б), где(●) - без возмущения, (○) – с возмущением при СКО=1°.

Дистанционно-угловые характеристики для модели трёхслойной ионосферы

В дополнение к использованным в предыдущем разделе исходным данным задавались следующие параметры зависимости $N(h)$ трёхслойной модели [6]: высота максимума $Eh_{mE}=100$ км,



$u_{mE}=20$ км, $f_{mE}=3$ МГц, $f_{m,F2}=7$ МГц, $f=10$ МГц, шаг расчёта по траектории 1 Км, шаг по углу излучения 0.001° .

а) б)

Рис.5. Зависимости дальности распространения КВ от угла приёма (а) и излучения (б) при возмущениях модели ионосферы с СКО правого и левого генераторов 1° .

Рис.5, где в диапазоне углов 14-16° наблюдаются эффекты преломления радиоволн через слои *E* и *F1* ионосферы, показывает обусловленное рассеянием КВ различие дистанционно-угловых характеристик для излучения и приёма радиоволн, хотя для горизонтально-однородной ионосферы эти характеристики одинаковы.

Выводы:

1. Разработан алгоритм и программа расчётов дистанционно-угловых характеристик распространения КВ на основе применения закона преломления радиоволн в ионосфере, известного как закон Снеллиуса.

2. В результате моделирования с применением разработанной программы показано, что шага вдоль траектории в 1 км обеспечивает достаточную точность прогнозирования угловых характеристик КВ при решении практических задач.

3. Для горизонтально-однородной регулярной ионосферы с возмущениями траекторий радиоволн на входе в ионосферу и выходе из ионосферы показано отличие дистанционно-угловых характеристик для излучения и приёма радиоволн.

В дальнейшем алгоритм будет развит для моделей горизонтально-неоднородной регулярной ионосферы с целью сравнения с результатами измерений углов приёма КВ [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 Иркутс. гос. у-та, 2010. - 91 с.

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

5. Дэвис К. Радиоволны в ионосфере / К. Дэвис.– М.:Мир,1973. – 502 с.

6. Bradley P.A., Dudeney J.R. A simple model of the vertical distribution of electron concentration in the ionosphere // J. Atmos. Terr. Phys. - 1973. - V.35. N12. – P. 2131-2146.

ОПТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ФОТОННОГО ЖИДКОКРИСТАЛЛИЧЕСКОГО СВЕТОВОДА С ПОЛОЙ СЕРДЦЕВИНОЙ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ КРИВИЗНЫ

Богданович Д.В.¹, Магарамов Р.А.²

Иркутский государственный технический университет

¹ dvbogd@istu.edu, ² rizzvan_08@mail.ru

В последнее десятилетие в волоконной оптике получил развитие новый класс световодов – фотонные жидкокристаллические световоды (ФЖКС) [1,2]. ФЖКС представляют собой волоконные фотонно-кристаллические световоды у которых капилляры, формирующие оболочку, частично или полностью заполнены жидкими кристаллами.

Благодаря сложной конструкции оболочки(рис.1), фотонно-кристаллические световоды (ФКС) демонстрируют ряд свойств отличающих их от традиционных телекоммуникационных световодов[3-5]: существование только фундаментальной моды, локализованной в области сердцевины (для обоих типов ФКВ); возможность получения большой эффективной площади моды $A_{эфф}$ (до нескольких сотен мкм^2), позволяющей снизить уровень нелинейных искажений и увеличить передаваемую волокном оптическую мощность; изменение частоты отсечки или полное ее исключение; достижение высоких значений дисперсии (до 2000 пс/нм/км) – как нормальной, так и аномальной, причем с практически постоянным значением дисперсионного коэффициента (наклон не более 0,002 пс/нм/км); достижение двойного лучепреломления путем создания существенной асимметрии структуры ФКС; формирование волокна со многими сердцевинами.

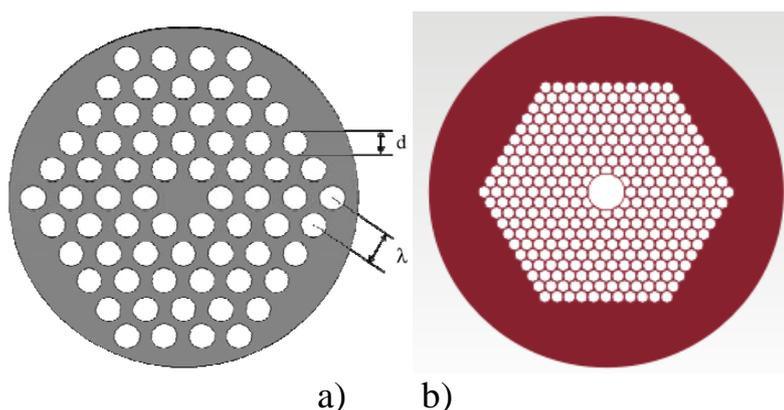


Рис.1. Фотонно-кристаллические волокна (a) со сплошной и(b) полый сердцевинной.

Способность передачи света ФКС может быть адаптирована в широких пределах путем изменения геометрии микроструктурированной оболочки. Свет может локализоваться в области сердцевины за счет двух различных механизмов: механизм модифицированного полного внутреннего отражения, аналогичный эффекту, наблюдающемуся в стандартных оптических волноводах, и меха-

низм, основанный на эффекте фотонных запрещенных зон (ФЗЗ). Эффект ФЗЗ проявляется в том случае, когда эффективный показатель преломления оболочки больше, чем показатель преломления сердцевины.

Помимо изменения структуры, волноводные свойства ФКС могут быть произвольно изменены при помощи заполнения микроотверстий оболочки различными веществами, в том числе жидкими кристаллами (ЖК). В частности, высокая чувствительность ЖК к внешним воздействиям, делает их весьма перспективными для волоконно-оптических приложений. Первая работа по ФЖКС была опубликована в 2003 году [6]. С этого времени наблюдается постоянное увеличение числа исследовательских групп, работающих в этой области.

Регулировка положения и ширины запрещенных зон с помощью электрического поля была впервые продемонстрирована в 2004 году для полых ФКС [7], а в 2005 году для ФКС с сердцевиной из кварцевого стекла [8-9]. В работе [9] было представлено исследование температурной зависимости волноводных свойств ФЖКС с помощью специальной ЖК смеси с низким двулучепреломлением и обыкновенным показателем преломления ниже (в определенном диапазоне температур), чем показатель преломления кварцевого стекла. Одной из наиболее интересных особенностей ФЖКС является возможность динамической регулировки их поляризационных свойств за счет переориентации молекул ЖК вещества под воздействием внешних полей, в частности, настраиваемые, зависящие от поляризации проводимого излучения, потери [10] и регулируемое двулучепреломление [11-14].

В последнее время на основе ФЖКС было изготовлено большое число прототипов устройств с регулируемыми оптическими характеристиками [15, 16]. К таким устройствам относятся управляемые аттенюаторы, перестраиваемые широкополосные оптические фильтры, перестраиваемые поляризаторы (с произвольными, зависящими от поляризации, потерями и переменной осью поляризации), перестраиваемые фазовые пластинки. Эти компоненты могут быть дополнительно использованы для сборки более сложных устройств, таких как полностью волоконные контроллеры поляризации и поляризационные компенсаторы модовой дисперсии.

Поскольку ФКС обладают сложной конструкцией оболочки, многими исследовательскими коллективами идет поиск новых более простых структур ФКС, сохраняющих их уникальные свойства [17]. Так в работах [18,19] численно и экспериментально продемонстрировано, что простейший ФКС с полый сердцевиной может быть использован для достижения волноводного режима в широком диапазоне частот от видимого до ИК излучения. Представленный световод имеет оболочку, состоящую только из восьми капилляров (рис.2) и обеспечивает передачу излучения в спектральной области $> 3,5$ мкм, несмотря на то, что в данном диапазоне кварцевое стекло, из которого изготовлен световод, обладает высокими потерями. По мнению авторов, такой волноводный режим достигается во многом за счет отрицательной кривизны границы сердцевины и индивидуальных особенностей рассеяния каждого элемента оболочки.

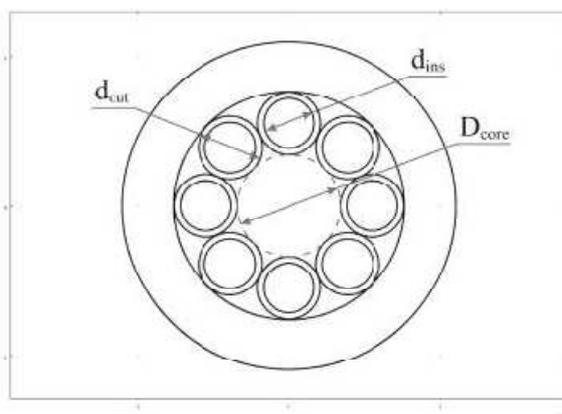


Рис.2. Микроструктурированные волокна с полый сердцевинной отрицательной кривизны и оболочкой, состоящей из 8 капилляров.

Возможность перестройки оптических свойств данного световода в широких пределах путем заполнения капилляров оболочки ЖК представляет большой интерес для многих прикладных и исследовательских применений. Внедрение ЖК и исследование влияния внешних воздействий, таких как температура и электрическое поле, позволит получить большую ясность о принципах распространения света в подобных структурах, а также влияния на них геометрических и оптических параметров. Поэтому в качестве объекта исследований нами была выбрана структура ФКС предложенная в работе [18] (рис. 2), волноводным режимом которой предполагается управлять путем изменения оптических свойств ЖК.

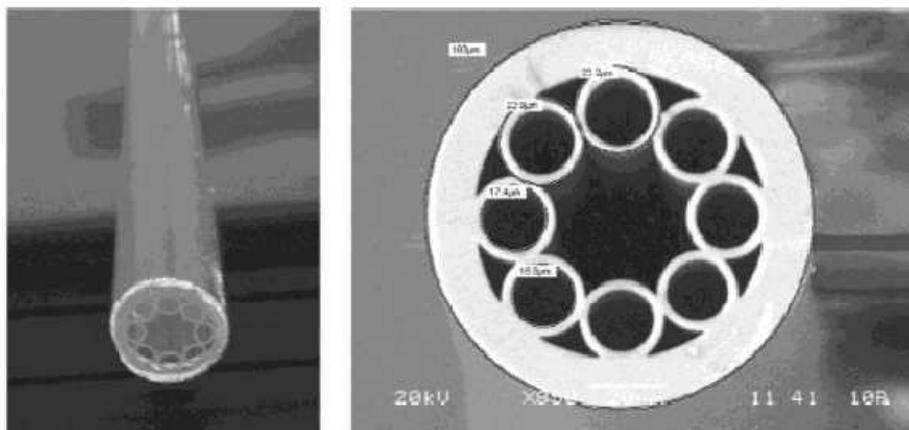


Рис. 3. Заготовка световода (слева) и изображение сечения (справа) ФКС с оболочкой состоящей из восьми капилляров и диаметром сердцевины $D_{core} \approx 36$ мкм [18].

Полученные нами результаты для световода с воздушным заполнением капилляров оболочки находятся в хорошем соответствии с результатами, представленным в работе [18] (рис. 3-5).

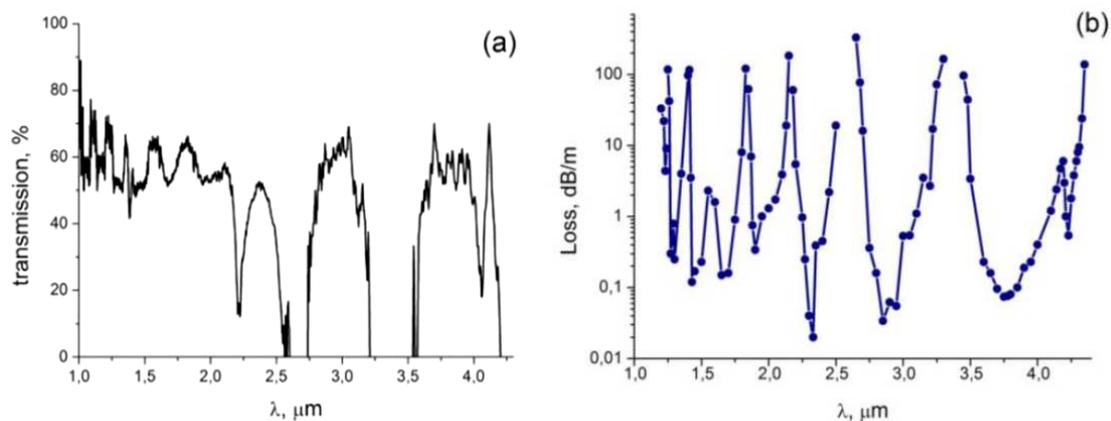


Рис. 4. Измеренный (а) и рассчитанный (б) спектр пропускания ФКС с внешним диаметром 206 мкм [18].

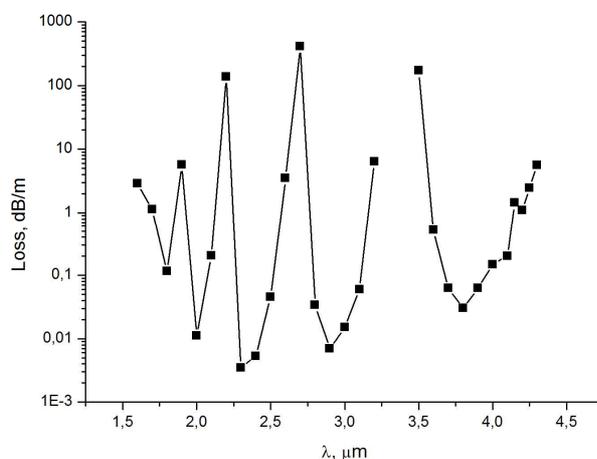


Рис. 5. Рассчитанный нами спектр пропускания ФКС с внешним диаметром 206 мкм, взятого из работы [18].

В дальнейшем планируется продолжить исследования по изучению зависимости оптических свойств ФКС от параметров структуры, определить степень влияния ЖК вещества на волноводные свойства световода и изучить изменение оптических свойств ФКС с капиллярами, заполненными ЖК под действием внешних факторов (температура, электрическое поле).

Библиографический список

1. T.R. Wolinski et al. " Photonic liquid crystal fibers - a new challenge for fiber optics and liquid crystal photonics" / Opt.-Electronics Review 14(4), 2006. – с.329–334.
2. T.R. Wolinski et al. "Photonic Liquid Crystal Fibers for Sensing Applications" / IEEE Transactions on Instrumentation and measurement, Vol.57, No.8, 2008. – с. 1796-1808.
3. Н. Слепов "Новые типы оптических волокон и их применение" / Н. Слепов - Электроника: Наука, Технология, Бизнес 5/2004. – с. 80-84.

4. А.М. Желтиков “Дырчатые волноводы” / А.М. Желтиков - УФН, т.170, No.11, 2000. – с. 1203-1215.
5. А.М. Zheltikov “Optics of microstructure fibers” / А.М. Zheltikov- Nauka, 2004 – 144 с.
6. T.T. Larsen et al. “Optical devices based on liquid crystal photonic bandgap fibers” / T.T. Larsen – Opt. Exp. 11, Vol. 11, No. 20, 2003. – с.2589-2906.
7. Q. Lu, S.T.Wu “Electrically tunable liquid-crystal photonic crystal fiber” / Q. Lu – Appl. Phys. Lett. 85, 2004. – с. 2181- 2183.
8. M.W. Haakestad et al. “Electrically tunable photonic bandgap guidance in a liquid-crystal-filled photonic crystal fiber” / M.W. Haakestad – IEEE Photon. Technol. Lett. 17, 2005. – с. 819-821.
9. T.R. Wolinski et al. “Influence of temperature and electrical fields on propagation properties of photonic liquid-crystal fibres” / T.R. Wolinski – Meas. Sci. Technol. 17, 985 2006. – с.985-991.
10. T.T. Alkeskjold, A. Bjarklev “Electrically controlled broadband liquid crystal-photonic bandgap fiber polarimeter” / T.T. Alkeskjold – Opt. Lett. 32, 1707, 2007. – с. 1707-1709.
11. A. Lorenz et al. “Photonic crystal fiber with a dual-frequency addressable liquid crystal: behavior in the visible wavelength range” / A. Lorenz – Opt. Expr. 16, 19375, 2008.
12. T.R. Woliński et al. “Tunable highly birefringent solid-core photonic liquid crystal fibers” / T.R. Woliński - Opt. Quantum Electron. 39(12-13), 2007. – с. 1021–1032.
13. S. Ertman et al., “Light propagation in highly birefringent photonic liquid crystal fibers” / S. Ertman – Opto-Electronics Review 17, 2009. – с. 150–155.
14. L. Wei et al. “Continuously tunable all-in-fiber devices based on thermal and electrical control of negative dielectric anisotropy liquid crystal photonic bandgap fibers” / L. Wei - Appl. Opt. 48, 2009 – с. 497.
15. T.R. Woliński et al., 2010 International Conference on Photonics, ICP2010, art. no. 5604369.
16. T.R. Woliński et al. “Liquid crystal photonic crystal fibers and their applications” / Proc. SPIE 7955, 795502, 2011.
17. A. Argyros, and J. Pla, “Hollow-core polymer fibres with a kagome lattice: potential for transmission in the infrared” / A. Argyros – Opt. Express 15(12), 2007. – с.7713–7719.
18. A.D. Pryamikov, A.S. Biriukov, et al., “Demonstration of a waveguide regime for a silica hollow - core microstructured optical fiber with a negative curvature of the core boundary in the spectral region $> 3.5 \mu\text{m}$ ” / A.D. Pryamikov – Optical Society of America, Vol. 19, No. 2., 2011.
19. A.F. Kosolapov, A.D. Pryamikov, A.S. Biriukov, et al., “Demonstration of CO₂-laser power delivery through chalcogenide-glass fiber with negative curvature hollow core” // A.F. Kosolapov – Opt. Expr., Vol. 19, No. 25, 2011. – с. 25723.

ИССЛЕДОВАНИЕ ИОНОСФЕРЫ МЕТОДОМ РАДИОПРОСВЕЧИВАНИЯ СПУТНИКОВЫМИ СИГНАЛАМИ

Буй СуанТьен, Ченский А. Г., Полетаев А. С.

Иркутский государственный технический университет
buixuantien@gmail.com

Ионосферой называют ионизированную область атмосферы, расположенную на высотах свыше 60 км. Основным источником ионизации служит излучение Солнца. Ионосфера состоит из смеси газа нейтральных атомов и квазинейтральной плазмы. До высоты 90 км наблюдается такой же состав воздуха, как и у поверхности Земли. С увеличением высоты начинают доминировать ионы атомарного кислорода O^+ . Также присутствуют ионы N^+ , $(O^{18})^+$, NO^+ , N_2^+ и O_2^+ [1].

В структуре ионосферы Земли выделяют несколько максимумов электронной концентрации. Днем принято различать четыре области: D – от 60 до 90 км, E – от 95 до 120 км, $F1$ (существует только в утренние часы освещенности в летние месяцы) – от 180 до 240 км и $F2$ – от 230 до 400 км. В ночные часы D и $F1$ исчезают и остаются только слои E и $F2$. С наступлением темноты электронная концентрация этих слоев уменьшается.

Существует большое количество методов изучения ионосферы. Все методы делят на две группы: прямые (изучение с помощью масс-спектрометров, установленных на борту ракет, искусственных спутников и др.) и косвенные (вертикальное, наклонное и возвратно-наклонное зондирование, метод некогерентного рассеяния, доплеровские методы, методы воздействия мощным радиоизлучением и т.д.)[2]. С момента запуска первого искусственного спутника Земли (ИСЗ) 4 октября 1957 года началась космическая эра, появились спутниковые линии радиосвязи и новые методы изучения ионосферы.

Метод радиопросвечивания ионосферы заключается в изучении ионосферы посредством анализа принятых на Земле радиосигналов, излученных с ИСЗ. Данный метод позволяет проводить измерения фазового, группового пути или угла поворота плоскости поляризации (фарадеевское вращение), определить интегральное содержание электронов [3, 4], а применение методов радиотомографии – получить картину пространственного распределения.

В нашем эксперименте в качестве источников сигналов выбраны радиолобительские ИСЗ, несущие частоты которых составляют 435 – 437 МГц. Сигналы передаются в режиме CW (радиотелеграф), частота следования элементарных посылок в сигнале составляет 1-2 Гц. В таблице 1 приведены основные характеристики спутников и передаваемых сигналов.

Сигналы от спутников, проходя через ионосферу, претерпевают искажения, в том числе и частотные. Кроме того, за время движения спутника в зоне видимости возникает доплеровский сдвиг по частоте, который для сигналов наблюдаемых спутников составляет приблизительно ± 10 кГц.

Таблица 1 – Основные характеристики выбранных спутников

№	Спутник	Частота несущей, МГц	Мощность передатчика, мВт	Модуляция	Апогей, км	Перигей, км
1	СО-57	436,8475	100	CW	828	822
2	НО-68	435,7900	200	CW	2206	1192
3	KKS1	437,385	200	CW	651	667
4	Stars	437,270	200	CW	929,7	210
5	АО-7	435,1000	400	CW	360,2	342,7

Спутниковые сигналы поступают на антенную систему, состоящую из двух параллельных спиралей (рабочий диапазон частот 420–470 МГц, усиление ~13 дБ). Для наведения антенны на спутник используется поворотное устройство YaesuG5-500, управляемое с помощью контроллера GS-232В. Координаты спутника определяются с помощью программы Orbitronv.3.7и передаются контроллеру GS-232В от персонального компьютера ПК(контроллером управляет программа Rotatorv.5.0).В качестве фидерной линии выбран коаксиальный кабель 8D-FB (длина 25м, затухание ~ 4 дБ на частоте 430 МГц).

Для проведения корректных измерений база данных программы Orbitron регулярно обновляется, а системное время компьютеров – корректируется.

Центральным элементом системы сбора данных (рис.1) является модульная платформа PXI-1075, содержащая шасси PXIe-1075, контроллер PXIe-8108, а также следующие модули: предусилитель PXIe-5691, векторный генератор PXIe-5673 и векторный анализатор PXIe-5663.

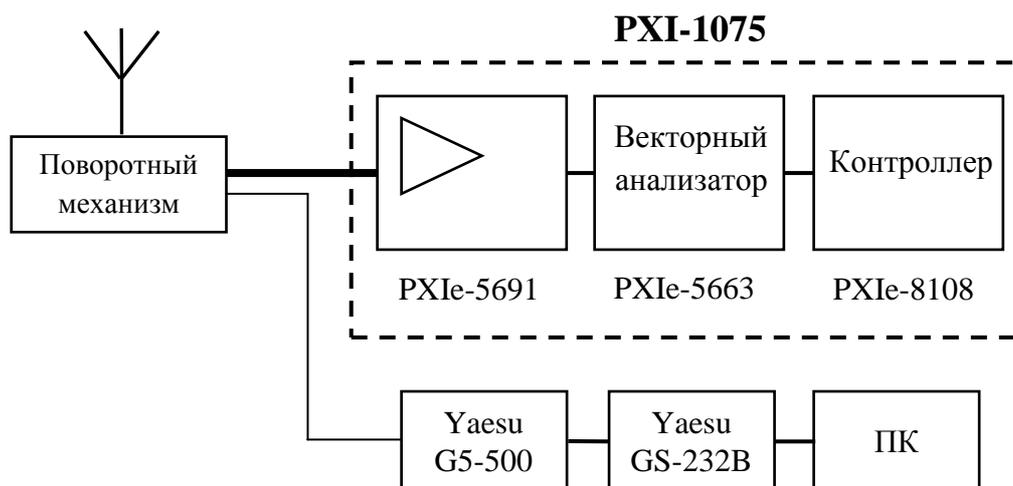


Рисунок 1 – Структурная схема системы сбора данных

Платформа PXI осуществляет перенос спектра сигнала на промежуточную частоту, оцифровку с частотой дискретизации 10 МГц и программную квадратурную демодуляцию. С помощью программы (рис.2), написанной в среде графического программирования LabVIEW, задаются настройки аппаратной части измерительной установки (выбор модуля сбора данных, установка центральной частоты и ширины полосы приема, разрешение по частоте и пр.) и выполняется Фурье анализ сигнала. Те частоты, амплитуда которых превышает установленный порог, записываются в текстовый файл в виде таблицы, в которой фиксируется частота, время регистрации и амплитуда частотной компоненты. Использование PXI и программного обеспечения LabVIEW позволяет упростить процедуру и сократить сроки разработки измерительного комплекса.

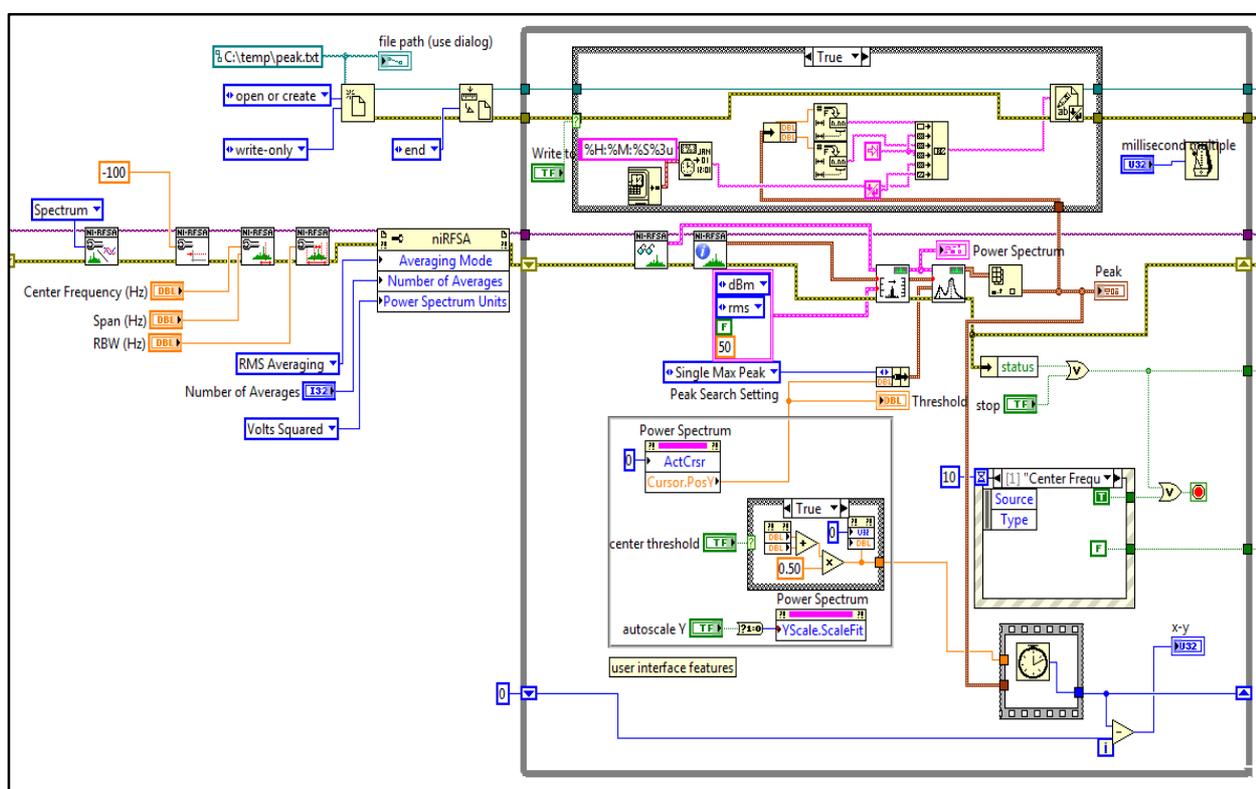


Рисунок 2 – Программа предварительной обработки экспериментальных данных в LabVIEW

Лицевая панель данного виртуального приемника показана на рис.3. Чтобы получить высокое разрешение в частотной области сигналы принимаются в относительно узкой полосе 20 кГц. Разрешение по частоте выбрано равным 1 Гц. Слишком высокое разрешение (менее 1 Гц) в зависимости от ширины полосы частот может привести к переполнению буфера промежуточного хранения данных и снижает скорость работы программы. Низкое же разрешение по частоте уменьшает точность измерения амплитуды и частоты принимаемых сигналов.

Программа содержит две вкладки: одна из них содержит анализатор спектра, другая – виртуальный прибор, графически отображающий значения измеренных частот.

На рис.4 приведены результаты проведения измерений сигнала от спутника НО-68, проведенных 13 марта 2013 во время пролета спутника над Иркутском с 12:35 по 12:53 UTC+9. Также на рисунке отображено изменение частоты несущей принятого сигнала с учетом доплеровского сдвига частоты, рассчитанное с помощью программы Orbitron.

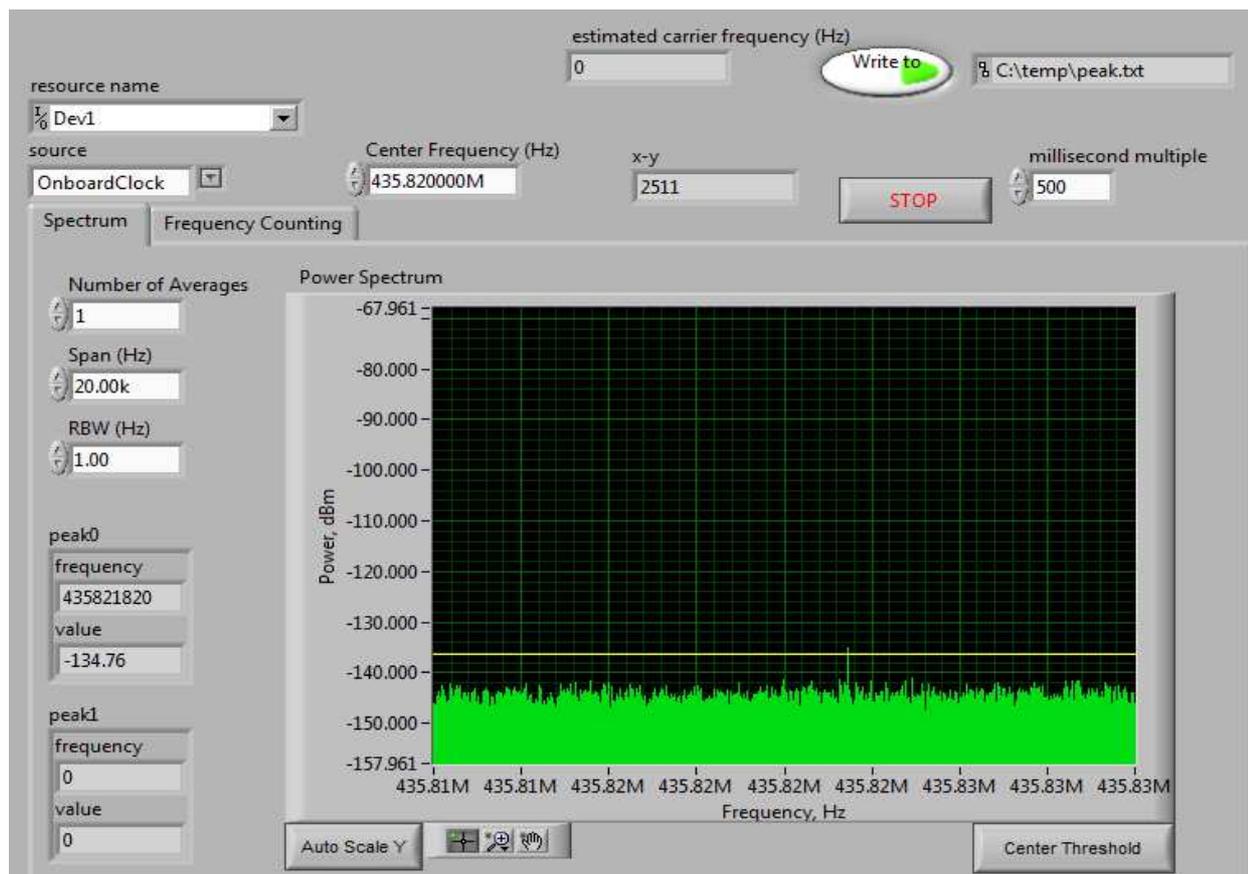


Рисунок 3 – лицевая панель виртуального прибора сбора данных

Как видно из рис.4, величина доплеровского сдвига частоты находится в пределах $\pm 8,5$ кГц относительно номинальной несущей частоты. Экспериментальные (кривая 1) и расчетные (кривая 2) данные хорошо согласуются. Значения частот практически совпадают, что свидетельствует об отсутствии во время сеанса ионосферных неоднородностей, способных вызвать доплеровский сдвиг частоты.

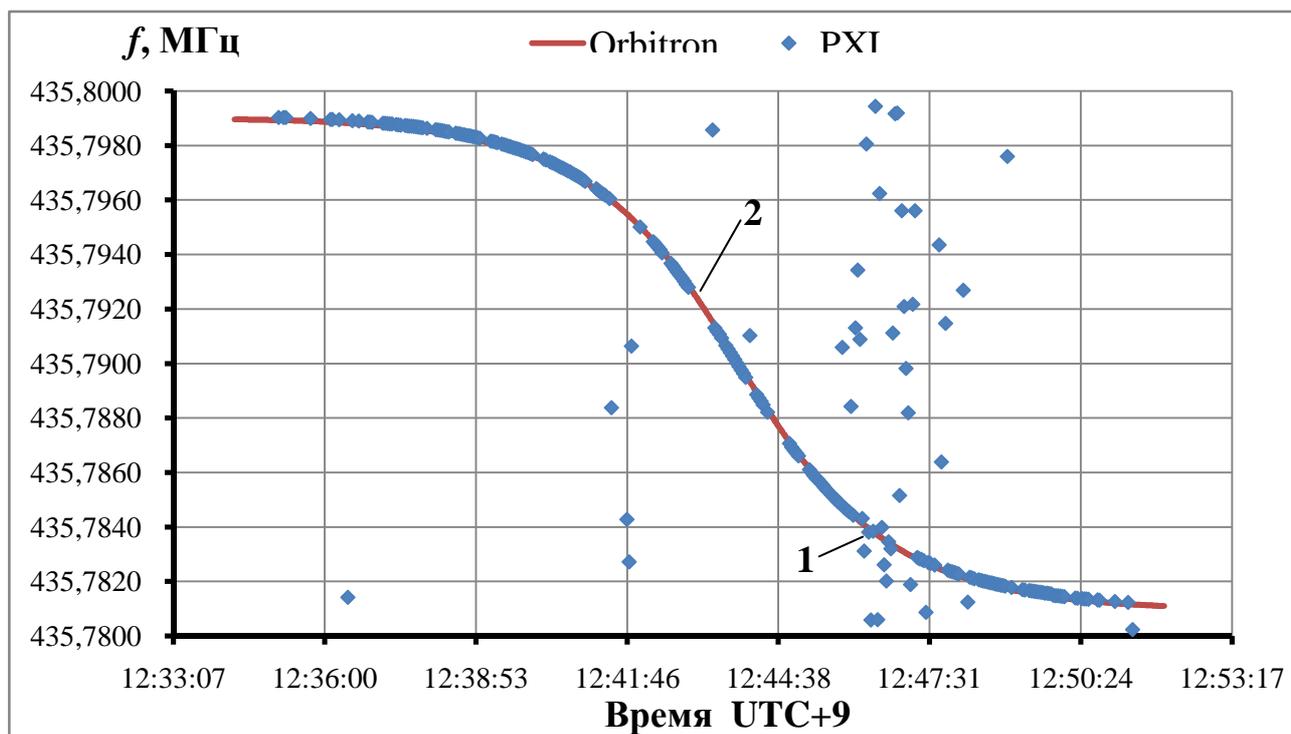


Рисунок 4 – Временная зависимость частоты сигнала от спутника НО-68 во время сеанса 13.03.2013 с 12:35 по 12:53 UTC+9: 1 – измеренная частота; 2 – частота, рассчитанная с помощью программы Orbitron

Таким образом, система для проведения измерений частоты спутниковых сигналов в режиме реального времени платформа NI PXI и программное обеспечение LabVIEW позволили в короткие сроки начать проводить мониторинг ионосферы методом радиопросвечивания спутниковыми сигналами. Получены первые экспериментальные данные. В дальнейшем планируется добавить функцию записи «сырых» (необработанных) оцифрованных данных на RAID массив, а также функцию вейвлетного анализа собранных данных.

Библиографический список

1. Долуханов, М.П. Распространение радиоволн: Учебник для вузов / М.П. Долуханов. – 2-е изд. – М.: Связь, 1972. – 336 с.
2. Данилкин, Н.П. Системное радиозондирование – основа построения службы контроля состояния ионосферы: В сб. Труды института прикладной геофизики имени академика Е.К. Федорова / Н.П. Данилкин. – М.: ИПГ им. академика Е.К. Федорова. – 2008. – 210 с.
3. Брюнелли, Б.Е. Физика ионосферы / Б.Е. Брюнелли, А.А. Намгаладзе. – М.: Наука, 1988. – 528 с.
4. Гершман, Б.Н. Волновые явления в космической плазме / Б.Н. Гершман, Л.М. Ерухимов, Ю.Я. Яшин. – М.: Наука, 1984. – 392 с.

АВТОМАТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ АВТОНОМНОЙ ДОННОЙ СТАНЦИИ

Губин Н.А., Ченский Д.А., Ченский А.Г.

Иркутский государственный технический университет
Gubin.1@yandex.ru

К XXI веку человек все больше осваивает нашу планету, приблизительно 70,8 % покрытую водой и лишь на 29,2% землёй. На протяжении предшествующих тысячелетий человек освоил практически всю сушу, а в последней четверти XX в. началось освоение территорий покрытых водой. С каждым годом человек все больше всё более подробно изучает и осваивает глубины морей и океанов, тем самым увеличивая количество подводных исследовательский и промышленных инфраструктур. В процессе исследования подводной среды и дна наиболее часто используются глубоководные донные станции. Такие станции могут устанавливаться на длительное время, по истечении которого они всплывают на поверхность и должны быть обнаружены в акватории проведения исследования. Таким образом, возникает необходимость создания автоматической системы определения и передачи координат(АСОПК). Данное устройство изначально разработано для использования совместно с донной станцией. Однако, такое устройство также может применяться как автоматическая система оповещения для надводной и подводной инфраструктуры, обитаемых подводных аппаратов (ОПА) и подводных роботов. АСОПК можно сравнить, по конечному назначению, с Аварийным радиобуем(АРБ, англ. EPIRB: Emergency Position Indicating Radio Beacon) — передатчиком для подачи сигнала бедствия и пеленгации поисково-спасательными силами терпящих бедствие плавсредств, летательных аппаратов (англ. ELT, emergency locator transmitter) и персон (PLT, Personal locator transmitter) на суше и на море. Аварийные радиобуи являются обязательным компонентом ГМССБ(глобальная морская система связи при бедствии и для обеспечения безопасности). Таким образом, АСОПК можно в какой-то степени назвать автоматическим радиобуем для донной станции.

На текущий момент процесс поиска донных станции осуществляет визуальным способом после всплытия либо за счет радиомаяка. Радиомаяк обычно же конструктивно выполнен совместно с донной станцией в едином корпусе, что увеличивает опасность отказа всей системы. Исполнение АСОПК в отдельном корпусе как показано на рисунке 1 позволяет узнать местоположение станции даже если случилось аварийное всплытие и вышла из строя донная станция. Также отдельно выполненная система оповещения позволяет увеличить время работы и надежность оборудования, установленного в самой станции. Недостатком при таком конструктивном решении является необходимость надежного соединения модуля АСОПК и

донной станции, чтобы исключить возможность раздельного всплытия, а также необходимость раздельного электропитания.

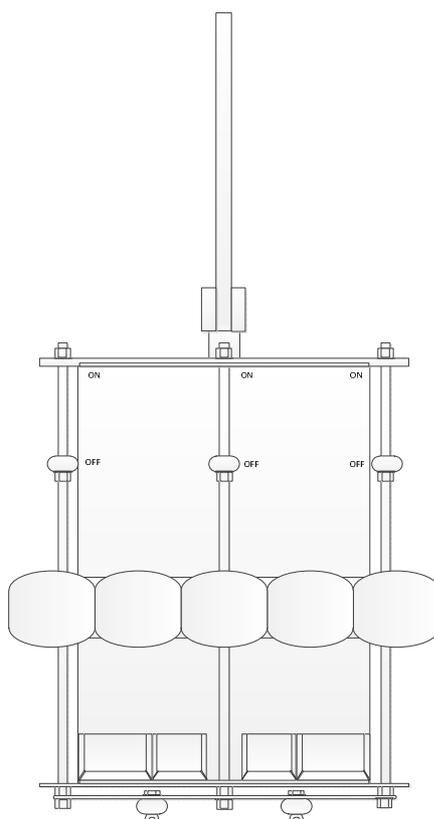


Рисунок 1. Возможный внешний вид радиобуя

Такое сигнальное устройство может послужить для обеспечения более успешного поиска всплывшего подводного модуля. Размещение электроники в такой небольшой герметичный корпус стало возможно с развитием систем позиционирования и средств связи. Для успешного обеспечения выполнения функций определения местоположения и передачи координат человеку. Устройство должно включать в себя:

1) **GPS** (англ. Global Positioning System — система глобального позиционирования,) — спутниковая система навигации, обеспечивающая измерение расстояния, времени и определяющая местоположение. Спутники излучают открытые для использования сигналы в диапазонах: $L1=1575,42$ МГц и $L2=1227,60$ МГц (начиная с Блока IIR-M), а модели IIF будут излучать также на $L5=1176,45$ МГц. Навигационная информация может быть принята антенной (обычно в условиях прямой видимости спутников) и обработана при помощи GPS-приёмника.

2) **GSM** (от названия группы Groupe Spécial Mobile, позже переименован в Global System for Mobile Communications) (русск. СПС-900) — глобальный стандарт цифровой мобильной сотовой связи, с разделением каналов по времени (TDMA) и частоте (FDMA). Широкий спектр различного оборудования, работающего в мобильных сетях, позволяет реализовать почти любую задачу связи в рамках этой технологии. Мобильные устройства

GSM используют до 4-х диапазонов частот: 850 МГц, 900 МГц, 1800 МГц, 1900 МГц, в зависимости от региона использования. В GSM системах применяется временное разделение каналов (TDMA). Для нужд передачи данных GSM предоставляет услуги пакетной передачи данных (GPRS) и коротких сообщений (SMS) GPRS позволяет производить обмен данными с другими устройствами в сети GSM и с внешними сетями, в том числе Интернет

3) **Радиомодем** - устройство, применяющееся в системах связи для физического сопряжения информационного сигнала со средой его распространения, где он не может существовать без адаптации (то есть переносе его на несущую с модуляцией), и выполняющее функцию модуляции и демодуляции этого сигнала (чаще всего в речевом диапазоне). Модемы широко применяются для связи компьютеров с каким ни будь из периферийных устройств и приема/передачи данных по радиоканалу со скоростью 4800, 9600, 19200, 38400 и 76800 бод.

4) **Микроконтроллер** (англ. Micro Controller Unit, MCU) — микросхема, предназначенная для управления электронными устройствами.

5) **Источник питания**- позволяющий функционировать устройству в течении некоторого времени.

В случае всплытия такого устройства происходит автоматический переход АСОПК в активное состояние. Работа устройства осуществляется по следующему принципу

При выполнении всплытия с глубины происходит замыкание выключателя через который подается питание на основную плату с микроконтроллером PIC, после чего происходит запуск систем GPS-модуля. Получив координаты своего местоположение, устройство начинает передавать координаты по радиоканалу, совместно с этим запускается GSM-модуль и дублирует координаты, отправляя их по смс на заранее заложенные номера.

Основным передающим элементом является радиомодем работающий в диапазоне частот (433,92±0,2%) МГц с выходной мощностью 10 мВт, для его эксплуатации не требуется получение специального разрешения, что позволяет облегчить процесс постановки АСОПК.

Выбор GSM как дублирующей системы передачи координат обусловлено тем, что при текущем уровне развития стандарт связи GSM несет в себе больше преимуществ, чем недостатков.

Преимущества стандарта GSM:

- Меньшие по сравнению с аналоговыми стандартами (NMT-450, AMPS-800) размеры при большем времени работы без подзарядки аккумулятора
- Хорошее качество связи при достаточной плотности размещения базовых станций.
- Большая ёмкость сети, возможность большого числа одновременных соединений.
- Низкий уровень промышленных помех в данных частотных диапазонах.

- Улучшенная (по сравнению с аналоговыми системами) защита от подслушивания и нелегального использования.
- Эффективное кодирования/декодирования технологии GSM
- Широкое распространение, особенно в Европе, большой выбор оборудования.
- Возможность роуминга. Это означает, что абонент одной из сетей GSM может пользоваться сотовым телефонным номером не только в зоне покрытия местной сети, но и перемещаться по всему миру переходя из одной сети в другую не расставаясь со своим абонентским номером. Процесс перехода из сети в сеть происходит автоматически, и пользователю телефона GSM нет необходимости заранее уведомлять оператора

Недостатки стандарта GSM:

- Искажение речи при цифровой обработке и передаче.
- Связь возможна на расстоянии не более 120 км от ближайшей базовой станции даже при использовании усилителей и направленных антенн. Поэтому для покрытия определённой площади необходимо большее количество передатчиков, чем в NMT-450 и AMPS.

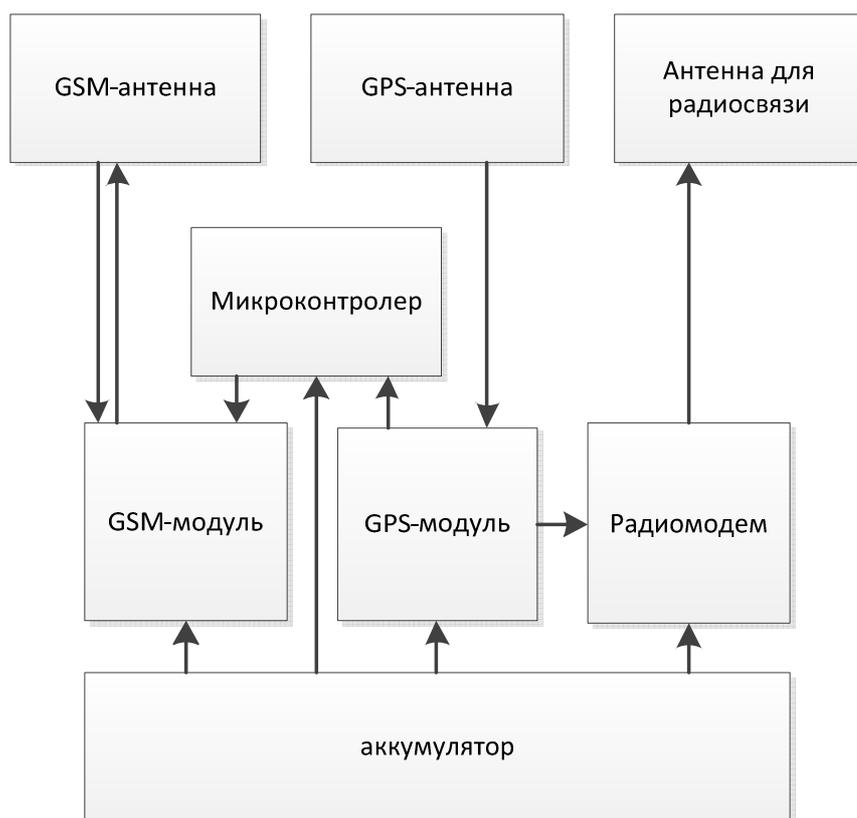


Рисунок 3 -Структурная схема устройства

Все элементы подобраны так чтобы в активном состоянии передачи, при напряжении в 12В потребляемая мощность всего устройства была не более 200 мА

Потребление элементов схемы показано в таблице 1.

Таблица 1 – Потребляемая мощность

Наименование	Потребляемая мощность	
	Пассивный режим, мА*ч	Режим передачи, мА*ч
радиомодем	80	120
GSM-модуль	1,4	60
GPS-модуль	9	14
pic24fJ256GA160	0,0000001	1
МС MAX3232	0,3	0,3
стабилизатора напряжения	4,53	5,26
сумма	95,23500011	201,265

Благодаря низкому энергопотреблению, можно использовать в качестве элементов питания даже обычные батарейки типоразмера D, при этом сохраняя мобильность и небольшие габариты, имея большие время работы.

Библиографический список

1. Громаков Ю.А., Северин А.В., Шевцов В.А. Технологии определения местоположения в GSM и UMTS: Учеб.пособие. — М.: Эко-Трендз, 2005. — 144 с: ил.Серапинас Б.Б. «Глобальные системы позиционирования».
2. Шебшаевич В.С., Дмитриев П.П., Иванцев Н.В. и др.; под ред. Шебшаевича В.С. «Сетевые спутниковые радионавигационные системы». - 2-е изд., перераб. и доп. : Радио и связь.
3. Башилов И.П., Зубко Ю.Н., Левченко Д.Г., Леденев В.В., Павлюкова Е.Р., Парамонов А.А. Донные геофизические обсерватории — методы
4. «Что такое GSM» [Электронный ресурс]. URL: <http://www.gsm-connect.ru/index.php/extensions/29-the-cms/26-extensions?format=pdf>
5. Самуйлов К. Е., Никитина М. В. «Сети сотовой подвижной связи в стандарте GSM» [Электронный ресурс]. URL: <http://www.osp.ru/nets/1996/06/141736/> (дата обращения 5.04.2013)

ВОССТАНОВЛЕНИЕ ФОРМЫ ТОКОВОГО ИМПУЛЬСА С ПОМОЩЬЮ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ, ПОЛУЧЕННЫХ С ПОЯСА РОГОВСКОГО

Гончаров В. Д., Самсонов Д. С., Горбачев Н. П

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет
dmitry_samsonov@mail.ru

Предложен метод математической обработки сигналов, полученных путем измерения токовых импульсов с помощью пояса Роговского. В нем учитываются параметры устройства регистрации информации и изменения коэффициента взаимной индукции системы «проводник-пояс». Приведены результаты сравнения импульсов, восстановленных традиционным (с помощью интегрирующей RC-цепочки) и предложенным методом.

Разработка и оптимизация параметров импульсных электротехнологических систем требует глубоких знаний о происходящих в них физических процессах. Получение такой информации экспериментальным путем часто затруднено, поскольку приходится исследовать неравновесные среды, существующие короткое время и в ограниченной области пространства.

Одним из наиболее доступных путей получения информации о процессах в импульсных электромагнитных системах является измерение их интегральных параметров – токов и напряжений. Наиболее сложной из задач измерения интегральных параметров является определение формы импульсного тока.

Среди возможных вариантов первичных измерительных преобразователей (шунты, измерительные трансформаторы, датчики Холла и пр.) для импульсов тока длительностью $10^{-6} \dots 10^{-4}$ с и амплитудой $10^3 \dots 10^5$ А наиболее предпочтительными по динамическим и частотным свойствам на сегодняшний день остаются линейные индуктивные преобразователи («пояс Роговского»).

Конструктивно пояс Роговского представляет собой длинный замкнутый соленоид произвольной формы с равномерной намоткой, охватывающий проводник с измеряемым током. В этом соленоиде при изменении магнитного поля возникает ЭДС взаимной индукции

$$U_{i\delta} = -\frac{d\hat{O}}{dt} = -\mu_0 \times A \times n \frac{di}{dt} = -\dot{I} \frac{di}{dt}$$
, где μ_0 - магнитная проницаемость воздуха, $dS = dl \times A \times n$ (A — поперечная площадь элементарной секции, n -

число витков в секции длиной dl), $M = \mu_0 \times A \times n$ - взаимная индуктивность системы «проводник-пояс».

Существует достаточно большое количество работ, посвященных измерению токовых импульсов с помощью пояса Роговского. В большинстве из них измерительный тракт представляют в виде схемы замещения индуктивно связанной цепи. Традиционный подход к расчету параметров такой системы предполагает измерение индуктивной и активной составляющих ее комплексного сопротивления в требуемом диапазоне частот. Используемая схема замещения дифференцирует выходной сигнал и для того, чтобы получить его реальную форму, в дальнейшем необходима операция интегрирования.

Наиболее распространенным способом интегрирования является активная или пассивная интегрирующая цепь. Это позволяет достаточно точно восстановить сигнал при относительно небольшой скорости нарастания импульса. При ее увеличении в такой системе появляются нелинейные искажения сигнала, связанные с тем, что в ней не учитываются реальные характеристики регистрирующих приборов.

Авторами разработан метод восстановления формы токового импульса с помощью математической обработки сигнал, получаемого с пояса Роговского. С этой целью пояс Роговского и выходные параметры регистрирующего прибора (цифрового осциллографа) были представлены в виде одной электрической схемы замещения (рис. 1). В эту схему входят следующие параметры: индуктивность измеряемой цепи ($L1$), индуктивность и активное сопротивление пояса Роговского ($L2$ и $R1$) и параллельно включенные конденсатор емкостью C и резистор с сопротивлением $R2$, моделирующие входную цепь цифрового осциллографа Tektronix TDS 2014B. При этом индуктивности $L1$ и $L2$ представляют собой индуктивно связанные элементы с коэффициентом взаимной индукций M . Все параметры схемы замещения определялись экспериментально в диапазоне частот от 1 кГц до 1 МГц.

Полученная схема замещения достаточно адекватно моделирует измерительную систему в случае, когда плоскость тора пояса расположена перпендикулярно оси проводника. Для компенсации паразитной составляющей ЭДС, возникающей из-за их неперпендикулярной взаимной ориентации, в пояс введен обратный виток, проходящий внутри основной обмотки. Если плоскость тора пронизывается переменным магнитным полем, то наводимая на обратном витке ЭДС будет равна по величине и противоположна по знаку той, что возникает в прямом витке, образуемом основной обмоткой, и скомпенсирует ее.

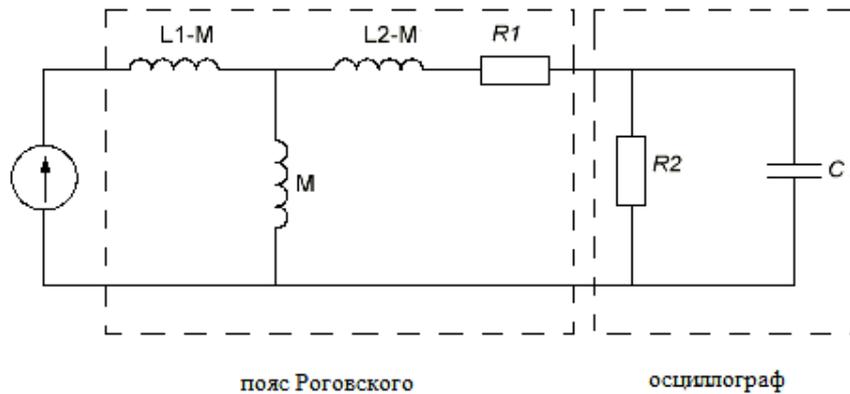


Рисунок 1 – Схема замещения измерительной системы на основе пояса Роговского с исключением индуктивной связи

Для восстановления формы токового импульса определена обратная передаточная функция схемы замещения:

$$H_{обр}(s) = - \frac{M}{L1 \cdot s \cdot (L2 - M) + L1 \cdot R1 + s \cdot M (L1 - M)} \quad (1)$$

Умножение этой функции на изображение по Лапласу импульса, зарегистрированного на выходе цепи, позволяет восстановить реальную форму импульса тока.

При экспериментальном определении коэффициента взаимной индукции M обнаружилось, что для всех изготовленных образцов пояса Роговского (диаметры проводов изменялись в пределах 0,1...1 мм, количество витков - от 100 до 200) в диапазоне частот 25...500 кГц этот коэффициент является постоянной величиной. При частотах ниже 25 кГц (до 10 кГц) он нелинейно возрастал в 1,8...2,1 раза. Это связано с неудовлетворительной компенсацией паразитной ЭДС, возникающей из-за разности активных сопротивлений основной обмотки и обратного витка и приводит к нелинейному искажению частотной характеристики в диапазоне частот менее 10 кГц.

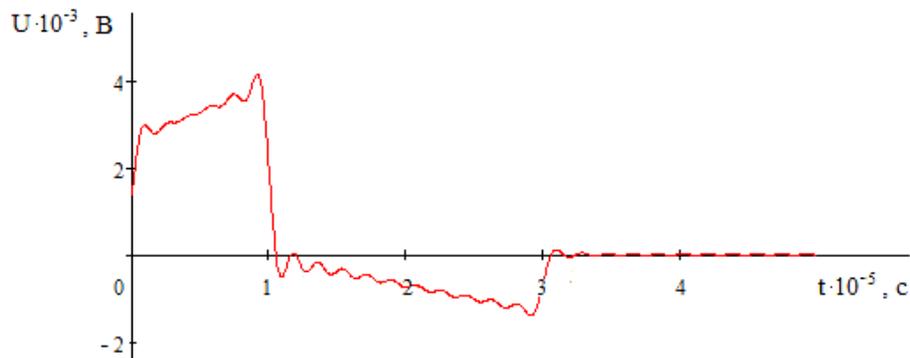
Проверка адекватности предложенного метода осуществлялись путем исследования прохождения через схему замещения (прямая передаточная

функция $H(s) = \frac{M \cdot s \cdot R2}{s^2 \cdot c \cdot L2 \cdot R2 + s \cdot c \cdot R1 \cdot R2 + s \cdot L2 + R2 + R1}$) импульса треугольной

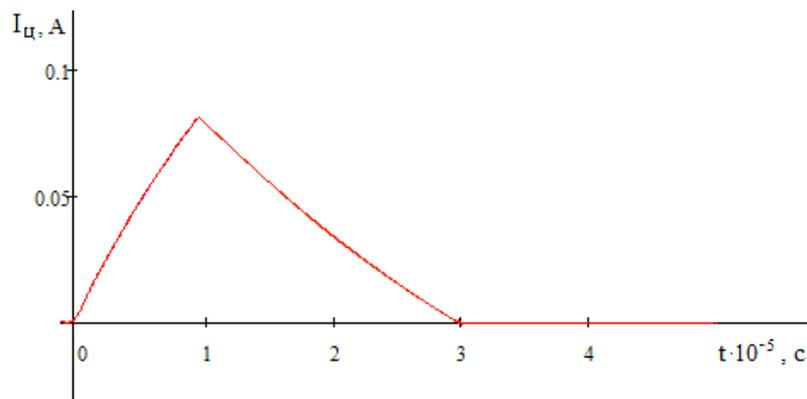
формы. На рис. 2 приведено сравнение результатов восстановления формы исходного импульса (а) при интегрировании с помощью RC-цепочки (б) и численном (в).



а)



б)



в)

Рисунок 2 – Исходный токовый импульс (а); сигнал, восстановленный при помощи интегрирующей RC-цепи (б) и при помощи математической обработки (в)

Проведенные численные эксперименты показали, что:

- при длительностях импульса от 10^{-3} до 10^{-4} с и от 10^{-6} до 10^{-7} с оба метода восстанавливают сигнал одинаково хорошо;
- при длительностях импульса от 10^{-4} до 10^{-6} с, использование интегрирующей RC-цепочки приводит к существенному искажению сигнала, и требуется учет нелинейного характера коэффициента взаимной индукции M на низких частотах.

К ОПРЕДЕЛЕНИЮ ОБОБЩЕННОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ СВЯЗИ МЕЖДУ ФОРМОЙ СИГНАЛА И ШИРИНОЙ ЕГО СПЕКТРА

Гончаров В. Д., Самсонов Д. С., Горбачев Н. П

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет
dmitry_samsonov@mail.ru

Предложена методика оценки сверху ширины спектра произвольного физического импульса. Полученные результаты сравниваются с известными точными аналитическими решениями. В качестве частного случая рассмотрена оценка ширины спектра сигнала, состоящего из конечного количества дискретных отсчетов.

Введение

Спектральный метод является универсальным и хорошо разработанным инструментом исследования физических процессов. В его основе лежит преобразование Фурье, с помощью которого функции $f(t)$, описывающей изменяющийся во времени сигнал, ставят в однозначное соответствие функцию частоты $F(j\omega)$, называемую комплексной спектральной характеристикой. Абсолютное значение этой функции $A(\omega) = |F(j\omega)|$ называют амплитудным спектром сигнала. Точное решение задачи спектральным методом сводится преобразованию $A(\omega)$, на всей области определения этой функции с последующим обратным преобразованием полученной функции во временную область.

Сложность использования этого метода для отыскания точного решения связана с тем, что $A(\omega)$ определена на всем интервале частот $\omega \geq 0$. При практических расчетах рассматриваемую область частот по какому-либо формальному критерию искусственно ограничивают т. н. «шириной спектра» сигнала $\Delta\omega$. Это позволяет выделить наиболее информативную часть спектра и производить дальнейшие расчеты уже с функцией $A(\omega)$, ограниченной по частоте.

Однако все известные критерии для определения $\Delta\omega$ требуют знания значений $A(\omega)$ на интервале, содержащем, по крайней мере, саму $\Delta\omega$. Т. е., прежде чем определить ширину спектра, необходимо вычислить его значения. Подобная ситуация существенно снижает удобство применения спектрального метода для отыскания приближённых решений.

Большинство прикладных задач для своей реализации требует лишь верхней оценки ширины спектра, а это можно сделать и без его вычисления. Ниже рассмотрена методика, позволяющая сделать такую оценку для класса сигналов, наиболее часто встречающихся на практике.

Описание методики оценки ширины спектра

Одним из наиболее распространенных критериев определения ширины спектра является т. н. «амплитудный» критерий, согласно которому $\Delta\omega$ выбирается так, чтобы значения спектра сигнала $A(\omega)$ на интервале $\omega \geq \Delta\omega$ были меньше наперед заданной части своего максимального значения:

$$\forall \omega \geq \Delta\omega^0 : A^0(\omega) \leq n \cdot A_{max}^0, \text{ где } n \in (0;1), \text{ а } A_{max}^0 = \sup(A^0(\omega)) \text{ при } \omega \geq 0. (1)$$

Назовем физическим импульсом непрерывную, дифференцируемую и ограниченную функцию $f(t)$, определенную и неотрицательную при $t \in [0; T]$, принимающую нулевое значение на концах интервала (рис. 1). Очевидно, что $f(t)$ удовлетворяет условиям Дирихле, и, следовательно, имеет спектр. Примем ширину амплитудного спектра $f(t)$, определенную по критерию (1), равной $\Delta\omega$, и поставим задачу построить выражение, являющееся для нее верхней оценкой.

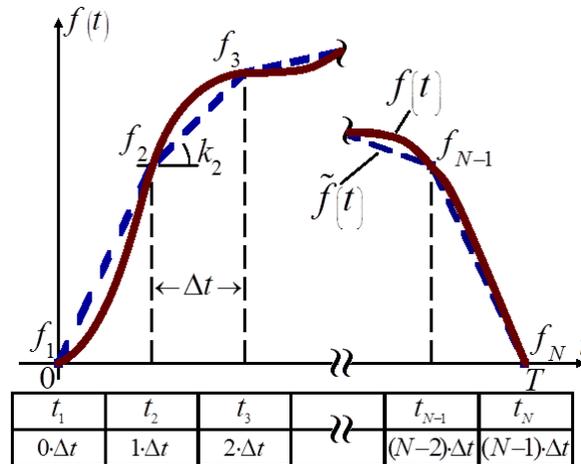


Рис. 1. К определению функций $f(t)$ и $\tilde{f}(t)$

Разобьем интервал $[0; T]$ на N точек, расположенных через равные промежутки времени Δt . Тогда каждому i , взятому из интервала $i \in [1; N]$, будут соответствовать момент времени $t_i = (i-1)\Delta t$ (1) и значение функции $f_i = f(t_i)$. Соединив f_i отрезками прямых, построим вспомогательную кусочно-линейную функцию $\tilde{f}(t)$. Найдем ее аналитическое представление.

На интервале $t \in (t_i; t_{i+1})$ функцию $\tilde{f}(t)$ можно представить в виде разности двух функций единичного наклона $\delta_2(t)$ с одинаковыми коэффициентами, которые можно определить по выражению: $k_i = \frac{\tilde{f}_{i+1} - \tilde{f}_i}{\Delta t}$ (рис. 2). Количество промежутков между точками излома $\tilde{f}(t)$ составит $N-1$, и на всём промежутке $t \in [0; T]$:

$$\tilde{f}(t) = \sum_{i=1}^{N-1} k_i (\delta_2(t-t_i) - \delta_2(t-t_{i+1})).$$

Найдем комплексную спектральную характеристику $\tilde{F}(j\omega)$, проведя замену переменных $s \rightarrow j\omega$ в изображении по Лапласу для $\tilde{f}(t)$:

$$\tilde{F}(j\omega) = \tilde{F}(s)|_{s=j\omega} = \frac{1}{j^2 \omega^2} \sum_{i=1}^{N-1} k_i (e^{-j\omega t_i} - e^{-j\omega t_{i+1}}).$$

Произведя преобразования, найдем амплитудный спектр $\tilde{f}(t)$ в виде:

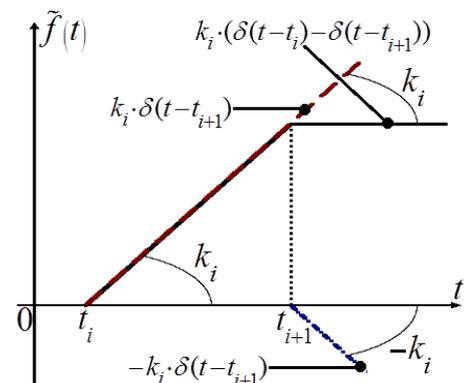


Рис. 2. Представление функции $\tilde{f}(t)$ на интервале $t \in (t_i; t_{i+1})$

$$\tilde{A}(\omega) = |\tilde{F}(j\omega)| = \sqrt{\operatorname{Re}^2(\tilde{F}(j\omega)) + \operatorname{Im}^2(\tilde{F}(j\omega))}.$$

Введя новую переменную $m_i = \left(i - \frac{1}{2}\right)\Delta t$, выделим вещественную и мнимую части $\tilde{F}(j\omega)$ и подставим в выражение для амплитудного спектра:

$$\tilde{A}(\omega) = \frac{2 \left| \sin\left(\frac{\omega\Delta t}{2}\right) \right|}{\omega^2} \cdot \sqrt{\left(\sum_{i=1}^{N-1} k_i \sin(m_i\omega) \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^{N-1} k_i \cos(m_i\omega) \right)^2}.$$

Преобразуем полученное выражение. Для этого введём новые обозначения:

$$\tilde{A}(\omega) = \frac{\Delta t}{\omega} \cdot \underbrace{\frac{\left| \sin\left(\frac{\omega\Delta t}{2}\right) \right|}{\frac{\omega\Delta t}{2}}}_{=u(\omega)} \cdot \underbrace{\sqrt{\sum_{i=1}^{N-1} k_i^2 + 2 \sum_{l=1}^{N-2} \cos(l\omega\Delta t) \sum_{i=1}^{N-1-l} k_i k_{i+l}}}_{=v(\omega)}.$$

Найдем такую функцию $\tilde{A}^{est}(\omega)$, чтобы $\forall \omega \geq 0: \tilde{A}(\omega) \leq \tilde{A}^{est}(\omega)$. Очевидно, что и ширина спектра $\Delta\tilde{\omega}$ для $\tilde{A}(\omega)$ будет не больше ширины спектра $\Delta\omega^{est}$ для $\tilde{A}^{est}(\omega): \Delta\tilde{\omega} \leq \Delta\omega^{est}$.

Оценим максимальные значения сомножителей $u(\omega)$ и $v(\omega)$. Ясно, что $\forall \omega \geq 0: u(\omega) \leq 1$, а верхнюю оценку для $v(\omega)$ можно найти, определив максимальные значения каждого из входящих в него слагаемых. Второе слагаемое максимально, когда все входящие в него косинусы равны единице. Заменим также сумму произведений углов наклона аппроксимирующих прямых суммой модулей: $\sum_{i=1}^{N-1-l} k_i k_{i+l} \leq \sum_{i=1}^{N-1-l} |k_i| |k_{i+l}|$, и тогда получим, что $v(\omega) \leq \sqrt{\sum_{i=1}^{N-1} |k_i|^2 + 2 \sum_{l=1}^{N-2} \sum_{i=1}^{N-1-l} |k_i| |k_{i+l}|}$.

Подкоренное выражение представляет собой полный квадрат, следовательно,

$$v(\omega) \leq \sqrt{\left(\sum_{i=1}^{N-1} |k_i| \right)^2} = \sum_{i=1}^{N-1} |k_i|. \text{ Таким образом, функция } \tilde{A}^{est}(\omega) = \frac{1}{\omega} \sum_{i=1}^{N-1} |k_i| \Delta t \text{ является}$$

верхней оценкой для $\tilde{A}(\omega)$ при $\omega \geq 0$, и для решения поставленной выше задачи достаточно оценить ширину спектра именно для нее.

Функция $\tilde{A}^{est}(\omega)$ является гиперболической, и ее максимальное значение стремится к бесконечности: $\tilde{A}_{max}^{est} = \sup(\tilde{A}^{est}(\omega)) = \lim_{\omega \rightarrow 0} \tilde{A}^{est}(\omega) = \infty$. Поэтому амплитудный критерий ширины спектра (1) к $\tilde{A}^{est}(\omega)$ применить напрямую затруднительно. Но, поскольку $\tilde{A}(\omega) \leq \tilde{A}^{est}(\omega)$, в качестве максимального значения функции $\tilde{A}^{est}(\omega)$ достаточно принять $\tilde{A}_{max}^{est} = \tilde{A}_{max} = \sup(\tilde{A}(\omega))$ (рис. 3).

Примечание. При необходимости, аналогичные рассуждения можно провести и для $\omega < 0$.

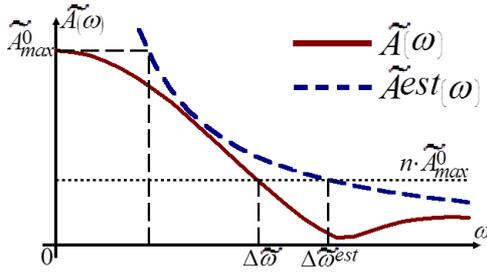


Рис. 3. Амплитудный спектр $\tilde{A}(\omega)$ сигнала и его оценочная функция $\tilde{A}^{est}(\omega)$

Для оценки ширины спектра $A(\omega)$ устремим $\Delta t \rightarrow 0$. Функция $\tilde{f}(t)$ при этом устремится к $f(t)$, а связанный с ней через интегральное преобразование Фурье амплитудный спектр $\tilde{A}(\omega)$ – к $A(\omega)$. Соответственно, оценка $\tilde{A}^{est}(\omega)$ устремится к $A^{est}(\omega)$ и станет верхней оценкой для $A(\omega)$ (2).

Рассмотрим поведение функции $\tilde{A}^{est}(\omega)$ при $\Delta t \rightarrow 0$. Эта функция представляет собой сумму коэффициентов k_i , каждый из которых в этом случае устремляется к $f'(t_i)$:

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} k_i = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\tilde{f}_{i+1} - \tilde{f}_i}{\Delta t} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{f(t_i + \Delta t) - f(t_i)}{\Delta t} = f'(t_i).$$

Произведем предельный переход от суммы к интегралу, отметив, что $\Delta t \rightarrow 0 \Leftrightarrow N \rightarrow \infty$. В результате оценочная функция примет вид:

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \tilde{A}^{est}(\omega) = \frac{1}{\omega} \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \sum_{i=1}^{\infty} |f'(t_i)| \Delta t = A^{est}(\omega) = \frac{1}{\omega} \int_0^T |f'(t)| dt. \quad (5)$$

Функция $f(t)$ по определению неотрицательна, следовательно, $A_{max} = A(0)$. При этом известно, что значение $A(0)$ равно площади под кривой $f(t)$. Таким образом: $A_{max} = A(0) = \int_0^T f(t) dt$, и для определения верхней оценки $\Delta\omega^{est}$ необходимо решить неравенство:

$A^{est}(\Delta\omega^{est}) \leq n \cdot A(0) \Rightarrow \frac{1}{\Delta\omega^{est}} \int_0^T |f'(t)| dt \leq n \cdot \int_0^T f(t) dt$. В результате несложных преобразований получим:

$$\Delta\omega^{est} \leq \frac{\int_0^T |f'(t)| dt}{n \cdot \int_0^T f(t) dt} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T |f'(t)| dt}{n \cdot \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt} = \frac{|f'(t)|_{avg}}{n \cdot f(t)_{avg}}.$$

Исходя из (2), ясно, что $\Delta\omega \leq \Delta\omega^{est}$, поэтому окончательно получим:
 $\Delta\omega \leq \frac{|f'|_{avg}}{n \cdot f_{avg}}$ (3), что и является верхней оценкой ширины спектра физического импульса $f(t)$.

Обсуждение результатов и примеры

Важно отметить, что полученная оценка (3) является весьма удобной для практического применения, т. к. вычисляется несложно и позволяет определить верхнюю границу ширины спектра для произвольного физического импульса, не определяя заранее его частотные характеристики.

Отметим также, что для сигналов, имеющих «идеальные», т. е., вертикальные фронты, полученная оценка непригодна, поскольку такие сигналы имеют разрыв первого рода и не соответствуют приведенному выше определению физического импульса.

Полученную оценку удобно применять при исследовании импульсов, заданных конечным набором дискретных отсчетов: например, полученных при помощи цифрового осциллографа или синтезированных численными методами. В этом случае сигнал можно описать при помощи кусочно-линейной функции $\tilde{f}(t)$, для которой $\tilde{A}_{max} = \tilde{A}(0) = \int_0^T \tilde{f}(t) dt = \sum_{i=1}^N \tilde{f}_i \Delta t$, а оценка (3) принимает вид

$$\Delta\tilde{\omega} \leq \frac{\sum_{i=1}^{N-1} |k_i|}{n \cdot \sum_{i=1}^N \tilde{f}_i}$$

и несложно вычисляется алгоритмически.

Заметим, что полученное выше выражение $v(\omega)$ содержит полную информацию о поведении $A(\omega)$ и представляет самостоятельный интерес для исследования. В частности, отыскав корни $v(\omega)$, можно построить более точные оценки для $\Delta\omega$, а также и для ширины энергетического спектра сигнала $A^2(\omega)$. Подкоренное выражение $v(\omega)$ можно привести к более наглядному и удобному для исследования каноническому виду отрезка тригонометрического ряда в косинусной форме:

$$v(\omega) = \sqrt{2} \cdot \sqrt{\frac{a_0}{2} + \sum_{l=1}^{N-2} a_l \cos(l\omega\Delta t)}, \text{ где } a_0 = \sum_{i=1}^{N-1} k_i^2, \text{ } a_l = \sum_{i=1}^{N-1-l} k_i k_{i+l}.$$

КОМПЛЕКС ДЛЯ ОЦЕНКИ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО СОСТОЯНИЯ ЧЕЛОВЕКА- ОПЕРАТОРА ПО ПУЛЬСОВОМУ СИГНАЛУ

Дудин С.А.

Иркутский государственный университет путей сообщения

Человеческий организм представляет собой сложную саморегулирующуюся систему, для поддержания гомеостаза (постоянства внутренней среды) и адаптации к меняющимся условиям внешней среды. Адаптация (приспособление) обеспечивается тремя регулирующими системами организма: центральной нервной системой и вегетативной (симпатической и парасимпатической) нервной системой [1].

Операторская работа связана со способностью организма эффективно анализировать сигналы внешней среды, и в основном регулируется деятельностью центральной нервной системы. Специфика операторской работы (скорость реакции, концентрация внимания, переработка большого объема информации) накладывает дополнительные требования к работе всех регулирующих систем организма [2, 3]. Для оценки эффективности регулирующих систем организма широко используются различные психофизиологические методики, например [4, 5], выполнение которых в процессе операторской работы невозможно.

Из объективных показателей организма наибольшая информативность содержится в сигналах головного мозга – энцефалограммы (ЭЭГ) и сердечно-сосудистой системы. Эти сигналы содержат информацию, как о различных системах организма, так и различных уровнях управления и иерархии нервной системы [6].

Выделение информативных признаков, связанных с операторской работой, из ЭЭГ весьма затруднено из-за сложности сигнала. Кроме того, ЭЭГ мала по амплитуде, и её сложно регистрировать в условиях внешних электромагнитных помех.

К наиболее часто используемым сигналам сердечно-сосудистой системы относят регистрацию пульса и запись электрокардиограммы (ЭКГ). Более-менее удовлетворительные результаты по оценке состояния человека, в том числе человека-оператора, в настоящее время удалось получить при анализе variability сердечного ритма [7], которая часто является коррелятом внимания, в том числе машинистов подвижного состава [8]. Однако зависимости носят нелинейный и индивидуальный характер, в большинстве случаев (но не всегда) связанном с “законом исходных величин”, т.е. реакции и интенсивность физиологических изменений связаны с первоначальными конституционно-биологическими особенностями индивида [9].

Таким образом, из наиболее перспективных сигналов о состоянии систем управления человеческим организмом ЭКГ и ЭЭГ не удастся в настоящее время выделить устойчивые информативные признаки, на основе которых можно было бы принимать решение о состоянии человека-оператора. Кроме того, регистрация

ЭЭГ и ЭКГ возможна только в стационарных условиях низкого уровня механических и электромагнитных помех, что практически исключает их использование на транспорте.

Указанные причины привели к тому, что для контроля состояния машинистов подвижного состава были разработаны комплексы контроля состояния по кожно-гальванической реакции КАПД-01, 02. При скачке сопротивления кожи (предполагающего изменение состояния человека-оператора) генерируется световой или звуковой сигнал, на который машинисту необходимо отвечать. Недостатком является реакция кожи на любые воздействия и необходимость индивидуальной настройки. При большом пороговом уровне пропускаются значимые отклонения в состоянии человека-оператора, при малом – приходится почти непрерывно отвечать на сигналы комплекса и отвлекаться от операторской работы.

Таким образом, в настоящее время проводится постоянно только предрейсовый контроль состояния человека-оператора, и достаточно проблематичен такой контроль в рейсе.

В связи с этим был разработан метод оценки функционального состояния человека-оператора по пульсовому сигналу, использующий дифференциально-интегральные преобразования.

Регистрируется пульс фотоэлектронным датчиком, из сигнала которого вычисляются информативные признаки в виде отношения дисперсий кратных интегралов и дифференциалов сигнала (дисперсии первого к дисперсии исходного сигнала, дисперсии второго интеграла к дисперсии первого и т.д.). Для более чем 1500 человек выяснились зависимости этих информативных признаков от состояния организма. Вычисленные зависимости позволили производить расчет температуры тела, артериального давления и сильных отклонений в работе внутренних органов человека, и соответственно, построить алгоритмы оценки функционального состояния человека-оператора.

По результатам исследований создан комплекс [10], показанный на рис. 1, позволяющий принимать решение о допуске оператора к профессиональной деятельности или необходимости дополнительного медицинского обследования человека-оператора.



Рис. 1 Общий вид комплекса диагностики и контроля

Библиографический список

1. Анохин П.К. Очерки по физиологии функциональных систем. - М.: Медицина, - 1975. - 402 с.
2. Леонова А.Б. Психодиагностика функциональных состояний человека. - М.: МГУ, 1984. - 200 с.
3. Методика и техника психофизиологического исследования операторской деятельности. - М.: Наука, - 102 с.
4. Грудина С.А. Разработка модели профессиональной пригодности оператора-товарного с целью снижения аварийности и травматизма на предприятиях транспорта газа: автореф. дисс. ... канд. тех. наук. – М., 2007.
5. Котик М.А., Емельянов А.М. Ошибки человека-оператора (на примерах управления транспортными средствами). - М.: Транспорт, 1993. - 252 с.
6. Баевский Р.М., Кириллов О.И., Клецкин - С.З. Математический анализ сердечного ритма при стрессе. - М.: Наука, - 1984. – 222 с.
7. Баевский Р.М. Анализ variability сердечного ритма в космической медицине. // Физиология человека. – 2002. Т. 28. - № 2. - С. 70-82.
8. Нечаева Л.А., Полянцев В.А., Наживин Ю.С. Экспресс-метод оценки работоспособности операторов. // Физиология человека. - 1986. Т. 12. - № 3. - С. 469-475.
9. Белова Е.В., Голованова Г.Б. и др. Зависимость изменений АД от характера умственной деятельности в условиях эмоционального напряжения. // Физиология человека. - 1987. Т. 13. - № 1. - С. 84-89.
10. Дудин С.А. Система диагностики и коррекции организма человека. // Методы и алгоритмы принятия эффективных решений: сб. трудов Международной научной конференции (ТТИ ЮФУ (ТРТУ)). Таганрог, 2009. - Ч. 4. - С. 19-23.

РАЗРАБОТКА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОТКЛОНЯЮЩЕЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ УСТАНОВКИ ПЛАЗМЕННОГО УПРОЧНЕНИЯ КОЛЕС ПОДВИЖНОГО СОСТАВА

Воронков А.А.

aleksei038@gmail.com

Железная дорога является важным звеном устойчивого и безопасного существования государства. За 2011 год было перевезено 1 241,5 млн. тонн грузов. Протяженность железных дорог России составляет 87 157 км. Наша страна занимает третье место в мире по протяженности железных дорог.

Проблемы взаимодействия подвижного состава и пути тесно связаны с безопасностью движения на железнодорожном транспорте. Одной из наиболее острых проблем на железных дорогах России является проблема износа гребней колес подвижного состава и бокового износа рельсов. Потери от износа пары колесо-рельс достигают значительных величин. В структуре эксплуатационных отказов утрата работоспособности колес по подрезу гребня и остроконечному накату является определяющей и основной причиной отбраковки тягового подвижного состава по износу колесных пар.

Существует ряд технологических решений, направленных на уменьшение износа, а именно: упрочнение поверхности бандажей, лубрикация колес и рельсов, радиальная установка колесных пар в кривой, применение специальных профилей колес, пропускание тока в месте контакта колесо-рельс, уменьшение перекаса колесной пары, ужесточение требований к разности диаметров колес, выбор оптимального соотношения твердости бандажа и рельса.

Экономически более эффективно использовать метод плазменного упрочнения. Плазменное упрочнение бандажа на глубине до 4мм увеличивает твердость до 500HV, что позволяет увеличить ресурс бандажей и пробег локомотива между обточками (см. рис. 1.).

Суть метода заключается в термической обработке бандажей колесных пар. Сама технология термической обработки представляет собой последовательность технологических операций, связанных с нагревом, выдержкой и охлаждением. Цель термической обработки состоит в получении нужных свойств без изменения основных размеров и формы деталей и заготовок.

Термическая обработка осуществляется с помощью струи плазмы. Для получения струи плазмы используются аппараты для плазменной резки металлов стандартного исполнения.

Рассмотрим технологию плазменной резки металлов: между электродом и разрезаемым металлом зажигается электрическая дуга. В сопло подаётся газ под давлением несколько атмосфер, превращаемый электрической дугой в

струю плазмы с температурой от 5 000 до 30 000 градусов Цельсия и скоростью от 500 до 1500 м/с.

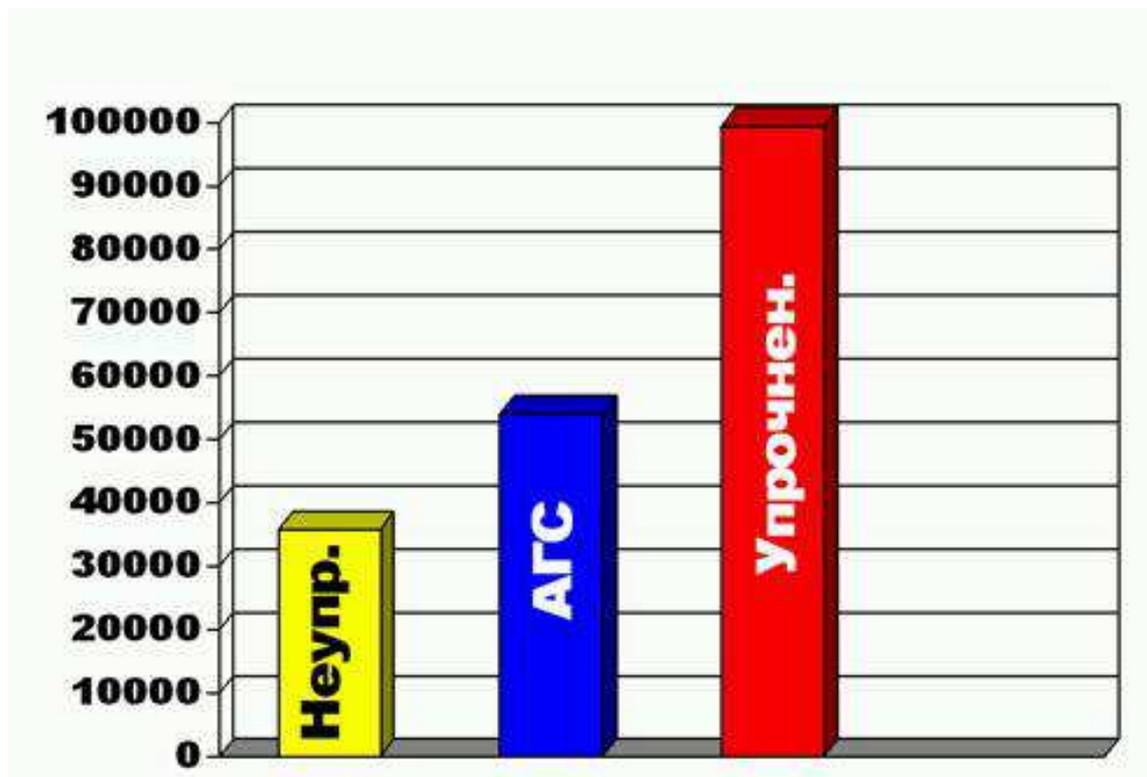


Рис. 1. Сравнение пробегов упрочненных и неупрочненных колесных пар.

Для возбуждения рабочей дуги (электрод - разрезаемый металл), с помощью осциллятора зажигается вспомогательная дуга между электродом и соплом - так называемая дежурная дуга, которая выдувается из сопла воздухом в виде факела длиной 20-40 мм. Ток дежурной дуги 25-30 А. При касании факела дежурной дуги металла возникает режущая дуга - рабочая. Дежурная дуга при этом автоматически отключается. Для плазменной резки необходимы только электроэнергия и сжатый воздух, а в качестве расходных материалов – сопла и электроды (см. рис. 2.)

По результатам исследований упрочнять необходимо лишь определенный участок колеса (см. рис. 3.). Вот тут и возникает главная проблема: плазменный резак дает струю плазмы толщиной всего 0.8-1.5 мм, а закаливать нужно поверхность шириной 40 мм.

Существуют два способа расширения струи плазмы: механический и электромагнитный (т.к. струя плазмы это ионизированный газ по которой течет электрический ток, то можно рассматривать систему как проводник с током который поместили в электромагнитное поле).

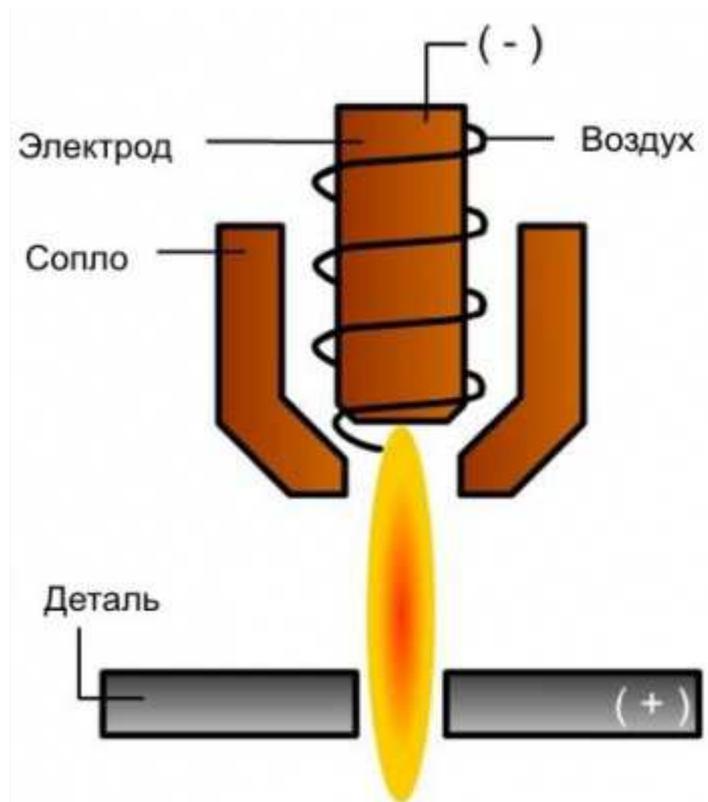


Рис. 2. Устройство плазменной горелки.

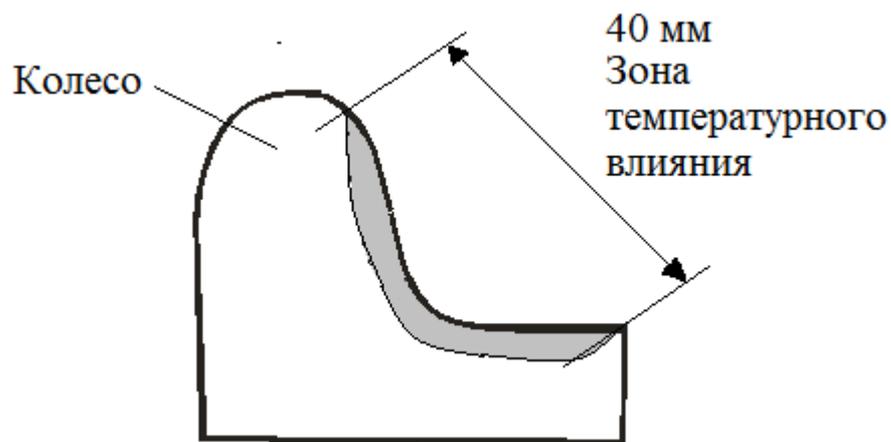


Рис. 3. Зона упрочнения колеса.

Для механического способа применяется специальная насадка (см. рис. 3.). Такой способ требует повышенных энергозатрат (по сравнению с электромагнитным способом), высокой точности изготовления преобразователя потока и невозможностью регулировки ширины ЗТВ (Зоны температурного влияния). Первые плазменные установки работали по такому принципу.

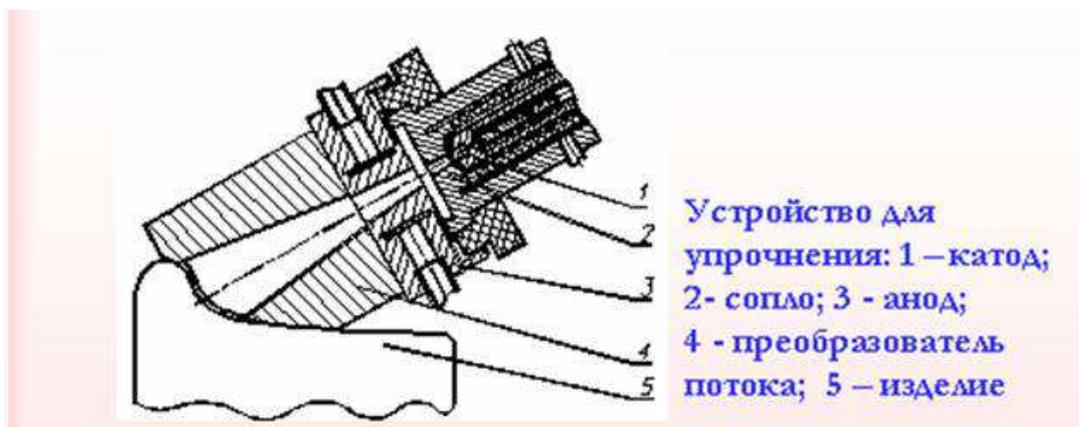


Рис. 3. Механическое устройство расширения струи плазмы.

Сейчас распространение получает электромагнитный способ. Суть его заключается в следующем: рабочая дуга помещается в магнитную систему, управляя которой можно отклонять струю на нужный угол (см. рис. 4.).

Отклонить струю это только полдела, необходимо чтобы она двигалась по определенной траектории. Какой должна быть эта траектория? Очевидно, что траектория должна быть зигзагообразной (см. рис. 5).

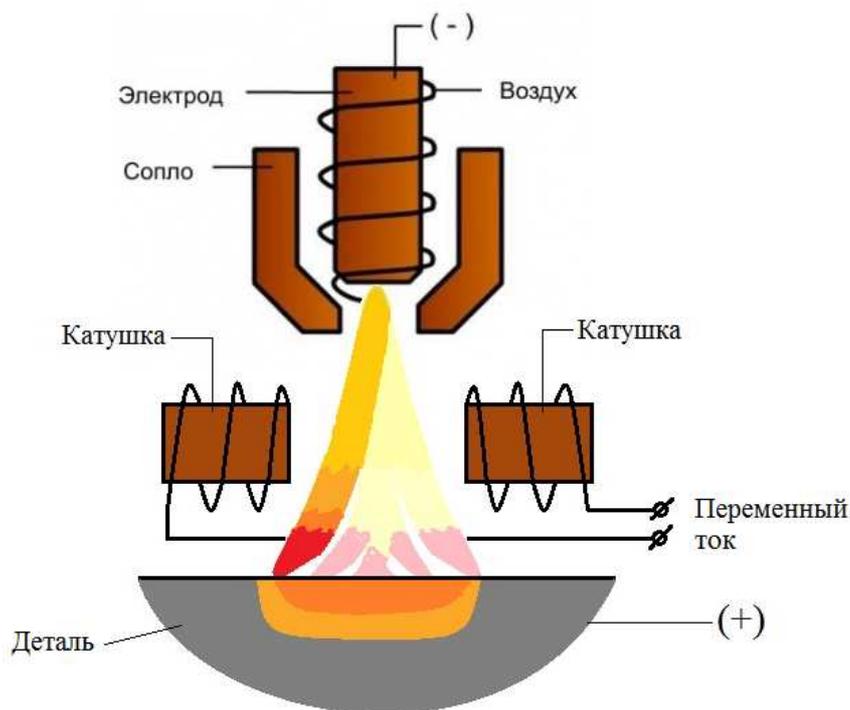


Рис. 4. Принцип работы электромагнитной отклоняющей системы.

Форма тока в катушках отклоняющей системы, как выяснилось из опытов, играет большую роль в формировании закаливаемого слоя. При синусоидальной форме тока наблюдается оплавление границ закаливаемого слоя, кроме того глубина закалки получается непостоянной (см.рис. 6).

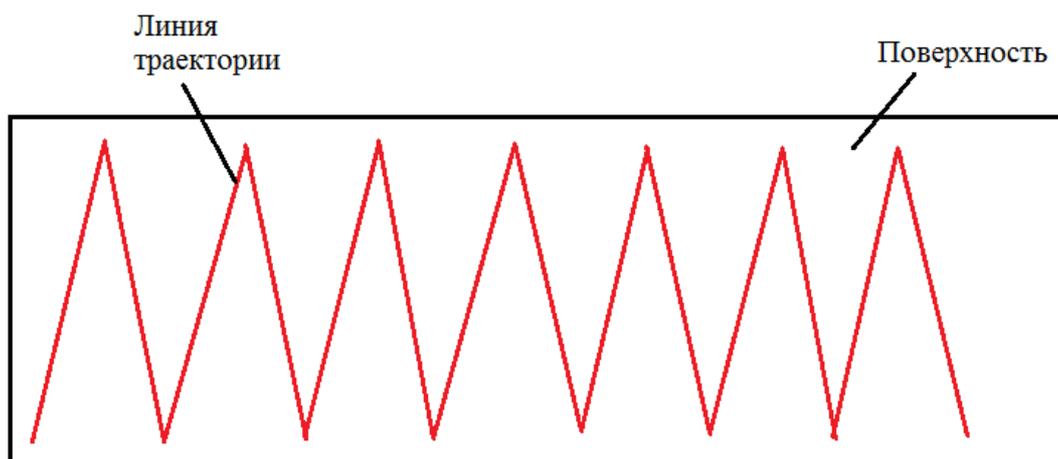


Рис. 5. Траектория движения струи плазмы по поверхности.

Переход на треугольную форму также не принес желаемых результатов. Тогда было решено использовать пилообразную форму тока. Заключение из лаборатории подтвердило правильность выбора. Закаленный слой был одинаковой толщины и оплавления металла не наблюдалось.

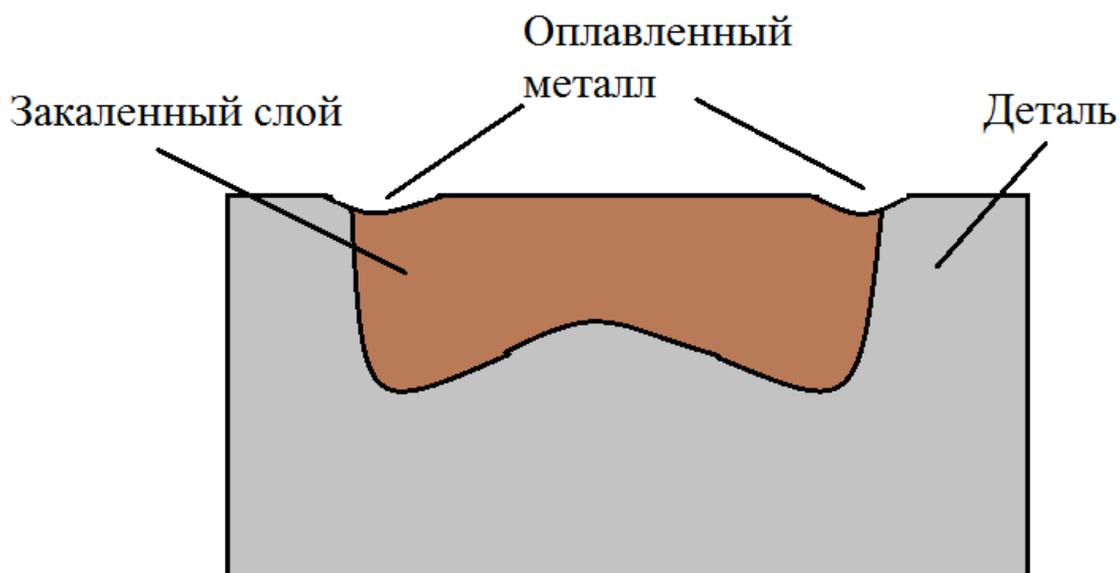


Рис. 6. Поперечный разрез закаленной детали.

Формирование тока пилообразной формы было реализовано на микроконтроллере. Применение микроконтроллера позволяет осуществлять регулировку тока в катушке, защиту катушки и изменять форму тока и частоту без изменения элементной базы, т.к. работа по совершенствованию установки ведется постоянно.

Принцип работы системы следующий (см. рис. 7. и рис. 8.): микроконтроллер формирует ШИМ сигнал на одной из своих ножек, этот сигнал поступает на переключатель полярности (ПП), на ПП также поступают сигналы о том, какая полярность должна быть включена в данный момент. С

ПП сигналы поступают на транзисторную сборку, через которую питающее напряжение нужной полярности подается на катушки отклоняющей системы.

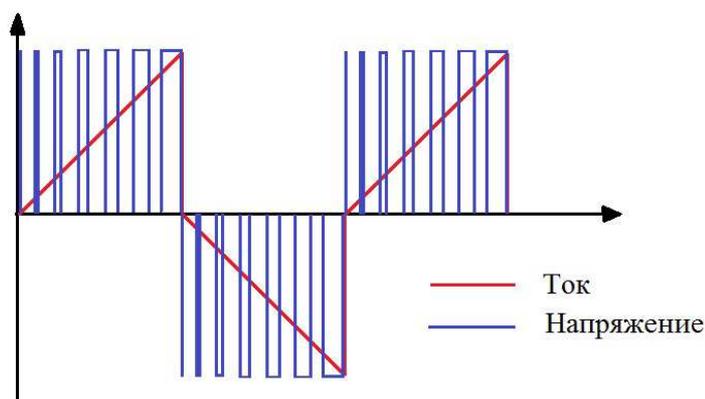


Рис. 7. Принцип формирования тока в катушке.

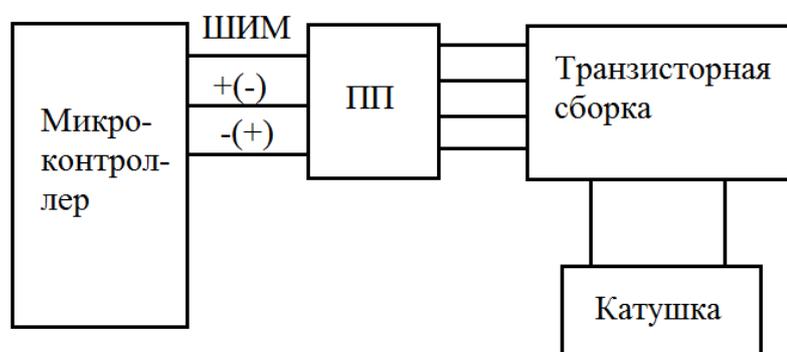


Рис. 8. Принципиальная схема формирования тока в катушке.

Плазматрон – это источник больших электромагнитных помех, поэтому заземлению и экранированию платы управления уделено большое внимание.

В результате работы удалось создать установку, которая позволяет производить плазменное упрочнение гребней колесных пар без «выкатки» их с локомотива. Установка работает в полуавтоматическом режиме, т.е. первоначальную настройку делает оператор, а дальнейший процесс продолжается автоматически.

Библиографический список

1. Балановский А.Е. Плазменное поверхностное упрочнение металлов / А.Е. Балановский. – Иркутск : Изд-во ИрГТУ, 2006. – 180 с.
2. Балановский А.Е. Система колесо-рельс: в 3 ч. / А.Е. Балановский. – Иркутск : Изд-во ИрГТУ, 2011. – Ч. 1. Конец системы колесо-рельс и вновь начало... – 1010 с.
3. Балановский А.Е. Система колесо-рельс: в 3 ч. / А.Е. Балановский. – Иркутск : Изд-во ИрГТУ, 2012. – Ч. 2. Трибологическое материаловедение. – 760 с.

ПОДХОДЫ К ПОСТРОЕНИЮ СЕТЕВЫХ ОНТОЛОГИЙ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ

Кинаш Н.А.^а, Труфанов А.И.^а, Тихомиров А.А.^б, Умеров Р.А.^с

^а Иркутский Государственный Технический Университет

^б Международная академия информатизации

^с Национальный авиационный университет, Киев, Украина

kinashko@gmail.com

Введение. Сетевые онтологии позволяют эффективно анализировать сложные топологические системы, в частности системы связи (радио, телекоммуникации, интернет).

Современные информационно-коммуникационные системы все в большей степени представляют собой весьма объемные сущности взаимодействующих акторов различной природы – сознательных и бессознательных, образующих нетривиальные организационные и технологические структуры [1]. Примером таких систем являются «умные сети», объединяющие:

- Межмашинное взаимодействие (M2M), т.е. технологии, позволяющие машинам обмениваться информацией между собой, или же передавать её односторонне;
- Облачные вычисления (CC);
- Анализ больших данных (Big Data).

Компонентная, функциональная и структурная сложность подобных информационных систем влекут за собой повышение рисков их безопасности, обусловленных как новыми, так и традиционными угрозами. В целом информационная система, окружающая среда, сопутствующие угрозы и система противодействия угрозам образуют сложнейшую метасистему, которая находится в постоянном развитии. Термин мета означает уровень описания какого-либо объекта или системы (как правило, также описания), высшего по отношению к предыдущему описанию; или описание описания. Т.е. метасистема - система, являющаяся надстройкой, описанием для другой системы. Построение и поддержка системы ИБ в подобной метасистеме, безусловно требует приложения сил многих участников, организации их коллективного слаженного взаимодействия на основе единого понимания проблематики. Объединить разноплановых акторов в эффективном противодействии угрозам невозможно без создания единой онтологической платформы. Другими словами, частные онтологии необходимо объединить в онтологию верхнего уровня. Такая метаонтология дает возможность использовать общее понимание структуры информации и людьми, и программными агентами как основу информационного обмена - (международного, междисциплинарного, межведомственного, межуровневого). Дело в том, что при переходе от общих представлений к практике - строительство политик информационной безопасности осуществляется людьми вручную. При этом интеграция предметных областей зачастую оказывается

трудноразрешимой проблемой, и результатом является риск появления фрагментарных, разобщенных внутри самих себя, политик ИБ. Более того, общение с зарубежными коллегами, в отношении отдельной политики, может привести к существенному непониманию в результате различных трактовок одних и тех же понятий и терминов[2].

В литературе содержатся существующие определения понятий в области онтологии, многие из них конфликтуют и противоречат друг другу. Более того, термины «онтология», «семантическая сеть» и «метаданные» иногда используются для описания одного и того же понятия – полного описания предметной области. Поэтому есть смысл далее уточнить определения и их взаимосвязи.

Метаданные, в общем случае, это данные из более общей формальной системы, описывающей заданную систему данных. Обычно невозможно провести однозначное разделение на данные и метаданные в документе. Метаданными на практике обычно называют данные, представленные в соответствии с одним из форматов метаданных. Формат метаданных — представляет собой стандарт, предназначенный для формального описания некоторой категории ресурсов (объектов, сущностей и т. п.). Такой стандарт обычно включает в себя набор полей (атрибутов, свойств, элементов метаданных), позволяющих характеризовать рассматриваемый объект. Структурированные в виде иерархии метаданные более правильно называть онтологией или схемой метаданных.

Онтология, следуя, например [3] — это целостная структурная спецификация некоторой предметной области, ее формализованное представление, которое включает словарь терминов этой области и множество логических связей, которые описывают, как эти термины соотносятся между собой. Онтология формально описывает полный набор понятий, которые используются, чтобы описать и представить предметную область. Онтологии могут быть использованы автоматизированными средствами для таких передовых продвинутых служб, как более точный углубленный веб-поиск, интеллектуальные программные агенты и управление знаниями. [4]

Отметим, что онтология всегда воплощает собой субъективный взгляд ее разработчика, поэтому онтологии разных исследователей одной предметной области всегда в той или иной степени различны. Для построения онтологии выбирается ряд терминов, ограничивается их смысловое значение рамками выбранной предметной области, создаются правила использования этих терминов. Таким образом, воссоздается конструируется форма, которую существуют заполняют конкретные знания данной предметной области. Это позволяет разделить саму форму (структуру) и базу знаний. Форму, очевидную для человеческого восприятия, но не явную для компьютера, размещают в последнем, с целью обработки больших массивов данных и генерации новых знаний.

Приведенные выше рассуждения можно сравнить с одним из наиболее известных определений онтологии, которая формулируется как спецификация

концептуализации[5]. Концептуализация – это рассматриваемая часть реальности, с учетом всех возможных действий внутри нее. Поэтому под концептуализацией, кроме сбора понятий, следует понимать также всю сопутствующую понятиям информацию: свойства, отношения, ограничения, аксиомы и утверждения, необходимые для задач моделирования в рассматриваемой предметной области. При создании, в зависимости от выбранного уровня концептуализации, возможны следующие виды онтологий.

1. Онтологии верхнего уровня. Содержат понятия, являющиеся метапонятиями, с таким уровнем абстракции, чтобы с их помощью можно было описывать понятия прикладных онтологий.

2. Прикладные онтологии. Создаются для решения конкретной задачи предметной области. Используются для одного домена (напр. авиация, медицина, культура и т.д.)

Структура онтологии в общем виде состоит из следующих компонентов[6]

1. Понятия(классы)
2. Атрибуты
3. Аксиомы
4. Экземпляры(объекты)

В онтологиях понятием является сущность, включающая в себя общие характеристики какого-либо класса явлений (человек, дерево, чувство). Атрибут понятия описывает его свойства (у понятия «человек» атрибутами могут быть: фамилия, место проживания, рост, цвет глаз и т.д.).

Аксиомы определяют, каким образом понятия или их атрибуты могут взаимодействовать друг с другом. Посредством аксиом в онтологиях генерируются новые знания. Выявляется информация (закономерности, утверждения, следствия, причины) не очевидная при других видах анализа данных.

Отдельным экземпляром является конкретный пример понятий и его атрибутов (понятие – дерево, отдельный экземпляр – береза).

Онтология и отдельные экземпляры составляют базу знаний.

Формально онтология может быть представлена тройкой [7]:

$O = \langle T, R, F \rangle$,

где T – понятия и атрибуты предметной области, описываемые онтологией O ;

R – отношения между понятиями и атрибутами предметной области;

F – функции интерпретации (аксиомы), заданные на понятиях и отношениях онтологии.

Завершая общие рассуждения о таком важнейшем элементе современных информационных технологий как онтологии, предлагается графическая их интерпретация, приведенная на рис.1.

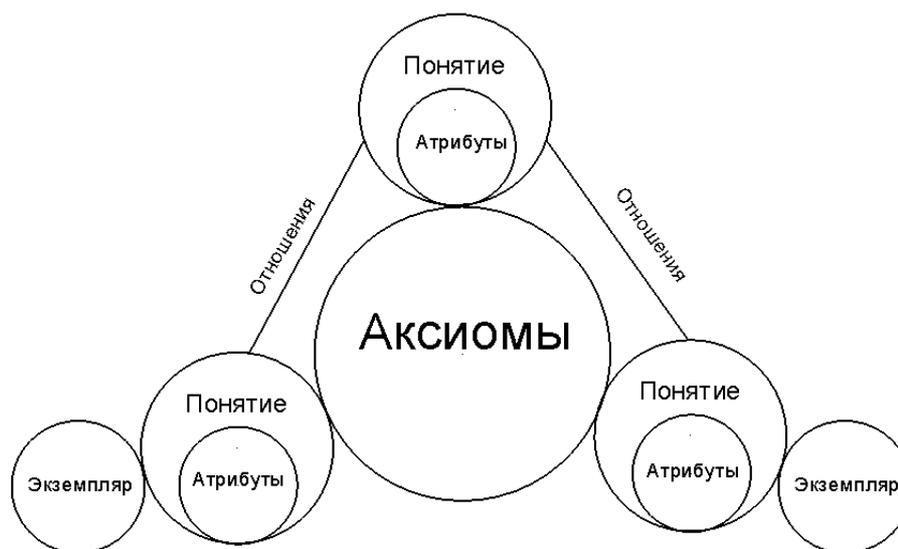


Рис.1 Общая схема онтологии

Построение и классификация онтологий позволяет решать следующий ряд задач:

1. Совместное использование людьми или программными агентами общего понимания структуры информации.
2. Возможность повторного использования знаний в предметной области.
3. Сделать допущения в предметной области явными.
4. Для отделения знаний в предметной области от оперативных знаний.

Онтологии в значительной степени можно ассоциировать с семантическими сетями[8], как инструментом моделирования и структуризации знаний. Многие понятия и принципы реализации, а также графическая форма представления на начальном этапе структуризации, являются в онтологиях сходными с семантическими сетями. Многие в онтологиях сильно пересекаются с уже давно принятым в информатике и лингвистике понятием тезауруса.

В целом можно заключить, что низкий уровень знаний управляющего сектора в области информационной безопасности и отсутствие кооперативного начала являются значимыми причинами неэффективных стратегий и политик.[9] . Удачное формальное представление предметной области ИБ позволит развивать надежные стандарты , а также автоматизировать процесс сертификации. При этом общей видится необходимость не только создания , но и постоянного развития метаонтологии, которая является конструкцией динамической.

Метод исследования. Для строительства предлагаемых динамических мета онтологий и их поддержки представляется разумным использование такого инструмента как комплексные сети. Сетевые модели значительно обогащают описание информационной безопасности, в сравнении с выполненным на основе компонентного и функционального анализа. Так, в [10] продемонстрировано, как с помощью комплексных сетей проводится

классификация уязвимостей, позволяющих эффективно прогнозировать риски и анализировать угрозы.

Основные результаты. В качестве примера развиваемого подхода разработана сетевая онтология информационной безопасности такого объекта как система обеспечения безопасности полетов воздушных судов .

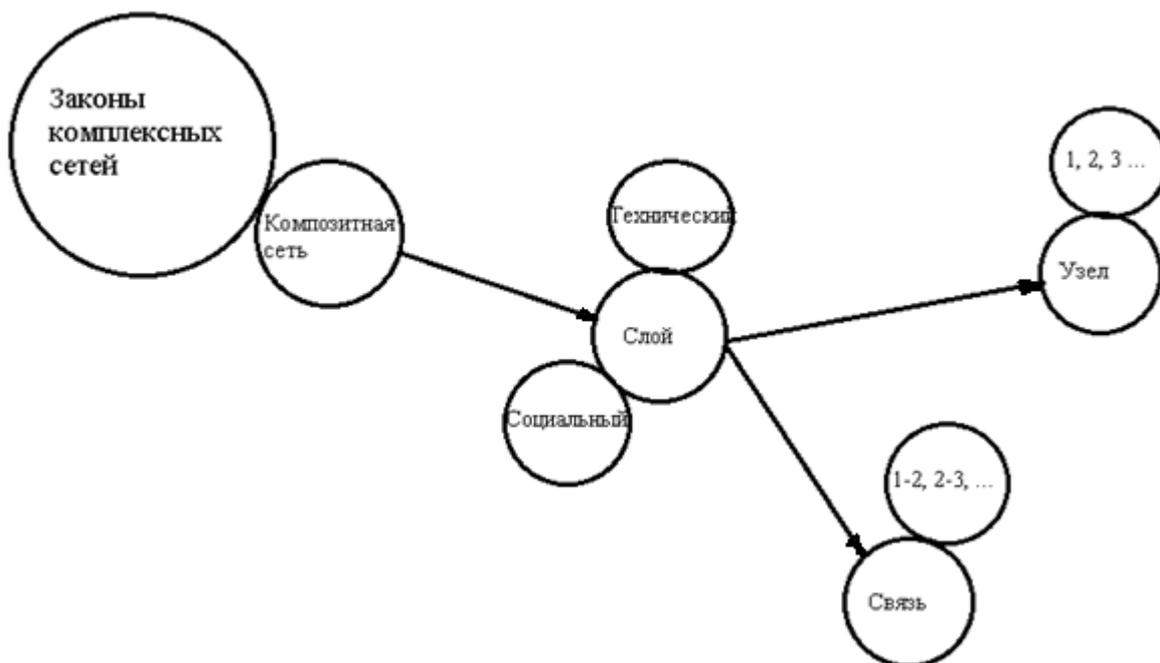


Рис.2а. Онтология ИБ системы обеспечения безопасности полетов воздушных судов

На рисунке 2а представлена схема понятий, иерархия отношений между ними и экземпляры онтологии. Законь комплексных сетей – это аксиомы онтологий. Ими определяются основные положения, структура и масштаб онтологии. Понятие «Композитная сеть» – главное понятие-родитель в данной прикладной онтологии. Понятие «Слой» является его наследником и одновременно родителем для понятий «Связь» и «Узел». Социальный и технический слои – это экземпляры понятия «Слой». Экземпляры понятий «Связь» и «Узел» для упрощения, представлены только одним кругом. У этих понятий всегда будет множество экземпляров.

Композитная и стволовая сети представляют собой развитие понятия «Комплексная сеть». Стволовая структура объединяет несколько взаимосвязанных слоев: каждый слой можно рассматривать в отдельности как классическую комплексную сеть [11] . Композитная сеть (мультиплексная) является объединением нескольких взаимозависимых сетей, обычно различной природы [12].

Самолет принимает от центра управления полетами сигналы через GPS. Злоумышленник симулирует этот GPS сигнал со своего спутника GPS и пытается перехватить управление над маршрутом самолета. На рисунке 2б представлена композитная сеть. Верхние синие объекты – социальный слой, красные – технический слой. Данная схема, безусловно, является упрощенной. В приближении к реальности она разбивается на несколько слоев, в каждом из которых множество узлов и связей. В техническом слое узлами могут быть сервера, хабы, дисплеи и т.д. Возможно дополнительное разделение технического слоя на аппаратный и программный компоненты.

Полученная структура анализируется с помощью сетевых метрик. Каждый экземпляр онтологии (диспетчер, самолет, дисплей в кабине пилота и т.д.), на каждом слое обладает атрибутами. Например, главный сервер, ответственный за маршрутизацию каналов связи, обладает высоким показателем степенной центральности. При его уничтожении произойдут изменения во всех экземплярах других понятий, будут пересчитаны все метрики во всех слоях. Таким образом, можно отслеживать влияние узлов на сеть, выявлять наиболее уязвимые участки, прогнозировать атаки. Оценивать взаимное влияние различных слоев сети. Центральность – это метрика сети и атрибут главного сервера. Она показывает «важность» или «влияние» определенного узла (кластера) внутри сети. Степенная центральность узла определяется числом его связей.

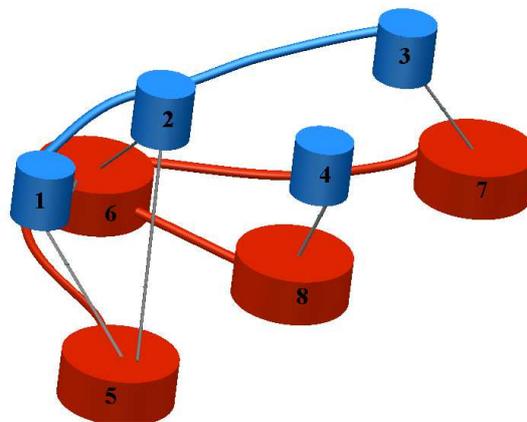


Рис.2б. Схема онтологии ИБ системы обеспечения безопасности полетов воздушных судов

- 1- Служба безопасности
- 2 - Диспетчер
- 3 – Пилот
- 4 – Злоумышленник
- 5 - Центр управления полетами
- 6 - GPS спутник
- 7 - Самолет
- 8 - GPS спутник злоумышленника

За счет построения такой модели открываются следующие возможности:

- Анализ и оценка последствий уничтожения отдельного узла (напр.аэропорта) , оказывающих влияние как на сеть к которой он принадлежит(авиа), но и на другие, взаимосвязанные сети;
- Моделирование сценариев сложных комплексных атак и их прогнозирование;
- Вычисление характера изменения сети при атаках (в каком порядке, какие узлы уничтожаются);
- Выявление скрытых процессов , в т.ч. угроз, при помощи анализа наличия паттернов; устойчивых структур (в сети данные структуры представлены устойчивыми типичными сочетаниями узлов и связей);
- Выявление путем расчета сетевых метрик важнейших (с точки зрения информационной безопасности) узлов сети;
- Нахождение уязвимостей в сети;
- Поиск специфических структурных образований на национальном и международном уровнях.

Выводы. Разработка сетевых онтологий в системах безопасности позволяет:

- Достаточно корректно описывать явления в предметной области ИБ;
- Реализовывать эффективные политики безопасности, учитывающие огромный спектр возможных факторов, дифференцированных в соответствии с поставленными задачами, представленными в виде организованной, не противоречивой системы;
- Обеспечивать единое понимание политик безопасности всеми участниками информационного сообщества;
- Строить эффективные классификации уязвимостей, моделировать сценарии угроз, оценки рисков;
- Строить и развивать стандарты;
- Осуществлять автоматический процесс сертификации (mapping стандартов информационной безопасности);
- Предлагать понятные для работников других сфер (управляющий сектор, менеджеры, инженеры и т.д.) идеологию, практику, модели и подходы;
- В едином ключе проводить подготовку и переподготовку кадров в соответствии с требованиями социального заказа, отраслей ИТ и ИБ.

Успешно организовывать совместное противодействие угрозам ИБ.

Библиографический список

1. Тихомиров А.А., Труфанов А.И. Smart World - концепция развития информационного общества .
<http://www.pitt.edu/~super1/lecture/lec50371/index.htm> (дата обращения 01.05.2013)

2. Donner M. Toward a Security Ontology. IEEE Security and Privacy, 2003 , 1(3): P.6-7
3. Ратушин Ю.А., Поленок С.П., Ткаченко С.Г. Онтология информационного общества в сети информационно-маркетинговых центров стран СНГ: организация электронного экономического взаимодействия Режим просмотра: URL: <http://www.c2n.info/thesaurus/methodology/model/ontologiya.doc> (дата обращения 01.05.2013)
4. OWL 2 (Document Status Update, 12 November 2009) Editor: Heflin J. (Lehigh University) <http://www.w3.org/TR/webont-req/>
5. Gruber T. R. A Translation Approach to Portable Ontology Specifications. Knowledge Acquisition, 1993(2):P.199-220 ; Gruber T. R. What is an Ontology// URL: <http://www-ksl.stanford.edu/kst/what-is-an-ontology> (дата обращения 01.05.2013)
6. Митрофанова О.А., Константинова Н.С. Онтологии как системы хранения знаний / Всероссийский конкурсный отбор обзорно-аналитических статей по приоритетному направлению "Информационно-телекоммуникационные системы", 2008. - 54 с.
7. URL: <http://www.masters.donntu.edu.ua/2012/iii/kalinin/library/kalinin.pdf> (дата обращения 01.05.2013)
8. OWL Язык Сетевых онтологий . Варианты использования и требования Рекомендация W3C от 10 февраля 2004 URL: http://www.w3.org/2006/04/OWL_UseCases-ru.html (дата обращения 01.05.2013)
9. Fenz S. , Ekelhart A. Formalizing information security knowledge . ASIACCS '09: Proceedings of the 2009 ACM symposium on Information, computer and communications security, ACM, 2009. P. 183 - 194.
10. Тихомиров А. А., Труфанов А. И., Дмитриенко В. Н., Россодивита А., Шубнико Е. В.. Классификация атак в имитационных исследованиях уязвимости комплексных сетей. Безопасность информационных технологий, №1.– М.:МИФИ, 2012.– с.46-52. URL: <http://www.cert.org/archive/pdf/05tn003.pdf> (дата обращения 01.05.2013),
11. URL: http://ru.wikipedia.org/wiki/Комплексные_сети (дата обращения 01.05.2013)
12. Cheng H.K., Guo H. Computer Virus Propagation in a Network Organization: The Interplay between Social and Technological Networks, Florida, 2008, - 28 p.

СИСТЕМА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ ТЕЛЕДИАГНОСТИЧЕСКОГО РОБОТА

Кононенко Р.В., Скрипник Р.И.

Иркутский государственный технический университет
istu_politeh@istu.edu

В работе представлены результаты работы связанной с проектирование системы радиуправления для теледиагностического робота.

Теледиагностика трубопроводов как современный метод диагностики

Стабильная работа систем коммуникаций - обязательное условие для обеспечения надежной работы предприятий топливно-энергетического комплекса. И немаловажным условием здесь является хорошее состояние трубопроводов, в трубы попадают посторонние предметы, образуются отложения ила, появляются трещины и коррозии. Последнее время в нефтедобывающей промышленности нашли широкое применение трубы с внутренним защитным антикоррозионным покрытием и герметизирующими втулками для сварных соединений. В связи с особенностями монтажа и эксплуатации нефтепроводов возникают случаи повреждения покрытия и неправильная установка защитной герметизирующей втулки на этапе строительства и эксплуатации, что в свою очередь приводит к непосредственному контакту транспортируемой жидкости со стенками трубы, развитию точечной электрохимической коррозии и преждевременному выходу трубопровода из строя.

Обычно теледиагностика трубопроводов используется для выявления и быстрого устранения этих и многих других проблем. **Теледиагностикой называется дистанционный способ мониторинга**, позволяющий следить за состоянием трубопроводов любого диаметра и разновидности. На рисунке 1 представлена фотография полученная по результатам теледиагностики трубопровода.



Рис 1. Вид
трубопровода изнутри

Применение теледиагностической системы позволяет:

следить за состоянием внутренних стенок трубопровода и правильной установки защитных втулок;

выявлять наличие в трубах посторонних предметов и засоров. Если засоры все же есть, то можно использовать аппарат высокого давления для прочистки;

точно определять расположение трещин, образование коррозий и других повреждений;

выявлять незаконные врезки в трубопровод;

проводить поиск утерянных колодцев, проверять состояние канализаций и водостоков;

осуществлять проверку состояния трубопровода после завершения строительства, ремонта или чистки.

Принципы управления теледиагностическим оборудованием

При передвижении телеинспекционной тележки внутри трубы существует несколько методов управления и отслеживания положения тележки:

1) Управление по средством кабеля связи – к теледиагностическому роботу подводится информационно-управляющий кабель, по которому к роботу поступают управляющие сигналы и в некоторых случаях питание, если на борту робота нет автономных источников питания, а обратно по кабелю на пульт оператора поступает видеопоток с камер робота и телеметрическая информация о его положении в пространстве и пройденном расстоянии. Данный способ управления обладает рядом преимуществ и не недостатком.

Преимущества:

- 1) Высокая надежность тракта управления.
- 2) Возможность подвода энергии питания по кабелю управления.
- 3) В случаи поломки и застревания робота, робота можно извлечь при помощи кабеля (если конструктив кабеля позволяет использовать его как силовой элемент)
- 4) Высоко качество видеосигнала.

Недостатки:

- 1) Малая протяженность обследуемого трубопровода, до 500м.
- 2) Ограниченное число поворот, спусков и подъемов.
- 3) Дополнительная нагрузка на привод робота.
- 4) Вероятность оевание кабелем колес робота.

2) Автономно передвигающийся робот – на теледиагностический робот устанавливается оборудование необходимое для проведения теледиагностики, автономный источник питания, самопишущая видеокамера, подсветка и ряд датчиков (датчик наличия воды, концевой датчик, датчик положения, датчик метража) и робот в автономном режиме запускается в трубу, после прохождения трубопровода с самопишущего устройства снимается информация о состоянии трубы. Такой метод проведения теледиагностических

работ подходит только для трубопроводов состояние внутренней поверхности, которых заранее известно

Преимущества:

- 1) Большая протяженность обследуемого участка до 4 километров, в зависимости от емкости элементов питания.
- 2) Неограниченное количество поворотов, подъемов и спусков.

Недостатки:

- 1) Отсутствие обратной связи о состоянии и положении робота в трубе.
- 2) Большой риск потери оборудования в случае возникновения нештатной ситуации (наличие воды в трубе или других посторонних предметов).

3) Управление по радиоканалу – в системе управления теледиагностическим роботом устанавливается приемно-передающее устройство, которое позволяет по радиоканалу передавать информацию на пульт оператора видеосигнал и информацию о состоянии робота и получать команды управления с пульта оператора.

Преимущества:

- 1) Большая протяженность обследуемого участка до 4 километров, в зависимости от емкости элементов питания и мощности приемно-передающего устройства.
- 2) Неограниченное количество поворотов, подъемов и спусков.
- 3) Постоянный контроль в режиме реального времени за состояние робота и внутренней поверхности трубы.

Недостатки:

- 1) При больших протяженностях обследуемого участка, возможна потеря радиосигнала.

Система радиоуправления для теледиагностического робота.

При проектировании системы радиоуправления для теледиагностического робота были поставлены следующие требования предъявляемые к системе управления:

- 1) Возможность удаленного радиоуправления передвижение робота на дистанции до 400м
- 2) Удаленная регулировка осветительных приборов установленных на роботе
- 3) Получения обратной связи в виде видеоизображения с камер робота.

Для разделения сигналов управления и видеосигнала было принято решение использовать частотное разделение каналов, сигнал управления передается на частоте 2.4ГГц, видеосигнал на частоте 1.2ГГц. Для управления движения робота требуется несколько сигналов, для этой цели выбираем PPM-протокол с временным разделением каналов. Возможности передачи управляющих сигналов с использованием PPM-протокол позволяет передавать в одной посылке информацию не более чем о 6-ти каналах управления. Для управления роботом достаточно 4-х каналов.

Для приема-передачи сигнала радиуправления используется стандартный приемник (рис.2) «НК-Е6А» и передатчик (рис.3) «НК-ЕК6А»



Рис. 2. Передатчик НК-Е6А



Рис. 3. Приемник НК-ЕК6А

При программировании приемника и передатчика между ними генерируется адрес обращения, который позволяет исключить влияние других приемо-передающих устройств работающих на частоте 2.4ГГц.

Приемник имеет 6 выходов, длительность сигнала на каждом выходе изменяется от 700мкс до 2200мкс в зависимости от положения ручки на передатчике, интервал передачи всего пакета информации для каждого из выходов занимает 20мс.

Для обработки поступающих сигналов от приемника и выдачи управляющих сигналов на драйвер двигателя постоянного тока и драйвера подсветки используется 8-битный микроконтроллер ATmega 8. Расположении выводов контроллера представлено на рисунке 4.

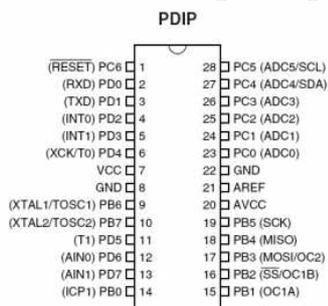


Рис. 4. Микроконтроллер ATmega 8

Управляющая программа для контроллера ATmega 8 написана на языке Си, для написания и отладки программы использовался программный продукт фирмы AtmelAVRStudio 6. Алгоритм работы программы следующий:

- 1) Инициализации микроконтроллера;
- 2) Запуск таймера-счетчика;
- 3) Разрешение прерываний по внешним импульсам;
- 4) Установка вектора прерывания по фронту сигнала;
- 5) Сохранение текущего значения таймера в буфер, расчет длительности входящего импульса как разница между текущим значением таймера-счетчика и предыдущим, установка вектора прерывания по событию «спад»;
- 6) Интерпретация полученных данных для записи в регистр сравнения ШИМ.

При потере сигнала поступающего с приемника, контроллер останавливает работа и ожидает возобновление приема сигнала, если в течении 30 секунд сигнал не обнаружен, контроллер выдается команду на включение заднего хода.

Библиографический список:

1. Гетманский М.Д., Ю.В. Житников, «Территория нефтегаз» [Электронный ресурс]// Организация системы контроля технического состояния промышленных трубопроводов с внутренним покрытием и защитой сварных соединений втулками различной конструкции: [сайт]. [2007]. URL: <http://neftegas.info/territoriya-neftegaz/1243-organizaciya-sistemy-kontrolya-tehnicheskogo-sostoyaniya-promyslovyh-truboprovodov-s-vnutrennim-pokrytiem-i-zaschitoy-svarnyh-soedineniy-vtulkami-razlichnoy-konstrukcii.html>
2. Кононенко Р .В., Майзель И.Г . Диагностика нефтепромысловых трубопроводов с внутренним защитным покрытием на основе эпоксидной смолы// Журнал «Вестник ИргТУ» 2012. вып. 12. С.50-52.
3. Волноводы. Критические размеры волноводов [Электронный ресурс] URL: http://edu.dvgups.ru/METDOC/ENF/OP_KV_EL/ELEK_POL_VOL/METHOD/POPOVA/WEBUMK/frame/1_7.htm
4. Российская ассоциация водоснабжения и водоотведения [Электронный ресурс] URL: <http://www.raww.ru/node/2408>
5. PPM или PCM? [Электронный ресурс] URL: http://www.rcdesign.ru/articles/radio/ppm_pcm
6. AVR 8-bit and 32-bit Microcontroller [Электронный ресурс] URL: <http://www.atmel.com/products/microcontrollers/avr/default.aspx>

ОСОБЕННОСТИ СИГНАЛОВ МИНИМАЛЬНОЙ ЧАСТОТНОЙ МАНИПУЛЯЦИИ БЕЗ РАЗРЫВА ФАЗЫ

Кудякова О.Н., Черепанова Л.В., Засенко В.Е.—научный руководитель

Иркутский государственный технический университет

reierem@istu.edu

Система цифровой радиосвязи является сложным объектом, в котором используются методы и устройства обработки, как цифровых, так и аналоговых сигналов. Под цифровым сигналом в нашей работе будем понимать последовательность двоичных цифр, каждая из которых определена на временном промежутке T_3 . Двоичные цифры (биты информации) следуют одна за другой в случайном порядке со скоростью $B = 1/T_3$ бит в секунду.

Для цифровой системы связи характерными являются многократные преобразования, проводимые на разных стадиях процесса передачи и приема сигнала. К ним можно отнести аналого-цифровое преобразование, подлежащее передаче аналогового сигнала, цифро-аналоговое преобразование принятого сигнала, преобразования, направленные на устранение естественной избыточности, и различного рода перемежения символов и кодирования для придания противопомеховой избыточности сигналу. Кроме того, в каналах цифровой радиосвязи необходимо осуществлять дополнительное преобразование цифрового сигнала в аналоговый на передающем конце, с целью согласования передаваемого сигнала с радиоканалом, и обратное преобразование принятого из радиоканала аналогового сигнала в цифровой, для осуществления дальнейшей цифровой обработки и восстановления переданного сообщения в приемнике.

Для передачи цифрового сообщения по радиоканалу оно должно быть преобразовано в радиосигнал, частота которого рассчитана на эффективное излучение передающей антенной в открытое пространство, и выбрана с условием уверенного достижения излученной радиоволной области расположения приемной антенны. Для передачи и приема используется аналоговый канал, следовательно, в цепочке цифровых устройств, производящих обработку сигналов цифровыми методами, в системе радиосвязи, на передающем и приемном концах канала связи, вклинивается сугубо аналоговая структура – канал. Для целей согласования цифровых блоков обработки информации с аналоговым каналом связи служит система блоков, которую в обобщенном виде можно представить модулятором и демодулятором.

В блоке модулятора осуществляется манипуляция несущей частоты цифро-

вым сигналом, поступающим от предыдущего блока, усиление манипулированной несущей до уровня, обеспечивающего необходимое качество радиосвязи. Модулятор, при поступлении на его вход бита информации, формирует высокочастотный сигнал, закладывая информацию о передаваемом бите в амплитуду, фазу или частоту несущей. При двоичной манипуляции передача осуществляется двумя сигналами, один из которых предназначен для отображения единичных, а другой нулевых бит передаваемой информации. Эти сигналы должны обладать свойством максимальной различимости для точного и однозначного распознавания передаваемых бит на приемном конце линии связи, при наличии в радиоканале помех и других искажающих факторов. Это различие должно быть обеспечено для сигналов, имеющих одинаковую форму, одинаковую энергию и одинаковую априорную вероятность появления единичных и нулевых бит информации.

Общая структура цифровой системы радиосвязи на рис.1.

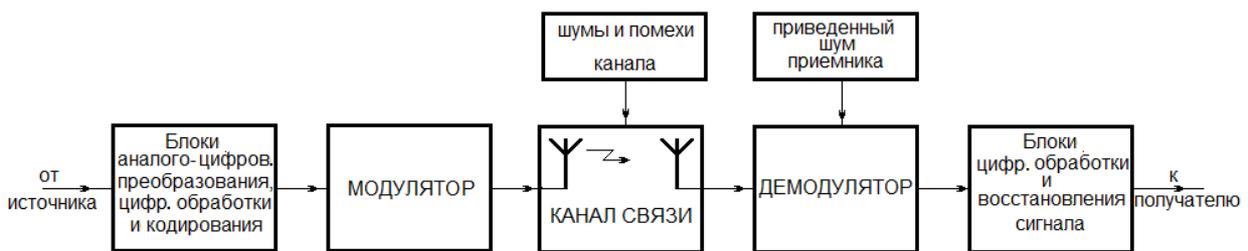


Рис.1. Система цифровой радиосвязи

Блок демодулятора включает в себя линейный тракт приемного устройства и собственно демодулятор.

Канал связи, в котором распространяется модулированная волна, представляет собой физическую среду - пространство разделяющее антенну передатчика и приемника. Характерной особенностью радиоканалов является наличие разнообразных помех естественного и искусственного происхождения, искажающих модулированный сигнал во время его распространения по каналу связи, что является причиной ошибок при приеме информации. Кроме ошибок, вносимых в структуру передаваемого сигнала, помехами, существующими в канале связи, имеется еще ряд причин, приводящих к искажению передаваемого сообщения. Среди этих причин можно назвать шумы квантования, возникающие при преобразовании аналоговых сигналов в цифровые, собственные шумы приемного устройства и ряд других. Вероятность ошибки при приеме сигнала зависит от свойства сигнала противостоять воздействию искажений и помех, вносимых каналом – его помехо-

устойчивости. Проблема исследования помехоустойчивости сигналов, используемых для цифровой радиосвязи, является актуальной.

Целью данной работы является рассмотрение особенностей структуры сигналов манипулированных в соответствии с принципами минимальной частотной манипуляции с непрерывной фазой, при их использовании в цифровых каналах радиосвязи.

Современные системы цифровой передачи часто используют минимальную частотную модуляцию с непрерывной фазой. В качестве примера можно привести, получившую широкое распространение во всем мире, систему сотовой связи стандарта GSM. Сигналы, полученные методом минимальной частотной манипуляции, обладают высокой спектральной эффективностью и высокой помехоустойчивостью.

В качестве демодулятора, при приеме сигналов с минимальной частотной манипуляцией, часто используется квадратурный фазовый детектор, работающий по принципу оптимального приемника, а в качестве опорной частоты фазового детектора используется несущая частота, которая в явном виде отсутствует в спектре принимаемого сигнала. Применение обычных частотных детекторов малоэффективно и не рационально.

Используемый принцип предусматривает непрерывность фазы колебания, это значит, что начальная фаза посылки, передаваемой на текущем тактовом интервале, зависит от начальной фазы посылки передаваемой на предыдущем тактовом интервале и начальных фаз всех других ранее переданных посылок. Другими словами, в сигнале, полученном в результате минимальной частотной манипуляции без разрыва фазы, существует межсимвольная связь. Наличие межсимвольной связи дает основание считать, что рассматриваемая модуляция обладает памятью [1]. Эта память создается искусственным образом и связано это с тем, что для поддержания непрерывности фазы при смене единичного бита нулевым (знак девиации частоты с положительного изменяется на отрицательный) или наоборот нулевого единичным (частота девиации изменяется с отрицательного значения на положительный), смена знака девиации частоты производится на той квадратурной компоненте, которая в нужный момент смены информационного бита принимает значение равное нулю. Обязательным условием осуществления минимальной частотной манипуляции с непрерывной фазой и индексом модуляции $m = 0,5$, является выполнение равенства периода частоты девиации четырехкратной длительности элементарного импульса, $T_d = 4T_s$. От значения индекса модуляции зависит скорость изменения фазы. При таком, соотношении длительности элемен-

тарного импульса и периода частоты девиации за время длительности импульса T_z , фаза несущего колебания изменяется на величину $\pm 90^\circ$.

Для передачи единичного бита информации используется положительный знак девиации частоты, чем достигается увеличение частоты относительно немодулированной несущей, положительная частота. Вектор сигнала поднесущей частоты, которая равна частоте девиации, вынуждают вращаться против часовой стрелки, что совпадает с направлением вращения вектора несущей частоты и увеличивает его угловую скорость вращения.

Нулевой бит информации передается более низкой, относительно немодулированной несущей, частотой, которая получается при отрицательном знаке частоты девиации – отрицательная частота. Принудительное изменение направления вращения вектора частоты девиации на противоположное, осуществляется путем воздействия на ее квадратурные компоненты модуляционными кодами, в результате чего вектор, отображающий частоту девиации приобретает вращение по часовой стрелке, что приводит к торможению вектора несущей частоты, уменьшению угловой скорости вращения.

Практическая реализация минимальной частотной манипуляции без разрыва фазы получается путем перемножения в каждом квадратурном канале последовательности прямоугольных импульсов длительностью кратной $T = T_d/2$, из которых составлены модуляционные кодовые последовательности, выраженные в биполярном коде БВН, на косинусную и синусную составляющие частоты девиации. Принцип формирования модуляционных кодовых последовательностей изложен в [2]. В результате перемножения получают манипулированные по фазе косинусная (синфазная) и синусная (квадратурная) составляющие поднесущей частоты, значение которой равно частоте девиации. Полученные квадратурные компоненты поднесущей частоты используются для балансной модуляции квадратурных составляющих несущей частоты, после суммирования которых получается колебание с минимальной частотной манипуляцией.

На рис.2 представлены временные диаграммы, иллюстрирующие описанный выше процесс формирования фазоманипулированной квадратурной составляющей частоты девиации. Подобным образом происходит манипуляция по фазе и в синфазном канале модулятора.

На рис.2 представлен процесс, происходящий в квадратурном канале, где показаны

- А) Цифровая последовательность, подлежащая передаче;
- В) Сформированный в коде БВН модуляционный код квадратурного канала;

- С) Квадратурная составляющая частоты девиации;
 D) Фазоманипулированная по фазе квадратурная составляющая частоты девиации, полученная в результате перемножения колебаний, показанных на осциллограммах B) и C).

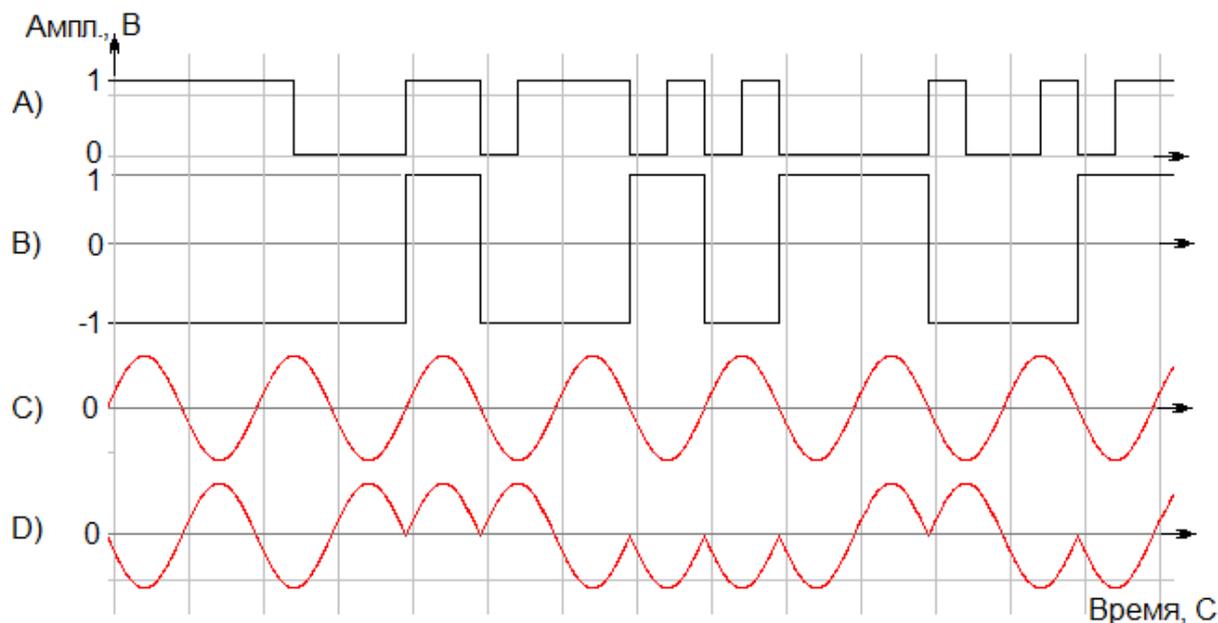


Рис.2

Классические виды манипуляции предполагают скачкообразное изменение манипулируемого параметра несущей частоты, происходящее в тактовых точках, под воздействием модулирующего процесса. Так при амплитудной манипуляции, АМн, в тактовой точке скачком изменяется амплитуда, оставаясь постоянной на протяжении всего тактового интервала, подобным образом осуществляется процесс фазовой, ФМн, и относительной фазовой или фазоразностной манипуляцией, ФРМн, фазовая манипуляция – скачкообразное изменение фазы в тактовой точке и сохранение постоянства фазы на протяжении тактового интервала. Такая же картина наблюдается и при частотной манипуляции, ЧМн, на каждом тактовом интервале используется постоянная частота, изменяющаяся на другую постоянную частоту в тактовых точках.

Принципиальное отличие минимальной частотной манипуляции с непрерывной фазой от классических видов манипуляции заключается в принципиально ином характере изменения манипулируемого параметра несущей частоты. При этом виде модуляции скачком изменяется знак слагаемого полной фазы сигнала, ответственного за фазовую модуляцию, (знак крутизны фазовой характери-

ки)или, в конечном итоге, знак девиации несущей частоты. Модулирующий сигнал воздействует на фазу несущего колебания, но это воздействие происходит не только в тактовой точке, но и на длительности всего тактового интервала. В тактовой точке скачком изменяется направление воздействия, в результате которого набег фазы к концу одного тактового интервала, для сигналов $m = 0,5$, составляет величину $\pm 90^0$. В тактовых точках колебания соседних посылок имеют одинаковые фазы – принцип непрерывности фазы, с каким значением фазы заканчивается колебание предыдущей посылки, с этого же значения фазы начинается следующая посылка, при передаче которой происходит изменение фазы на $\pm 90^0 \times n$, где n – количество поступающих подряд одноименных бит.

Из рассмотренного выше, можно сделать заключение, что при передаче цифровых сигналов, получаемых методом минимальной частотной модуляции с непрерывной фазой с индексом $m = 0,5$, передаваемый сигнал обладает рядом особенностей. Из этих особенностей следует отметить линейное изменение фазы на тактовом интервале, тесная межсимвольная связь, непрерывность фазы при смене передаваемых бит информации. Рассматриваемые сигналы, характеризуется свойствами как фазовой, так и частотной манипуляции одновременно.

Отмеченные особенности дают основание считать для оценки некоторых характеристик сигналов с минимальной частотной манипуляцией, таких как, например, помехоустойчивость сигнала, необходим другой подход, чем применяемый для оценки помехоустойчивости сигналов, манипулированных по амплитуде, фазе или частоте. Сигнал минимальной частотной манипуляцией обладает более высокой помехоустойчивостью по сравнению с фазовой манипуляцией, хотя бы потому, что он лишен такого недостатка, присущего фазовой манипуляции, как негативная работа.

Библиографический список

1. Прокис Джон. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь. 2000. – 800 с.: ил.
2. В.Е. Засенко, Л.В. Просвирякова, В.Е. Шевченко. Способ передачи цифровой информации сигналами с минимальной частотной манипуляцией. Патент РФ №2475936, Бюл. №5, 2013г.

ПРАКТИЧЕСКОЕ ПРИМЕНЕНИЕ PLC-ТЕХНОЛОГИИ В СИСТЕМАХ УЧЕТА ЭНЕРГОРЕСУРСОВ

Куренкин Д.П., Фискин Е.М.

Иркутский государственный технический университет
reirem@istu.edu

На сегодняшний день существует множество модемов с различными каналами передачи данных: GPRS, Zigbee, Wi-Fi, GSM, и каждый из них обладает своими преимуществами и недостатками. В условиях большой плотности застройки в черте города не редки случаи, когда многоэтажные дома находятся в глухом «колодце», где нет доступа к выше перечисленным каналам. В данной ситуации на этаже необходимо устанавливать ретрансляторы для нормальной работы вышеперечисленных модемов. Чтобы избежать дополнительных затрат, было решено исследовать PLC-технологии для создания модема передачи данных по бытовой электросети.

Технология PLC (PowerLine Communication) телекоммуникационная технология передачи данных по электрическим сетям, основанная на использовании силовых электросетей для информационного обмена. В данной технологии намного упрощен доступ между устройствами, т.к. в каждом доме присутствует электропровод и среда передачи между, необходимыми нам, устройствами очевидна. Сложность организации связи заключается, прежде всего, в том, что существующие электросети не предназначались для передачи информации и им свойственно быстрое затухание высокочастотного сигнала и высокий уровень шумов.

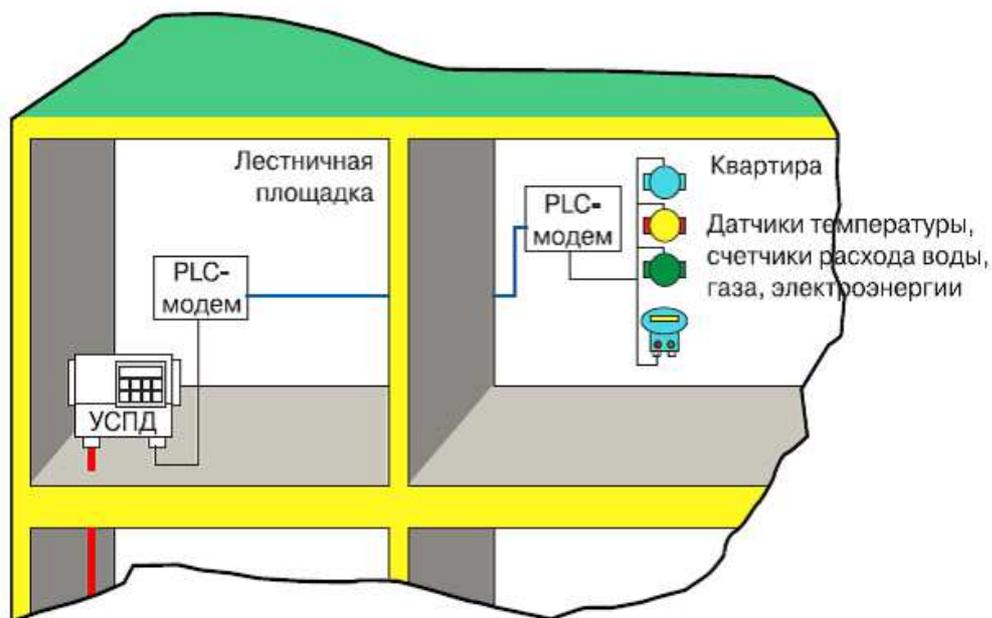


Рис. 1-схема расположения датчиков и PLC-модема

Чтобы обеспечить надежное функционирование системы, необходимо увеличить уровень сигнала так, чтобы в точке приема отношение сигнал/шум

составляло 2-3, что требует установки усилителей (репитеров), что увеличивает стоимость оборудования. Есть ограничение передачи до ближайшего трансформаторного устройства, так как он не пропускает высокочастотную составляющую. Рассмотрев данную технологию, руководством компании НТЦ «Кумир» было решено провести исследования в данной области, с целью создания, отладки и внедрения своего PLC-модема.

Для организации передачи данных была выбрана микросхема TDA5051AT фирмы NXP Semiconductors (Philips). Логической единице соответствует высокоимпедансное состояние выхода передатчика TXOUT (см. рис. 2), лог. 0 передается пакетом импульсов несущей частоты. Частота несущей лежит в пределах 95...148 кГц. Микросхема позволяет передавать данные со скоростью от 600 до 1200 бод. Схема включения ИС требует минимального количества дополнительных компонентов. Встроенный выходной усилитель обеспечивает работу на нагрузку с импедансом до 1 Ом (типовая – 30 Ом). ИС применяется в недорогих и низкоскоростных приложениях.

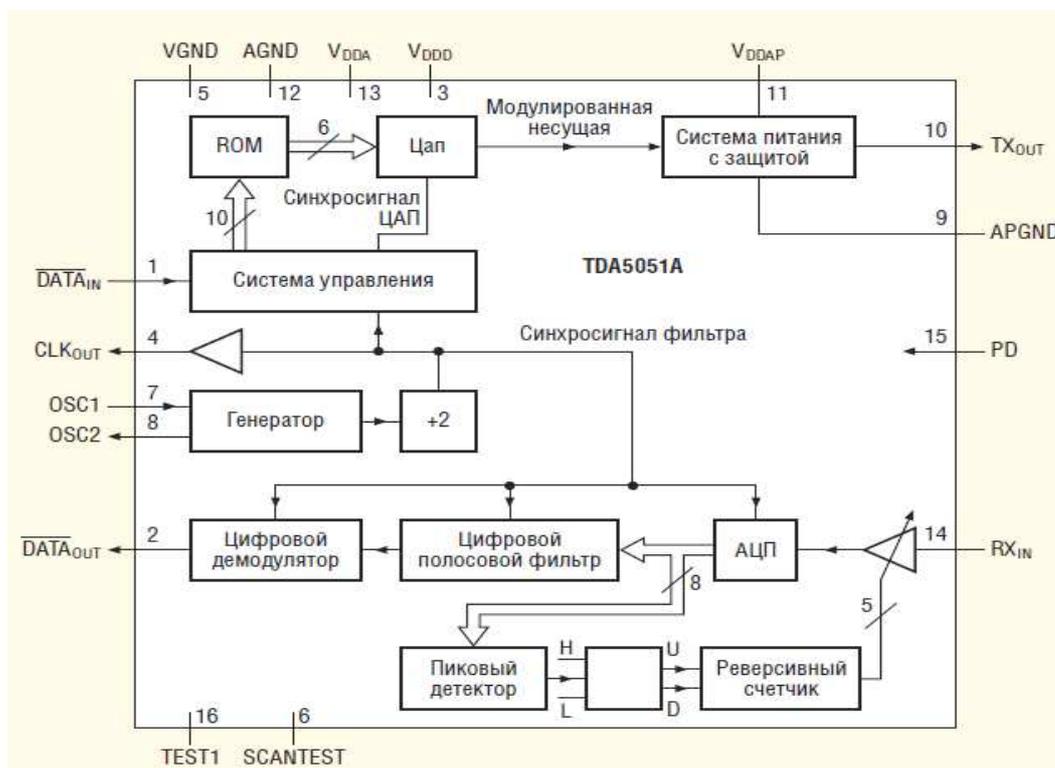


Рис.2 – Структурная схема приемо-передатчика TDA5051

Для организации приема-передачи данных был выбран микроконтроллер ATmega164, фирмы Atmel. Данный выбор обусловлен тем, что на борту МК есть два UART-порта, что позволяет организовать двустороннюю связь между компьютером и контролируемыми устройствами. Исходя из выбранной элементной базы, была составлена принципиальная электрическая схема модема и осуществлена разводка печатной платы. Спроектированное устройство представлено на рисунке 3(а - вид сверху, б - вид снизу).

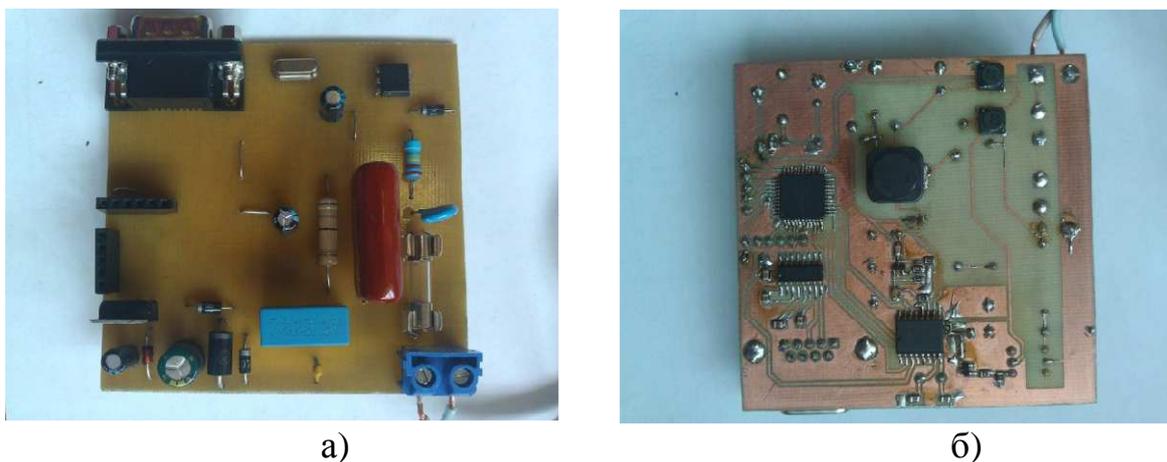


Рис.3 – Спроектированный модем

Перед непосредственными испытаниями данного модема была тщательно исследована документация к микросхеме TDA 5051 и её взаимодействие с бытовой сетью. В результате исследования выяснилось, что передача данных нежелательна при переходе переменного напряжения через пиковые значения напряжений, ввиду того, что в эти моменты происходит зарядка конденсаторов в импульсных приборах. В итоге передачу данных желательно проводить в промежутках между пиковым значением напряжения (Рис.4), что уменьшает скорость передачи данных. Примерно по данному принципу работает протокол X10.

X10 — это международный открытый индустриальный стандарт, применяемый для связи электронных устройств в системах домашней автоматизации. Стандарт X10 был разработан в 1975 году компанией PicoElectronics (Гленротс, Шотландия) для управления домашними электроприборами.

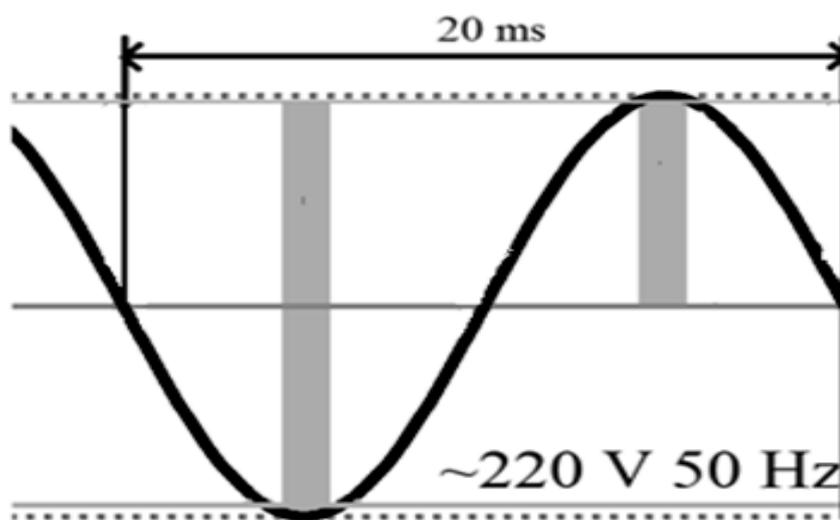


Рис.4 – Нежелательные интервалы передачи данных

Для связи моделей сети X10 используется обычная домашняя электрическая сеть. В сетях переменного тока 50 Гц, 1 бит представлен вспышкой 120 кГц длительностью 1 мс. Передача вспышек синхронизована с нулем силового напряжения. Окно приема данных - около 200 микросекунд. Материалы из статьи [1].

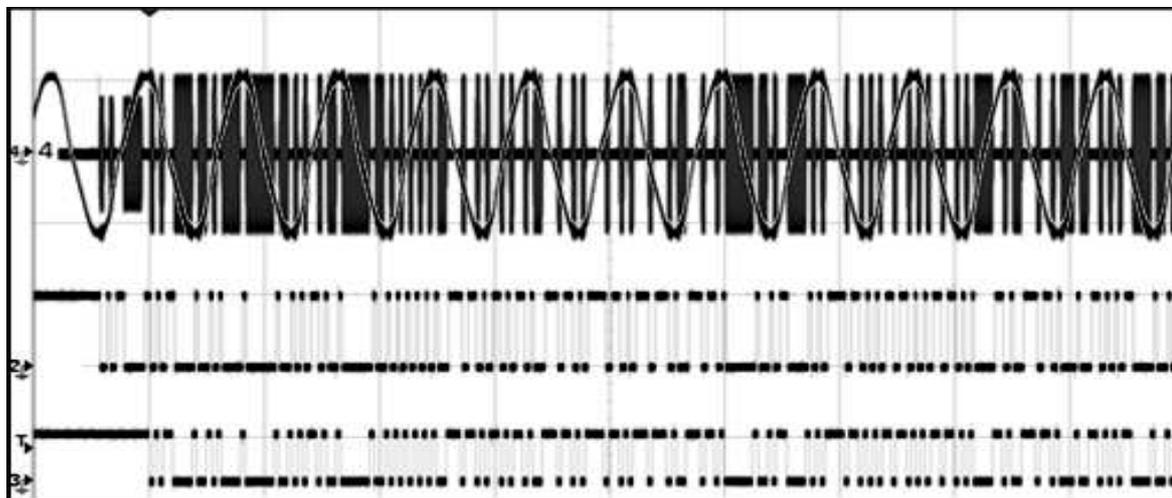


Рис. 5 – Осциллограмма приема-передачи модема

Из осциллограммы, представленной на рисунке 5 видно, что спроектированный модем работоспособен. На данный момент проходят исследования в области помехозащищенного кодирования, с целью уменьшения вероятности получения искаженных данных.

Библиографический список:

1. Белоусов Р.А., Бузиков И.А., Фискин Е.М., Фискин М.Е. Система контроля и управления инфраструктурой жилых и офисных сооружений // Современные проблемы радиоэлектроники и связи: Материалы VI межвузовской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых - Иркутск: ИрГТУ, 2007. -С. 67-73.
2. Куренкин Д.П., Сизых М.С., Фискин Е.М. Применение PLC-технологии в системах контроля и учета энергоресурсов // Повышение эффективности производства и использования энергии в условиях Сибири - Иркутск: ИрГТУ, 2013. -С. 333-337.
3. Нестеров А., Троицкий Ю., Ширяев А. Микросхемы узкополосных приёмопередатчиков PLC для промышленного и бытового применения. Современная электроника. Изд-во СТА-Пресс, №8,2008.
4. TDA 5051A Homeautomation modem.(www.semiconductors.philips.com)

УНИФИЦИРОВАННАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ ВЛАЖНОСТИ ГАЗОВ И ОРГАНИЧЕСКИХ ЖИДКОСТЕЙ

Мазур В.Г., Пудалов А.Д.

Ангарская государственная техническая академия
puddim@rambler.ru

Задача измерения различных физических величин (влажности, температуры, давления, концентрации) газов и жидкостей на производстве, в лаборатории и целом ряде областей научных исследований занимает важное место в современной аналитической измерительной технике и является одной из важнейших для обеспечения высокого научно-технического уровня готовой продукции. Современные высокотехнологичные производства в электро- и теплоэнергетике, нефтепереработке, нефтехимии и многих других нуждаются в высокоточных и быстродействующих измерительных приборах.

Как правило, современные разработки в области аналитического приборостроения идут по пути создания измерительных схем приборов в уникальном виде. Под уникальностью понимается, что измерительное устройство выполняет только лишь ту конкретную измерительную функцию, для которой оно создавалось. В связи с этим, каждый прибор содержит электронную схему, которая решает конкретную измерительную задачу. В случае разработки нового измерительного устройства, например, с другими метрологическими и техническими характеристиками электронная схема также разрабатывается заново, что приводит к удорожанию разработки и производства прибора.

К электронной схеме приборов относятся: блоки питания, вторичные преобразователи сигналов с датчиков, системы индикации, схемы обработки результатов измерений и т.д. Зачастую, даже если принципы измерений, положенные в основу различных измерительных устройств, одинаковы, электронная схема не зависимо от этого разрабатывается отдельно для каждого устройства.

Например, отечественные и зарубежные производители выпускают ряд аналитических приборов для измерения различных физических величин:

1. ОАО Ангарское ОКБА изготавливает гигрометры «Байкал 5Ц», «Байкал-2ВМ», «Баргузин-2М», «Байкал RG»; влагомеры «ВТМ-2» и «ВТМ-МК»; газоанализатор «АДГ-210» и др. [1, 2].
2. ИКО «Зеленоград-Информ-Прибор» предлагают газоанализаторы ОКА-92М, Хоббит - Т; термометры ТК-5.11, ТК-5.01П; пирометры С-110, С-700.1 и др. [3].
3. Компании Michell Instruments lab UK, ARTVIK, VAISALA выпускают приборы «Moisture Chek 2000», «Dewmet», «S4000 Integrale» и др. [4, 5].

Все перечисленные приборы имеют в своем составе уникальные электронные схемы, позволяющие производить обработку только тех сигналов, для измерения которых они и создавались.

Таким образом, важной задачей, которая на сегодняшний день подлежит решению, является унификация измерительных схем приборов, основанных как

на одном, так и на разных методах измерения, положенных в основу работы этих приборов (кулонометрические, твердоэлектродные, сорбционные, диэлектрические и др.).

Унифицированная измерительная схема должна осуществлять обработку сигналов, поступающих от первичных преобразователей, и представлять измерительную информацию в требуемом для потребителя виде, т.е. отображаться на экране прибора в единицах измеряемой величины. Схема должна быть программно управляемой и иметь возможность работы в составе АСУТП.

Поставленная задача успешно решается путем использования микропроцессорных систем на основе одноплатного компьютера [6]. В настоящее время такие компьютеры разработаны и выпускаются в достаточно большом ассортименте многими отечественными и зарубежными фирмами. Эти компьютеры имеют сравнительно небольшие размеры (90x96 мм) и сравнительно невысокую стоимость (1,5...5 тыс. руб.) и обладают большими возможностями для обработки сигналов датчиков:

- объем оперативной памяти свыше 256 Мб;
- поддержка стандартных интерфейсов RS232, RS485, USB 2.0, Ethernet LAN, WLAN;
- возможность подключения жестких дисков;
- высокое быстродействие процессора до 2 ГГц;
- широкий диапазон рабочих температур от -40°C до $+85^{\circ}\text{C}$;
- разъем для подключения панельной индикации;
- низкая потребляемая мощность;
- совместимость с персональными компьютерами, имеющими стандартное программное обеспечение.

Стоящая перед авторами статьи задача разработки унифицированной аналитической измерительной системы решена применительно к ее внедрению в разрабатываемых измерителях влажности газов и органических жидкостей, основанных на сорбционно-частотном методе (СЧМ) [7, 8].

Использование СЧМ позволяет работать измерительной системе только с одним видом измеряемого сигнала – частотным. Возникает вопрос об обработке высокочастотных аналоговых сигналов микропроцессорной системой. Данная проблема успешно решена следующим образом: на вход измерительной системы подается не непосредственно сигнал с частотой, пропорциональной измеряемой величине, а разностная частота между образцовой (заранее известной и с неизменяющимися параметрами) и частотой с датчика. Еще одним преимуществом подачи разностного сигнала является исключение влияния температуры окружающей среды на измеряемый сигнал, т.к. температура в одинаковой степени будет воздействовать на опорный генератор и сам чувствительный элемент.

При разработке унифицированной измерительной системы возникает вопрос об основных принципах ее функционирования, позволяющих говорить об унификации. В данном случае речь идет о решении задачи архитектурного устройства такой измерительной системы.

Одним из направлений решения поставленной задачи может быть использование в измерительном приборе нескольких каналов, по которым подаются нормированные сигналы с датчиков. С помощью блока управления задается тип подключаемого датчика, и вычислительная часть системы обрабатывает поступающую измерительную информацию в соответствии с заложенной программой. Наличие нескольких измерительных каналов необходимо в случае, если требуется произвести одновременно несколько измерений с разных датчиков.

Второй путь решения задачи архитектурного устройства представляется возможным при использовании так называемой расширяемой системы. Расширение достигается путем установки в измерительный прибор в специальные разъемы дополнительных плат, каждая из которых работает только со своим датчиком. Это позволит существенно снизить стоимость производства прибора и упростит комплектование устройства.

Разработанная унифицированная измерительная система, имеющая несколько каналов для обработки сигналов с датчиков, представлена на рисунке 1.

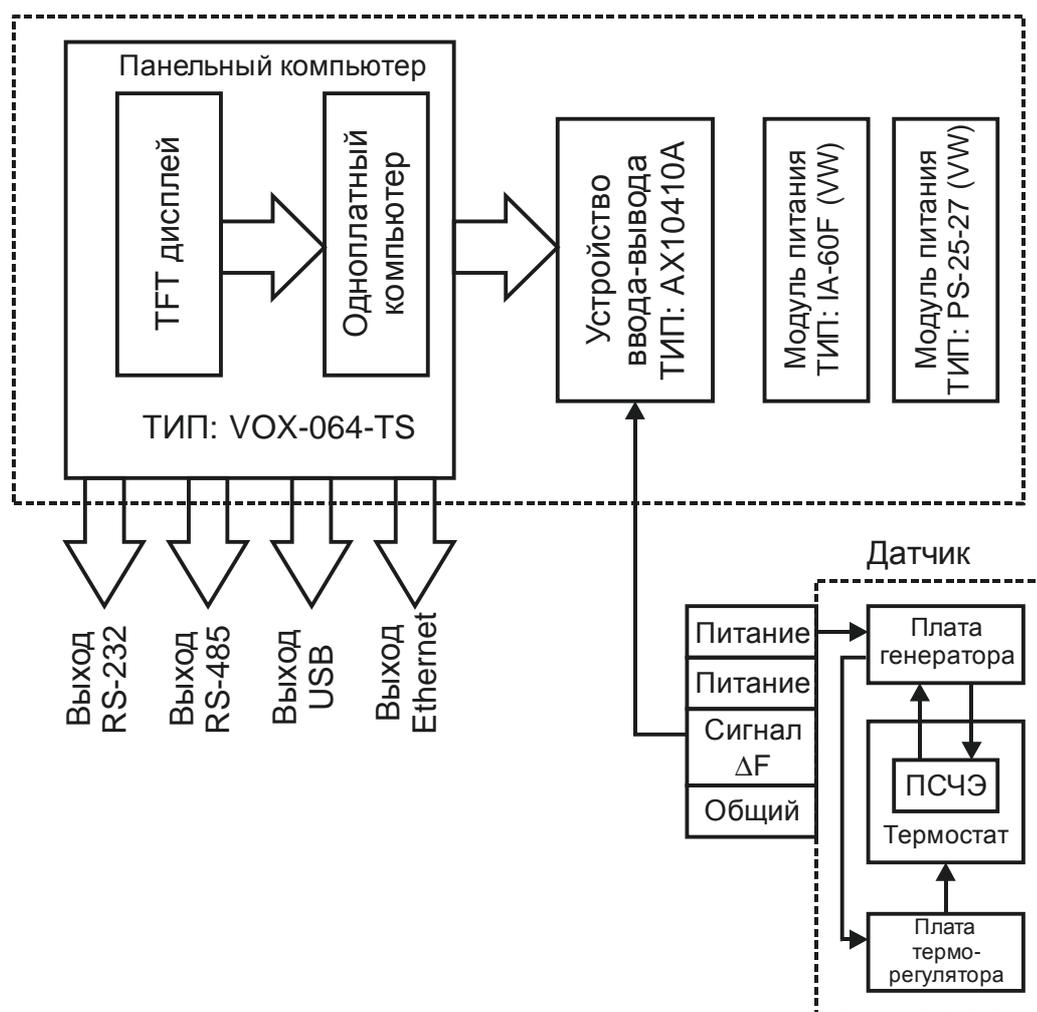


Рисунок 1. Структурная схема унифицированной измерительной системы

Основным элементом представленной схемы является панельный компьютер, на который возложены функции сбора информации с датчиков, осуществление различных вычислений, а также вывод результатов измерений на индикацию. Панельный компьютер также выполняет функции управления работой всего прибора (включение и выключение устройства, переключение каналов измерения, регулировка яркости индикации и т.п.). Через устройство ввода-вывода осуществляется передача измеряемых сигналов от датчиков в панельный компьютер, а также подача питающего напряжения на сами датчики. Модули питания необходимы для подачи требуемых токов и напряжений для всей схемы прибора.

Предлагаемая в данной статье унифицированная система позволяет обрабатывать не только частотные, но и любые другие сигналы датчиков. Единственное требование к таким сигналам – это их нормированные значения, то есть измерительные сигналы должны лежать в любом из следующих диапазонов: 0...5 мА; 0...20 мА; 4...20 мА; 0...10 мВ; 0,01...1000 кГц.

К основным достоинствам унифицированной системы можно отнести:

- простоту конструкции;
- расширение измерительных возможностей за счет установки дополнительных модулей;
- программное управление;
- массогабаритные показатели;
- универсальность в отношении возможности работы в лабораторных и промышленных условиях;
- степень автоматизации процесса измерений;
- возможность работы в составе АСУТП.

Библиографический список

1. ОАО Ангарское ОКБА. <http://www.okba.ru>. Режим доступа свободный.
2. ОАО Ангарское ОКБА. Гигрометр «Байкал-RG»: <http://www.baikal-rg.ru/>. Режим доступа свободный.
3. ИКО «Зеленоград-Информ-Прибор». <http://www.ruspribor.ru/index.html>. Режим доступа свободный.
4. Vaisala DM500 – Dewpoint Reference Standard without a Mirror. <http://www.vaisala.com>. Режим доступа свободный.
5. Артвик <http://www.artvik.ru>. Режим доступа свободный.
6. MicroMax Systems. <http://www.micromax.ru/index.shtml>. Режим доступа свободный.
7. Vitaly E. Ivashchenko, Vladimir G. Mazur, Michael A. Tomilin 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, 2010. Novosibirsk. pp. 45-47.
8. Малов В. В. Пьезорезонансные датчики. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: «Энергоатомиздат», 1989, – 272 с.: ил.

РАСШИРЕНИЕ ДИАПАЗОНА ИЗМЕРЕНИЙ ПЬЕЗОКВАРЦЕВЫХ ВЛАГОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Мазур В.Г., Пудалов А.Д.

Ангарская государственная техническая академия
systems-ntfs@mail.ru

Одно из основополагающих мест в современной аналитической измерительной технике занимает измерение влажности газов и жидкостей. Оно является одним из важнейших для обеспечения высокого научно-технического уровня готовой продукции.

Например, отличающаяся от необходимой влажность газов, использующихся при производстве пластмасс, приводит к браку готовой продукции. Влажность атмосферного воздуха является одной из наиболее существенных характеристик погоды и климата. Контроль влажности нефти необходим в процессах ее добычи, хранения, транспортировки и переработки. В топливах для реактивных двигателей содержание влаги не должно превышать тысячных долей процента во избежание опасностей, связанных с образованием льда в коммуникациях двигателя. Необходимость контроля влажности жидких топлив для ракет, содержащих сильные окислители, вызвана опасностью коррозии деталей, соприкасающихся с топливом. Аналогичные ограничения предельного допустимого содержания влаги действительны и для хладагентов современных холодильных установок.

Эти и другие, подобные им, задачи нуждаются в приборах и методах, позволяющих проводить измерения влажности жидкостей и газов очень низких концентраций, на уровне $1 \dots 10 \text{ млн}^{-1}$ и ниже. Современное аналитическое приборостроение может предложить потребителю достаточно узкий перечень приборов, способных измерять влагу в близких к данным концентрациях. Эти приборы основаны на различных методах и предлагают различные возможности, но в целом, существующее разнообразие технических средств измерения полностью не покрывает текущую необходимость в измерении влажности газов и жидкостей. Кроме того, в настоящее время в связи с бурным развитием и продвижением нанотехнологий особое значение в науке и технике стало придаваться вопросу измерения еще более низких концентраций влаги, на уровне 1 млрд^{-1} .

Современные приборы, предназначенные для измерения влажности газов и жидкостей, независимо от самих методов, положенных в основу таких измерений (кулонометрический, химический, сорбционно-емкостной и др.), позволяют осуществлять измерения либо в диапазоне микро-, либо в диапазоне макроконцентраций влаги [1]. Задача разработки широкодиапазонного измерителя влажности по-прежнему остается весьма актуальной.

Существует большое количество методов измерения влажности [2]. Одни из них пригодны как для газов, так и для жидкостей, другие применимы только для одного из двух. В силу присущих многим из этих методов ограничений

лишь некоторые нашли широкое практическое воплощение в средствах измерения. Часть из используемых в настоящее время методов практически не изменилась со времени своего открытия, некоторые появились не так давно.

Сорбционно-частотный метод (СЧМ) измерения влажности газов успешно применяется в различных приборах нескольких фирм производителей в различных странах. Суть его заключается в определении влажности вещества в соответствии с изменением частоты кварцевого пьезочувствительного элемента, на который нанесена влагопоглощающая пленка – сорбент [3, 4]. В зависимости от измеряемой влажности (микро- или макроконцентрации) применяются различные сорбенты. Процессы сорбции-десорбции приводят к изменению присоединенной массы и соответственно частоты колебаний пьезокварцевого чувствительного элемента.

К достоинствам СЧМ следует отнести:

- высокую чувствительность, обеспечивающую, в случае применения высокоэффективных сорбентов, измерение влажности газов на уровне $0,1 \text{ млн}^{-1}$;
- широкий диапазон измерений влажности различных по составу газовых сред, что достигается подбором соответствующих веществ, избирательно сорбирующих влагу из анализируемой среды. Метод принципиально пригоден для измерения объемной доли влаги в газах в диапазоне от $0,1$ до 10^6 млн^{-1} и относительной влажности от 0 до 100% ;
- возможность измерения влажности газов в широких диапазонах температур и давлений. Выпускаемые промышленностью кварцевые резонаторы, являющиеся основой для производства пьезо-сорбционных чувствительных элементов (ПСЧЭ), имеют интервал рабочих температур от минус 60 до плюс 125°C и сохраняют работоспособность, как в условиях глубокого вакуума, так и при избыточных давлениях газа до 40 МПа ;
- небольшое время переходных процессов. При нанесении сорбционных покрытий толщиной до 1 мкм , постоянная времени составляет доли секунды;
- устойчивость ПСЧЭ к перегрузкам по влажности;
- малые габариты ПСЧЭ;
- частотный выходной сигнал легко преобразуется в цифровую форму;
- возможность непрерывного автоматического измерения при относительно простой практической реализации;
- невысокая стоимость датчика.

Перечисленные достоинства СЧМ позволяют строить на его основе приборы для измерения влажности газов с высокой точностью. Существующие на данный момент приборы позволяют измерять микроконцентрации влаги в газах на уровне $0,5 \text{ млн}^{-1}$.

Расширение диапазона измерения влажности газов может быть достигнуто путем нанесения на пьезочувствительный элемент различных видов сорбентов, каждый из которых рассчитан на определенный диапазон концентраций влаги. Например, силикагель используется в диапазоне микроконцентраций. При увеличении влажности анализируемой среды за пределы диапазона порядка 1000 млн^{-1} происходит насыщение сорбента влагой и дальнейшего ее погло-

щения практически не будет. То есть разные сорбенты будут поглощать различное количество молекул воды из анализируемой среды в диапазонах либо микро-, либо макроконцентраций влажности. Таким образом, нанесенные на пьезочувствительный элемент влагопоглощающие вещества будут задействованы только в своих диапазонах концентраций влаги.

Основная проблема, которая возникает в данном случае – это способ нанесения различных видов сорбентов на кварцевый пьезоэлемент. Сорбенты могут быть нанесены либо в несколько слоев, либо независимо друг от друга на разные стороны пьезочувствительного элемента. В первом случае при изменении содержания воды в анализируемой среде сорбенты либо поглощают, либо отдают влагу поочередно один за другим; во втором – независимо друг от друга, каждый на своем рабочем участке концентрации влаги.

При многослойном способе нанесения различных сорбентов появляется ряд существенных недостатков, по сравнению со вторым способом, когда сорбенты наносятся на разные стороны пьезочувствительного элемента. Многослойное нанесение сорбентов заключается в непосредственном напылении на кварцевую пластину сначала сорбирующей пленки, предназначенной для области микроконцентраций (силикагель). Затем поверхность нанесенной пленки покрывается вторым сорбентом, предназначенным для области макроконцентраций (капроамид).

Первым недостатком такого способа напыления сорбентов является ухудшение динамических характеристик датчика при измерении в области микроконцентраций влаги. Это связано с тем, что при прохождении молекул воды через наружный слой сорбента, который не задействован в данном диапазоне измеряемой концентрации влаги, затрачивается дополнительное время. Второй недостаток заключается в том, что при многослойном способе нанесения сорбентов заметно понижается чувствительность пьезокварцевого элемента за счет частичного блокирования активных центров сорбента, задействованного для данного диапазона измерений влажности, другим, не задействованным сорбентом.

В случае нанесения сорбирующих пленок на разные стороны кварцевой пластины пьезочувствительный элемент лишен указанных недостатков.

Если нужно, чтобы чувствительный элемент (ЧЭ) имел высокую сорбционную способность в области микроконцентраций влажности (до 0,066), то в качестве сорбента выбирается силикагель. Чтобы ЧЭ имел высокую чувствительность в области макроконцентраций влажности (от 0,066 до 1), выбирается капрон.

Изотермы сорбции этих сорбентов в настоящее время изучены [5] и приведены на рисунке 1.

На рисунке 1 по оси абсцисс отложена относительная влажность, по оси ординат – отношение изменения массы присоединенных молекул воды к массе нанесенного сорбента.

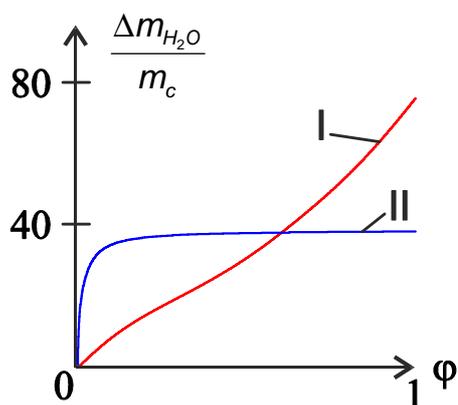


Рисунок 1 – Изотермы сорбции капрона (I) и силикагеля (II)

Известно следующее соотношение:

$$\frac{\Delta m_{H_2O}}{m_c} = \frac{\Delta F_{H_2O}}{\Delta F_c},$$

где ΔF_{H_2O} - изменение частоты ЧЭ от количества присоединенных молекул воды сорбентом;

ΔF_c - изменение частоты кварцевого резонатора (КР) от количества нанесенного сорбента.

Иными словами, зная изменение частоты ЧЭ при попадании в анализируемую среду, можно судить о количестве молекул воды, а значит и о влажности анализируемой среды.

Если поставлена задача измерения влажности во всём диапазоне, то наносятся два сорбента.

Рассмотрим случай, когда на поверхность электродов пьезорезонатора нанесены разные сорбенты. Соотношение наносимых сорбентов будет браться исходя из поставленной задачи.

Чувствительность сорбента оценивалась следующим образом:

$$A = \left(\frac{\Delta F_{H_2O}}{\Delta F_c} \right)_{n+1} - \left(\frac{\Delta F_{H_2O}}{\Delta F_c} \right)_n;$$

где $\left(\frac{\Delta F_{H_2O}}{\Delta F_c} \right)_n$ - n -ый член вектора изотермы сорбции для сорбента.

Чем больше координаты вектора, тем больше сорбционная способность сорбента или, другими словами, его чувствительность к парам воды. На рисунке 2 приведены зависимости чувствительности к парам воды капрона и силикагеля.

Из рисунка 2 видно, что чувствительность в области микроконцентраций у силикагеля выше, чем у капрона в 72,2 раза. При влажности свыше 0,066 чувствительность у капрона становится выше, а у силикагеля уменьшается. Например, при влажности 0,1 чувствительность капрона выше, чем у силикагеля в 1,9 раза, при влажности 0,2 выше в 5,3 раза, при влажности 0,5 выше в 38,3 раза.

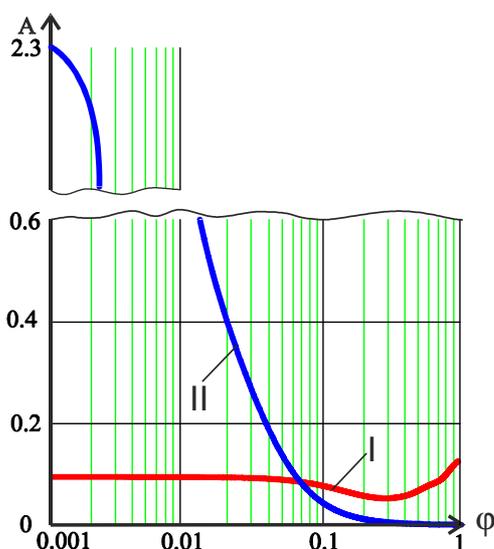


Рисунок 2—Чувствительность капрона (I) и силикагеля (II) к парам воды

Таким образом, зная чувствительность сорбентов на разных участках влажности, можно комбинировать их соотношения, достигая оптимальный результат по чувствительности в нужном диапазоне измерения влажности.

Представляет интерес и то, как будет меняться функция $\frac{\Delta F_{H_2O}}{\Delta F_c}$ от влажности при нанесении разных сорбентов при разном их процентном соотношении.

По формуле (1) были рассчитаны зависимости изменения $\frac{\Delta F_{H_2O}}{\Delta F_c}$ от влажности, которые приведены на рисунке 3.

$$y = \frac{\Delta F_{c_k} \cdot \frac{\Delta F_{H_2O_k}}{\Delta F_{c_k}} + \Delta F_{c_s} \cdot \frac{\Delta F_{H_2O_s}}{\Delta F_{c_s}}}{\Delta F_{c_k} + \Delta F_{c_s}} \quad (1)$$

где ΔF_{c_k} - изменение частоты кварцевого элемента при нанесении капрона;
 $\Delta F_{c_{s0}}$ - изменение частоты кварцевого элемента при нанесении силикагеля;

$\Delta F_{H_2O_k}$ - изменение частоты кварцевого элемента при присоединении воды к капрону;

$\Delta F_{H_2O_s}$ -изменение частоты кварцевого элемента при присоединении воды к силикагелю;

ΔF_{c_k} - изменение частоты кварцевого элемента при нанесении капрона;

ΔF_{c_s} - изменение частоты кварцевого элемента при нанесении силикагеля.

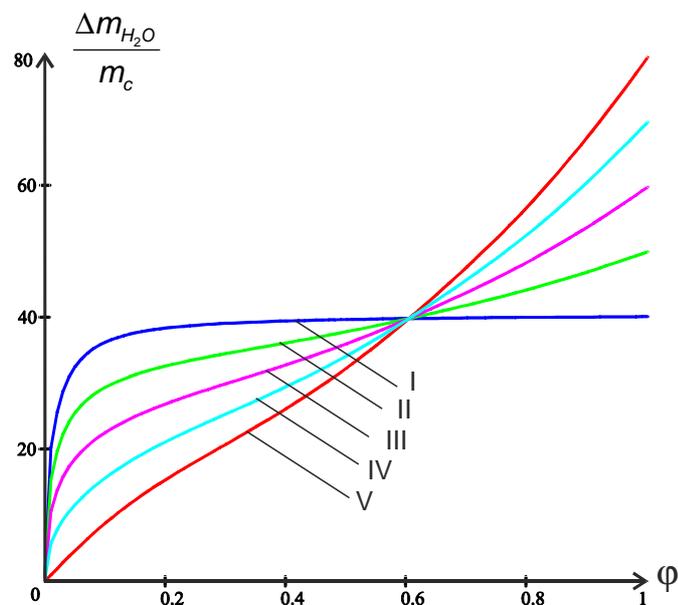


Рисунок 3 – Зависимость величины $\frac{\Delta m_{H_2O}}{m_c}$ от влажности при различном соотношении сорбентов

На рисунке 3 обозначены следующие изотермы сорбции:

I – 100% силикагеля;

II – 75% силикагеля, 25% капрона;

III – 50% силикагеля, 50% капрона;

IV – 25% силикагеля, 75% капрона;

V – 100% капрона.

Как видно из рисунка 3, найденные зависимости находятся между аналогичными зависимостями, построенными отдельно для чистого капрона и силикагеля.

На рисунке 4 приведены графики чувствительности для ЧЭ, где используются те же соотношения сорбентов, что и на рисунке 3.

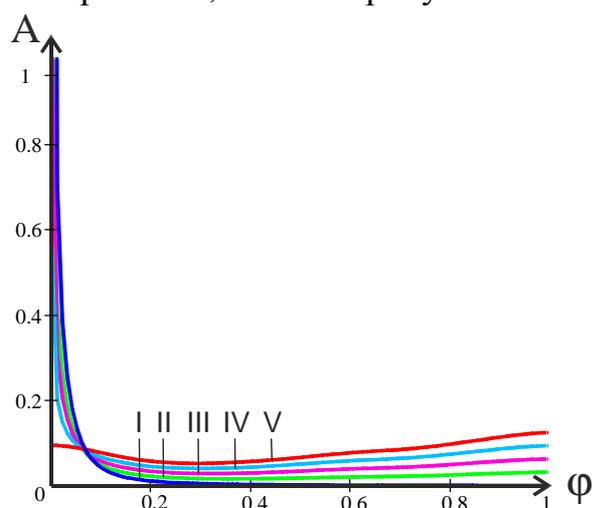


Рисунок 4 – Зависимости чувствительности ЧЭ от влажности при различном соотношении капрона и силикагеля

Предел максимальной чувствительности в области микроконцентраций ограничивается чувствительностью силикагеля, а в области макроконцентраций – капрона. Если взять в определенном процентном соотношении 2 сорбента, то сорбционная способность будет находиться между чувствительностью чистого капрона и силикагеля. В результате можно добиться нужной сорбционной способности на требуемом интервале влажности.

В результате проведенных исследований были получены следующие результаты:

1. изотермы сорбции капрона и силикагеля при влажности 0,64 пересекаются в одной точке. При этой влажности отношение изменения массы присоединенной воды к массе сорбента одинаково у капрона и силикагеля. Поэтому при получении изотерм сорбции для разного процентного соотношения сорбентов, получившиеся зависимости так же будут пересекаться в этой точке;
2. зависимости сорбционной способности капрона и силикагеля при влажности 0,066 пересекаются в одной точке. При этой влажности чувствительность капрона равна чувствительности силикагеля. Поэтому при получении сорбционной способности для разного процентного соотношения сорбентов, получившиеся зависимости так же будут пересекаться в этой точке;
3. все представленные выше расчеты, построенные графики и полученные соотношения справедливы для различных способов нанесения сорбентов.

Библиографический список

1. Берлинер М. А. Измерения влажности. Изд. 2–е. М.: Энергия, 1973. 400с.
2. Влажность. Измерение и регулирование в научных исследованиях и технике. Том 3 . Принципы и методы измерения влажности в органических жидкостях. Гидрометеорологическое издательство, 1967–1969.
3. Малов В. В. Пьезорезонансные датчики. Изд. 2–е. М.: Энергоатомиздат, 1989. 272 с.
4. Глюкман Л. И. Пьезоэлектрические кварцевые резонаторы. Изд. 3–е. М.: Радио и связь, 1981. 232 с.
5. Серпинова Е.Н. Промышленная адсорбция газов и паров: учебное пособие для студентов химико–технологических специальностей вузов. Изд. 2–е. М., 1969. 416 с. (Высшая школа)
6. V. E. Ivashchenko, V. G. Mazur, M. A. Tomilin 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, 2010. Novosibirsk. pp. 45-47.

СИСТЕМА ЦИФРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ

Марков А.С., Засенко В.Е. –научный руководитель

Иркутский государственный технический университет

mark_s90@inbox.ru

Одним из методов передачи цифровой информации по радиоканалу является минимальная частотная манипуляция несущей частоты без разрыва фазы с индексом манипуляции $m=0,5$, получившая название MSK. Преимуществами данной манипуляции в цифровых системах связи является:

- а) Высокая помехоустойчивость сигнала
- б) эффективное использование частотного диапазона.
- с) Постоянство огибающей сигнала.
- д) Отсутствие разрыва фазы между посылками.

При осуществлении минимальной частотной манипуляции единичный бит информации излучается на частоте f_1 , а нулевой бит на частоте f_2 .

$$f_1 = f_0 + \Delta f, \text{ а } f_2 = f_0 - \Delta f,$$

где f_0 несущая частота, $\Delta f = \frac{m}{2\tau}$ – девиация частоты, m – индекс манипуляции, τ – длительность элементарного импульса. Причем, несущая частота в спектре излучаемого сигнала отсутствует, а разнос частот $2\Delta f$ является минимальным, при котором излучаемые сигналы еще остаются ортогональными.

Индекс манипуляции определяет скорость изменения фазы. При $m=0.5$ набег фазы на один символ равен 90° .

В отличие от фазовой манипуляции, где вектор сигнала скачком переходит из одного положения к другому, в сигналах с минимальной частотной манипуляцией движение вектора плавное. Плавный поворот его на угол 90° , в ту или другую сторону, на длительности элементарного импульса, задают изменяющиеся амплитуды квадратурных компонент, образующих вектор. Вектор приобретает вращательное движение, если его квадратурные компоненты одновременно изменяются, по закону косинуса – синфазная и синуса – квадратурная компоненты. Если усилия, прикладываемые к изменению положения вектора приводят к вращению, совпадающему с вращением вектора несущей, частота увеличивается, а если не совпадают, частота уменьшается. Таким образом, для получения необходимого изменения частоты при передаче единичных и нулевых бит информации, необходимо в квадратурных каналах обработки передаваемого сигнала сформировать модуляционные коды, элементарные импульсы которых равны удвоенной длительности импульсов исходной последовательности, поступающей на передачу. Удвоенная длительность импульсов модуляционных кодов позволяет перейти от цифрового двоичного сигнала в каждом квадратурном канале, к манипулированным по фазе косинусоидальной и синусоидальной аналоговым функциям, с частотой равной частоте девиации – Δf . При передаче очередного символа информации, вектор начинает вращательное движение из положения, которое он занимал в конце предыдущего символа, поэтому, при минимальной частотной манипуляции, фаза на стыках отдель-

ных информационных бит не прерывается, что придает этому виду манипуляции особые свойства.

Практическая реализация минимальной частотной манипуляции без разрыва фазы получается путем перемножения в каждом квадратурном канале последовательности прямоугольных импульсов из которых составлены модулирующие кодовые последовательности, выраженные в биполярном коде БВН, на косинусную и синусную составляющие частоты девиации. В результате перемножения получают манипулированные по фазе косинусная (синфазная) и синусная (квадратурная) составляющие поднесущей частоты, значение которой равно частоте девиации. Полученные квадратурные компоненты поднесущей частоты используются для балансной модуляции квадратурных составляющих несущей частоты, после суммирования которых получается колебание с минимальной частотной манипуляцией [1].

Для осуществления процесса перекодировки входной последовательности данных в квадратурные компоненты модуляционных кодов блок анализа входного потока данных, представленный на рис. 2, реализуется в виде четырех самостоятельных блоков:

1. Блок выделения четных и нечетных единичных импульсов.
2. Блок выделения нулевых бит информации, следующих после не четных единичных бит.
3. Блок разделения входной последовательности на четные и нечетные биты.
4. Блок формирования модуляционных кодов квадратурных каналов.

Целью данной работы является реализация алгоритма получения квадратурных составляющих модуляционных кодов программным путем с помощью микроконтроллера.

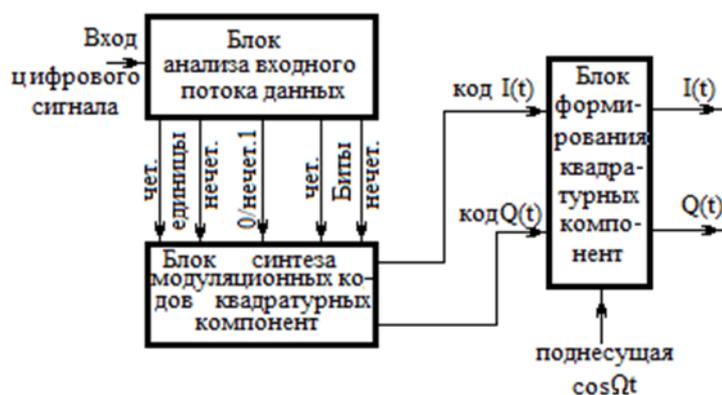


Рис.1 – Структурная схема блоков формирования модуляционных кодов

Алгоритм синтеза модуляционных кодов, реализованный с помощью программных средств в составе AVR микроконтроллера формирует модуляционные коды синфазного и квадратурного каналов в виде униполярных двоичных последовательностей. Коды программ обработки входной последовательности приведены на рис.2 и 3.

```

1 // ----- Объявляем переменные ----- //
2 bit b, b1, b2;
3 bit Q0;
4 bit Q01, Q01_0, Q01_1, Q01_2;
5 bit a, a0, a1, a2;
6 bit D;
7 bit T, T1;
8 bit p1, p2, p3, p4, p5, p6, It, Qt;
9 unsigned long int nomer = 0;
10 // ----- //
11 void main(){
12 // ----- Определяем порты ввода - вывода ----- //
13 DDRB.0 = 1; // устанавливаем, что порты B0 будут выходам
14 DDRB.1 = 1; // устанавливаем, что порты B1 будут выходам
15 DDRB.2 = 0; // устанавливаем, что порты D0 будут входам
16 PORTB.2 = 1; // подключаем подтягивающий резистор на порт B2
17 // ----- //
18 while(1){
19 // - Приёмник сигнала по порт B2 с функцией памяти 2х предыдущих - //
20     a2 = a1; // 2 такта назад
21     a1 = a0; // 1 такта назад
22     a = PINB.2; // получаем сигнал
23     a0 = a;
24 // ----- //
25 // Генератор импульсов с памятью 2х предыдущих //
26     b2 = b1; // состояние 2 такта назад
27     b1 = b; // состояние 1 такт назад
28     b++; // генератор
29 // ----- //
30 // Блок выделения четных и нечетных единичных импульсов (как черный ящик) //
31     Q01_2 = Q01_1; // 2 такта назад
32     Q01_1 = Q01_0; //
33     if(a){ // считаем положительные уровни
34         nomer++;
35     }
36     if(nomer == 4294967295){
37         nomer = 1;
38     }
39     if((nomer % 2) != 0){
40         Q0 = 1; // нечетное
41         Q01 = 0; // четные
42     }else{
43         Q0 = 0; // нечетное
44         Q01 = 1; // четные
45     }
46     if(a == 0){ // Если нет 1 то при любом раскладе 0
47         Q0 = 0;
48         Q01 = 0;
49     }
50     Q01_0 = Q01; // нечётные единицы
51 // ----- //

```

Рис.2 Листинг первой части кода программы на языке C++ для AVRмикроконтроллера.

```

52 // -- Блок выделения нулевых бит информации, следующих после нечетных единичных бит. -- //
53     if(Q01_1 == 1){ //если после нечётной единица
54         if(a == 0){ // если в inf 0 то
55             D = 1; // выделяем 1
56         }
57     }
58     if(a == 1){
59         D = 0; // 0 после нечётной единицы до следующей 1 в данных
60     }
61 // -----//
62 // ----- Блок разделения входной последовательности на четные и нечетные биты. ----- //
63     T = b;
64     T1 = !T;
65 // -----//
66 // ----- Блок формирования модуляционных кодов квадратурных каналов. ----- //
67     p5 = D^Q0; // 1
68     p6 = D^Q01; // 2
69     p1 = p5&T; // 3
70     p2 = p6&T1; // 4
71     p3 = p5&T1; // 5
72     p4 = p6&T; // 6
73     Qt = p1^p2; // 7`
74     It = p3^p4; // 8`
75     It = !It; // 7 I(t)
76     Qt = !Qt; // 8 Q(t)
77 // -----//
78     PORTB.0 = It; // канал I(t)
79     PORTB.1 = Qt; // канал Q(t)
80 };
81 }

```

Рис. 3 Листинг второй части кода программы на языке C++ для AVRмикроконтроллера

После преобразования двоичного кода, получаемого на выходе микропроцессора, в каждом квадратурном канале в двухполярный код БВН, производится перемножение модуляционных кодов и квадратурных компонент гармонического колебания частоты девиации. Полученные колебания подаются на блок переноса информации на несущую частоту.

Применение программируемых микроконтроллеров (ПМ) в составе цифровых радио передатчиков позволяет полностью или частично избежать применение микросхем с жесткой логикой, что уменьшает потребление электропитания, значительно уменьшает габариты передатчиков а также вносит ряд дополнительных возможностей таких как использование ПМ в качестве управляющего элемента синтезатором частоты, реализации визуального отображения состояний благодаря подключения LSD дисплея.

Библиографический список

1. Засенко В.Е., Просвирякова Л.В. Способ передачи двоичной информации сложными сигналами с внутриимпульсной минимальной частотной манипуляцией. Патент РФ № 2358404.

ВЗАИМОВЛИЯНИЕ СЕТЕЙ ГОРОДСКОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ

Никуличев Н.И.^а, Труфанов А.И.^а, Тихомиров А.А.^б

^а Иркутский Государственный Технический Университет

^б Международная академия информатизации
z.knizhka@mail.ru

Введение. Города являются сложной динамической системой. В этой системе переплетается множество структур: социальные, экономические, транспортные, электрические, торговые сети, системы связи, водоотведения, водоснабжения, теплоснабжения, газоснабжения и прочие [1]. В то же время урбанизация ведет к развитию инфраструктуры и её усложнению, повышению степени серьезности последствий ошибок, сбоев и атак. Множество компонентов инфраструктуры являются взаимозависимыми. В результате сбоя в одной из систем может произойти каскадный эффект во взаимозависимых сетях. Особенно интересны случаи, когда незначительные сбои приводят к серьезным последствиям. Очевидно, что лучшее понимание взаимодействия между сетями мегаполиса позволит избежать фатальных ошибок, а также будет способствовать более эффективному реагированию на повреждения, и их предупреждения.

Примеры. Наиболее яркими примерами взаимозависимости сетей инфраструктуры города являются аварии в инженерно-технических сетях, обеспечивающих нормальную жизнедеятельность населения, коммунально-бытовых и промышленных предприятий. Выход из строя которых, имеет весьма серьезные последствия. Такие системы относятся к разряду критических, и необходимы для физического и экономического выживания современного общества [2].

Сложность взаимосвязи элементов критической инфраструктуры и важность их понимания отражает инцидент, произошедший 18 июля 2001 года, когда поезд из 60 цистерн, перевозивший опасные химические вещества, сошел с рельсов в тоннеле на Howard Street в г. Балтимор, США. Помимо нарушения железнодорожного и автомобильного сообщения, произошло каскадное разрушение инфраструктуры. Так, в результате инцидента были повреждены: труба магистрального водопровода диаметром 20 дюймов, произошло затопление тоннеля на глубину до трех футов, в результате чего вышла из строя система электrorаспределения делового района г. Балтимор; оптоволоконный кабель, что привело к нарушению работы телефонных станций, информационных и почтовых служб, включая телекоммуникационные компании WorldCom Inc., Verizon Communications Inc., the Hearst Corp. In New York City, Nexlel Communications Inc., и редакции газеты the Baltimore Sun. Кроме того, разрушение железнодорожного сообщения имело последствия и для штатов Нью-Джерси, Пенсильвания, Дэлавер, Нью-Йорк и Мэриленд в виде задержек доставки угля и стали [3].

Как правило, ущерб, наносимый при выведении из строя критической инфраструктуры, настолько значительный, что затрагивает вопросы национальной безопасности.

Например, в 2005 году 25 мая в Москве имела место авария в энергосистеме, в результате которой на несколько часов была отключена подача электроэнергии в несколько районов Москвы, Подмосковья, а также Тульской, Калужской и Рязанской областей. Причиной стало возгорание одного из трансформаторов, вследствие чего каскадное повреждение и отключение энергетической сети. Несколько десятков тысяч человек оказались заблокированы в остановившихся поездах московского метро и лифтах, было нарушено железнодорожное сообщение. Парализована работа многих коммерческих и государственных структур: органов власти и управления, здравоохранения, коммунальных служб, промышленных предприятий, транспорта, банков, биржи, систем связи.

Аварии в энергосистемах часто называют словом «блэкаут» (*англ. blackout*), в среде специалистов также используется термин системная авария. В медицине блэкаут - это внезапная потеря сознания, происходящая в результате кислородного голодания у ныряльщиков. И это сравнение не случайно, город в буквальном смысле теряет сознание. Городские власти не в силах управлять ситуацией. В тоже время при стремительном развитии мегаполисов, а следовательно и инфраструктуры, всё большее значение приобретают информационные и телекоммуникационные технологий, средства автоматизации в управлении комплексом систем жизнеобеспечения [4]. Постоянно растущий объем информации, и возможности электронных средств в ее обработке делают информационные системы повсеместными. Развитие информационных технологий и глобализация Интернета привели к тому, что элементы критической инфраструктуры становятся объектом преступной деятельности; появляется больше «мишеней» для противоправных посягательств; преступные и террористические группы получили возможность использования глобальной сети в своих преступных намерениях.

Таким образом, при исследованиях критических инфраструктур на первый план выдвигается проблема взаимосвязи и взаимовлияние между объектами городской системы. Именно такие системы, для математического описания которых необходимо знать их структуру, и изучает достаточно новая теория комплексных сетей [5] .

Комплексные сети как метод исследования взаимозависимостей элементов критической инфраструктуры. В рамках теории комплексных сетей сложные системы, рассматриваются как сетевые структуры, их топологические свойства рассматриваются отвлеченно от их физической природы, но существенно определяют функционирование сети. Узлы в таких сетях представляют собой элементы этих сложных систем, а связи между узлами – взаимодействия между элементами (Рис.1) [6].

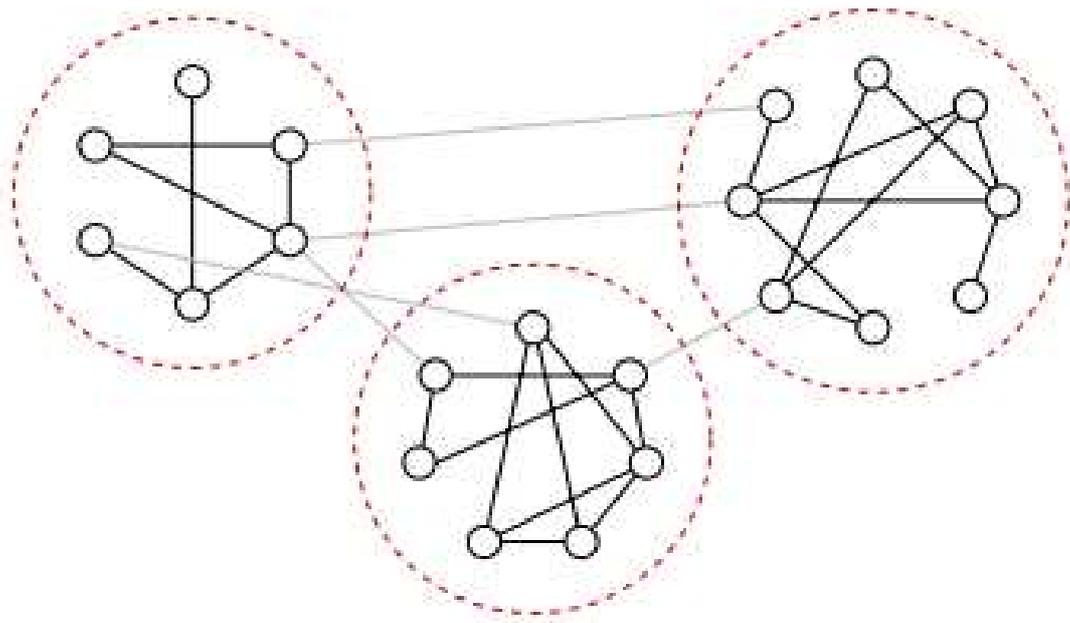


Рисунок 1. – Взаимодействие между элементами инфраструктуры.

Для определения параметров таких сетей и вычисления характерных метрик необходимо математически описать сетевую модель. Для чего строится матрица смежности для каждого элемента сети (элемента инфраструктуры), затем - матрица связности этих элементов. Построение матрицы связности необходимо для выполнения поиска цепочек взаимозависимостей различной природы между элементами (сетями) инфраструктуры [7].

После чего ведется поиск наиболее уязвимых узлов, воздействие на которые может оказать значительный эффект на всю инфраструктуру. В общем случае можно судить о уязвимости и устойчивости сети к атакам посредством набора метрик, которые имеют статистический характер, такие метрики как d - диаметр сети, c_b - центрального доминирующая узла, f_c - критическое значение в отношении связности сети (дефрагментации), λ_2 - алгебраическая связность является мерой прочности и связности сети, r_m - ранг сети и прочие [8].

Подобный подход позволяет провести комплексный анализ критической инфраструктуры с целью выявления наиболее важных ее элементов, возможных уязвимостей а также рисков вывода целых секторов из строя.

Выводы. Описание инфраструктуры с помощью комплексных сетей позволяет сделать глубокую оценку городского хозяйства как комплекса взаимосвязанных систем, найти уязвимости и осуществить прогноз последствий атакующих действий. Кроме того, такой подход дает возможность выявить наиболее важные «узлы» в сети и предложить общую характеристику устойчивости сложной городской системы к различным угрозам, будь то стихийные бедствия, терроризм, техногенные аварии или диверсии.

Библиографический список

1. O. Moselhi, A. Hammad, S. Alkass, C. Assi, M. Debbabi and M. Haider , Vulnerability Assessment of Civil Infrastructure Systems: A Network Approach, CSCE Specialty Conference on Infrastructure Technologies, Management and Policy, vol. 175, 2005, - P. 1-8.
2. J. Johansson, Risk and Vulnerability Analysis of Interdependent Technical Infrastructures, 2010, - 189 p.
3. L. M. Branscomb, M. Fagan, P. Auerswald, R.N. Ellis, R.Barcham. Harvard Kennedy School, Rail Transportation of Toxic Inhalation Hazards, 2010. - 75 p.
4. Р.А. Белоусов, И.А. Бузинов, Е.М Фискин, М.Е. Фискин .Системы контроля и управления инфраструктурой жилых и офисных сооружений. Современные проблемы радиоэлектроники и связи. Материалы VI межвузовской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. Иркутск. 2007. С. 67- 73.
5. A.-L. Barabási. Linked: How Everything is Connected to Everything Else, 2004, - 304 p.
6. S. Boccaletti, V. Latora, Y. Moren, M. Chavezf, D.-U. Hwang, Complex networks: Structure and dynamics, Physics Reports vol.424, 2006. – P. 175 – 308.
7. А.Е. Кондратьев. Современные тенденции в исследовании критической инфраструктуры в зарубежных странах . Зарубежное военное обозрение . 2012 №1, 2012. - с.19-30.
8. A. Pandit, J. C. Crittenden . Index of network resilience (INR) for urban water distribution systems. Critical Infrastructure Symposium, Session 1A: Infrastructure Network Analysis, April 23, 2012. -12 p.

ДОБРОТНОСТИ И АППРОКСИМАЦИЯ КРИВОЙ ДОБРОТНОСТИ С ОТКРЫТЫМ РЕЗОНАТОРОМ

Нонг Куок Куанг

Иркутский государственный технический университет

nquocquang5@gmail.com

1. Определение добротности резонанса:

Нагруженная добротность - это отношение накопленной в резонаторе энергии к энергии рассеянной в резонаторе и нагрузке за 1 период времени. В случае ненагруженной добротности, по определению:

$$Q_0 = 2\pi \frac{\text{Энергия, накопленная в резонаторе}}{\text{Энергия, рассеиваемая в резонаторе за период}} \quad (1)$$

При этом все параметры рассчитываемы на резонансной частоте. Пусть резонатор питается от источника постоянного тока. Определим f_1 и f_2 ($f_1 < f_2$) как частоты, на которых мощность, рассеиваемая в резонаторе, равна половине мощности, рассеиваемой на резонансной частоте. Тогда Q_0 определяется как отношение резонансной частоты f_0 к ширине полосы пропускания Δf_0 :

$$Q_0 = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{f_0}{\Delta f_0} \quad (2)$$

Нагруженная добротность Q_H обычно определяется следующим образом

$$Q_H = 2\pi \frac{\text{Энергия, накопленная в резонаторе}}{\text{Энергия, рассеиваемая в резонаторе и во внешней цепи за период}} \quad (3)$$

Кроме этого, величина Q_H может быть определена через f_0 и ширину полосы пропускания Δf_H :

$$Q_H = \frac{f_0}{\Delta f_H} \quad (4)$$

2. Добротность пустого резонатора определяется с помощью анализатора Р2М-18 компании МИКРАН- г. Томск.

Для определения добротности каждого резонанса, в программу вводим необходимые формулы для нахождения добротности нагруженной. Один из некоторых вариантов имеет вид:

$$Q_n = \frac{a+b}{2(a-b)} \quad (5)$$

где a, b - левая и правая резонансные частоты на уровне половинной мощности от минимума, в этом случае $(a+b)/2$ считается средней частотой резонанса с границами a и b , а не частотой минимального значения коэффициента передачи.

Собственная добротность резонанса найдена через нагруженную добротность и коэффициент связи:

$$Q_S = Q_n (1 + \beta) \quad (6)$$

где $\beta = \frac{1 - 10^{-\Delta A/20}}{1 + 10^{-\Delta A/20}}$, ΔA - глубина «провала».

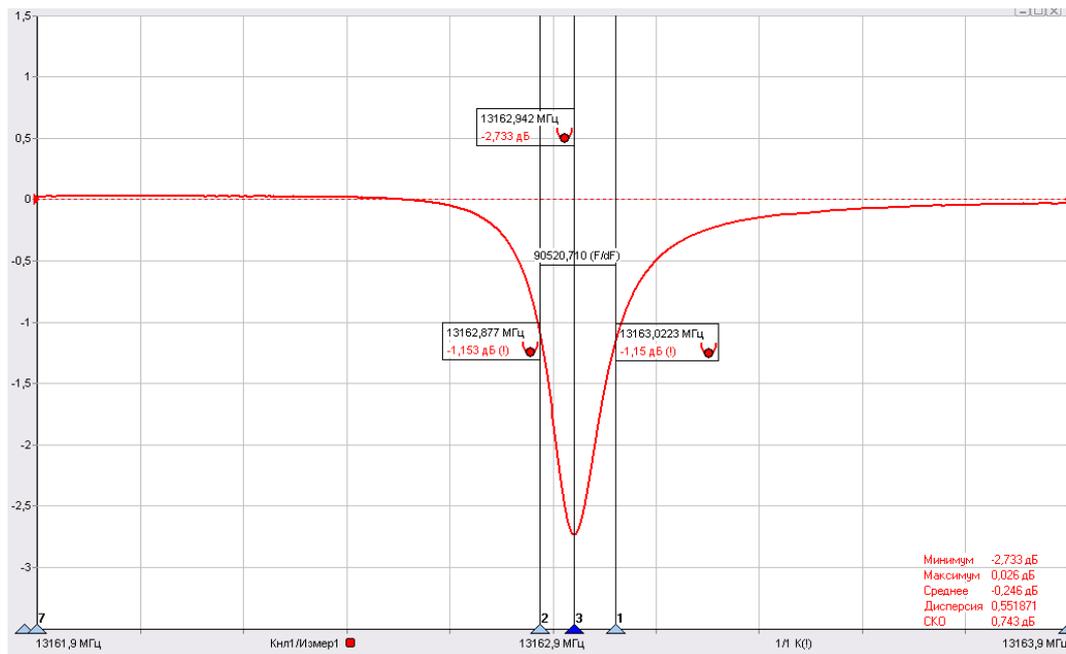


Рисунок 1: Резонанс с определением добротности через программируемые маркеры анализатора P2M18 компании МИКРАН

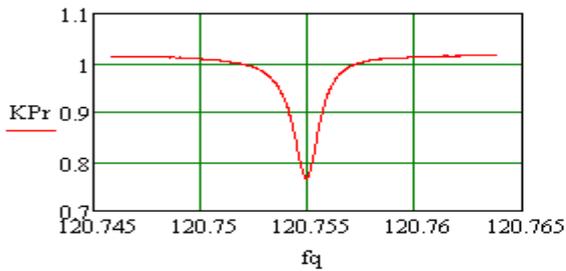
3. Аппроксимация резонансной кривой открытого резонатора с просачиванием мощности

а. Обработка данных для процесса аппроксимации:

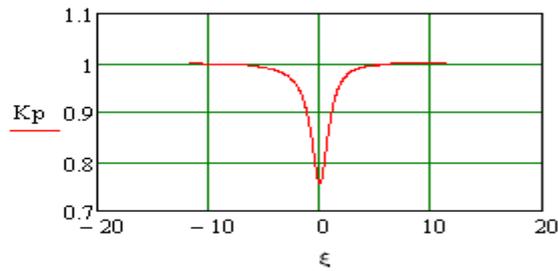
Экспериментальные данные из программы P2M18 получается в виде массива частотной зависимости коэффициента передачи. Даются примерно несколько параметров резонансной кривой:

Параметры резонансной кривой

- $n = 1.001 \times 10^3$ -число точек по частоте (размер массива)
- $K_{p0} = 0.7555$ -нормированный коэффициент передачи (КП) по мощности в минимуме
- $f_{q0} = 120.755$ -частота минимума (ГГц)
- $K_{p05} = 0.885$ -КП на границе полосы пропускания слева
- $Q_e = 78007$ -оценка нагруженной добротности без корректировки
- $K_{p00} = 1.014$ -среднее значение КП на границах массива



Экспериментальная резонансная кривая



Нормированная резонансная кривая

Рисунок 2: экспериментальная и нормированная резонансные кривые после обработки данных.

б. Применяемая функция регрессии.

Функция регрессии имеет вид

$$GEN = \text{genfit}(vx, vy, vg, F) \quad (7)$$

vx и vy соответствуют параметрам ξ и K_p нормированной резонансной кривой.

vg является предполагаемым массивом значений типичных параметров системы

функция регрессии примерно имеет вид $y = a \cdot x^b$

genfit функция в (7) получается как

$$F = \begin{pmatrix} A \cdot n^b \\ n^b \\ A \cdot \ln(n) \cdot n^b \end{pmatrix}$$

в. Результаты аппроксимации

В процессе аппроксимации даны начальные приближения параметров

$$vg = \begin{pmatrix} 3.57 \times 10^{-3} \\ 0.87 \\ 1 \\ 0.01 \\ 0.5 \\ 1.01 \end{pmatrix} \begin{array}{l} \text{-относительное просачивание (по напряжению)} \\ \text{-КП по напряжению на резонансе} \\ \text{-поправочный множитель к добротности} \\ \text{-смещение обобщенной расстройки} \\ \text{-фаза сигнала просачивания} \\ \text{-нормирующий множитель} \end{array}$$

genfit функция дает результаты регрессии в виде массива, размер которого совпадает в размером vg .

Результат аппроксимации

$$GEN := \text{genfit}(vx, vy, vg, F)$$

$$GEN = \begin{pmatrix} 0.092 \\ 0.86 \\ 1.069 \\ -0.032 \\ 5.5 \\ 1.048 \end{pmatrix} \begin{array}{l} u_0 := GEN_0 \\ u_1 := GEN_1 \\ u_2 := GEN_2 \\ u_3 := GEN_3 \\ u_4 := GEN_4 \\ u_5 := GEN_5 \end{array} \begin{array}{l} u_0 = 0.0918 \text{-относительное просачивание} \\ u_1 = 0.86 \text{-КП по напряжению на резонансе} \\ u_2 = 1.069 \text{-поправочный множитель к добротности} \\ u_3 = -0.032 \text{-смещение обобщенной расстройки} \\ u_4 = 5.5 \text{-фаза сигнала просачивания} \\ u_5 = 1.048 \text{-нормирующий множитель} \end{array}$$

д. Проверка точности аппроксимации:

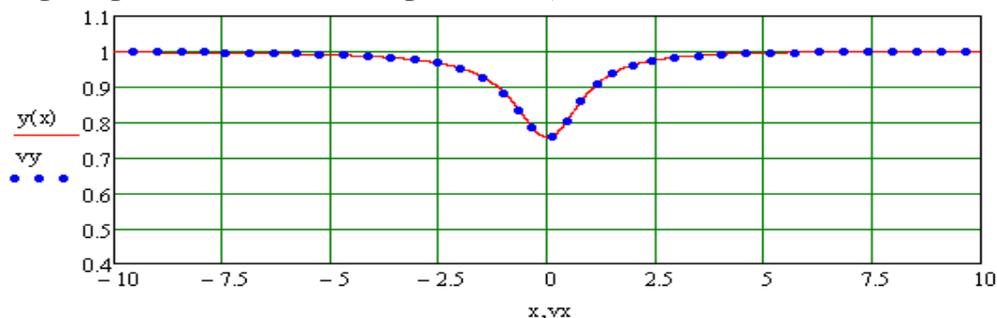


Рисунок 3: экспериментально - нормированная резонансная кривая и кривая получаемой функции регрессией.

Поставим результаты процесса аппроксимации в функцию регрессии. Рисунок 3 показывает гладкую кривую, полученную аппроксимацией.

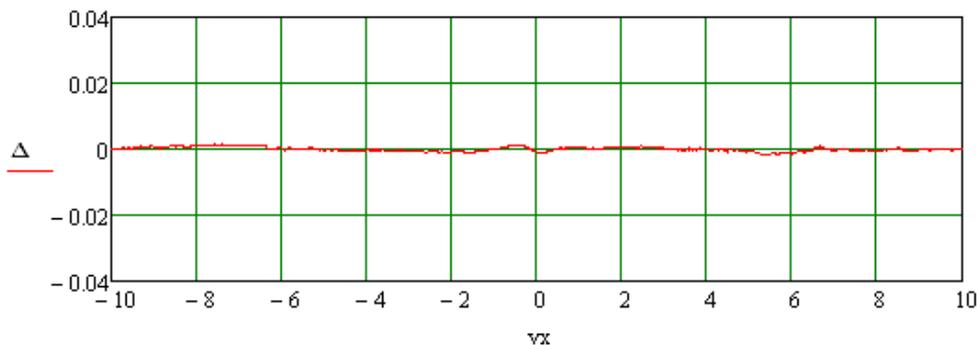


Рисунок 4: Размах отклонения экспериментальных данных от аппроксимирующей функции.

$$\max(\Delta) = 1.43 \times 10^{-3} ; \min(\Delta) = -1.82 \times 10^{-3}$$

4. Заключение

Точность измеряемых результатов много зависит от процесса обработки получаемых данных измерителем. Работа с анализатором P2M18 и вычислительным компьютером дает непосредственно значения. Выбор этих значений моментально зависит от пользователей прибора.

С помощью вычислительной программы Mathcad14 и математической аппроксимацией, нахождения параметров каждого резонанса получается с унификацией, поэтому точность измерений повышается.

Библиографический список

1. Альтман Дж. Л. Устройства сверхвысоких частот. М.:Изд-во «Мир», 1968.
2. Егоров В. Н. Резонансные методы исследования диэлектриков на С. В. Ч. Приборы и техника эксперимента, 2007, №2, с.5-38.

ПРОБЛЕМЫ ПРЕДОСТАВЛЕНИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ УСЛУГ В СЕЛЬСКИХ НАСЕЛЕННЫХ ПУНКТАХ ИРКУТСКОГО РАЙОНА (ОБЛАСТИ)

Ныркoв А.П., Засенкo В.Е., науч. руководитель

Иркутский государственный технический университет
reirem@istu.edu

1. Постановка проблемы

Одна из важнейших экономических и социальных задач развития российских инфокоммуникаций – радикальное улучшение системы связи в сельской местности. Решение этой задачи невозможно без использования новых технологий, позволяющих реализовать мультисервисные сети, которые будут эффективно поддерживать весь спектр инфокоммуникационных услуг на селе. Телекоммуникационный комплекс Иркутской области, как часть информационно-коммуникационной (ИК) инфраструктуры Российской Федерации, с каждым годом оказывает все большее влияние на производственную и социальную инфраструктуру страны. На территории каждой из административно-территориальных единиц создается сельская телефонная сеть (СТС). Существенные различия сельских районов с точки зрения экономических, географических и демографических факторов не позволяют разработать два-три типовых решения для дальнейшего развития СТС. Понимая многообразие возможных вариантов по дальнейшему развитию СТС, многие зарубежные эксплуатационные компании проводят серьезные научно-исследовательские работы.

2. Анализ ситуации

Региональный ИК, как и любая открытая система, подвержен различным внешним факторам влияния, которые необходимо учитывать в моделях и стратегиях дальнейшего развития. Одним из наиболее важных вопросов для операторов связи является проблема телефонизации районов с малой абонентской плотностью, например, построение или модификация сельской телефонной сети, что объясняется целым рядом объективных причин.

Во-первых, одной из основных проблем в Иркутской области и некоторых других областях является пространственная разнесенность объектов, подлежащих телефонизации (поселков, деревень и т.д.), причем абонентская емкость этих объектов крайне низкая.

Во-вторых, абонентские линии в вышеперечисленных районах имеют большую протяженность, чем на ГТС. Это объясняется большими расстояниями между отдельными домами внутри одного поселка, таким образом получается, что на большой территории располагается малое количество абонентов, и все они находятся на значительных расстояниях друг от друга. В результате имеем маленькую абонентскую плотность как внутри одного, так и на совокупности нескольких объектов.

В-третьих, проблемой является прокладка кабеля на большие расстояния до телефонизируемого объекта в сложных условиях местности (по лесу, болоту и т.д.), причем требуемая ширина полосы пропускания до объекта является минимальной для транспортной сети.

В-четвертых, дополнительной особенностью является то, что большой процент всех вызовов составляют соединения, устанавливаемые внутри объекта (или между соседними объектами).

В-пятых, в селе отсутствуют отапливаемые помещения общего пользования, в которых можно установить телекоммуникационное оборудование. Поскольку установка аппаратуры в частных домах нежелательна (требуется обеспечить свободный доступ к ней и соблюдение правил пожарной безопасности), оборудование связи размещается на улице, что приводит к дополнительным установкам уличных шкафов, кейсов и т.д.

Не маловажными отрицательными факторами развития сетей связи для операторов определяется еще и такими экономическими факторами:

- невысокий образовательный уровень населения;
- низкий доход на душу населения;
- растущая миграция молодежи в город;
- плохое транспортное обеспечение;
- нерегулярное электроснабжение.

Таким образом, все вышеперечисленные проблемы и сложности определили особенности и решения, которые необходимо учитывать при модернизации/построении СТС.

3. Пути решения

Принципы построения существующей системы сельской электросвязи были разработаны почти двадцать лет назад, рис.1.

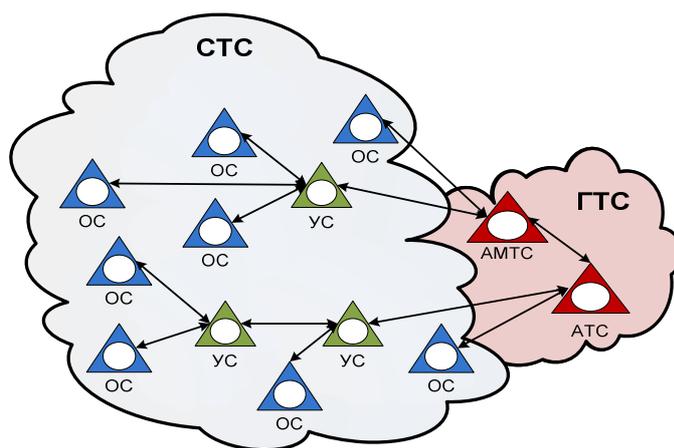


Рис.1. Схема организация сельской телефонной сети Иркутского Района

Важнейшими компонентами системы сельской связи, считались сети телефонной и телеграфной связи, звукового вещания, а также передачи данных. Коммутационное оборудование, не обеспечивало обслуживание всех пе-

речисленных выше видов трафика. Современная мультисервисная сеть предназначена для интеграции всех видов услуг в одной сети. Поэтому идея интеграции могла быть реализована только в транспортной (первичной) сети.

В настоящее время общепринятым стандартом создания мультисервисных сетей стала идеология NGN (NextGenerationNetwork). Ее отличительная особенность - использование технологий IP (InternetProtocol) как для передачи, так и для коммутации. Это свойство NGN стимулирует разработку принципов построения инфокоммуникационных сетей, которые отвечают следующим основным требованиям:

- возможность поэтапного преобразования (эволюции) транспортных и телефонных сетей, являющихся в настоящее время основой системы связи в России;
- сохранение инвестиций Операторов, направленных на развитие транспортных и телефонных сетей в предшествующие годы;
- способность предоставить потенциальным клиентам современные виды инфокоммуникационных услуг для обеспечения высокой конкурентоспособности эксплуатационных компаний;
- минимизация затрат на построение мультисервисных сетей и их поэтапное развитие.

Возможные стратегии перехода к NGN целесообразно разделить на три основных группы: революционная, эволюционная и "островная".

Первая стратегия приемлема в двух случаях:

- строится новая сеть;
- все эксплуатируемое оборудование передачи и коммутации требует замены.

Вторая стратегия подразумевает, что оператор разрабатывает четкий план поэтапного преобразования сети. Аналогом такого подхода может служить концепция "наложенной сети", принятая на этапе цифровизации телефонной сети общего пользования (ТфОП).

Третья стратегия основана на том, что оператор, по мере надобности демонтируя устаревающие коммутационные станции, формирует своего рода "острова" NGN. При этом он решает задачи "сегодняшнего дня", не задумываясь о конечном результате.

Эволюционная стратегия построения NGN (как, впрочем, и "островная") подразумевает сосуществование в течение некоторого времени двух технологий распределения информации — "коммутация каналов" и "коммутация пакетов" — в одной сети.

В процессе развития СТС решается ряд существенных для оператора связи задач, среди которых следует выделить такие аспекты:

- совершенствование системы технической эксплуатации оборудования коммутации, передачи и линейных сооружений,
- введение новых функциональных возможностей (повременный учет местных соединений, закрытая нумерация и т. п.),
- повышение качества обслуживания трафика,

- поддержка дополнительных услуг.

4. Результаты

Вообще, построение сетей NGN для телефонизации районов с малой абонентской плотностью предполагает использование структуры, схожей с радиально-узловой схемой построения СТС. Только в качестве конечных станций предполагается использовать мультисервисные абонентские концентраторы (МАК). Затем они через шлюзы будут подключаться к оборудованию Softswitch, исполняющему роль центральной станции, рис. 2.

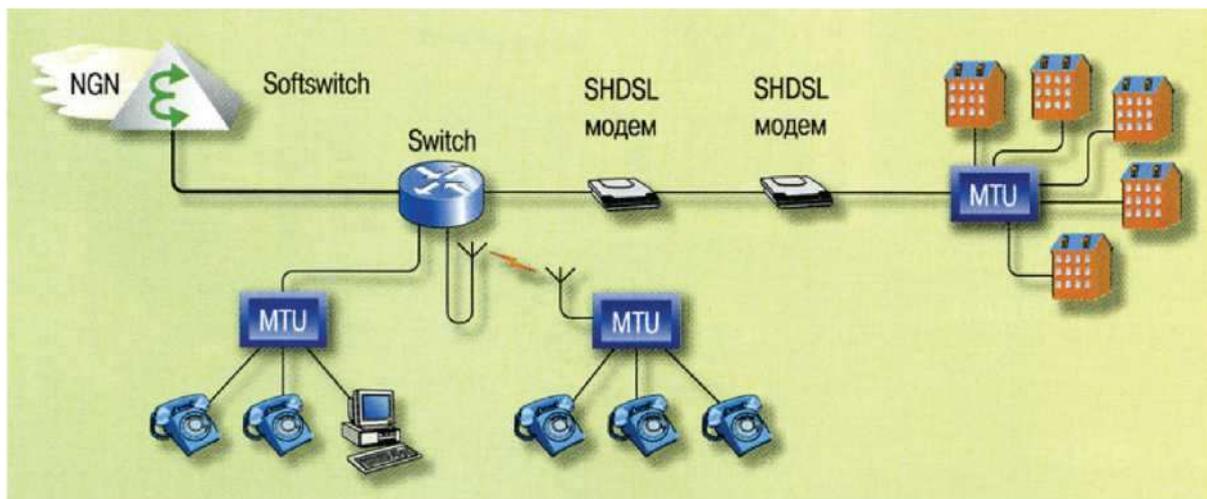


Рис.2. Вариант радиальный построения СТС на базе МАК

Применение МАК позволяет заметно сократить издержки оператора, связанные с техническим обслуживанием оборудования, и расширить спектр поддерживаемых абонентских услуг. На рисунке 3 показан примерный перечень того оборудования, которое может быть установлено на стороне пользователя.

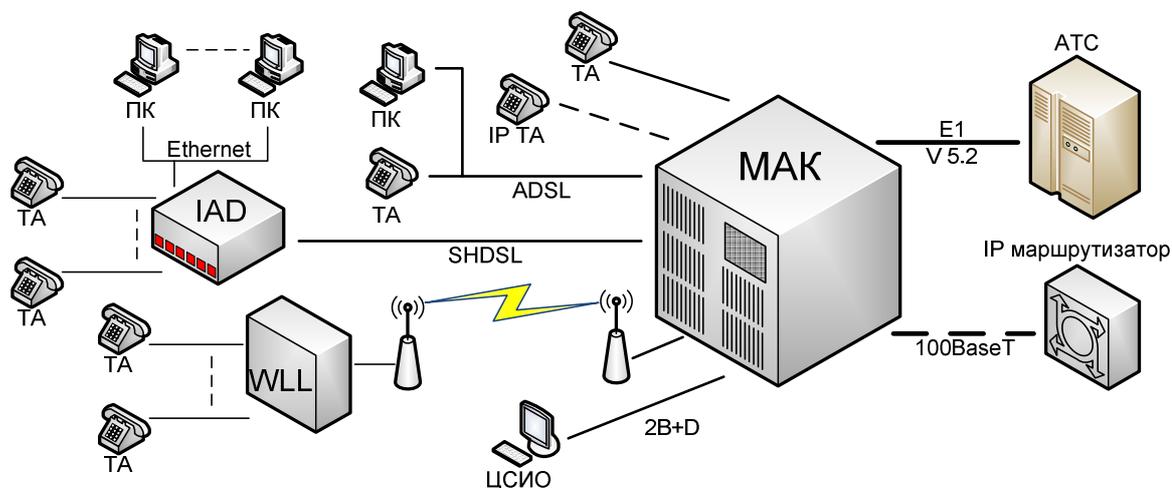


Рис.3 Примеры оборудования, включаемого в МАК

МАК должен быть способен поддерживать соответствующие интерфейсы. В дополнение к стыку двухпроводной АЛ для подключения телефонного аппарата (ТА), МАК должен поддерживать интерфейсы, которые позволяют использовать следующие виды оборудования:

- любые виды терминалов (в основном, персональные компьютеры и ТА) по асимметричной цифровой абонентской линии ADSL;
- интегрированные устройства доступа IAD, обеспечивающие связи для ТА и сети Ethernet по симметричной высокоскоростной цифровой абонентской линии SHDSL;
- терминалы цифровой сети интегрального обслуживания (ЦСИО) с конфигурацией доступа 2B+D (два прозрачных канала по 64 кбит/с и один служебный канал с пропускной способностью 16 кбит/с);
- IP телефоны (IP-ТА), выполняющие функции по преобразованию речевых сигналов в IP пакеты;
- базовые станции, которые обеспечивают подключение мобильных телефонных аппаратов (МТА), способных перемещаться только в ограниченной зоне.

Важный аспект заключается в эффективности использования МАК и получения возможного экономического эффекта, для случаев обслуживания только трафика речи и мультисервисного трафика, могут служить кривые чистой текущей стоимости, приведенные на рис. 4, [3].

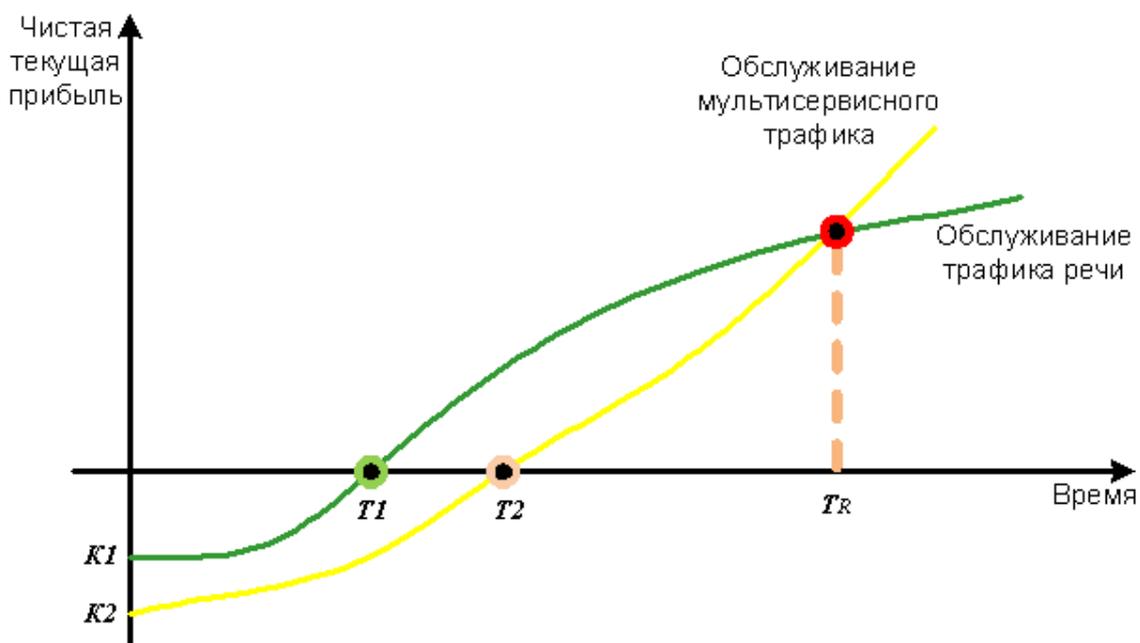


Рис.4. Кривые чистой текущей стоимости услуг

Основа первого бизнес-процесса — обслуживание трафика речи. В этом случае начальные затраты на оборудование МАК ($K1$) будут минимальными. Срок окупаемости ($T1$) также будет небольшим. Второй бизнес-процесс связан с обслуживанием мультимедийного трафика. В этом случае начальные затраты на оборудование МАК ($K2$) будут несколько выше, чем для первого бизнес-

процесса. Скорее всего, срок окупаемости (T2) также будет больше. Однако, начиная с некоторого момента времени TR, второй бизнес-процесс начнет приносить оператору более высокие доходы.

С 2011г в Иркутском филиале ОАО «Ростелеком», основного поставщика телекоммуникационных услуг для жителей сельской местности, реализуется проект строительства NGN сети на базе SoftSwitch SI3000. Мультисервисный абонентский концентратор реализован в узле MSAN (MultiServiceAccessNode), который оптимально обеспечивает предоставления всех мультимедийных услуг, описанных выше.

5. Заключение

На сегодняшний день различные целевые программы, такие как "Интернет в каждую школу", "Электронная Россия" и т.д. заметно повышают социальную значимость мероприятий, связанных с телефонизацией районов с малой абонентской плотностью. В указанных условиях абоненты зачастую не имеют возможности выбирать между операторами, и их единственный выбор складывается в пользу того, кто обеспечит свое присутствие.

Если к этому прибавить очевидное расширение разнообразных коттеджных поселков, то доставка расширенного набора телекоммуникационных услуг заинтересованным пользователям в таких сегментах сети оператора, может оказаться не только социальной задачей, но и экономически перспективным проектом.

Кроме того, для концепции NGN заметно упрощаются работы по пусконаладке и эксплуатации оборудования. Как уже упоминалось, техническое обслуживание сети может вестись удаленно из единого центра. Для построения транспортной сети оператору доступно несколько решений, из которых можно выбрать необходимую технологию либо их комбинацию.

Сегодня развертывание мультисервисных сетей для телефонизации районов с малой абонентской плотностью, в том числе сельских, остается трудной задачей, однако не выглядит таким затратным и трудоемким процессом, как в эпоху электромеханических систем. Современные технологии и решения позволяют строить сети большой протяженности и сложности при меньших затратах. А развитие операторской деятельности в данном направлении становится более перспективным, нежели раньше.

Библиографический список

1. Руководящий технический материал. ОАО Связьинвест. Принципы построения мультисервисных сетей в сельской местности, версия 1.0, 2004 г.
2. Соколов Н.А. Задачи перехода к сетям связи следующего поколения. – С-Пб.: СПбГУТ, 2006.
3. Зарубин А.А., Елагин В.С. Телефонизация сельских районов на базе NGN. – Вестник связи, 2007, №4.

АНАЛИЗ СЕТЕВОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ ЭНЕРГОСИСТЕМЫ ИРКУТСКОЙ ОБЛАСТИ ДЛЯ ВНЕДРЕНИЯ КОНЦЕПЦИИ SMART GRID

Ныркова Н.В.

Иркутский государственный технический университет
natirk@yandex.ru

Постановка проблемы

Федеральная сетевая компания начинает реализацию проекта по созданию в России электрической сети нового поколения - интеллектуальной электрической сети (Smart Grid). Слово "интеллектуальная" здесь вполне уместно, поскольку сеть нового поколения должна на технологическом уровне объединить потребителей и производителей электроэнергии в единую автоматизированную систему. Она позволит в реальном времени отслеживать и контролировать режимы работы всех участников процесса выработки, передачи и потребления электроэнергии, в автоматическом режиме оперативно реагировать на изменения различных параметров в энергосистеме и осуществлять электроснабжение с максимальной надежностью и экономической эффективностью. Благодаря внедрению современных технологий электрическая сеть сможет в зависимости от ситуации изменять свои характеристики, увеличивая пропускную способность и регулируя качество поставляемой электроэнергии.

Элементы Smart Grid в энергетической сети Иркутскэнерго существуют изначально:

-РЗ (релейная защита)

-ПАА(противоаварийная автоматика), которая включает в себя АЧР (автоматическая регулировка частоты с 1963г.) и СИАОН (системы автоматического отключения нагрузки с 1965г.)

-СТМ и С (системы телемеханики и связи с 1980г.) - оснащены все подстанции 110кВ и выше, кроме ПС находящихся в ведомстве РЖД.

-Шунтирующие реакторы с 1964г.

-УПК 500 кВ (устройства компенсации перетоков с конца 1960 г.)

Внедрение Smart Grid в развитых энергосистемах России по существу является продолжением работ по регулированию характеристик сети и автоматизации режима работы.

13августа 2012г. вышел приказ № 387, в котором отражено текущее потребление электроэнергии и сделан прогноз до 2018г. В данном документе обращается особое внимание на развитие СТМ и С, РЗ и ПАА при разработке схем и программ развития электрических сетей.

По требованию новых правил технической эксплуатации (ПТЭ) должны быть созданы дублированные информационные цифровые сети, которые

полностью повторяют структуру силовой электросети. Особый упор на создание такой инфраструктуры является отличительной чертой Российской Smart Grid.

Анализ ситуации

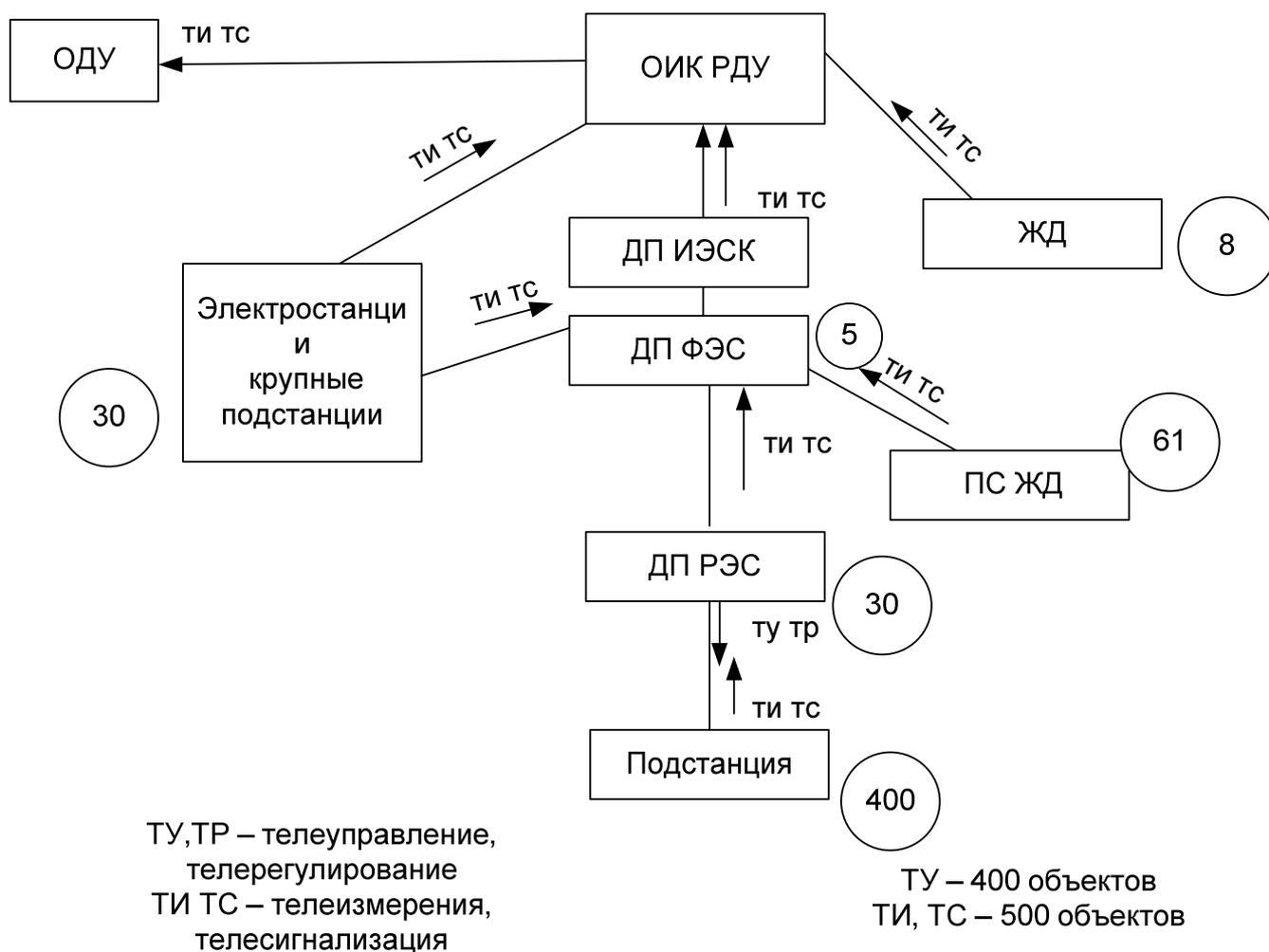


Рис.1 Структура управления энергосистемы Иркутской области:

С 2003 года специалистами энергосистемы Иркутской области ведется массовое оснащение подстанций и электростанций современными цифровыми измерительными приборами (ИП) и устройствами сбора и передачи данных (УСПД). На фидерах, трансформаторах тока и напряжения установлены ИП, которые измеряют ток и напряжение с частотой 10000 раз в секунду.

Основные функции ИП (измерительный преобразователь):

1. Вычисление P_f ($P = \int i \cdot u dt$) Активная мощность
2. Вычисление I_f ($I = \int \text{abs } idt / 10000 = I_{\text{max}} / \sqrt{2}$) - действующее значение
3. Вычисление U_f ($U = U_{\text{max}} / \sqrt{2} = \int \text{abs } u dt / 10000$) - действующее значение
4. Вычисление S_f ($S = I \cdot U$) Полная мощность

5. Вычисление Q_{ϕ} ($Q = \sqrt{S - P}$) Реактивная мощность
6. Вычисление f_{ϕ} (число периодов U в секунду)
7. Вычисление W_{ϕ} ($W = \int p dt$)
8. Вычисление $W_{p\phi}$ ($W = \int Q dt$)
9. Вычисление средних значений I , U , $3P$, Q , W для 3-х фаз
10. Отключение нагрузки при снижении частоты или напряжения
11. Сигнализация отключения и включения фидера
12. Отключение и включение фидера по команде диспетчера

Полный перечень функций измерительного преобразователя:

1. Вычисление P_{ϕ} ($P = \int i * u dt$) Активная мощность
2. Вычисление I_{ϕ} ($I = \int \text{abs } i dt / 10000 = I_{\text{max}} / \sqrt{2}$) - действующее значение
3. Вычисление U_{ϕ} ($U = U_{\text{max}} / \sqrt{2} = \int \text{abs } u dt / 10000$) - действующее значение
4. Вычисление S_{ϕ} ($S = I * U$) Полная мощность
5. Вычисление Q_{ϕ} ($Q = \sqrt{S - P}$) Реактивная мощность
6. Вычисление f_{ϕ} (число периодов U в секунду)
7. Вычисление W_{ϕ} ($W = \int p dt$)
8. Вычисление $W_{p\phi}$ ($W = \int Q dt$)
9. Вычисление симметричных составляющих I и U
10. Вычисление высших гармоник I и U до 63
11. Вычисление длительности провалов I и U
12. Вычисление всплесков тока и напряжения
13. Вычисление средних значений I , U , $3P$, Q , W для 3-х фаз
14. Автоматическая регистрация измеряемых и вычисляемых величин при авариях
15. Вычисление расстояния до места повреждения линии
16. Отключение нагрузки при снижении частоты
17. Сигнализация отключения и включения фидера
18. Отключение и включение фидера по команде диспетчера

Функции УСПД (устройство сбора и передачи данных):

1. Сигнализация отключения и включения фидера
2. Отключение и включение фидера по команде диспетчера
3. Формирование меток времени
4. Опрос ИП и других датчиков
5. Преобразование протоколов передачи данных
6. Масштабирование и преобразование данных ИП
7. Фильтрация данных ИП
8. Ручной ввод информации
9. Контроль достоверности данных
10. Контроль состояния устройств КП и каналов связи
11. Управление сеансами обмена данными с ОИК

Со стороны диспетчерского пульта управления - это диспетчерский щит (мнемосхема), ЦППС (центральная приемо-передающая станция), сервер и ПК с установленным на них ОИК (оперативно-информационный комплекс)

Функции ОИК – (оперативно информационный комплекс):

1. Ручной ввод информации
2. Контроль достоверности данных
3. Контроль состояния устройств КП и каналов связи
4. Управление сеансами обмена данными с ОИК
5. Архивирование данных
6. Управление отображением измерений на мониторах и щите
7. Прием информации от УСПД, ОИК и ИП
8. Восстановление поврежденной информации
9. Организация базы телеизмерений и телесигналов
10. Организация эффективного интерфейса к БД
11. Организация управления интеллектуальным диспетчерским щитом
12. Контроль показателей надежности и качества электроснабжения
13. Автоматическое формирование документации диспетчера
14. Построение математической модели режима сети
15. Контроль достоверности измерений на основе математической модели сети
16. Планирование режимов сети
17. Оптимизация режима сети в реальном времени.

В 1998 г ОАО «Иркутскэнерго» ввела в эксплуатацию ВОЛС (волоконно-оптическая линия связи) которая охватила все крупные электростанции и подстанции энергосистемы. Ресурсы ВОЛС на сегодняшний день используются для основных и резервных каналов телеметрических данных с электростанциями. Для резервных каналов с подстанциями в основном используются системы высокочастотной связи по линиям электропередач, а также радиоканалы. В настоящее время цифровые СТМ и С (системы телемеханики и связи) установлены на 15 электростанциях и двух подстанциях (ПС Ключи, ПС Тайшет-500). Современные СТМ и С с радиоканалами пропускной способностью 9600бод установлены более чем на половине подстанций 110кВ и ниже.

По оценке специалистов число измеряемых параметров для 90% энергообъектов Иркутской области (кроме ПС РЖД) в настоящее время достаточно, для внедрения концепции Smart Grid. Но большая часть СТМиС ПС 110кВ и ниже не обеспечена цифровыми каналами связи.

Наименее оснащены устройствами телемеханики ПС находящиеся в ведомости ОАО «РЖД», что отражено в приказе №387 от 13августа 2012г.

Современные требования гласят о том, что каждый контролируемый объект должен быть оснащен не только высокоточными измерительными

приборами (относительная погрешность измеряемых величин не должна превышать 0,5% в диапазоне 0,1 – 100% номинальных значений), но и двумя не зависимыми каналами связи с обобщенным коэффициентом готовности не менее 0,9998, для ПС 110кВ и выше.

Во время строительства ВОЛС не был охвачен участок, находящийся в ведомстве «ОАО ИЭСК» «Восточные электрические сети» поэтому основные каналы ТМ и диспетчерской связи организованы по РРЛ (радиорелейной линии), а резервные по высокочастотным каналам. Что не обеспечивает надежными каналами связи ПС 110 кВ Урик , ПС 110кВ Усть-Орда и другие.

Пути решения

В связи с недостаточной надежностью беспроводных технологий и отсутствием резервных каналов связи во время работ и аварий на ЛЭП, необходимо организовывать проводные каналы связи. Назрела высокая потребность прокладки ВОЛС в восточном направлении от г. Иркутска до ПС 110кВ «Жигалово».

Возросла перспективность данного направления, в связи с возобновившимся строительством Кавыктинского месторождения, которое расположено в Жигаловском районе, в 350 км к северо-востоку от г. Иркутска.

Для внедрения современных элементов Smart Grid в ближайшее время необходимо организовать работы по оснащению ПС в ведомстве ОАО «РЖД» современными измерительными приборами.

Учитывая концепцию Smart Grid и ее ориентацию на потребителя, а также в перспективе с назревающей тенденцией перехода на двухтарифный план электроснабжения, необходимо оснащать каналами связи и измерительными приборами конечного пользователя. В связи с невозможностью организовать проводные каналы связи до каждого потребителя, предлагается использовать каналы технологии GPRS, которые обеспечат передачу данных с ИП клиента, что приведет к возможности отслеживать потребление электроэнергии, как самим потребителем, так и Энергосбытовой компанией, где вся информация с счетчиков может собираться на одно автоматизированное рабочее место, что облегчит взаимодействие с клиентами при расчете за электроэнергию. Немаловажную роль данные каналы могут сыграть в регулировании графика нагрузки энергосистемы, при условии, что клиент потребляет большое количество электроэнергии.

Результаты

Организовав высокоскоростные каналы связи и внедряя высокоточные измерительные приборы, а также работая над повышением пропускной способности электрической сети, за счет широкого использования регулируемых источников реактивной мощности, фазоповоротных устройств и

вставок постоянного тока (ИРМ, ФПУ, ВПТ) на базе современной силовой электроники и микроэлектроники мы достигнем соответствия современным требованиям и будем иметь инфраструктуру для реализации проекта Smart Grid.

Заключение

Телемеханика и АСДУ (автоматизированная система диспетчерского управления) в Иркутскэнерго находятся на этапе внедрения новых технологий при организации измерения основных параметров режима электрической сети и организации скоростных каналов передачи телемеханической информации достигаются следующие цели:

- обеспечения экономической эффективности телемеханики и АСДУ;
- организации автоматизированной системы контроля и управления для полезного отпуска электроэнергии и коммерческих потерь, охватывающей все линии 0 кВ и выше;
- экономичного решения задач защиты и автоматики основного электротехнического оборудования энергосистемы;
- обеспечения мониторинга основных параметров режима энергосистемы в соответствии с современными требованиями;
- удешевления затрат на организацию каналов телемеханики и их эксплуатацию;

Библиографический список

1. ПРИКАЗ от 11.02.2008 № 57 Российское открытое акционерное общество энергетики и электрификации «ЕЭС России»
2. Приказ № 387 от 13 августа 2012г. Об утверждении схемы и программы развития Единой энергетической системы России на 2012-2018годы . Минэнерго России.
3. Кобец Б.Б. , Волкова И.О. Инновационное развитие электроэнергетики на базе концепции SMART GRID –М.: ИАЦ Энергия, 2010г
4. Бердников Р.Н., Бушуев В.В и др, под редакцией академиков РАН Фортова В.Е, Макарова А.А.. Концепция интеллектуальной электроэнергетической системы России с активно-адаптивной сетью – М: ОАО НТЦ ФСК ЕЭС, 2012г.

ПОРТАТИВНЫЙ МОДУЛЬ УСТРОЙСТВ МОНИТОРИНГА ЭНЕРГОРЕСУРСОВ

Ретивых А.В., Пинкин А.А., Белоусов Р.А., Фискин Е.М.

Иркутский государственный технический университет
reirem@istu.edu

Отладочный стенд устройств мониторинга энергоресурсов, представленный в предыдущей статье [1], основан на сочетании ARM-контроллера, SDRAM и NANDFlash, совокупность которых можно сравнить с микроЭВМ. При использовании данного узла существенно упрощается разработка и отладка устройств мониторинга, в связи с отсутствием необходимости подбора микроконтроллера и устройств для его отладки и программирования, вследствие чего вся работа будет сводиться к подбору элементов обвязки и их трассировки.

В данной статье будет представлено схемотехническое решение портативного модуля устройств мониторинга энергоресурсов.

Схема питания модуля состоит из фильтров по питанию для различных номиналов напряжения. Включение питания МК происходит по следующей последовательности:

1. VDDIOP – подача напряжения к периферийным устройствам;
2. VDDIOM – подключение ОЗУ;
3. VDDPLL – подключение внутреннего синтезатора частоты;
4. VDDCORE – подключение процессора ARM-контроллера.

На рисунке 1 отражена схема питания универсального модуля.

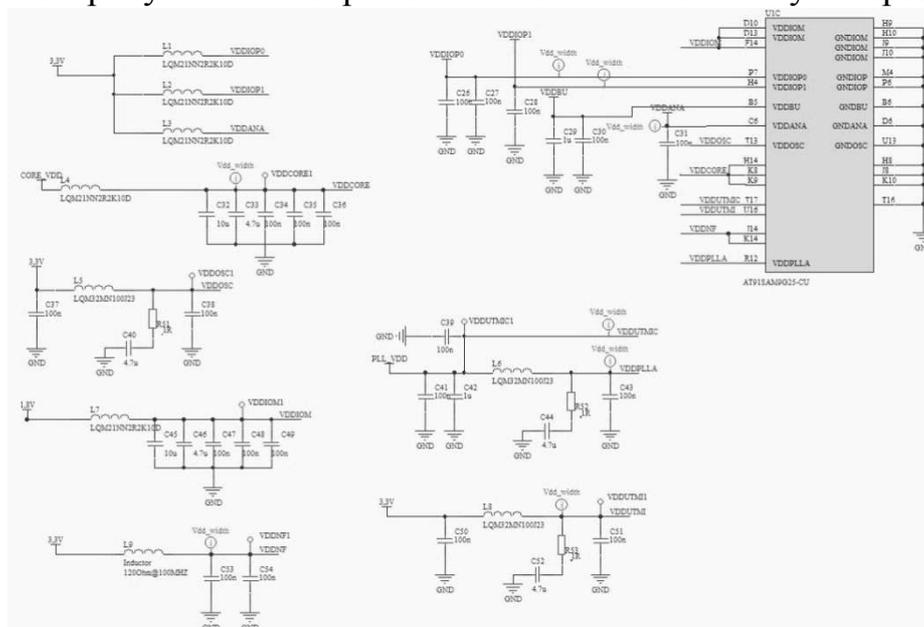


Рисунок 1 – Схема питания модуля

Диаграмма подачи напряжения на внутренние узлы МК показана на рисунке 2.

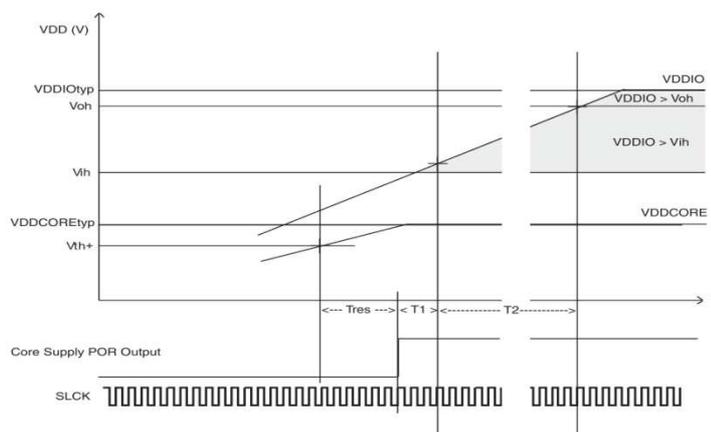


Рисунок 2 – Диаграмма подключения напряжений к МК

Значения напряжений и времени, показанных на рисунке 2, представлены в таблице 1.

Таблица 1 – Значения напряжений и временных интервалов включения питания МК

Обозначение	Расшифровка	Значение		
		min	typ	max
V_{ih} , В	Входное напряжение	2		
V_{th+} , В	Напряжение нарастания фронта	0,5	0,7	0,89
V_{oh} , В	Выходное напряжение	0,8		3,6
$VDDIO_{typ}$, В	Стандартное напряжение устройств ввода\вывода		3,3	
$VDDCORE_{typ}$, В	Стандартное напряжение питания ядра		1	
T_{RES} , мкс	Время сброса питания	30	70	130
T_{SCLK} , мкс	Время одного импульса внутреннего генератора МК	22		
S_{th}	Скорость нарастания	2В/30мс		

Существует ряд правил для осуществления подключения питания к МК:

1) напряжение $VDDIOP$ должно быть больше или равно V_{ih} , за время равное $T_{RES}+T_1$ ($T_1 = 3T_{SCLK} = 66$ мкс);

2) напряжение $VDDIOM$ должно быть больше или равно V_{oh} , за время равное $T_{RES}+T_1+T_2$ ($T_2 = 12T_{SCLK} = 352$ мкс);

3) напряжение $VDDPLL$ приоритетней $VDDCORE$, так как PLL подключает ROM код.

Схема подключения SDRAMк МК представлена на рисунке 3.

Подключение SDRAM осуществляется по трем шинам:

1. шина данных;
2. шина адреса;
3. шина управляющих сигналов.

При трассировке данного соединения необходимо учитывать следующие факторы [2]:

1. длина проводников шин данных и адреса не должны превышать 15 мм;
2. волновое сопротивление проводников шин данных и управляющих сигналов должны составлять 50 Ом;
3. длина проводников Clock_N и Clock_P должна быть одинаковой.

Для согласования сопротивлений проводников шины данных, в схему были добавлены резисторы номиналом 27 Ом.

Кнопки общего сброса и перезагрузки питания также представлены на данной схеме.

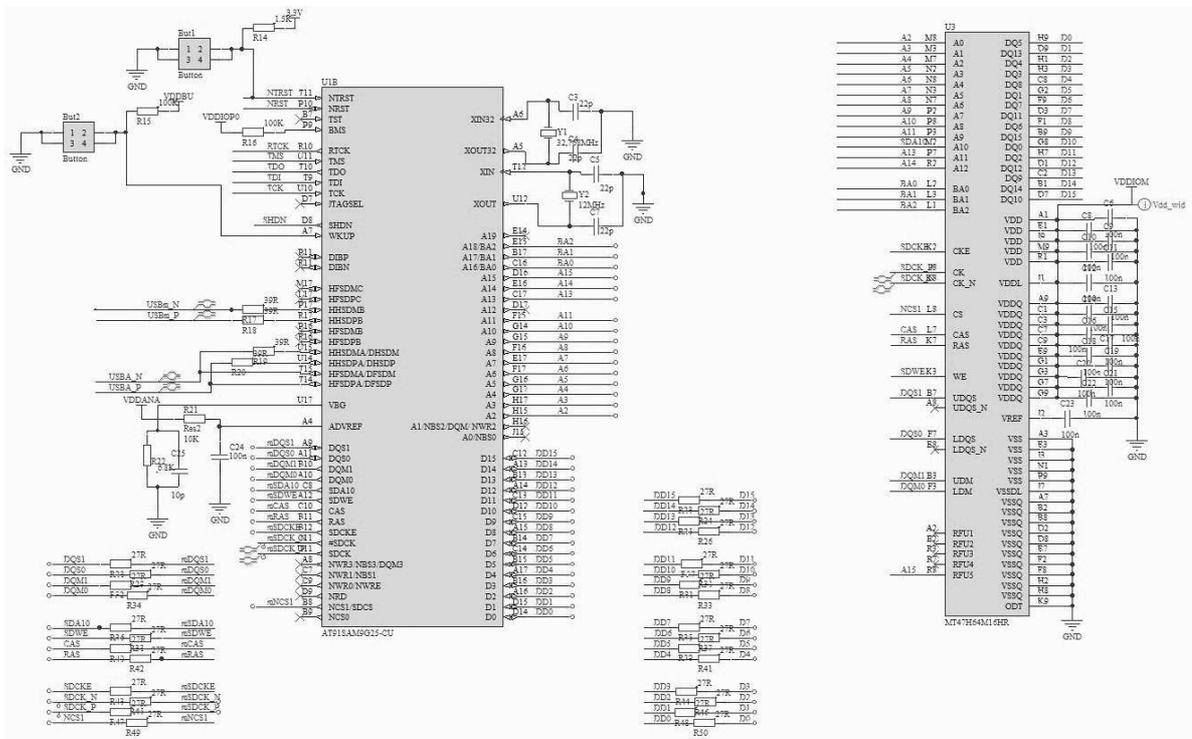


Рисунок 3 – Подключение МК и SDRAM

На рисунке 4 отражена схема подключения NANDFlash и МК. Ниже приведен перечень используемых шин:

1. шина данных;
2. шина управляющих сигналов.

Для оптимального функционирования существуют некоторые условия:

1. волновое сопротивление шин данных – 50 Ом;
2. использование токоограничивающих резисторов для уменьшения толщины проводников.

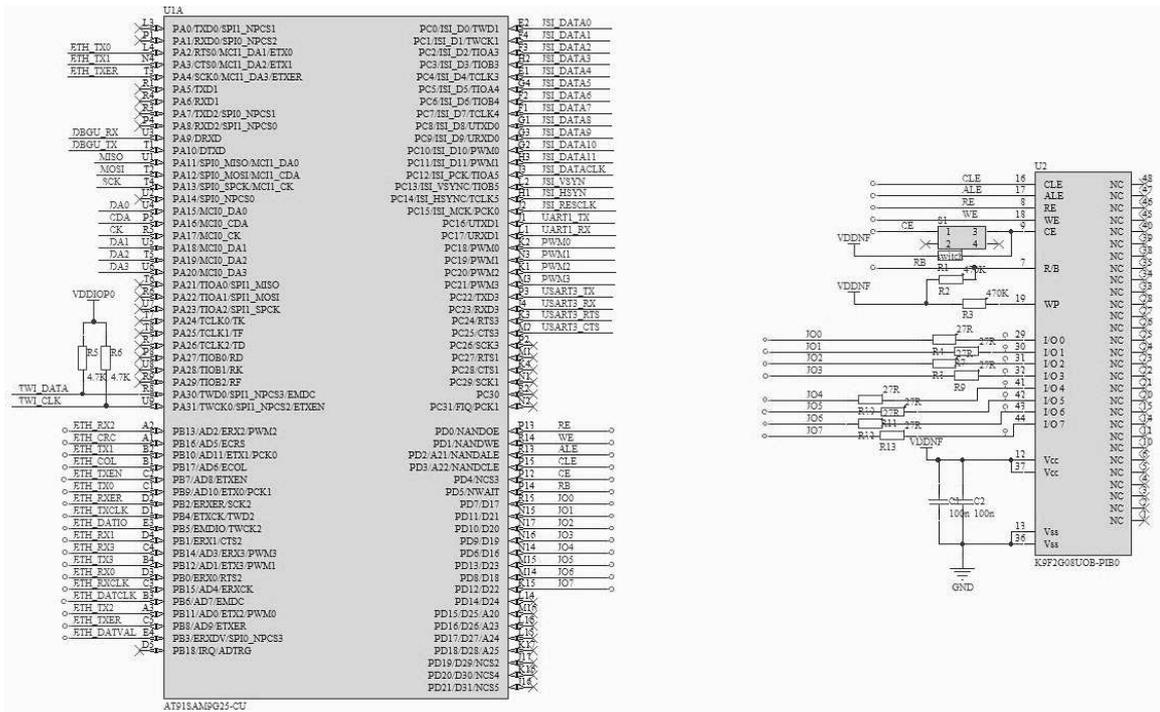


Рисунок 4 – Подключение NANDFlash и МК

На рисунке 5 отражен разъем SO-DIMM 200. Данный разъем будет использоваться для подключения модуля к устройствам мониторинга.

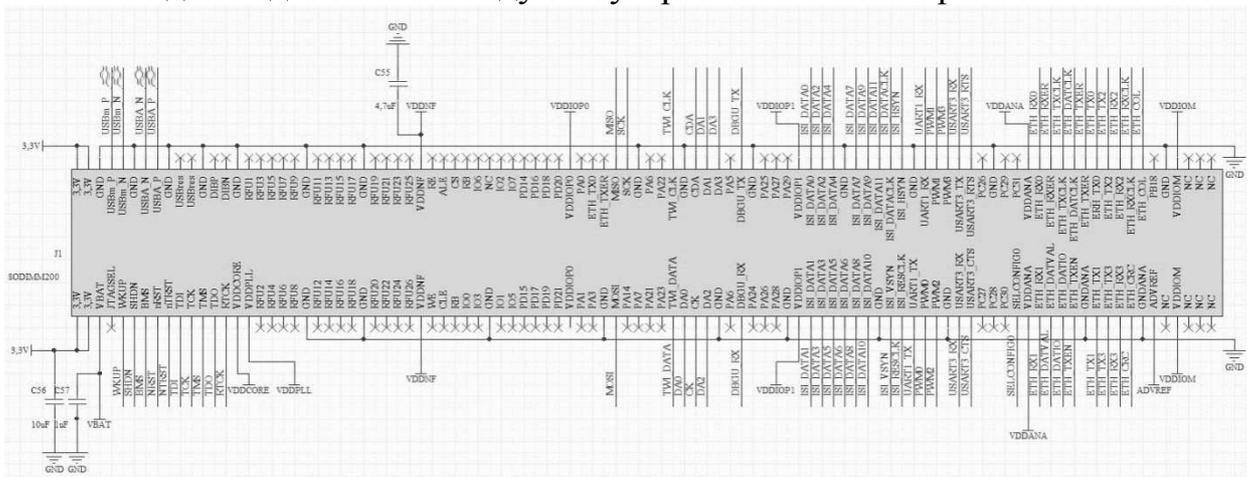


Рисунок 5 – Разъем SO-DIMM 2 ПОРТАТИВный00

При трассировке подобных схем необходимо правильно подобрать печатной платы. Т.к. в схеме присутствуют две микросхемы с корпусом BGA, следует использовать многослойную печатную плату. При разработке отладочного стенда была использована шестислойная печатная плата с четырьмя сигнальными слоями и двумя слоями «земли». В данном случае используется аналогичная структура. На рисунке 6 отражена структура печатной платы портативного модуля.

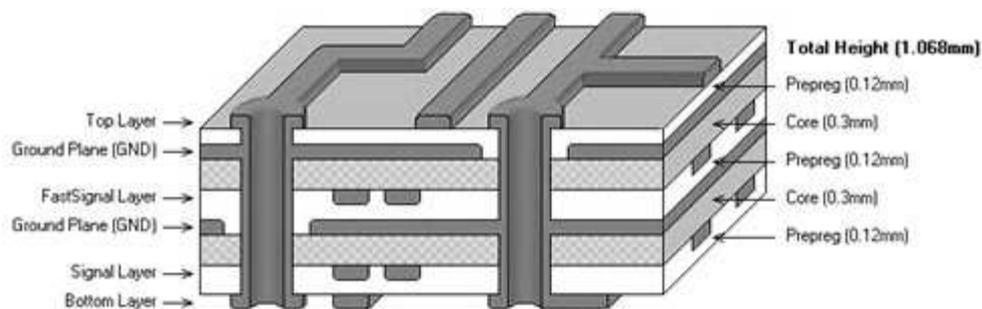


Рис. 6 – Внутренняя структура печатной платы

Трассировка данной схемы находится на этапе разработки и симмулирования. Сложность трассировки заключается в использовании двух микросхем с корпусом BGA, разъема SO-DIMM 200 и общим размером платы 6×6,7 см.

В заключении следует отметить, что разработанный портативный модуль позволит разрабатывать большее количество устройств мониторинга энергоресурсов. Данные устройства будут полностью независимы от пользователя, за счет использования технологии GPRS для автоматического обновления программного обеспечения и тем самым не требуют постоянного вмешательства пользователя при работе устройства. Единственная задача пользователя – проверка работоспособности устройства через информационно-измерительную систему. Также существует возможность разработки отладочных плат различного назначения и функциональной значимости.

Библиографический список

1. А.В.Ретивых, Р.А.Белюсов, Е.М.Фискин, М.М.Фискина. Разработка отладочного стенда и устройств мониторинга энергоресурсов на базе ARM-контроллера.
2. Interface Design Guide for STMicroelectronics CartesioMicroprocessor.<http://www.eetasia.com>.
3. Редькин П.П. 32/16 битные микроконтроллеры ARM7 семейства AT91SAM7 фирмы Atmel. – М.: «Додека-XXI», 2008. – 704 с.: ил.

УСТРОЙСТВО ФОРМИРОВАНИЯ КОДОВ БАРКЕРА С МИНИМАЛЬНОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ НА ПЛИС

Сетов А. Г., Просвирякова Л.В.

Иркутский государственный технический университет
reirem@istu.edu

На сегодняшний день существует множество методов формирования сложных сигналов. При этом основными задачами являются: обеспечение наибольшей помехозащищенности сигналов, экономное использование полосы частот, повышение скорости передачи и простота устройства. Устройство формирования модуляционной последовательности Баркера, основанное на способе передачи двоичной информации сложными сигналами с внутриимпульсной частотной манипуляцией [4], позволяет эффективно использовать полосу частот, при этом структура устройства сравнительно проста.

Ранее проводилось моделирование устройства формирования кодов Баркера на основе симуляторов электронных схем Workbench, Proteus. Проведен анализ блока функционирования последовательности нечетных единиц и следующих за ними нулей, а также нечетных единиц и нулей, следующих за четными единицами, что необходимо для дальнейшей модуляции поднесущей частоты. Возникла необходимость получить реальную модель устройства и в данной статье описывается смоделированное на программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС) устройство формирования модуляционных кодов Баркера.

Для реализации цифровых устройств вместо микроконтроллеров все чаще используются ПЛИСы. Они позволяют в сжатые сроки создавать цифровые системы с различным уровнем сложности: с помощью небольшого программного кода можно реализовывать работу сотен счетчиков. ПЛИСы также позволяют отлаживать устройство на стадии разработки, что позволяет избежать множества ошибок, которые возможны при использовании микроконтроллеров. При реализации цифровых устройств на ПЛИС используются специальные системы автоматизированного проектирования (САПР), которые позволяют выполнить все этапы разработки – от написания кода до программирования кристалла. Описание цифровых устройств может быть осуществлено с помощью схемотехнического редактора, диаграмм состояний или при написании программного кода на языках описания аппаратуры HDL (VHDL, Verilog, ABEL).

На рисунке 1 приведена схема устройства формирования модуляционных кодов для получения сигнала с минимальной частотной манипуляцией. В блоке формирования модуляционной последовательности (БФМП) генерируются коды синфазной и квадратурной составляющей. В данном случае используется код Баркера с длительностью $N = 5$, поэтому код синфазной составляющей I –

11100, код квадратурной составляющей $Q - 11110$. Видно, что при побитовом перемножении этих кодов после нормировки получается код Баркера (111-11).

Блок формирования псевдослучайной последовательности (БФПП) служит в качестве генератора информационных сигналов. Длительность формируемой последовательности $N_{пп} = (2^n - 1)$, где n - число регистров. Формируемая последовательность имеет вид {111100010011010}.

В блоке образования квадратурных каналов (КК) происходит выбор нечетных единиц последовательности и нулей, следующих после нечетных единиц.

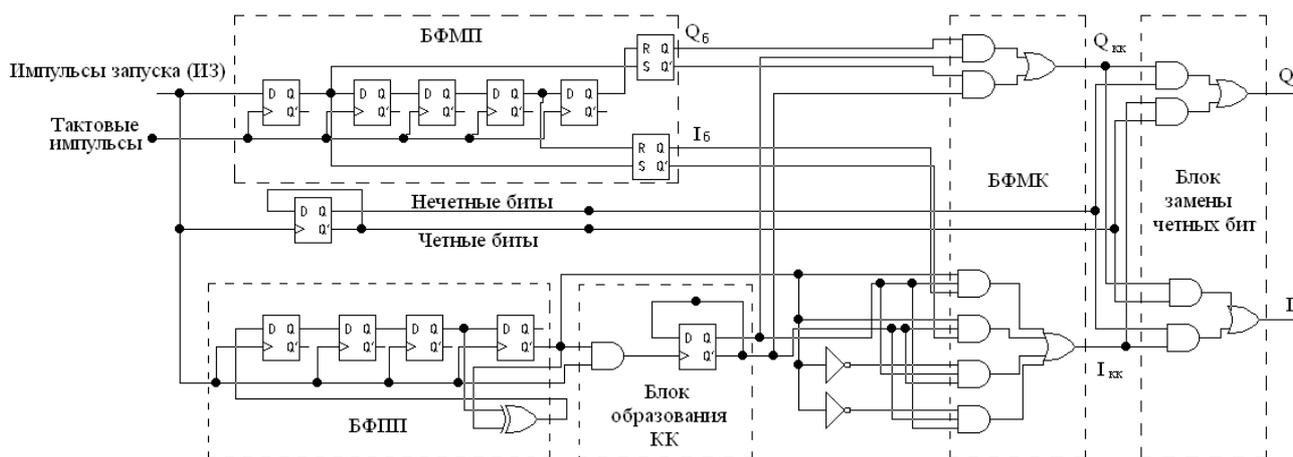


Рисунок 1 – Структурная схема устройства генерации модуляционной последовательности квадратурных каналов

Информационные символы модулируются кодами Баркера в блоке формирования модуляционных кодов синфазного и квадратурного каналов (БФМК). В результате на выходе блока в квадратурном канале получается код квадратурной составляющей {11110} при поступлении нечетных единичных бит и нулей, следующих за ними, и инвертированный код {00001} при поступлении четных единичных бит и нулей, следующих за ними. В синфазный канал подается код синфазной составляющей {11100} при поступлении нечетных единичных бит и нулей, следующих за четными единичными битами, и инвертированный код {00011} при поступлении четных единичных бит и нулей, следующих за нечетными единичными битами.

Для того чтобы выполнялось требование неразрывной фазы сигнала на выходе модулятора необходимо, чтобы поднесущая частота $f_{пн} = f_{такт}/4$ изменялась только при фазе колебания равной π . Поэтому необходимо, чтобы при умножении поднесущей частоты на последовательности квадратурных каналов, число следующих друг за другом символов было четным. Для этого биты, стоящие на четных интервалах информационной последовательности разных квадратурных каналов меняют местами.

В результате на выходе устройства имеем модуляционные последовательности, необходимые для получения сигнала с минимальной частотной манипуляцией (с индексом 0.5).

Данное устройство было спроектировано на ПЛИС Spartan3E-500 фирмы Xilinx. Для этого цифровое устройство было описано на языке VHDL и, с помощью САПР фирмы Xilinx, было осуществлено программирование кристалла. В результате на выходе устройства получены коды модуляционных последовательностей квадратурных каналов I и Q, осциллограмма которых представлена на рисунке 2.

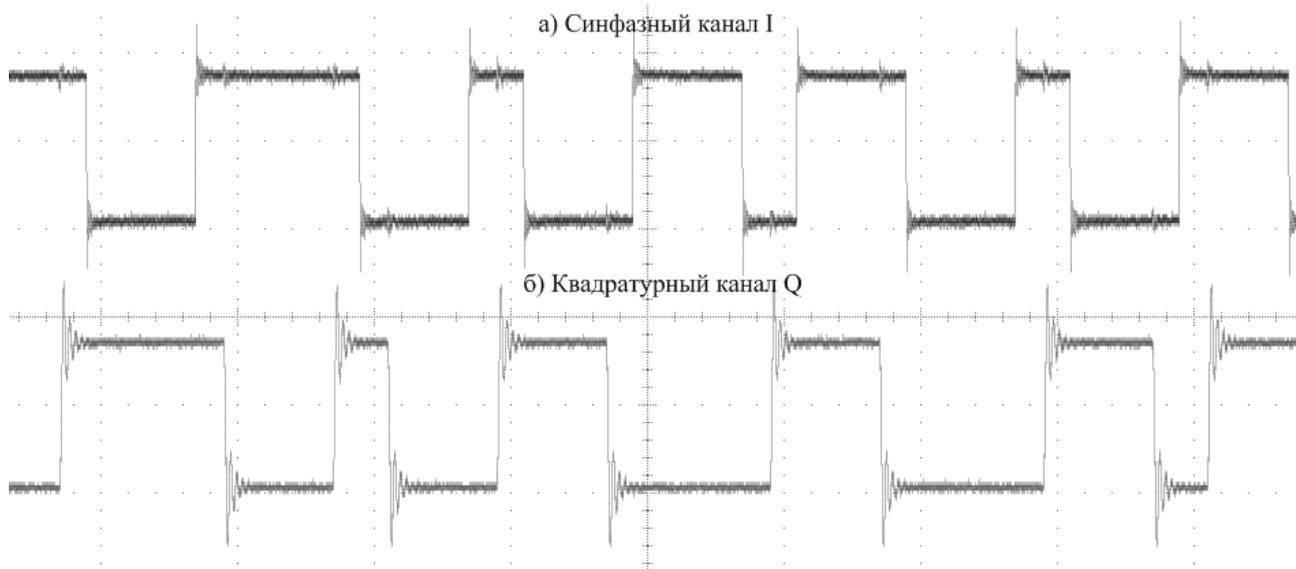


Рисунок 2 – Осциллограммы полученных квадратурных каналов IQ

Библиографический список

1. Батдэлигэр Уурцайх, Просвирякова Л.В., Засенко В.Е. Исследование модулятора сигналов с минимальным сдвигом частоты // Современные проблемы радиоэлектроники. – Красноярск, 2002. – С. 105-108.

2. Засенко В.Е., Просвирякова Л.В. Коды Баркера с минимальной манипуляцией // Современные проблемы радиоэлектроники. – Иркутск: Изд-во ИрГТУ, 2006. – С.93-99.

3. Засенко В.Е., Просвирякова Л.В. Способ формирования шумоподобных радиоимпульсов для передачи бинарных символов информации сложными сигналами. Патент РФ на изобретение № 2231924.

4. Засенко В.Е., Просвирякова Л.В. Способ передачи двоичной информации сложными сигналами с внутриимпульсной частотной манипуляцией. Патент РФ на изобретение №2358404.

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧ ДИФРАКЦИИ ВОЛН НА ПЕРИОДИЧЕСКИХ ПОВЕРХНОСТЯХ

Кюркчан А.Г., Фискин М.Е.

Московский технический Университет Связи и Информатики
FiskinME@Gmail.com

Интерес к задаче дифракции плоской волны на периодической поверхности, связан с исследованиями в радиофизике, акустике и других областях науки.

Известны различные приближенные методы расчета поля, рассеянного на неровной поверхности. Метод интегрального уравнения, в котором решение волнового уравнения для полупространства записывается при помощи формулы Грина, относится к числу наиболее широко применяемых для решения задач дифракции. Используемые для этого метода интегральные уравнения Фредгольма I-го или II-го рода обладают сингулярными ядрами (т.к. поверхность источников, порождающих дифракционное поле, и поверхность, на которой выполняется граничное условие, совпадают), что вызывает определенные сложности при численной реализации соответствующих алгоритмов.

Для преодоления данных сложностей предлагается решать задачу дифракции модифицированным методом нулевого поля (ММНП).

Решим задачу дифракции на периодической поверхности методом нулевого поля, учитывая роль особенностей аналитического продолжения волнового поля.

Требуется найти функцию $u^1(r)$ - волновое поле, удовлетворяющее всюду в $R^3 \setminus \bar{D}$ (где D -область внутри S , $\bar{D} = D \cup S$) однородному уравнению Гельмгольца:

$$\Delta u^1(r) + k^2 u^1(r) = 0 \quad (1)$$

и краевому условию Дирихле:

$$u(r)|_S = 0 \quad (2)$$

где u^0 - падающая волна, u^1 - отражённая (вторичная) волна, S - аналитическая поверхность, S_δ - поверхность охватывающая все особенности аналитического продолжения волнового поля $U^1(\vec{r})$ в область D .

Условие нулевого поля в формулировке Уотермена имеет вид:

$$\int_S \left\{ u(r') \frac{\partial G_0}{\partial n'} - \frac{\partial u(r')}{\partial n'} G_0(r, r') \right\} ds' + u^0(r) = 0, M(r) \in D \quad (3)$$

Однако данная формулировка не корректна для численного решения, поэтому воспользуемся условием нулевого поля представленного в работе [2].

Кроме того, для улучшения сходимости метода, поверхность S_δ будем строить с помощью техники аналитической деформации поверхности S , которая впервые была представлена в работе [4].

Корректная формулировка МНП:

$$\int_S \left\{ u(r') \frac{\partial G_0}{\partial n'} - \frac{\partial u(r')}{\partial n'} G_0(r, r') \right\} ds' = -u^0, M(r) \in S_\delta \quad (4)$$

Упростим запись исходя из краевых условий Дирихле:

$$u^0(r) + \int_S \frac{\partial u(r')}{\partial n'} G_0(r, r') ds' = 0, M(r) \in S_\delta \quad (5)$$

Применим метод дискретных источников (МДИ), то есть заменим интеграл (4) конечными суммами в точках коллокации получим:

$$\sum_{n=1}^N a_n G_0(\overline{r_n}; \overline{r'_m}) = -U_{0n} \quad (6)$$

$$U_{0n} = e^{(-i(w_0 x_n - v_0 y_n))} \quad (7)$$

То есть надо решить систему линейных уравнений $[N \times N]$.

Главная вычислительная сложность состоит в вычислении функции Грина для периодической поверхности.

Рассмотрим способ вычисления функции Грина описанный в [6]:

$$G = G^s + G^r \quad (8)$$

где:

$$G^s = \sum_{q=-Q}^Q H_0^{(2)} \left(k \sqrt{(x + qd - x')^2 + (y - y')^2} \right) \exp(iq\xi) \quad (9)$$

$$G^r = J_0(k\rho) I_0(\xi) + 2 \sum_{l=1}^{\infty} (-1)^l J_l(k\rho) \cos(l\theta) I_l(\xi) \quad (10)$$

$$x - x' = \rho \cos \theta, \quad y - y' = \rho \sin \theta$$

$$I_l(\xi) = \frac{i^l}{\pi} \int_{-i\infty - \pi/2}^{\pi/2 + i\infty} \frac{\exp(-i(Q+1)\alpha_+ - il\psi)}{1 - \exp(-i\alpha_+)} d\psi + (-1)^l \frac{i^l}{\pi} \int_{-i\infty - \pi/2}^{\pi/2 + i\infty} \frac{\exp(-i(Q+1)\alpha_- - il\psi)}{1 - \exp(-i\alpha_-)} d\psi \quad (11)$$

$$\alpha_{\pm} = kd \cos \psi \mp \xi$$

$$\xi = kd \cos \varphi_0 - \text{число Флоке}$$

Для расчетов будем использовать стандартный численный алгоритм, основанный на методе коллокации, реализованный на MatLab. Рассмотрим задачу рассеяния плоской монохроматической волны

$$U_0 = e^{(-i(w_0 x - v_0 y))}, w_0 = k \cos \varphi_0, v_0 = k \sin \varphi_0 \quad (12)$$

на бесконечной периодической поверхности, имеющей поперечное сечение S синусоидальной формы, которое описывается уравнением: $y = a \cos x$. Угол падения волны $\varphi_0 = \frac{\pi}{2}$ (нормально падающая волна).

Диаграмма рассеяния центрального элемента, т.е. угловая характеристика $f(\varphi)$ волнового поля имеет вид:

$$f_0(\omega) = \frac{i}{4} \int_{-\frac{d}{2}}^{\frac{d}{2}} \left[\frac{\partial U(x, y)}{\partial n} - U(x, y) \frac{\partial}{\partial n} \right] e^{i(wx + f(x)\sqrt{k^2 - w^2})} \sqrt{1 + (f'(x))^2} dx \quad (13)$$

где $w = k \sin \omega$, ω – угол, отсчитываемый от оси OY .

В случае краевого условия Дирихле $U|_s = 0$:

$$g_0(\omega) = \frac{i}{4} \int_{-\frac{d}{2}}^{\frac{d}{2}} \left[\frac{\partial U(x, y)}{\partial n} \right] e^{i(wx + f(x)\sqrt{k^2 - w^2})} \sqrt{1 + (f'(x))^2} dx \quad (14)$$

Заменяем интеграл суммой Римана:

$$g_0(\omega) = \frac{i}{4} \sum_{m=1}^N a_m e^{i(wx_m + f(x_m)\sqrt{k^2 - w^2})} \sqrt{1 + (f'(x_m))^2} \quad (15)$$

Покажем необходимость охвата поверхностью S_δ особенностей аналитического продолжения волнового поля и построения ее с помощью аналитической деформации.

Рассмотрим пример $a = 10, N = 70, k = \frac{d}{\lambda} = 2.1$, где a – амплитуда синусоиды, d – период поверхности, λ – длина волны, N – количество точек коллокации.

На рис 1. представлены диаграммы рассеяния, где 1 – поверхность S_δ получена при аналитической деформации границы рассеивателя вплоть до особенностей аналитического продолжения волнового поля, 2 – поверхность S_δ получена при неаналитической деформации S с охватом особенностей (расстояние от поверхности S_δ до множества особенностей составляет величину, равную 10^{-3}), 3 – поверхность S_δ получена при неаналитической деформации S без охвата особенностей.

На рис 2. приведены невязки, полученные для рассматриваемой задачи, где 1 – поверхность S_δ получена при аналитической деформации границы S , 2 – поверхность S_δ получена при неаналитической деформации S с охватом особенностей (расстояние от поверхности S_δ до множества особенностей составляет величину, равную 10^{-3}), 3 – поверхность S_δ получена при

неаналитической деформации S без охвата особенностей. Видно, что даже если алгоритм не расходится, то невязки для поверхности, построенной без учёта особенностей, слишком большие.

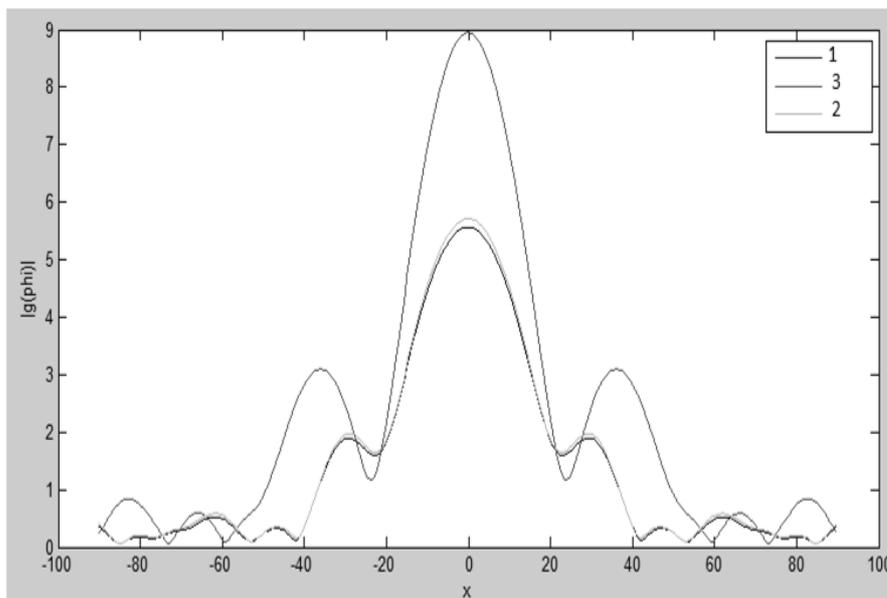


Рис.1. Диаграмма рассеяния

Диаграммы рассеяния на рис. 1 для аналитической деформации и для не аналитической деформации с охватом особенностей близки, но на рис. 2 достаточно хорошо видно, что наименьшие погрешности соответствуют случаю, когда поверхность S_δ получена при аналитической деформации границы S . Можно сделать вывод, что для более точного решения, поверхность необходимо строить с помощью аналитической деформации.

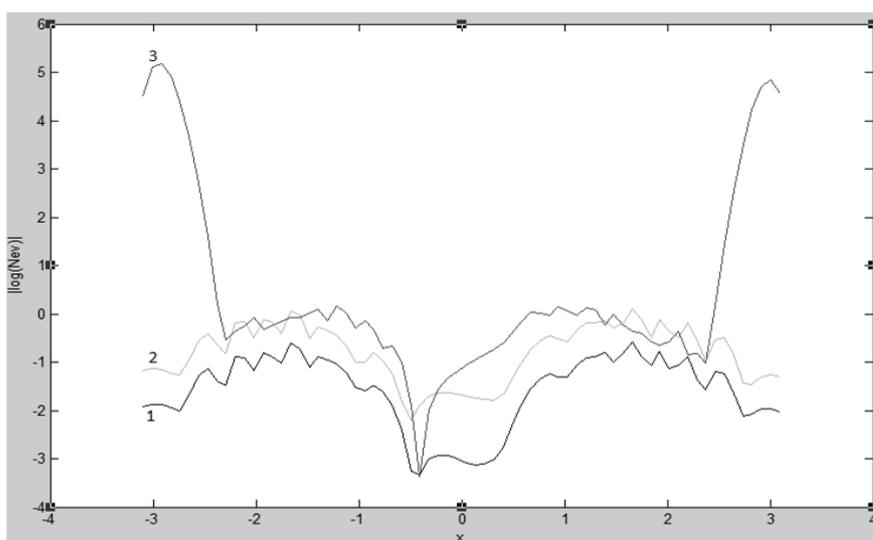


Рис.2. Невязка решения

В результате исследования продемонстрировано, что интегральные уравнения МНП для задачи дифракции на бесконечной периодической поверхности корректно лишь при условии, когда поверхность, порождающая ИУ, охватывает все особенности аналитического продолжения волнового поля. Так же при построении вспомогательного контура с помощью аналитической деформации алгоритм МНП сходится быстрее и позволяет получить наименьшие погрешности при фиксированной размерности алгебраической системы, чем в случае, когда контур строится любым другим способом.

Библиографический список:

1. Кюркчан А.Г., Смирнова Н.И. Обобщение метода продолженных граничных условий // Радиотехника и электроника, 2008, том 53, N7, с.809-817.
2. Кюркчан А.Г., Смирнова Н.И. О решении задач дифракции волн методом нулевого поля//Акустический журнал, 2009, том 55, N 6, с.691-697.
3. Кюркчан А.Г., Смирнова Н.И. Учет особенностей аналитического продолжения волнового поля при использовании методов нулевого поля и Т-матриц //Электромагнитные волны и электронные системы, 2008, том 13, N8, с.78-86.
4. Кюркчан А.Г., Минаев С.А., Соловейчик А.Л. Модификация метода дискретных источников на основе априорной информации об особенностях дифракционного поля // Радиотехника и электроника, 2001, том 46, N6, с.666-672.
5. Кюркчан А.Г. Аналитические свойства волновых полей и диаграмм Препринт N12(384). – М.,1984г.
6. Маненков С.А. Применение сплайн-аппроксимации для решения задачи дифракции на периодической решетке, расположенной над киральным полупространством//Радиотехника и электроника, 2009, том 54, N10, с.1196-1206.
7. Галишникова Т.Н., Ильинский А.С. Численные методы в задачах дифракции.– М.: Изд-во МГУ, 1987. – 208 с.

ПОСТРОЕНИЕ СТРУКТУРИРОВАННОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СЕТИ НА ОСНОВЕ ОПТОВОЛОКНА

Худякова Е.Ю., Леонова Н.В.

Иркутский государственный технический университет
Kat8818@rambler.ru

Рост компьютерного парка ИрГТУ и увеличение мощности процессоров персональных компьютеров создало необходимость передачи больших объемов данных по локальным сетям университета.

Стремительно развивается инфраструктура коммуникаций, по которым передаются данные. Сеть в рамках организации использует различные протоколы передачи данных: FTP- передача данных, HTTP-протокол передачи гипертекста, USENET-телеконференции, IRC-интерактивное общение, mailto-электронная почта.

В настоящее время университет состоит из нескольких подразделений. Самой разветвленной является управление образовательной деятельностью. Одновременно с учебным процессом в университете ведутся фундаментальные и прикладные исследования. В университете существует международный отдел. Вполне понятно наличие большого объема информации, которым ежедневно обмениваются все отделы и подразделения университета. В среднем в течении рабочего дня такой объем составляет от 10 до 40 Тб. К этому еще добавляется выход в internet. Для стабильной и продуктивной работы учреждения актуальным становится вопрос создания скоростной и качественной линии связи, созданной с помощью волоконной оптики.

В настоящее время широко при построении локальных вычислительных сетей применяются структурированные кабельные системы (СКС).

Основными признаками СКС считаются *структурированность, универсальность, и избыточность.*

Первый основной признак СКС – *структурированность.* Среда передачи сигналов состоит из элементов - кабелей и разъемов. Поэтому, функциональные элементы СКС (как части среды передачи), составляют кабели, оснащенные разъемами в точках подключения или коммутации, и проложенные по определенным правилам (с образованием линий и магистралей).

Для фиксации разъемов используют розетки и панели. Для организации линий применяют короба, лотки, лестницы. Это конструктивные элементы СКС, которые не являются частью среды передачи[3].

По назначению, структурированную сеть принято разделять на подсистемы (рис.1). Практики работают с СКС AT&T, СКС Lucent, СКС Alcatel и т.п. Иначе говоря, у каждого производителя есть хоть небольшая, но свобода действий, которой они пользуются в полной мере. Так или иначе, на сегодня предпочтительнее ориентироваться на международные стандарты, которые разделяют три подсистемы: магистраль комплекса, магистраль здания и горизонтальную подсистему.

Магистраль комплекса служит для соединения между собой различных зданий. Как правило, реализуется на оптоволоконном (реже медном кабеле), и позволяет соединять между собой здания, находящиеся на расстоянии до нескольких километров.

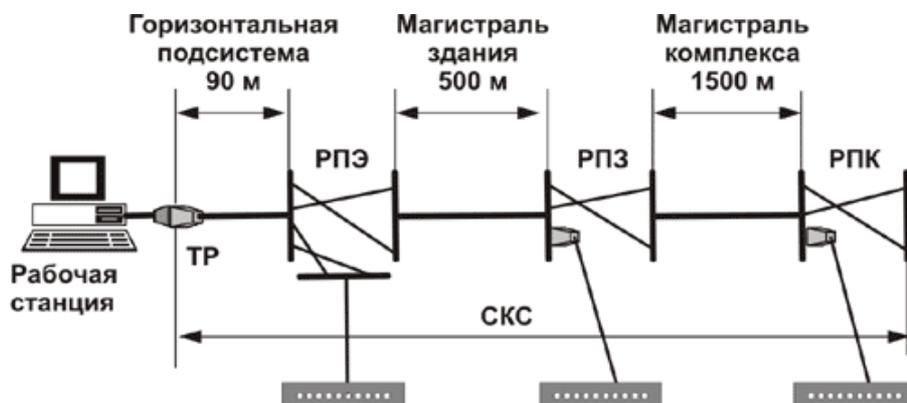


Рис. 1. Подсистемы СКС. РПЭ - распределительный пункт этажа, РПЗ - распределительный пункт здания; РПК - распределительный пункт комплекса

Магистраль здания соединяет между собой этажи здания, обеспечивает связь между распределительной панелью здания и панелями этажей. Она должна включать в себя кабель, установленный вертикально между этажными панелями, главную или промежуточную панель в многоэтажном здании, а также кабель, установленный горизонтально между панелями в протяженном одноэтажном здании.

Горизонтальная подсистема является частью, которая проложена между телекоммуникационной розеткой на рабочем месте, и этажной распределительной панелью. Каждый этаж здания рекомендуется обслуживать своей собственной горизонтальной подсистемой. На каждое рабочее место должно быть проложено как минимум два горизонтальных кабеля.

Универсальность в СКС достигается благодаря следованию стандартам, которые позволяют перейти от частных к открытым системам, с унифицированными параметрами, поддерживающими работу оборудования (причем как активного так и пассивного) любых производителей. Добиться этого не слишком просто - в отличие от активного оборудования, СКС создают тысячи и десятки тысяч независимых организаций, всегда в единственном экземпляре, и обычно с учетом своих особенностей. Если к этому добавить необходимость использования в СКС единой системы для всех видов коммуникаций, которые должны эксплуатироваться одной службой, по единым методикам и нормам, то создание серьезной сети является совсем не простой задачей.

Третий основной признак, *избыточность*, не слишком хорошо сказывается на стоимости. Но именно это позволяет строителями создавать системы прежде, чем станут известны требования пользователей, и обеспечить большой срок службы телекоммуникационной инфраструктуры здания. В этом заложен достаточно глубокий экономический смысл. Классическая структурированная кабельная система монтируется на этапе строительства здания, или капитального ремонта. И должна служить без изменений до следующего капитального ремонта (обычно 10-15 лет). Достигается это путем выполнения монтажа системы

не из расчета на существующие потребности, а исходя из требований нормативов (с существенным запасом). Поэтому практически любые изменения организационной структуры не должны привести к необходимости модернизации СКС. Для этого должно быть достаточно переключений на распределительных панелях[1].

В корпус «К» основного здания университета по кабельной канализации приходит бронированный оптический кабель. Это соответствует магистральному комплексу структурированных кабельных систем. На сегодняшний день с помощью одномодового оптоволокна (16 волокон) связаны два сервера университета, которые расположены в корпусе «И» и «К» на расстоянии примерно 250 м (магистраль здания). Кабель проложен с наружной стены и по чердаку. От серверных комнат оптоволокно доведено до оптических шкафов в корпусах «Б», «В», «Г», «Д», «Е» и «Ж». В шкафах находятся по два конвертора DLINK-CISCO на 48 портов для витой пары. Дальнейшая горизонтальная разводка до аудиторий выполнена на основе витой пары. Так как шкафы находятся на середине корпуса второго этажа, расстояние до самых отдаленных участков сети не превышает 100 м, что соответствует условиям стабильной и качественной работы витой пары со скоростью до 1000 Мбит/с.

В настоящее время в университете функционирует структура кабельных систем, ориентированная на международные стандарты, которые разделяют три подсистемы: магистраль комплекса, магистраль здания и горизонтальную подсистему. Структура является комбинированной поскольку включает в себя волоконно-оптические кабели и витую пару.

От серверной К-220 в корпуса «Б», «В» и «Г» до шкафов проложено оптоволокно, дальше разводка по аудиториям идет с помощью витой пары типа 5е. Таким образом в сеть входят 80 аудиторий и 430 компьютеров корпусов «Б», «В» и «Г».

От серверной И-216 оптоволокно проложено до приемной ректора и к распределительным шкафам в аудиториях Д-214, Е-214 и Ж-219. Эта часть сети объединяет более 500 компьютеров. Существующие ограничения по длине витой пары (не более 100 м) создали необходимость размещения дополнительного оборудования в корпусе Ж. Протяженность корпуса Ж более 135м, поэтому для оптимальной работы витой пары дополнительно установлено сетевое оборудование в аудитории Ж-211.

Использование оптоволокна дает возможность развернуть относительно недорогую сетевую структуру в корпусе «Ж». Поскольку по оптоволокну данные передаются на расстояние 300 м и больше, можно создать централизованную оптическую инфраструктуру, где все активное оборудование сосредоточено в одном подвальном помещении, и оттуда оптоволоконные сегменты идут ко всем рабочим местам пользователей, расположенным на разных этажах здания. Если рассматривать дальнейшее усовершенствование построенной сети, то можно расположить все оборудование в цокольном помещении корпуса Ж и произвести горизонтальную разводку по 76 аудиториям с помощью оптоволокна.

Оптический кабель позволяет за секунды увеличить скорость подключения, просто перенастроив оконечное оборудование. Если есть потребность в высокоскоростной линии на гигабит и более, оптика – вне конкуренции. Даже если сегодня не возникает потребности в столь высокой скорости передачи информации, оптика – хороший задел на будущее, ведь гарантия на нее составляет более 25 лет.

С использованием волоконно-оптических кабелей возможно создание резервной сети: для этого оптический кабель между корпусами «Е» и «Ж» закольцовывается, таким образом, надежность работы системы повышается.

Высокая скорость передачи информации (до 1000 Мбит/с и выше), надежность и долговечность использования, невосприимчивость к воздействию атмосферного электричества – преимущества оптоволоконного кабеля. Необходимость использования того или иного типа кабеля обосновывается такими факторами, как удобство монтажа, надежность, долговечность, простота использования, совместимость и, конечно, стоимость. Каждый из этих типов кабелей имеет свои достоинства и свои недостатки. Так, волоконно-оптические линии связи, основой которых является оптоволокно – это высокоскоростные линии связи.

Монтаж витой пары не доставляет больших хлопот. Однако линии связи, основанные на витой паре, нельзя назвать надежными, так как они подвержены влиянию электричества.

Безусловно, витая пара дешевле и доступнее оптоволоконна. Но делая выбор, стоит задуматься, что выгоднее: один раз проложить дорогостоящий, но высокоэффективный, безопасный и надежный оптоволоконный кабель или перекладывать дешевую, но не столь долговечную витую пару? Оптический кабель позволяет за секунды увеличить скорость подключения, просто перенастроив оконечное оборудование. Витая пара имеет предел. Если есть потребность в высокоскоростной линии на гигабит и более, оптика – вне конкуренции. Даже если сегодня не возникает потребности в столь высокой скорости передачи информации, оптика – хороший задел на будущее, ведь гарантия на нее составляет более 25 лет. Максимальный срок службы витой пары исчисляется двумя десятками лет, ну, а гарантийный, как водится, значительно меньше[2].

Таким образом считаем целесообразным для организации локальной вычислительной сети университета использовать технологию максимального приближения оптоволоконна к рабочему месту.

Библиографический список

1. Леонова Н.В. Волоконно-оптические системы передачи. – Иркутск, изд-во ИрГТУ, 2008.
2. Семенов А.Б. Волоконная оптика в локальных и корпоративных сетях связи. – М.: Компьютер Пресс, 1998. – 302 с.
3. Волоконно-оптические сети/ Р. Р. Убайдуллаев.– М.: Эко-Трендз, 2001.

ПЕРСПЕКТИВНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ КОДИРОВАНИЯ ВИДЕОПОТОКА В КАНАЛАХ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

Непомнящий О.В., Митюков В.А.

Сибирский Федеральный Университет
2955005@gmail.com

Актуальность разработки новых технологий кодирования видеопотока связана с внедрением формата видеоUltraHD с разрешением от 3840×2160 до 7680×4320 пикселей, который приходит на замену существующему форматуHD. Увеличение разрешения видео ведет к увеличению размеров видеоданных, что является серьезной нагрузкой на каналы спутниковой связи. В связи с этим ищутся наиболее эффективные решения, которые позволят существенно снизить эту нагрузку. Основными целями являются улучшения либо степени сжатия данных, уменьшая скорость кодирования видеопотока, либо скорости сжатия, уменьшая конечное качество видеоданных. В большинстве случаев работы идут по модификации методов и алгоритмов кодирования видеопотока в уже принятых стандартах видеокодирования.

В данной статье мы рассматриваем существующий стандарт видеокодирования H.264, новый стандарт H.265, который приходит ему на замену, и предлагаем использовать многомерное пространственное преобразование для улучшения степени сжатия видеоданных в стандарте H.265, когда имеются некоторые ограничения на скорость видеопотока, но требуется сохранить высокое качество видео.

Наиболее распространенным стандартом видеокодирования является принятый в 2003 г. стандарт H.264. Областью применения стандарта H.264 являются видео высокого разрешения, видеоконференции, кодирование и организация сетевого видеопотока[5]. Стандарт H.264 использует разбиение кадров видеопоследовательности на области макроблоков размерами 16×16 сэмплов яркости (8×8 сэмплов для хроматических компонент) и гибридную схему видеокодирования[1,5], которая включает в себя использование внутри(intra-frame) и межкадрового(inter-frame) предсказания с компенсацией движения и кодирования с двухмерным преобразованием[1]. Внутрикадровое предсказание, как следует из названия, использует пространственные данные внутри кадра, независимо от других соседних кадров. Межкадровое же наоборот использует временные данные между обрабатываемым кадром и опорными кадрами. Для идентичной генерации межкадрового предсказания кодер и декодер используют компенсацию движения с помощью векторов движения. Компенсация движения строится на схожести некоторых блоков сэмплов в соседних кадрах. Найдя схожий блок на другом кадре, производится вычитание из него текущего кадра, запись смещения изначального блока по отношению к схожему блоку(вектор движения) и кодирование полученного остаточного блока[5]. В качестве двухмерного преобразования используется приближенное к дискретному-

косинусному преобразованию для блоков сэмплов размерами 4×4 , имеющее следующий вид[5] (1, 2):

$$Y = (CXCT) \otimes E \quad (1),$$

$$C = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 2 & 1 & -1 & -2 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 2 & -1 \end{pmatrix} \quad (2),$$

где X – матрица 4×4 входных сэмплов;

E – матрица масштабных множителей;

\otimes – знак поэлементного умножения матриц.

Дискретное косинусное преобразование позволяет устранить пространственную корреляцию между блоками сэмплов. К достоинствам данного преобразования относится то, что все операции в нем целочисленные и гарантируется идентичность результатов прямого и обратного преобразования[2,5]. К недостаткам следует отнести возникновение артефактов блочности, которые устраняются использованием в кодере специального деблочного фильтра.

Рассмотрим стандарт H.265, так же известный как стандарт Высокоэффективного видеокодирования (High-EfficiencyVideoCoding) [1,6]. В январе 2013 г. был согласован предварительный черновой вариант стандарта. В разработке участвовала совместная группаITU-TVVideoCodingExpertsGroup (VCEG) и ISO/IECMovingPictureExpertsGroup (MPEG). Данный стандарт ставит целью кодирование видео с разрешениями UltraHDи сокращение времени кодирования видеоданных по сравнению со стандартом H.264[1], при сохранении примерно такого же качества декодированных видеоданных. Стандарт нацелен на применение в телевидении, в спутниковых коммуникациях и т.д.[1,4,6]

Двумерное преобразование, принятое в стандарте H.265, вместо принятых в предыдущих стандартах макроблоков использует новую структуру, которая называется Деревом элементов кодирования(Codingtreeunit). Такое дерево по размеру может быть больше, чем макроблок[1]. Так как стандарт HEVC работает с изображениями формата $YCbCr$, то дерево элементов кодирования включает в себя одно дерево блоков кодирования яркости(LumaCodingtreeblock), два связанных дерева блоков кодирования для хроматических компонент и элементы синтаксиса[1,3]. $L \times L$ - размер дерева блоков кодирования, где $L = 16, 32, 64$ сэмплов. Размер L выбирается самим кодером в соответствии с его вычислительными нуждами[1]. Дерево блоков кодирования далее может быть разбито на один или более элементов кодирования(Codingunit)[1,3,4]. Каждый такой элемент содержит в себе три блока кодирования для трех компонент формата $YCbCr$, а так же связанные элементы синтаксиса и элементы преобразования(transformunit) и предсказания(predictionunit)[4]. Элемент предсказания в свою очередь включается в себя три блока предсказания для яркости и хроматических компонент и связанные синтаксические, структурные элементы преобразования. Ровно так же элемент преобразования содержит в себе три блока преобразования и связанные синтаксические, структурные элементы преобразования[4].

По размеру блоки предсказания могут быть 64×64 сэмпла или ниже[1]. Тип предсказания выбирается кодером на уровне элементов кодирования. Остаток же предсказаний кодируется с помощью блочных преобразований. Для блоков преобразования же используются размеры 4×4 , 8×8 , 16×16 и 32×32 , с использованием подобных дискретному косинусному преобразованию функций, но для блоков размеров 4×4 , полученных из внутрикадрового предсказания, отдельно определено альтернативное преобразование[1].

Схема работы кодера, основанного на стандарте H.265, представлена на рис.1 и схожа со схемой предыдущего стандарта H.264.

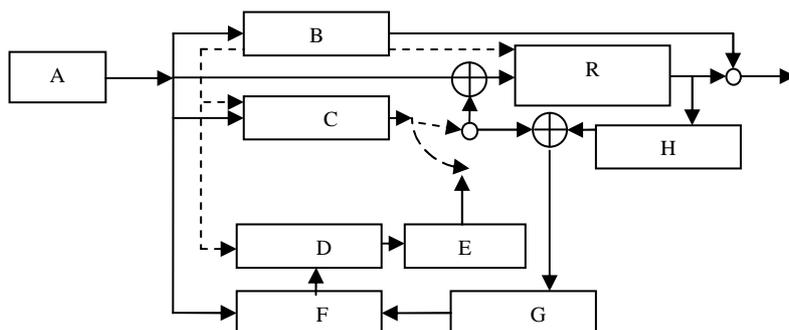


Рис.1. Схема кодера по стандарту видеокодирования H.265

В секции А происходит перевод изображения в формат $YCbCr$, разбиение изображения на дерево элементов кодирования, с последующим определением элементов предсказания. В – это главный элемент управления кодера. В секции С производится внутрикадровое предсказание выбранных для этого режима блоков предсказания. Секции D и E относятся к межкадровому предсказанию, в первом происходит оценка движения блоков, а во втором – компенсация движения. Затем в секции R происходит определение элементов преобразования, производится преобразование, масштабирование и квантование блоков. После чего полученные данные энтропийно кодируются и передаются по каналу связи декодеру. С секции H начинается часть кодера, отвечающая за процессы декодирования полученных изображений, т.е. в H производится обратное масштабирование и обратное преобразование, после чего в G используются фильтры подавления блочности. Полученный декодированный кадр затем хранится в буфере кадров F, которые могут быть использованы как опорные кадры для межкадрового предсказания.

Преобразование, используемое в стандарте H.265, представляет собой череду одномерных преобразований [1,4], сначала через первое одномерное преобразование проходят строки поступившего блока сэмплов, затем полученный блок результирующих сэмплов опять проходит через одномерное преобразование, но уже по столбцам. Одномерное преобразование выглядит следующим образом (3):

$$y_i = \sum_{j=0}^{N-1} A_{i,(j*2^{5-\log_2 N})} * x_j; \quad i = 0, \dots, N - 1 \quad (3),$$

где x_j – элемент из одномерного массива X, который содержит элементы либо из столбца блока сэмплов, либо из строки блока;

N – количество элементов в массиве X ;

A – матрица преобразования, которая при размере блока 4×4 , имеет вид:

$$A = \begin{pmatrix} 64 & 64 & 64 & 64 \\ 83 & 36 & -36 & -83 \\ 64 & -64 & -64 & 64 \\ 36 & -83 & 83 & -36 \end{pmatrix}$$

Как видно матрица A имеет симметричные коэффициенты, что позволяет уменьшить количество математических операций в формуле (3) и тем самым увеличить скорость преобразования.

Альтернативно определенная для внутрикадрового преобразования 4×4 блоков яркости функция выглядит следующим образом (4):

$$y_i = \sum_{j=0}^{N-1} A_{ij} * x_j; \quad i = 0, \dots, N - 1 \quad (4)$$

$$A = \begin{pmatrix} 29 & 55 & 74 & 84 \\ 74 & 74 & 0 & -74 \\ 84 & -29 & -74 & 55 \\ 55 & -84 & 74 & -29 \end{pmatrix}$$

Альтернативная функция получена из формы дискретного синусного преобразования и сокращает битрейт на 1% [1].

Для сравнения стандартов H.264 и H.265 использовались исходные проекты H.264/AVCJM-18.5 и H.265 HM-12.0, доступные по следующим ссылкам [8,9]. Для оценки качества сжатия использовалась метрика пикового отношения сигнала к шуму (PSNR–peak signal-to-noise ratio) и структурного сходства (SSIM–Structural Similarity Index Method) по яркостным компонентам Y . В качестве тестовой последовательности была выбрана видеопоследовательность BasketballPass с разрешением кадра 416×240 пикселей, 50 кадрами в секунду. Параметр квантования у обоих кодеров стоял (QP) = 28. Результаты по метрике PSNR показаны на рис. 2 и табл.1. Результаты SSIM – на рис.3 и табл.2.

Чем выше значения графика на рис.2, тем лучше качество видеоданных. Кадры, кодированные по стандарту H.265, имеют меньше шумов, чем кадры, кодированные по стандарту H.264. Пиковое отношение сигнала к шуму является важной характеристикой для стандартов видеокодирования, т.к. она показывает, какой из стандартов имеет высокую помехоустойчивость.

В метрике SSIM, чем индекс ближе к значению 1, тем лучше, т.к. равенство индекса кодированного кадра единице означает, что он идентичен индексу кадра из оригинальной видеопоследовательности.

Многомерное пространственное преобразование. Для большей эффективности сжатия мы рассматриваем использование в стандарте H.265 вместо преобразования (3) многомерное пространственное преобразование (Multi-Dimensional Spatial Transform). Данное преобразование было разработано в Квангвунском университете в 2008 г. для стандарта H.264 [2,7]. Данное преобразование ставит целью сокращение пространственной избыточности между соседними блоками сэмплов.

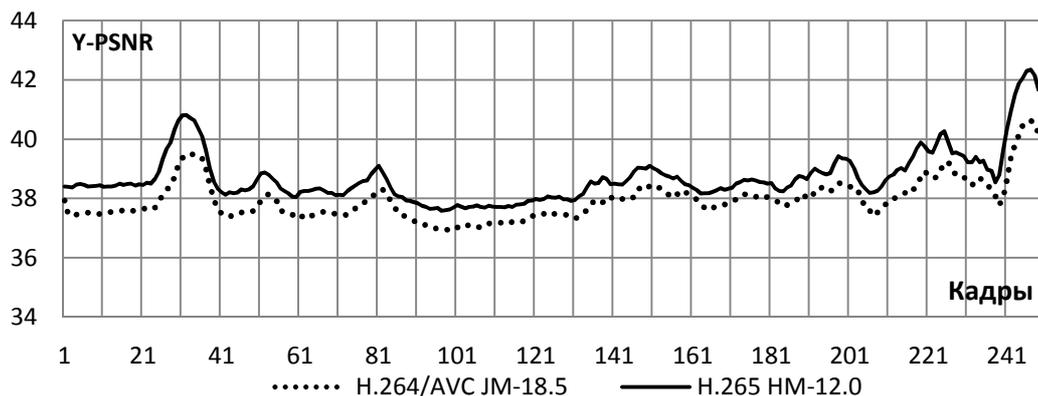


Рис.2. График результатов кодирования по метрике Y-PSNR

Таблица 1. Средние значения Y-PSNR

Кодек	Y-PSNR	U-PSNR	V-PSNR
H.264/AVCJM-18.5	37,9 дБ	38,1 дБ	37,9 дБ
H.265 HM-12.0	38,6 дБ	39,6 дБ	39,7 дБ

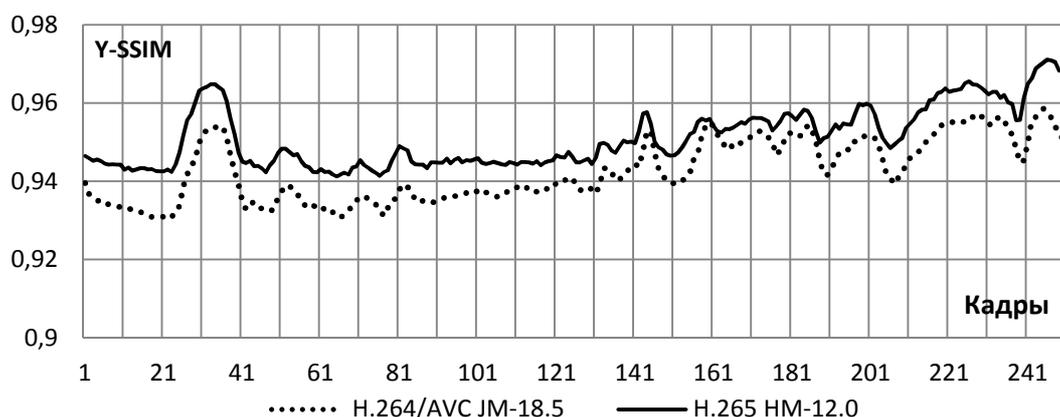


Рис.3. График результатов кодирования по метрике Y-SSIM

Таблица2. Средние значения Y-SSIM

Кодек	Y- SSIM
H.264/AVCJM-18.5	0,94268
H.265 HM-12.0	0,95105

Многомерное пространственное преобразование делится два типа: 3DT и 4DT. 3DT работает с подмакроблоками вида 16×8 и 8×16 . 4DT – с макроблоков размера 16×16 . 3DT делится по подмакроблокам на вертикальный (V3DT) и горизонтальный (H3DT) типы. Вычисления у обоих типов одинаковы, меняется лишь направление.

Рассмотрим преобразование на примере H3DT. На рис.4 представлена схема H3DT. Имеется подмакроблок 8×16 , который состоит из двух строк в каждой из которых по четыре 4×4 блока сэмплов. В первой строке расположены блоки 0, 1, 2, 3. Во второй – блоки 4, 5, 6, 7. Четыре блока в первой строке с помощью двумерного преобразования превращаются в шестнадцать 1×4

строк. Потом этот массив проходит через одномерное преобразование. На рис.4 черным закрашены коэффициенты, полученные из одномерного преобразования. Шестнадцать коэффициентов, соответствующих позициям шестнадцати 1×4 строк, собираются в 4×4 блок. Потом это процесс преобразования еще раз проводится, но уже со второй строкой[2,7] и полученный из нее 4×4 блок переставляется справа от 4×4 блока из первой строки. Весь этот процесс повторяется для второго подмакроблока. В результате мы получаем четыре 4×4 блока результирующих коэффициентов.

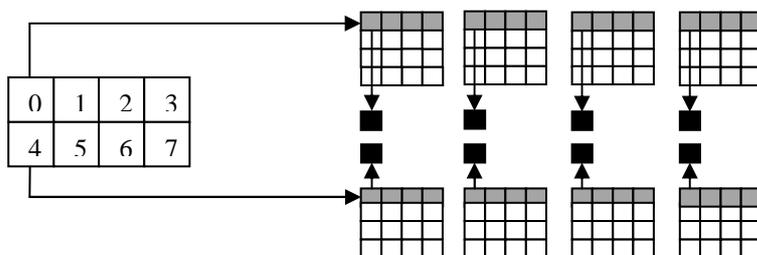


Рис. 4. Многомерное пространственное преобразования типа НЗДТ

4DT работает с макроблоками 16×16 . Это значит, что у нас шестнадцать 4×4 блоков. Каждый блок проходит через двумерное преобразование. На выходе получаются шестнадцать коэффициентов для каждого обработанного 4×4 блока. Каждые из этих шестнадцати коэффициентов группируются в блоки размерами 4×4 . После чего проводится еще одно двумерное преобразование над каждым таким блоком коэффициентов[2,7].

Использование многомерного пространственного преобразования(MDT) типа НЗДТ в стандарте H.265 вместо преобразования (3) мы рассматриваем в тех случаях, когда на кодер накладываются ограничения на битрейт. Тогда для сохранения высокого качества данных видеопотока в режиме внутрикадрового предсказания кодером будет выбираться многомерное пространственное преобразование для элементов преобразования(TU), имеющих в себе блоки преобразования размерами 16×16 сэмплов. На рис.5 представлена схема модуля, который предлагаем внести в секцию R на рис.1. На модуль режима выбора поступает информация о накладываемых ограничениях на битрейт и элемент преобразования(TU), который, как отмечалось, имеет в себе три блока преобразования со связанными синтаксическими элементами.

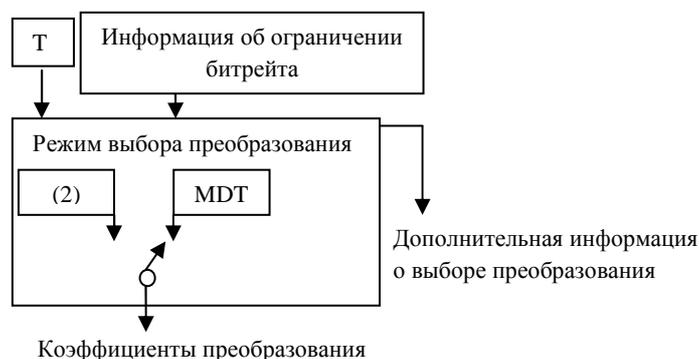


Рис.5. Модуль выбора типа преобразования

Если блок преобразования поступает с размером 16×16 сэмплов в режиме внутрикадрового предсказания, то выбирается многомерное пространственное преобразование, которое проходит следующим образом. Блок преобразования размером 16×16 сэмплов разбивается на два подблока размерами 8×16 сэмплов. После чего каждый из них разбивается на 8 блоков размерами 4×4 , как на рис.4. Далее над каждым из этих 4×4 блоков происходят процессы, описанные выше для рис.4, где за основу двухмерного преобразования берется ядро преобразования из (1):

$$Y = CXCT^T \quad (5),$$

где X - матрица сэмплов блока 4×4 .

Матрица C такая же как и для преобразования (1). Матрица C берется за основу и одномерного преобразования, которое для строк из 4×4 блоков имеет следующий вид:

$$h_i = \sum_{j=0}^3 C_{ij} * g_j; \quad i = 0, \dots, 3 \quad (6),$$

где g_j - элемент из строки 1×4 .

Подробная схема для одномерного преобразования представлена на Рис.6. Каждый коэффициент в блоке результирующих коэффициентов по строке соответствует номеру строки 1×4 , а по столбцу – положению блока 4×4 . Из второй строки подблока 8×16 параллельно выводится такой же 4×4 блок результирующих коэффициентов, который записывается справа от текущего блока из первой строки. Получив еще два таких же блока из второго подблока 8×16 и сгруппировав с текущими двумя, мы имеем 8×8 блок результирующих коэффициентов, который поэлементно умножается на матрицу масштабных коэффициентов E и далее передается на квантователь, энтропийно кодируется и передается по каналу спутниковой связи.

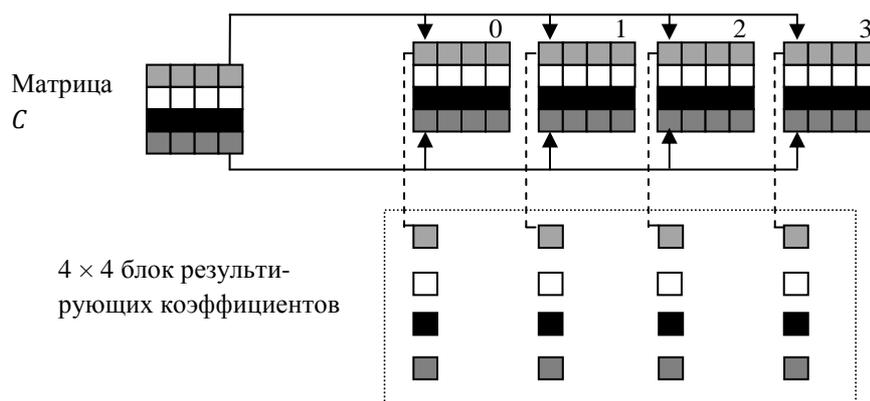


Рис.6. Одномерное преобразование четырех блоков из первой строки подблока 8×16

На данный момент дискретное косинусное преобразование является наиболее популярным преобразованием в существующих стандартах видеокодирования. Целью данной статьи было провести обзор существующих стандартов видеокодирования со сравнением степени сжатия видеоданных. Как показали

результаты, стандарт H.265 добивается повышения качества выходных видеоданных, используя довольно быстрый алгоритм преобразования входных блоков через одномерное преобразование сначала по горизонтали, а потом по вертикали. Этот алгоритм подходит для кодирования крупных видеопоследовательностей с большим количеством кадров. Предложенное многомерное пространственное преобразование возможно использовать при некоторых ограничениях на канал связи, когда требуется сохранение высокого качества видеоданных при малой скорости кодирования. Тогда многомерное пространственное преобразование обеспечит высокое уплотнение видеоданных за счет устранения высокой пространственной корреляции внутри блоков и между соседними блоками данных. В будущем мы планируем реализовать модель кодека по стандарту H.265 с модулем выбора типа преобразования, по результатам работы которой уже будет решаться вопрос об аппаратной реализации кодека.

Библиографический список

1. Overview of the High Efficiency Video Coding (HEVC) Standard, G.J. Sullivan, Jens-Rainer Ohm// IEEE Transactions on circuits and systems for video technology, vol. 22, no. 12, 2012
2. Мигель Капело«Расширения преобразования для Высокоэффективного видеокодирования»[Электронный ресурс] – Режим доступа:https://dspace.ist.utl.pt/bitstream/2295/931116/1/MiguelCapelo_Thesis.pdf, свободный
3. Comparison of the Coding Efficiency of VideoCoding Standards—Including High EfficiencyVideo Coding (HEVC), Jens-Rainer Ohm, G.J. Sullivan, Heiko Schwarz// IEEE Transactions on circuits and systems for video technology, vol. 22, no. 12, 2012
4. Рекомендация МСЭ-ТН.265[Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.itu.int/rec/T-REC-H.265-201304-I/en>, свободный
5. Ян Ричардсон. Видеокодирование. H.264 и MPEG-4 – стандарты нового поколения. М.: Техносфера, 2005. 368 с.
6. Пресс-релиз МСЭ “Новый кодек видеосигнала для ослабления давления на глобальные сети”[Электронный ресурс] – Режим доступа: http://www.itu.int/net/pressoffice/press_releases/2013/pdf/01-ru.pdf, свободный
7. Ву-Джин Чои«Многомерное преобразование для будущего видеокодирования».Материалы 23-ей Международной Технической конференции по Схемам и Системам[Электронный ресурс] – Режим доступа:http://www.ieice.org/proceedings/ITC-CSCC2008/pdf/p1601_P2-54.pdf, свободный
8. H.264/AVCreferencesoftware[Электронный ресурс] – Режим доступа:URL: <http://iphome.hhi.de/suehring/tml/>, свободный
9. H.265 referencesoftware [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://hevc.hhi.fraunhofer.de/>, свободный

ОДНОКРИСТАЛЬНЫЕ, ДИНАМИЧЕСКИ РЕКОНФИГУРИРУЕМЫЕ, АДАПТИВНЫЕ СИСТЕМЫ В РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Непомнящий О.В., Хабаров В.А., Правитель А.С.

Сибирский федеральный университет
2955005@gmail.com

В настоящее время программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) успешно конкурируют со специализированными вычислителями статической архитектуры в области управления и высокоскоростной обработки данных. Наибольший интерес вызывают ПЛИС, используемые в сложных системах, проектируемых для нужд авиационной, космической и оборонной промышленности. К такой аппаратуре предъявляются повышенные требования, поскольку электронные модули специального назначения должны сохранять свою работоспособность или восстанавливать её в течении заданного отрезка времени. ПЛИС входящие в состав специализированной радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), функционирующей в сложных условиях космического пространства или в районах ведения боевых действий подвергается комплексному воздействию дестабилизирующих факторов (ДФ). Рассмотрим основные ДФ воздействующие на РЭА специального назначения.

К основным ДФ воздействующим на ПЛИС в составе РЭА относят [1, 2]:

- вибрации;
- перепады температур;
- линейные нагрузки;
- ионизирующее излучение.

В сложных условиях функционирования, среди выше перечисленных, наибольший негативный эффект наблюдается при воздействии ионизирующего излучения.

Под действием ионизирующего излучения в ПЛИС наблюдаются два вида отказов: одни происходят в результате накопления соответствующей дозы радиации, другие происходят в результате попадания высокоэнергетической частицы (космические лучи, протоны, электроны, альфа-частицы, термические нейтроны и т.д.).

К первому типу отказов относятся рост задержек интегральной схемы или изменение логических уровней. Второй тип отказов принято называть одиночными сбоями (SingleEventEffects, SEE). Существуют различные виды SEE [3]:

- изменение состояния регистра памяти – SEU;
- кратковременное изменение уровня на выходе логического элемента – SET;
- переход микросхемы в состояние с высоким потреблением тока из-за тиристорного эффекта (защёлкивание) – SEL;
- функциональный отказ устройства из-за одиночного события – SEFI;

- выход из строя микросхемы или логической ячейки в результате SEL-SEB и SEGR;
- невозстанавливаемое «залипание» триггера или ячейки памяти в одном состоянии – SHE.

Все виды SEE можно разделить на две группы: восстанавливаемые отказы и катастрофические отказы, которые ведут к потере функциональности системы либо навсегда, либо до снятия и восстановления питания. К восстанавливаемым отказам относятся SEU и SET. К катастрофическим отказам относят все остальные виды SEE, но SEL и SEFI не приводят к полному выходу устройства из строя и могут быть ликвидированы выключением питания и перезагрузкой. Одиночные отказы чувствительны к размеру элемента, так как чем меньше элемент, тем меньше его объем и емкость и тем меньше энергии достаточно для изменения его состояния.

Наиболее распространенными методами борьбы с SEL и его последствиями (SEFI, SEB и т.п.) принято считать [4]:

- топологические приемы размещения элементов на подложке исключающие формирования паразитных транзисторов, которые в паре с основным могут образовать тиристор;
- снижение напряжение питания ПЛИС ниже уровня напряжения удержания паразитного тиристора, в этом случае защелкивание либо не возникнет, либо в течение незначительного времени прекратится;
- использование технологии дополнительной изоляции транзисторов рп-переходом, что значительно снижает возможность защелкивания и не требует дополнительных подложек;
- использование технологии производства микросхем на сапфировой подложке (Silicon-on-insulator, SOI) исключает формирование биполярных паразитных транзисторов и соответственно защелкивание. Из-за меньшего слоя подзатворного кремния в SOI-транзисторах величина накапливаемого заряда, вызванного длительным воздействием радиации, снижается в десять раз. Основным недостатком этого метода является высокая стоимость конечного технологического процесса изготовления кристалла. Кроме того, на программном уровне ошибки не исключаются полностью.

Поскольку SEU и SET носят локальный характер во времени и пространстве то в качестве основных мер по противодействию этим эффектам применяют:

- метод задержанного сигнала для подавления SET. На входе защищаемого от SET элемента ставят линию задержки и задают логику работы самого элемента таким образом, что элемент мог изменять свое состояние только в случае, когда на входе и выходе линии задержки сигналы одинаковы. Задержку в линии выбирают больше длительности импульса SET. Однако в этом случае наблюдается значительное снижение быстродействия ИС;
- использование резервирования ячеек памяти для борьбы с SEU (например метод тройного резервирования - TMR). Метод основан на создании

дубликатов критических узлов схемы. Общее значение выбирается схемой голосования (мажоритарной схемой) на основании выходов этих элементов. Таким образом, воздействие излучения изменит состояние логического элемента, только если пострадает сразу несколько узлов. Основным недостатком этого метода следует считать увеличение числа транзисторов для выполнения одной и той же функции. Кроме того TMR не исправляет ошибки, а только предоставляет правильное значение при этом задействуется большая полезная площадь кристалла;

– использование ячеек изготовленных по технологии с наращиваемыми или плавкими перемычками, например Antifuse или C-RAM вместо ячеек обычного статического ОЗУ (SRAM) для хранения неизменяемых данных. Это защищает от SEU, поскольку энергия, необходимая для изменения состояния таких ячеек, намного больше энергии, требуемой для срабатывания триггера SRAM.

Наиболее распространенным, алгоритмическим методом противодействия ДФ КП воздействующих на РЭА является использование различных корректирующих кодов (ЕСС), позволяющих предотвратить изменения состояния статических элементов. Однако такой подход требует значительных аппаратных затрат и экономически оправдан только при конструировании больших массивов памяти. При использовании ЕСС малой разрядности, например, применении дополнительного бита контроля по четности, метод не позволяет исправлять множественные ошибки.

Следует подчеркнуть, что обеспечение надежности состоит не только в защите от внешних, но и от внутренних дестабилизирующих воздействий. К внутренним дестабилизирующим воздействиям относятся ошибки в аппаратном и программном обеспечении, которые не были устранены на этапе проектирования, не были обнаружены при испытаниях или были внесены на этапе производства электронных средств. Наличие ошибок в аппаратном и программном обеспечении является вполне объективным фактором, который принципиально нельзя исключать из рассмотрения в виду высокой сложности современных электронно-вычислительных устройств [5].

Постоянно возрастающие требования к надежности, быстродействию и собственному энергопотреблению специализированной аппаратуры требуют разработки инновационных методов организации сверх больших интегральных схем (СБИС). Решение может быть найдено в области применения ПЛИС с динамической реконфигурацией.

Появление высокопроизводительных ПЛИС имеющих встроенные на кристалл системы динамической реконфигурации способно изменить ситуацию. В данном направлении так же открываются широкие перспективы применения кристаллов расширенного, промышленного диапазона в составе аппаратуры специального назначения. В таких ПЛИС, для резервирования на низком уровне не требуется введения дополнительных кросскоммутаторов, поскольку они уже присутствуют на кристалле. Вместо введения резервных элементов для ПЛИС требуется лишь оставить некоторое количество незадействованных яче-

ек, которые в случае отказа, путём перепрограммирования связей, заменят отказавшие ячейки.

Кроме того, имеется возможность перезаписи содержимого ПЛИС в определенные интервалы времени с целью восстановления ячеек в результате одиночных сбоев. Таким образом, ПЛИС представляет собой почти идеальную аппаратную платформу для создания отказоустойчивой системы на кристалле.

В этом направлении, требуется разработка принципов и алгоритмов замены ячеек и реконфигурирования однокристалльной системы непосредственно в процессе ее функционирования. Таким образом, необходим всесторонний анализ нового класса однокристалльных динамически реконфигурируемых систем (ДРС).

Под динамически реконфигурируемой системой подразумевается класс вычислителей, способных менять свою внутреннюю логическую структуру непосредственно в процессе функционирования [6] за время, значительно меньшее времени выполнения вычислительных задач, между которыми происходила смена структуры. Требования к значению времени реконфигурирования ДРС могут меняться во время работы устройства. Является ли система динамически реконфигурируемой или нет, зависит от характеристик аппаратной платформы и от решаемых на ней задач [7].

Любая ДРС состоит как минимум из двух базовых элементов[8]:

- динамически реконфигурируемого модуля (вычислителя), который предназначен для реализации вычислительных операций и основной элементной базой которого на сегодняшний день являются ДР ПЛИС;

- управляющего модуля (контроллера), в котором реализуются основные операции управления и специальная операция загрузки конфигурационного файла в динамически реконфигурируемый модуль из произвольного места в памяти. Таким образом, контроллер фактически представляет собой процессор, функциональный базис которого может быть неполным (могут отсутствовать все вычислительные операции, кроме тех, которые необходимы при работе с памятью).

Динамически реконфигурируемый модуль – это тот самый элемент, который отличает ДРС от традиционных процессорных устройств, хотя реализация такого фундаментального свойства вычислителей, как динамическая реконфигурация, возможна только при наличии обоих элементов. Говоря о приложениях ДРС, можно утверждать, что на ее базе целесообразна реализация только таких задач, которые требуют структурной адаптации (то есть изменения структуры) вычислительного модуля. К ним среди прочего относятся следующие:

- адаптивная обработка данных: в частности, адаптивные алгоритмы цифровой обработки сигналов и другой информации; адаптивные системы управления (прежде всего, самоорганизующиеся системы);

- сокращение аппаратных затрат на реализацию алгоритмов за счет последовательного использования одного и того же аппаратного обеспечения.

В любом случае динамически реконфигурируемые системы обработки информации – это совокупность архитектур, ориентированных на реализацию

устройств с возможностью адаптации. Как известно, адаптивные системы подразделяются на две большие группы [9]:

- системы, использующие адаптацию без обратной связи;
- системы, использующие адаптацию с обратной связью.

Процесс адаптации без обратной связи состоит в следующем:

- проводятся измерения характеристик входного сигнала и определяются его необходимые параметры;
- полученная зависимость формализуется в виде алгоритма адаптации;
- алгоритм адаптации реализуется как автономный модуль и регулирует устройство обработки (УО) в соответствии с заложенной зависимостью.

При адаптации с обратной связью коррекции в алгоритм адаптации вносятся автоматически в рабочем режиме, и определяется их влияние на выходной сигнал с целью оптимизации параметров функционирования системы. Значительное внимание уделяется разработке именно алгоритма адаптации, который справедливо считается наиболее интеллектуальной частью системы [9, 10]. Однако при реализации алгоритмов адаптивной обработки следует учитывать взаимосвязь между алгоритмом адаптации и УО входного сигнала, поскольку от каждого из них зависит, будет ли способна система обрабатывать данные в режиме реального времени или нет. Переноса подобное представление на ДРС и сопоставляя функциональное назначение всех элементов, можно прийти к выводу, что при реализации адаптивных систем ДРМ выступает в качестве УО с перестраиваемой структурой.

Однако не все адаптивные системы целесообразно реализовывать на базе ДРС. Для того чтобы это наглядно продемонстрировать, рассмотрим различные варианты регулирования УО, а именно то, какое влияние может оказывать алгоритм адаптации на УО адаптивной системы. Для этого приведем еще одну классификацию.

В зависимости от типа регулирующего воздействия, которое оказывает алгоритм адаптации на УО, и от структурной организации УО адаптивные системы могут быть реализованы как самонастраивающиеся и самоорганизующиеся. Принцип функционирования самонастраивающихся адаптивных систем (СНАС) заключается в изменении некоторого набора параметров УО при сохранении его структуры в неизменном виде (на практике это соответствует, например, изменению коэффициентов цифрового фильтра). Для самоорганизующихся адаптивных систем характерно, напротив, формирование новой структуры УО при его регулировании с помощью алгоритма адаптации, что соответствует, например, замене цифрового фильтра одного типа на другой. Становится очевидным, что ДРС избыточны для реализации СНАС, так как в последних отсутствует необходимость в изменении внутренней структуры. В тоже время ДРС являются вполне сбалансированным решением для построения СНАС [9].

Вернемся к структуре динамически реконфигурируемой системы обработки информации. Если основным узлом, выполняющим функции УО, в ДРС является ДРМ, то относительно реализации алгоритма адаптации вопрос оста-

ется открытым. Априори можно утверждать, что способы его реализации могут значительно отличаться друг от друга и определяются его вычислительной сложностью. В общем случае алгоритмы адаптации могут быть реализованы программно, аппаратно и аппаратно-программно. Достоинства и недостатки каждого варианта известны и широко описаны в литературе [11, 12, 13]. Собственно говоря, выбор способа реализации алгоритма адаптации и является первой задачей разработчика электронно-вычислительного средства при создании ДРС. От адекватности этого выбора зависит качество функционирования всего устройства в целом.

Функции управляющего модуля и ДРМ в значительной степени оказываются «перемешанными». Многие вычислительные задачи (особенно вовремя конфигурирования ПЛИС) решаются контроллером, в качестве которого целесообразно применять RISC-процессор, а некоторые из задач управления – ДРМ.

Рассмотрим демонстрационный пример использования коммерческого варианта процессора для реализации контроллера, входящего в состав аппаратуры специального назначения. Будем считать, что ограничения на ресурсы ПЛИС соответствуют проекту, при этом заявленная максимальная потребляемая мощность удовлетворяет техническим требованиям.

В качестве демонстрационного примера для практической реализации ДРС ответственного применения, авторами предложена магистрально-модульная архитектура контроллера с динамической реконфигурацией. Для достижения максимальной совместимости программного обеспечения с более поздними версиями [14], а так же с учетом перспективных направлений в развитии реконфигурируемых процессоров, в качестве базиса контроллера был выбран процессор с архитектурой SparcV8 – LEON. Свободно распространяемую коммерческую версию этого процессора, производимого компанией AeroflexGaisler в настоящее время можно считать эталоном для разработки процессоров специального назначения. LEON3, 4 поставляется в двух вариантах, номинальном (выпущен в соответствии с GeneralPublicLicense, GPL) и радиационно стойком с модулем тройного резервирования (TMR) на уровне регистров и ячеек памяти (версия FT). В отличие от версии GPL, радиационно стойкий вариант не считается коммерческим и доступен только как net-list для ПЛИС, а не как исходный код на языке описания аппаратуры (HDL). В случае использования радиационно стойкой версии проектировщик не имеет возможности изменения архитектуры процессора. Следовательно при применении коммерческой версии требуется реализации ДРС с резервированием на уровне процессорного ядра.

В целях повышения надежности системы и предотвращения изменения состояния регистра памяти (SEU) предлагается использовать метод тройного резервирования (TMR) на уровне процессора. Следует отметить, что каждый процессорный блок считается реконфигурируемым модулем и находится в реконфигурируемой области ПЛИС. Благодаря этому имеется возможность восстановления поврежденного в результате SEU процессорного ядра, путем пере-

записи содержимого соответствующей области ПЛИС. Разработанная архитектура контроллера представлена на рис.1.

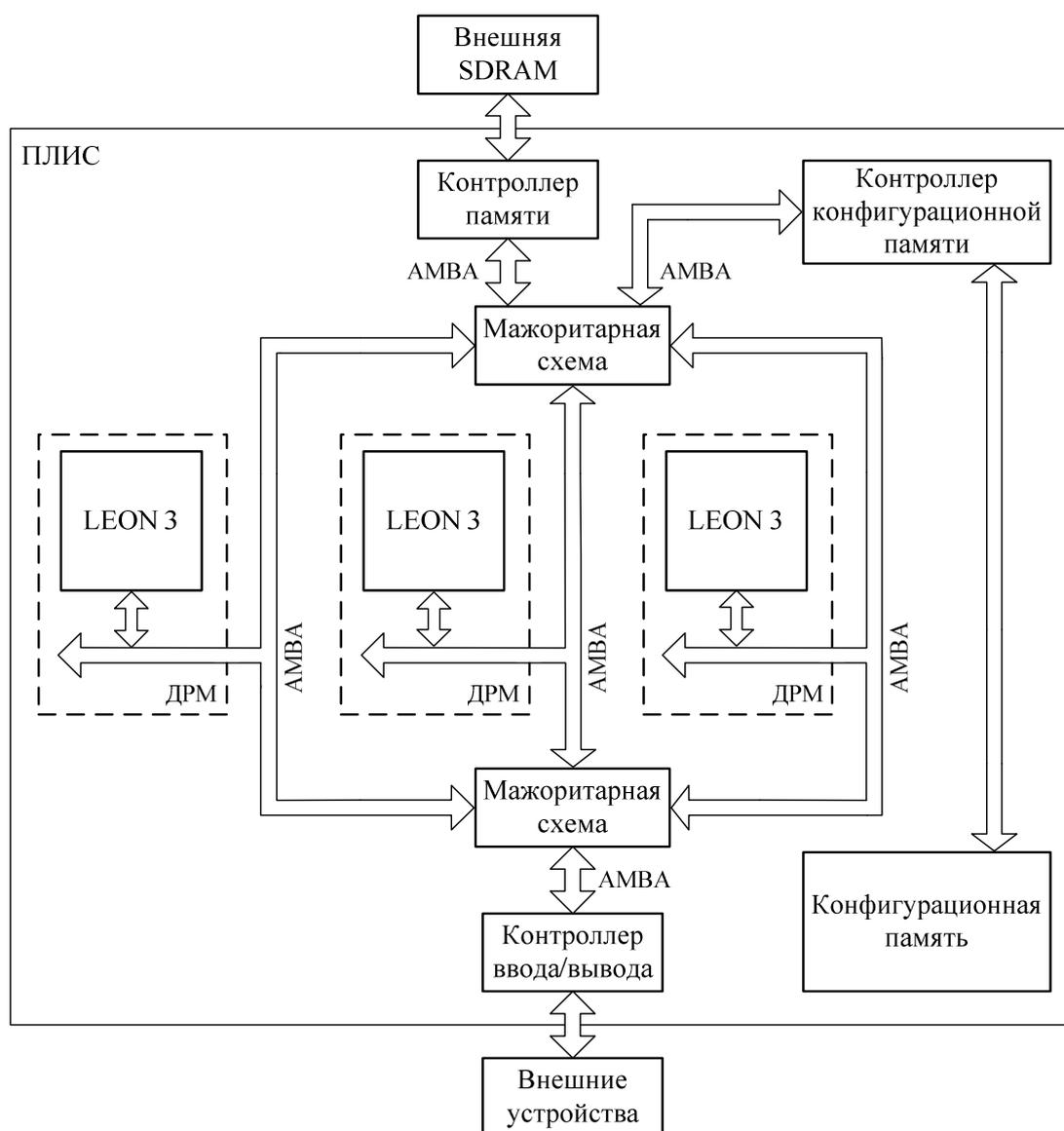


Рис.1. Архитектура многоядерного контроллера с динамической реконфигурацией.

Контроллер памяти представляет собой систему состоящую из контроллера конфигурационной внешней памяти и контроллера общей, для всех процессорных ядер, оперативной памяти, при этом вся система вынесена за пределы процессорного блока. Такое решение основывается на следующих предположениях. Во-первых, при таком подходе контроллер памяти может быть организован как самонастраивающаяся адаптивная система, с дублированием или триплированием на архитектурном уровне и физически реализован на отдельном кристалле повышенной степени защиты от ДФ. Во-вторых, это упрощает архитектуру процессорного модуля и положительно сказывается на ресурсных ограничениях ПЛИС, поскольку процессорные блоки обращаются к контроллеру памяти через шину AMBA и мажоритарную схему. При этом оперативная

память является общей для всех процессоров, то есть для каждого процессора нет необходимости в организации собственной памяти и как следствие исключается дополнительный арбитр шин. В-третьих, при использовании единой внешней оперативной памяти с динамическим режимом функционирования наличие одного контроллера является обязательным условием, поскольку в противном случае необходимо организовывать для каждого модуля оперативной памяти свой собственный контроллер.

Таким образом, в рассматриваемом варианте, в состав вычислителя входят три ядра процессора LEON с общей внешней кэш памятью, а так же контроллер магистрали в стандарте AMBA. При этом ядра вычислителя сопрягаются с памятью посредством мажоритарной схемы. Следует отметить, что в данном случае, количество процессорных ядер, входящих в состав контроллера, ограничивается только ресурсами ПЛИС. Кроме того, для обеспечения устойчивости к SEU, не только контроллеры памяти и контроллеры ввода-вывода так же должны быть организованы по схеме с тройным резервированием.

Контроллер динамической реконфигурации (управляющий модуль) выполняет функцию начальной инициализации, а также осуществляет динамическую реконфигурацию ПЛИС в случае обнаружения мажоритарными схемами несоответствия выходных данных памяти или периферийной системы для определённого процессора в случае сбоя. В разработанной системе все вычислители обмениваются информацией с внешними блоками через мажоритарную схему - это позволяет уменьшить количество ошибок возникших в результате сбоя аппаратной части, однако не избавляет от ошибок на алгоритмическом уровне. Для обнаружения ошибок, перед каждым входом в мажоритарную схему генерируется уникальная контрольная подпись для данных прошедших через этот блок. Подпись короче чем поток данных, следовательно, проще и быстрее для сравнения. Если какая-либо подпись отличается от других (т.е. данные отличаются), даже если эта ошибка будет исправлена на выходе мажоритарной схемы, управляющий модуль инициируется к принятию мер, так как ошибка могла быть вызвана неисправной конфигурацией процессора. Флаг ошибки содержит информацию о номере поврежденного вычислителя, который должен быть проверен на соответствие содержимому конфигурационной памяти, переконфигурирован и перезапущен.

В предложенном варианте контроллер динамической реконфигурации (управляющий модуль) типологически размещен в специальном радиационно-стойком секторе кристалла. Тем не менее, возможно реализовать контроллер и посредством специализированной заказной микросхемы (ASIC) с повышенным уровнем защиты, например на базе кристалла изготовленного по технологии Antifuse. Ядром контроллера памяти является не отдельный процессор с собственной памятью, а конечный автомат, обладающий необходимым и достаточным набором функций управления. Сопряжение модуля реконфигурации с ПЛИС осуществляется посредством стандартизированного интерфейса ICAP.

В связи с постоянно расширяющейся номенклатурой и неуклонно повышающимися требованиями к составу и функциональности специализированной РЭА требуются прорывные решения в области создания высоконадежных систем с расширенной функциональностью. Рассмотренные дестабилизирующие факторы и методы противодействия им, а так же проблемы организации систем управления на базе ПЛИС, входящих в состав специализированной РЭА позволяют отметить два основных подхода к решению: Технологический - базирующийся на передовых достижениях в области технологии производства кристаллов и системно-алгоритмический позволяющий решать проблемы помехозащищенности путем архитектурной и алгоритмической реорганизации ПЛИС. Одним из способов решения является применение самоорганизующихся адаптивных систем в составе модулей управления. В свете последних мировых достижений в области производства кристаллов ПЛИС появилась возможность реализации таких систем. Означенное перспективное направление требует тщательной проработки и развития как общих принципов адаптивных систем с динамической реконфигурацией, так и частных решений.

По результатам предварительных исследований предложен подход к организации самонастраивающихся однокристалльных систем с динамической реконфигурацией. Разработанная архитектура и функциональный состав однокристалльного вычислителя ответственного применения наглядно демонстрирует возможность реализации означенных систем. Применение кристаллов расширенного промышленного диапазона не предназначенных для специального использования в составе спец аппаратуры позволит значительно сократить затраты, повысить производительность систем и уменьшить массогабаритные характеристики. Однако такой подход требует компромиссного решения в основе которого лежит использование ДРС. ЧИП должен иметь конфигурационную память в которой в упакованном формате (для снижения суммарной занимаемой площади кристалла) должны храниться различные варианты конфигурации. Основное поле кристалла должно функционировать на высокой тактовой частоте и позволять динамическую реконфигурацию в режиме реального времени. Кроме того на кристалле должны присутствовать системы контроля неизменяемых участков в случае возникновения ошибки такой участок может быть перезагружен из конфигурационной памяти.

Библиографический список

- 1 Чумаков А. И. Действие космической радиации на интегральные схемы. М.: Радио и связь, 2004.
- 2 Никифоров А. Ю., Телец В. А., Чумаков А. И. Радиационные эффекты в КМОП интегральных схемах. М.: Радио и связь, 1994.
- 3 Юдинцев В. Радиационно стойкие интегральные схемы. Надёжность в космосе и на земле.— ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2007, №5.

- 4 Телец В., Цыбин С., Быстрицкий А., Подъяпольский С. ПЛИС для космических применений. Архитектурные и космические особенности. – ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2005, №6.
- 5 Филиппов А.К. Высоканадежные динамически реконфигурируемые системы обработки информации для ответственных применений. - Проектирование и технология электронных средств, 2008, № 2. – С. 2 – 9.
- 6 Филиппов А.К. Перспективы развития динамически реконфигурируемых систем. - Проектирование и технология электронных средств, 2005, № 4. – С. 27 – 31.
- 7 Филиппов А.К. К вопросу о математическом моделировании динамически реконфигурируемых систем обработки информации. - Проектирование и технология электронных средств, 2008, № 4. – С. 35 – 44.
- 8 Руфицкий М.В. Базовые принципы построения адаптивных вычислительных устройств. - Проектирование и технология электронных средств, 2003, № 2. – С. 2 – 5.
- 9 Уидроу Б., СтирнзС. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
- 10 Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления: учебник под ред. Н.Д. Егупова. – 2-е изд. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002. – 744 с. – ISBN 5-7038-2030-8.
- 11 Байков В.Д. Специализированные процессоры: итерационные алгоритмы и структуры. – М.: Радио и связь, 1985. – 288 с.
- 12 Смоллов В.Б. Специализированные ЦВМ: учеб. для вузов. – М.: Высш. шк., 1981. – 279 с.
- 13 Филиппов А.К. Динамически реконфигурируемые системы как средство реализации алгоритмов адаптивной обработки цифровых сигналов. - Труды Владимирского государственного университета. Вып. 1. Информационно-телекоммуникационные технологии и электроника. – Владимир: Изд-во Владим. гос. ун-та, 2006. – С. 34 – 39.
- 14 Непомнящий О.В., Хныкин А.В., Мамбеталиев Н.А.. Однокристалльные вычислительные системы ответственного применения. - Исследования наукограда, 2013, №2(4). - С. 54-57.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ОПЕРАТИВНОЙ ИНФОРМАЦИИ О СОСТОЯНИИ ПОДВИЖНОГО СОСТАВА В СЕТЯХ ОПЕРАТОРОВ СОТОВОЙ СВЯЗИ В ПРОЦЕССЕ ДВИЖЕНИЯ ПОЕЗДА

Королькова Е.Б.

Иркутский государственный университет путей сообщения

katleader@gmail.com

Основной задачей сотрудников железнодорожного транспорта является обеспечение безопасности движения поездов. Для наиболее эффективного достижения этой цели используются системы контроля ситуации на железнодорожных путях (такие как системы автоматической блокировки и автоматической локомотивной сигнализации) и системы контроля различных узлов подвижного состава[1].

Существующие методы контроля не позволяют целостно наблюдать состояние всех узлов подвижного состава, а также видеть параметры этих узлов в реальном времени. Осмотр состава на станциях не дает возможности отслеживать многие предотказные состояния, которые впоследствии могут повлечь за собой отказы и простои подвижного состава на перегоне.

На текущий момент времени наиболее остро стоит вопрос о создании целостной системы контроля основных узлов подвижного состава в процессе движения. Независимо от технического решения системы анализа и обработки, присутствует необходимость передачи собранного материала дежурному персоналу для оценки полученных параметров.

На рис.1 представлена структурная схема, показывающая путь передачи информации от подвижного состава в ситуационный центр, где оперативный персонал оценивает состояние поезда в реальном времени.

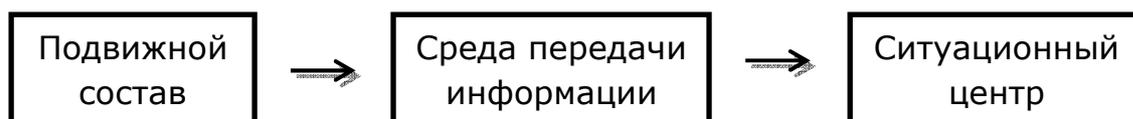


Рис.1. Структурная схема работы системы контроля подвижного состава во время движения

Подвижной состав оснащается датчиками на основных узлах, таких как буксы, тормозная магистраль, тормозные цилиндры, колесные пары и другие. Все датчики подключаются к блоку управления, который обрабатывает данные и подготавливает их к дальнейшей пересылке. Данные собираются в посылку и по беспроводной среде отправляются оперативному дежурному. Дежурный, получив тревожное сообщение, имеет возможность связаться с поездным диспетчером или машинистом для дальнейшего руководства составом, находящемся в предотказном состоянии[2].

Существует несколько возможных вариантов реализации данной схемы. Предположим, что система контроля и ситуационный центр уже разработаны, и подробно рассмотрим организацию среды передачи оперативных данных.

На железнодорожном транспорте отсутствует беспроводная среда передачи данных помимо поездной радиосвязи. Но поскольку поездная радиосвязь аналоговая, ее использование для передачи цифровых данных невозможно[3]. С другой стороны в виду обширности территории российских железных дорог, разворачивание новой беспроводной сети передачи данных вдоль путей не является целесообразным из-за больших экономических затрат (установка приемопередатчиков, частотная регистрация сети, разработка программного обеспечения, отладка, эксплуатация). В таком случае возникает предположение возможности использования существующей сети общего пользования – сети операторов сотовой связи.

С ростом популярности сотовой связи растет количество базовых станций, качество передачи голоса и данных, а главное – зона покрытия. С появлением сетей третьего поколения скорость передачи данных в сотовых сетях возросла и позволяет передавать значительные объемы информации в короткие временные сроки. Для того чтобы оценить возможность использования данной сети для контроля подвижного, для оценки надежности необходимо учесть два параметра:

1. Зона покрытия сети в границах дороги.
2. Уровень сигнала в конкретной точке дороги.

Для оценки пригодности использования сотовой сети была произведена разработка программного комплекса, включающего в себя приложение для мобильного устройства под управлением операционной системы Android, а также утилита для персонального компьютера с операционной системой Windows. Мобильное приложение позволяет отправлять пакеты данных через равные временные промежутки, регистрировать мощность приемопередатчика, тем самым отслеживая качество связи в тот или иной момент времени, и при помощи встроенного GPS-приемника записывать координаты точки. На выходе мы имеем log-файл, содержащий в себе информацию о времени, координате и качестве связи в баллах от 0 до 19. На рис.3 представлен общий вид функционирующего мобильного приложения («SignalStrength»).

Как видно из рис.3 программа отслеживает исправность носителя информации, на который ведется запись данных, а также контролирует соединение GPS, для исключения ошибок в log-файле. На рис.2 приведен пример выходного файла в формате *.txt с мобильного устройства.

```
2013-04-22 02:29:59 52.27373522 104.2316462 14
2013-04-22 10:44:47 52.27373522 104.2316462 9
2013-04-22 10:44:57 52.27373522 104.2316462 12
2013-04-22 10:45:07 52.27373522 104.2316462 15
```

Рис.2. Пример выходного файла с мобильного устройства

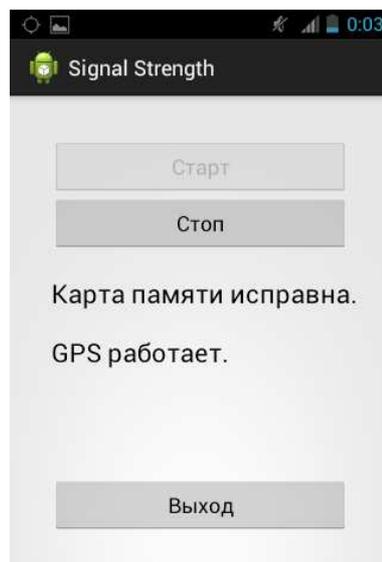


Рис.3. Мобильное приложение «SignalStrength» под управлением операционной системы Android

Приложение для персонального компьютера предназначено для обработки log-файла, наложения маршрута на карту Google(или любую другую), выделение цветом маршрута в зависимости от качества связи (зеленым – высокий уровень, желтым – низкий уровень, красным – отсутствие сети)[4]. По итогам построения маршрута имеется наглядное представление, где на пути следования состава присутствует сеть, какого она качества и насколько пригодна для использования при обмене оперативными данными между подвижным составом и дежурным сотрудником ситуационного центра.

На рис.4 представлен вид приложения для персонального компьютера под управлением операционной системой Windows. В настройках программы изменяются границы уровня сигнала для выделения его интересующим цветом, осуществляется выбор карты, на которую в дальнейшем накладывается трек, отображаются координаты точек на карте и осуществляется поиск объектов на карте. Для функционирования данного приложения необходим перманентный доступ в сеть интернет или наличие кэширования предварительно загруженных карт.

Для проведения теста был выбран оператор сотовой связи МТС в виду самой широкой зоны покрытия и доступностью использования по всей территории Российской Федерации и участок Иркутск-Пассажирский – Петровский Завод. Исследовательская группа проводила запись данных, находясь в вагоне пассажирского поезда, приемопередатчик базировался на расстоянии на 30 см от окна. Log-файл записывался непрерывно на всем пути следования. Приемопередатчиком являлся смартфон HuaweiU8666 под управлением Android 4.0.3. При невозможности определения мощности уровня сотовой сети GPS-трек продолжал записываться в виду независимости функционирования телефонного модуля и GPS-приемника.

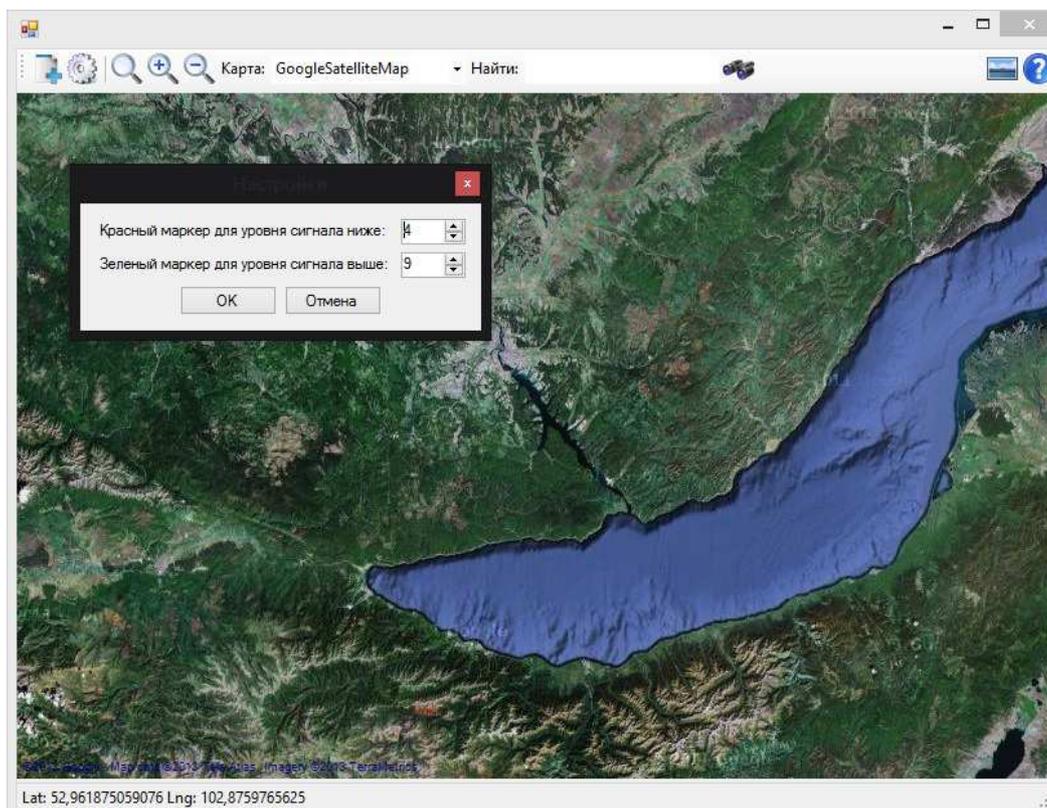


Рис.4. Приложение «SignalStrength» для компьютера под управлением операционной системой Windows

На рис.5 предоставлен результат проезда. Как видно из рисунка, на участке Иркутск-Пассажи́рский – Петро́вский За́вод нет участков, где полностью отсутствует сеть оператора МТС, а участков, где качество приема ниже среднего - немного. Линии желтого цвета располагаются на перегонах между небольшими станциями, их количество незначительно. При данном качестве сети передача данных о состоянии подвижного состава возможна. Основную часть трека составляет линия зеленого цвета, что указывает на высокое качество сотовой связи и беспрепятственный обмен информацией между движущимся и стационарным объектом.

Стоит также отметить, что разрабатываемое программное обеспечение для контроля узлов подвижного состава позволяет накапливать данные. В случае отсутствия сотовой сети в текущий момент времени данные буферизируются во внутренней памяти устройства и при появлении достаточного уровня мощности сети для передачи данных отправить всю накопленную информацию последовательно.

Таким образом, качество сотовой сети на данном участке является удовлетворительным для передачи оперативной информации, следовательно, внедрение системы мониторинга подвижного состава с использованием канала мобильной связи возможно и является оптимальным вариантом, так как не несет экономических затрат на организацию собственной сети (такой, как например GSM-R).

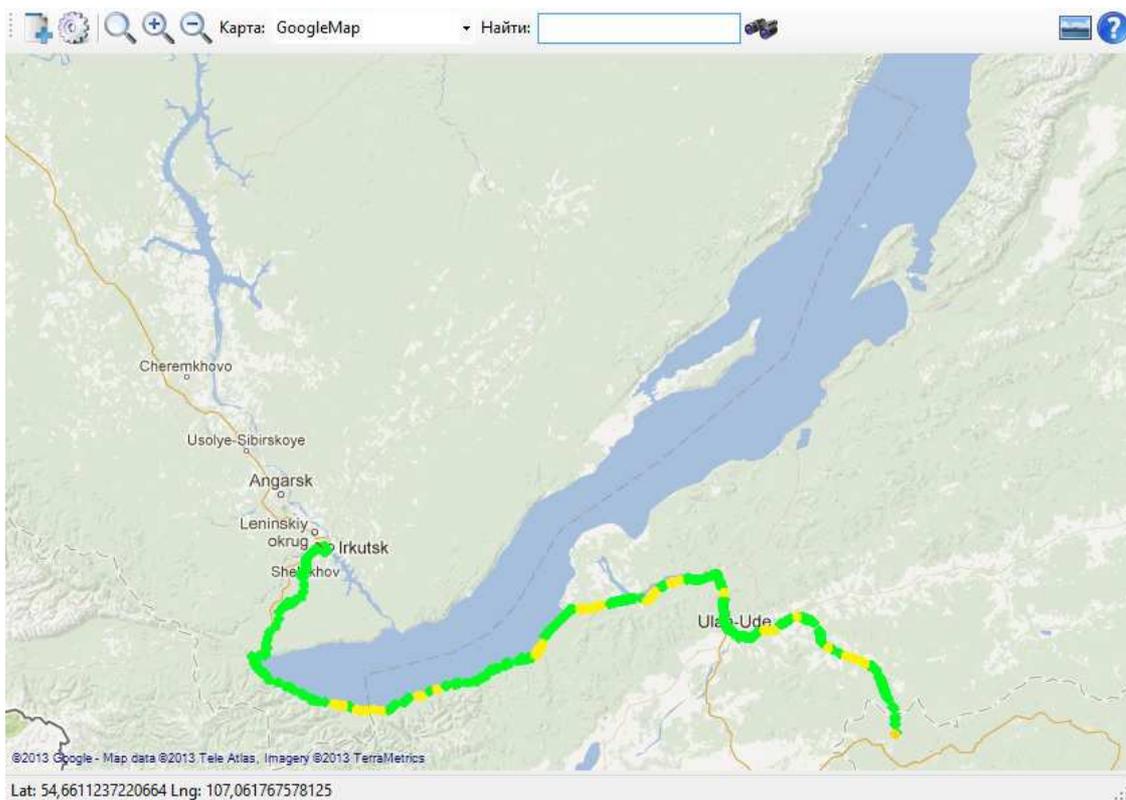


Рис.5. Результат исследования качества сотовой сети на участке Иркутск-Пассажирский – Петровский Завод

Библиографический список

1. Кондратьева Л. А. Устройства железнодорожной автоматики и телемеханики. (Общий курс.) Учебник для техникумов ж.-д. трансп. — М.: Транспорт, 1983. — 232 с.
2. Королькова Е.Б., Зубкова Д.А., Чернов И.Н. Мониторинг основных узлов грузового вагона с применением каналов сотовой связи. – «Современные проблемы радиоэлектроники и связи». – Иркутск, 2011.
3. Ваванов Ю. В. Станционная и поездная радиосвязь: учебник для техникумов ж.-д. трансп. / Ю. В. Ваванов, О. К. Васильев, С. И. Тропкин ; утв. Гл. управл. уч. завед. МПС. - 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Транспорт, 1979. - 287 с.

Интернет-ресурсы:

4. www.maps.google.com;
5. www.yandex.ru;
6. www.cxem.net;
7. www.3dnews.ru;
8. www.techschool.ru;
9. www.celnet.ru/osnovy.php;
10. www.all-shema.ru;
11. www.mts.ru.

СТЕНД ДЛЯ ОТЛАДКИ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ДАТЧИКОВ НА ОСНОВЕ РЕКОНФИГУРИРУЕМОЙ СИСТЕМЫ ВВОДА-ВЫВОДА NationalInstrumentsCompactRIO

Казанцев А.В., Рулинский А.А.

Иркутский государственный технический университет
skb@istu.edu

В настоящее время всё большее количество датчиков физических величин выпускаются в интегральном исполнении. Большинство таких датчиков оборудованы каким-либо цифровым интерфейсом (1-Wire, I2C, SPI). Преимущества их использования очевидны: выходным сигналом является непосредственно значение измеряемой величины (в отсчётах встроенного аналого-цифрового преобразователя или в абсолютном значении), отсутствует необходимость в цепях согласования, в преобразовании его в цифровой вид. Многие датчики позволяют динамически менять диапазон измерений и частоту обновления измеряемого значения. Некоторые приборы имеют встроенную температурную компенсацию и ряд других достоинств. К недостаткам же можно отнести необходимость в оборудовании, способном работать по необходимому интерфейсу.

В настоящей работе описан пример реализации отладочного стенда на основе реконфигурируемой системы ввода-вывода NationalInstrumentsCompactRIO для прибора определения ориентации в пространстве на основе микроэлектромеханических (МЭМС) датчиков LSM303DLM (3-х осевой магнитометр и 3-х осевой акселерометр) и L3G4200D (3-х осевой гироскоп).

Реконфигурируемая система ввода-вывода NICompactRIO

NICompactRIO представляет собой высокопроизводительную систему с открытым доступом к низкоуровневым аппаратным ресурсам. Её основное назначение – построение контрольно-измерительных систем. Основными элементами CompactRIO являются: шасси с программируемой логической интегральной схемой (ПЛИС), контроллер реального времени и модули расширения, определяющие функциональность системы. ПЛИС, встроенная в шасси, коммутируется с модулями расширения по топологии звезда, что обеспечивает прямой доступ к портам ввода-вывода и высокую производительность. На ПЛИС выполняются задачи, время выполнения которых критично, а так же производятся высокоскоростные расчёты и обработка. Шасси по внутреннему интерфейсу связывается с контроллером реального времени, на котором также выполняются задачи, критичные ко времени и последовательности, но более высокого уровня, чем на ПЛИС (коммуникации, сохранение, генерация команд управления и т.п.). Контроллер реального времени связывается через TCP/IP по сети Ethernet ПК оператора, на котором выполняется клиентская программа и интерфейсам пользователя и элементами управления оборудованием. Разработка приложений осуществляется в графической среде разработки приложений NI-LabVIEW.

Внешний вид системы CompactRIO представлен на рисунке 1. В настоящей работе использовалась конфигурация CompactRIO, включающая шасси NI-cRIO-9118, контроллер NIcRIO-9025 и модуль цифрового ввода-вывода NI 9403.



Рисунок 1 – CompactRIO в сборе

Датчики

Интегральные датчики LSM303DLM и L3G4200D, как уже говорилось выше, представляют собой 3-х осевые магнитометр, акселерометр и гироскоп.

Основные характеристики магнитометра:

- диапазон измерений, Гс: $\pm 1,3/\pm 1,9/\pm 2,5/\pm 4,0/\pm 4,7/\pm 5,6/\pm 8,1$;
- разрешение: 12 бит;
- частота обновления, Гц: 0,75/1,5/3/7,5/15/30/75/220.

Основные характеристики акселерометра:

- диапазон измерений, g: $\pm 2, \pm 4, \pm 8$;
- разрешение: 16 бит;
- частота обновления, Гц: 0,5/1/2/5/10/50/100/400/1000.

Основные характеристики гироскопа:

- диапазон измерений, $^{\circ}/с$: $\pm 250, \pm 500, \pm 2000$;
- разрешение: 16 бит;
- частота обновления, Гц: 100, 200, 400, 800.

Датчики работают по интерфейсу I2C, магнитометр, акселерометр и гироскоп имеют собственный уникальный адрес, поэтому смонтированы на одной печатной плате и подключены к одной и той же интерфейсной линии.

Внешний вид печатной платы с датчиками показан на рисунке 2.

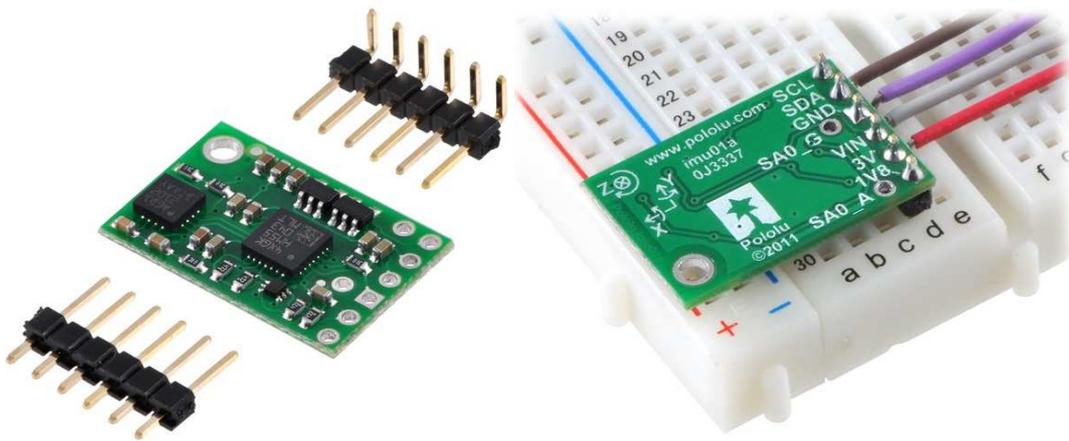


Рисунок 2 – Печатная плата с датчиками LSM303DLM и L3G4200D

Программное обеспечение

ПО настоящего стенда состоит из двух частей: программное обеспечение ПЛИС, и ПО ПК оператора.

НаПО ПЛИС реализован непосредственно интерфейс I2C в соответствии с его спецификацией. Основная программа построена на основе набора подприборов (аналог функций/подпрограмм в классических языках программирования), соответствующих элементарным функциям интерфейса – это стартовая и стоповая последовательности, передача адреса устройства, чтение и отправка байта, чтение/отправка бита подтверждения. Программный код, реализующий эти функции, показан на рисунках 3-7. Программный код основной программы ПЛИС (код коммуникации по интерфейсу I2C) показан на рисунках 8, 9.

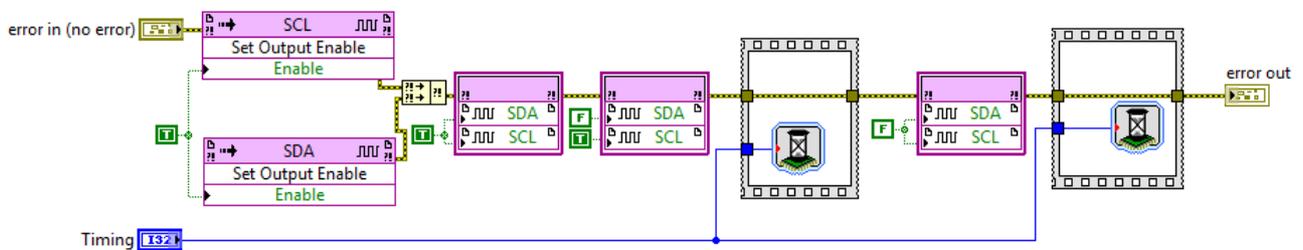


Рисунок 3 – Код стартовой последовательности

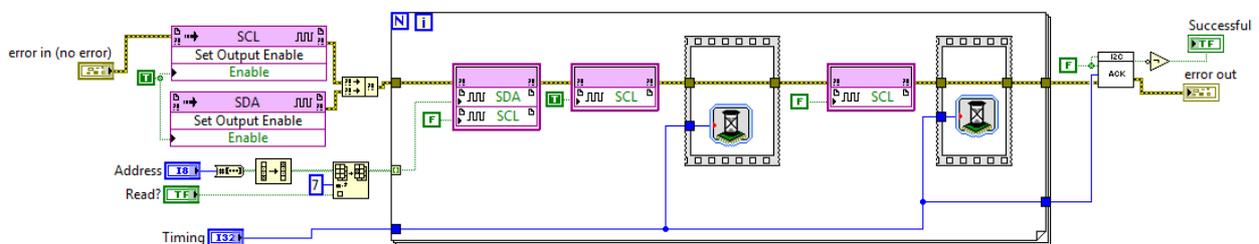


Рисунок 4 – Код передачи адреса устройства

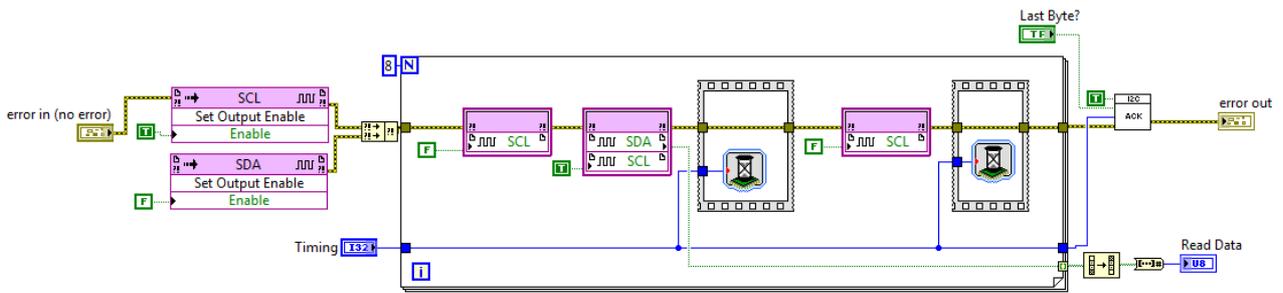


Рисунок 5 – Код чтения байта с линии

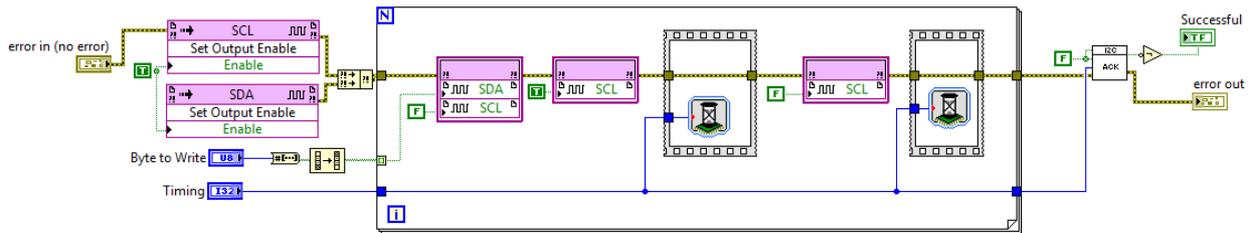


Рисунок 6 – Код отправки байта на устройство

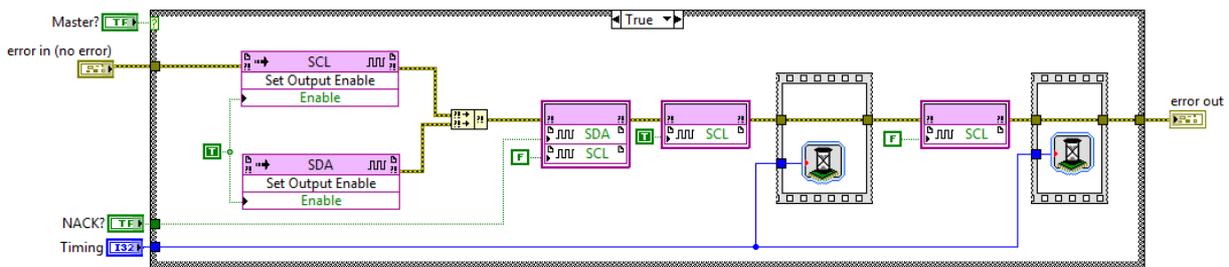


Рисунок 7 – Код чтения/отправки бита подтверждения

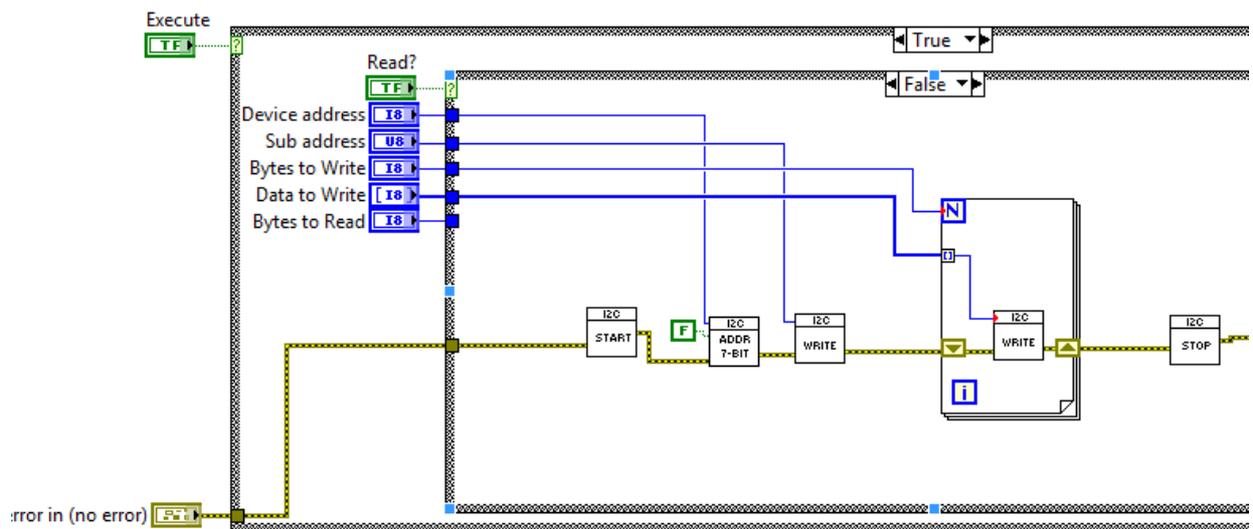


Рисунок 8 – Код записи данных на устройство

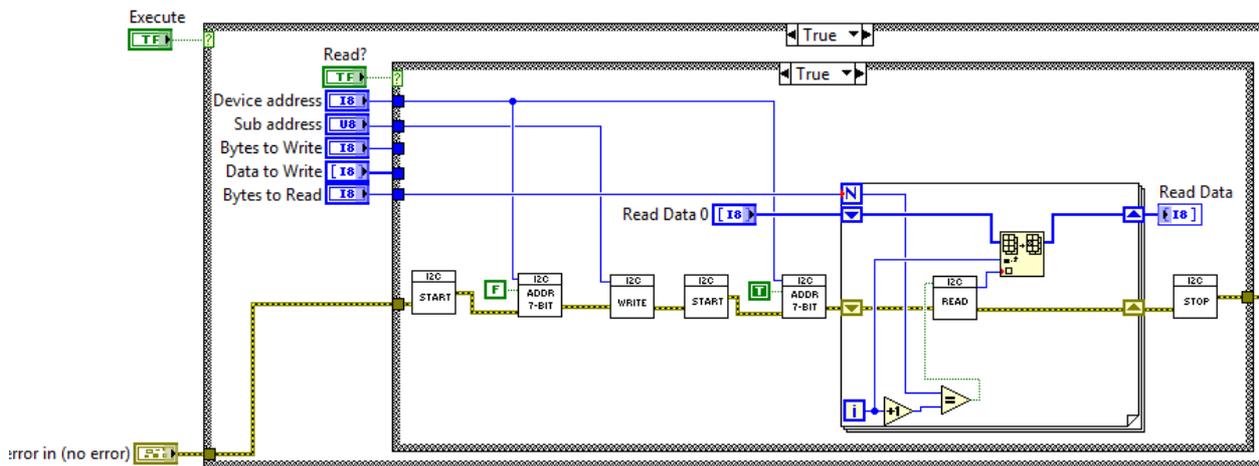


Рисунок 9 – Код чтения данных с устройства

В программе оператора реализован интерфейс пользователя, позволяющий оперативно изменять настройки работы датчиков, реализовано формирование байтов, записываемых в регистры настройки каждого датчика, обращение к датчикам, преобразование и отображение принятых данных. Окна настройки датчиков показаны на рисунке 10. Интерфейс всей программы показан на рисунке 11.

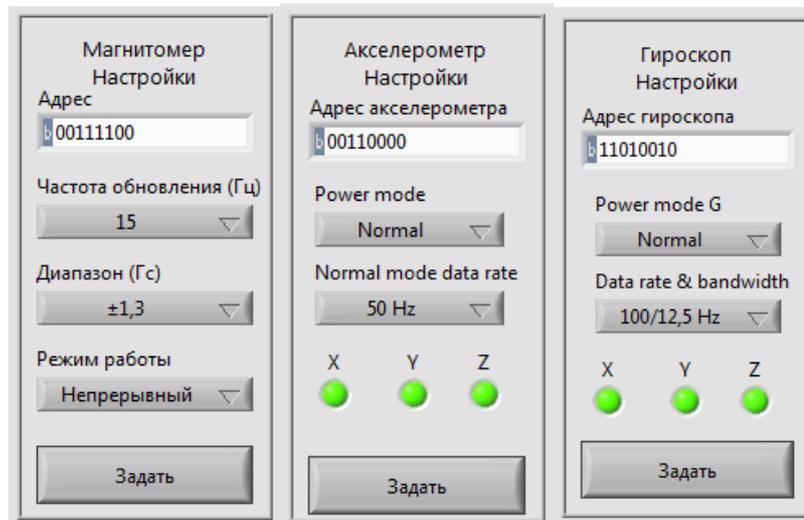


Рисунок 10 – Окна настройки приборов

В результате работы создан отладочный стенд на основе реконфигурируемой системы ввода-вывода NICompactRIO для группы интеллектуальных датчиков, имеющих интерфейс I2C. Использование оборудования и среды разработки компании NationalInstruments позволило существенно сократить время, потраченное на разработку. Кроме того, решение получилось весьма универсальным: обилие функций среды разработки LabVIEW позволяет относительно быстро реализовать удобное отображение принимаемых данных и их математическую обработку. Проверка и отладка как датчиков, так и алгоритмов обработки возвращаемых ими значений, в перспективе, поможет сократить время на

разработку более компактных и энергоэффективных решений на базе микроконтроллеров.

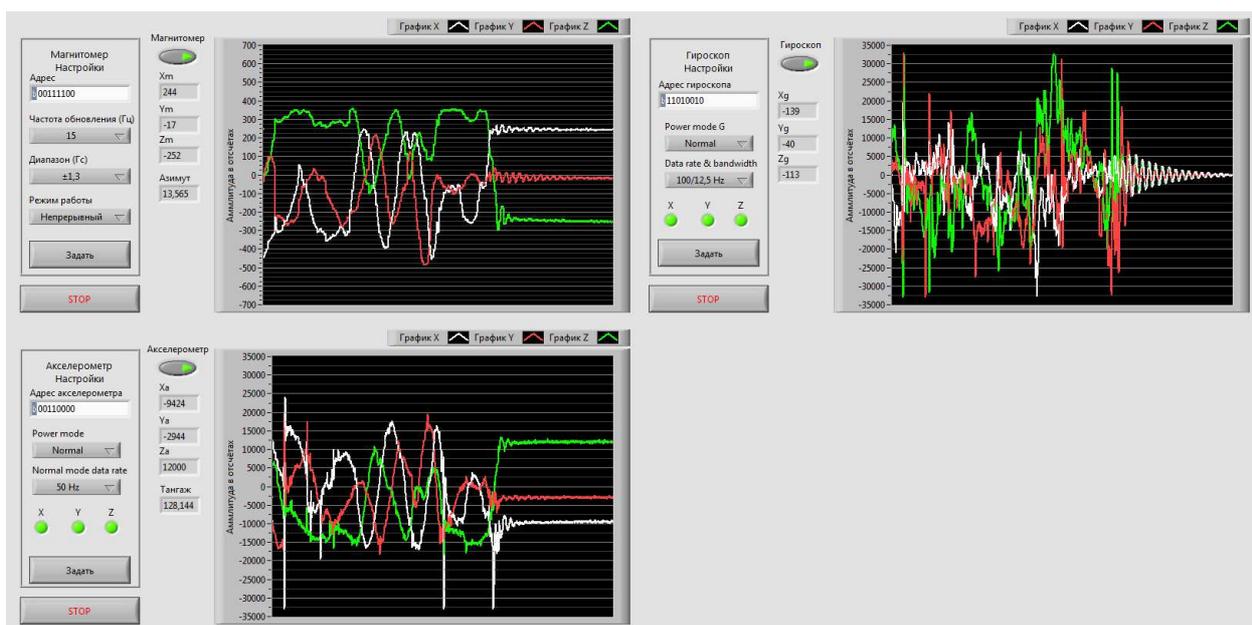


Рисунок 11 – Интерфейс программы оператора

Работа проводилась при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (государственный контракт № 16.525.11.5013).

Библиографический список

1. Руководство разработчика CompactRIO [Электронный ресурс]/ National Instruments: Test, Measurement, and Embedded Systems. – Режим доступа: ftp://ftp.ni.com/pub/branches/russia/compact_rio/CompactRIO.pdf, свободный.
2. LSM303DLMDatasheet [Электронный ресурс]/ STMicroelectronics. – режим доступа: <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/DM00026454.pdf>, свободный.
3. L3G4200DDatasheet [Электронный ресурс]/ STMicroelectronics. – режим доступа: <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/CD00265057.pdf>, свободный.
4. UM10204 I2C-bus specification and user manual [Электронный ресурс]/ NXP Semiconductors. – режим доступа: http://www.nxp.com/documents/user_manual/UM10204.pdf, свободный.

ПЛАЗМООПТИЧЕСКИЙ МАСС-СЕПАРАТОР ПОМС-Е-3. ЭКСПЕРИМЕНТ

Казанцев А.В., Строкин Н.А.

Иркутский государственный технический университет

Абстракт

В статье приведен краткий обзор состояния работ по плазмооптической масс-сепарации и определены области возможного приложения данного метода. В процессе проведения экспериментов выявлено влияние вакуумных условий на характеристики масс-сепаратора, качество разделения ионов разных масс. Определены задачи, решение которых может привести к успешному завершению работ по реализации плазмооптического метода масс-сепарации.

Введение

Традиционные методы сепарации вещества ориентированы на выделение стабильных изотопов. Единственным универсальным из них является метод электромагнитной масс-сепарации пучка ионов определенного элемента в поперечном скорости движения ионов магнитном однородном или неоднородном магнитном поле. Его недостатком является низкая производительность и высокие энергозатраты. Наиболее высокопроизводительной многоступенчатой (до нескольких тысяч) технологией масс-сепарации в настоящее время является газовое центрифугирование. Ограничением для нее является обязательное наличие соединения целевого изотопа в газовой фазе с упругостью паров при комнатной температуре не ниже 10 торр, что реально для 15-20 известных элементов. Новые методы сепарации изотопов разрабатываются с использованием резонансного воздействия на атомы и молекулы лазерным излучением или электромагнитными полями, когда вещество находится в плазменном состоянии [1,2].

В дополнение к потребностям получения моноизотопных элементов в последнее время появилась необходимость в непростом разделении многокомпонентного вещества на отдельные элементы или группы элементов. Основной, наиболее обсуждаемой из таких потребностей является разделение отработавшего ядерного топлива (ОЯТ) [3-15]. Причина этого в том, что ОЯТ – это высокопотенциальное энергетическое сырье. Перед началом облучения в 1 тонне урана, например, в реакторе ВВЭР-1000 содержится 44 кг ^{235}U и 956 кг ^{238}U . В конце трехлетнего цикла работы уран частично выгорает, оставляя 40 кг продуктов деления и 11 кг актинидов, в которых около 10 кг плутония, 0.6 кг нептуния, 0.2 кг америция, 60 г кюрия. В результате переработки ОЯТ в топливный цикл АЭС может быть возвращено до 97% исходного материала – не только ^{235}U и ^{238}U , но и изотопы плутония – весьма эффективно делящегося радионуклида – продукты, из которых и изготавливаются тепловыделяющие сборки с МОХ-топливом.

Разделение ОЯТ в настоящее время производится методами радиохимической переработки в процессе экстракции, осаждения и адсорбции урана и плутония из водных растворов их нитратов с помощью органических растворителей и дальнейшей очистки урана и плутония. Переработка ОЯТ и радиоактивных отходов, по оценкам американских специалистов, может производиться при использовании существующих технологий с производительностью порядка 21 тысяч м³/год; затраты – около 528 тысяч долларов на тонну, что составляет около 29% общих затрат ядерного топливного цикла. К настоящему времени в мире переработано около одной трети извлеченного из энергетических реакторов ОЯТ; остальная часть находится в хранилищах в ожидании захоронения. Причина – высокая стоимость селекции ОЯТ[16].

Альтернативой радиохимической технологии могут стать плазменные методы сепарации вещества. При этом предполагается «частичная» сепарация – разделение ионов элементов ОЯТ на легкие и тяжелые массовые группы. Более продвинуты сейчас способы извлечения нужных частиц из предварительно созданной в объеме масс-сепаратора плазмы рабочего газа – модификации плазменного центрифугирования – «Архимед» [3] и разделение с помощью селективного ионно-циклотронного (ИЦР) нагрева [4-7], которые предназначаются для выделения одного (группы) целевого наиболее тяжелого элемента. Остальные элементы собираются на коллекторы в виде смеси элементов – «отвала». В плазменном фильтре масс «Архимед» (Archimedes Technology Group Inc., San Diego, CA, USA) при проведении тестовых экспериментов по разделению испаренной смеси слабоактивных отходов в натриевой вращающейся плазме получено уменьшение тяжелой фракции в смеси более чем в 20 раз; работы на установке временно приостановлены. В РНЦ «Курчатовский институт» (Москва, Россия) завершается строительство «ИЦР-установки» ПС-1 с заявленной производительностью 150 т/год по урану.

1. История развития метода плазмооптической масс-сепарации

Перспективным нам представляется предложенный А.И. Морозовым метод плазмооптической масс-сепарации (ПОМС-Е) [17-19], когда предлагается работать с квазинейтральным стационарным плазменным потоком ионов различных масс из ускорителя плазмы (позиция 1 на рис. 1). На поток последовательно воздействуют сильные – изменяющие траектории всех ионов многокомпонентного потока поперечные (радиальные) локальное в азимутаторе (2) магнитное и протяженное – в сепарирующем объеме – электрическое поля. Кроме того, в сепарирующем объеме создается аксиально-симметричное магнитное поле H_0 , замагничивающее электроны, но слабо влияющее на траектории ионов, которое необходимо для создания радиального электрического поля E .

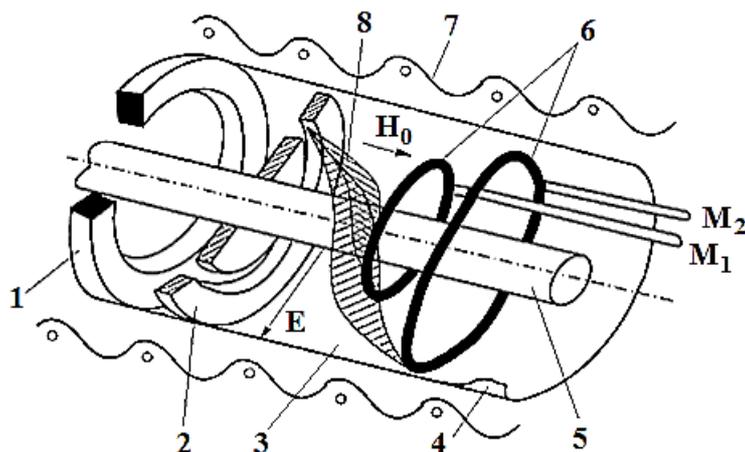


Рис. 1. Плазмооптический масс-сепаратор ПОМС-Е[18]: 1 – плазменный ускоритель, 2 – азимутатор, 3 – сепарирующий объем, 4 – наружный электрод, 5 – внутренний электрод, 6 – приемники ионов разделенных-масс, 7 – катушки слабого магнитного поля, 8 – схема фокусировки ионов

Простота реализации относительно других плазменных сепараторов, высокая заявленная производительность (10-15 тонн за год для веществ с массами $M \sim 100$ а.е.м.) и малое энергопотребление делают данную схему электромагнитного масс-сепаратора наиболее привлекательной из всех известных плазменных сепараторов. При выделении ядерно-чистых веществ можно, в том числе, использовать ПОМС в качестве первой ступени электромагнитного ионно-пучкового сепаратора.

В масс-сепараторе [14,15] данный подход частично используется. Здесь легкие ионы попадают на приемники, перемещаясь поперек магнитного поля непосредственно вблизи «теплого» источника плазмы (не плазменного ускорителя), а прошедшие тяжелые – попадают в область сепаратора, где есть и поперечное электрическое поле. Под действием скрещенных электрического и магнитного полей тяжелые ионы отклоняются на свой приемник, который находится далеко (в отличие от метода ионно-циклотронного нагрева и плазменной центрифуги) от приемника легкой фракции.

Существенным развитием идеи плазмооптической масс-сепарации являются работы [11, 12, 20-22] авторов данной статьи. Практическая, впервые осуществляемая реализация идеи ПОМС-Е потребовала разрешения ряда серьезных проблем, наиболее значимой из которых была немонотонность ионного частично скомпенсированного потока из ускорителя плазмы, в спектре которого присутствуют ионы с энергиями от нескольких потенциалов ионизации до величин, превышающих разрядное напряжение на 5-10%. Это обстоятельство «закрывает» возможность масс-сепарации в схеме ПОМС-Е [17-19]. Нами была найдена схема ПОМС-Е-3 (рис. 2), в которой оказалась возможной масс-сепарация потока плазмы из плазменного ускорителя с любым распределением ионов по энергии [10]. Выводы были сделаны после учета ушире-

ния фокусных колец за счет немоноэнергетичности ионов в плазменном потоке, движущемся в сепарирующем объеме после азимутатора. Для трехкомпонентной смеси ионов (массы $M_1 < M_0 < M_2$) было показано, что ионы массами M_1 и M_2 можно без перемешивания принимать на протяженные вдоль оси установки цилиндры радиусами r_1 и r_2 и длиной $L_{Zmax} = \sqrt{V_0^2 - V_{\phi A0}^2} \cdot \frac{T_0}{2}$, а ионы массой M_0 собирать на торцевом кольцевом приемнике, расположенном на расстоянии L_{Zmax} между цилиндрами радиусами r_1 и r_2 ($r_1 < R < r_2$; здесь $V_0 = (2U_0/M_0)^{1/2}$, U_0 – максимальная энергия ионов, $V_{\phi A0} = \frac{eB_R\Delta}{cM_0}$ – азимутальная скорость ионов на траектории радиусом R на выходе азимутатора, $T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$, $\omega_0^2 = \frac{2V_{\phi A0}^2}{R^2}$, B_R – величина радиальной компоненты индукции магнитного поля в азимутаторе на радиусе R движения центральной массы M_0 , Δ – длина азимутатора вдоль продольной оси ПОМС-Е-3).

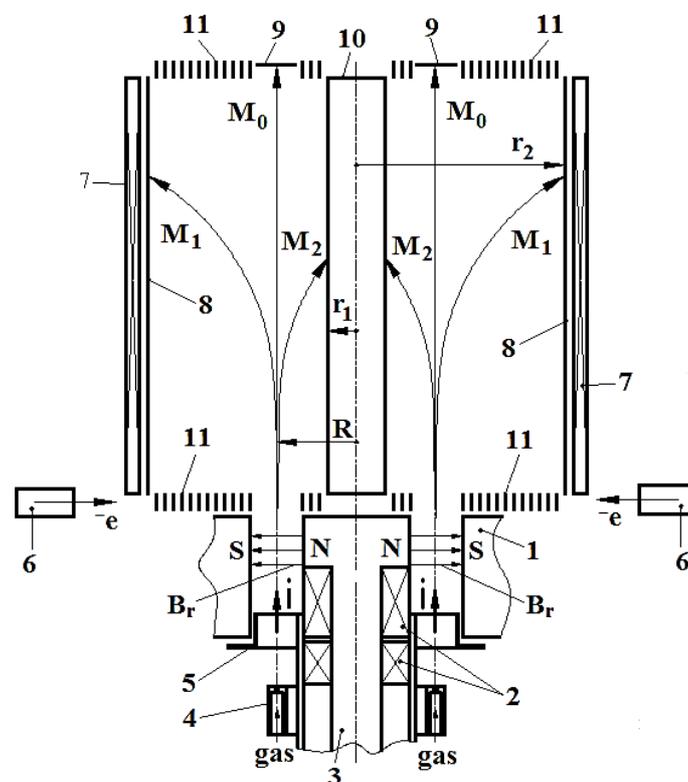


Рис. 2. Плазмооптический масс-сепаратор ПОМС-Е-3: 1 – азимутатор, совмещенный с катодом плазменного ускорителя; 2 – магнитные катушки; 3 – магнитный сердечник; 4 – газораспределитель с буферным объемом; 5 – полевой анод; 6 – катод; 7 – система создания продольного магнитного поля; 8, 10, 11 – система создания радиального электрического поля в сепарирующем объеме, состоящая из двух цилиндрических электродов; 8-10 – приемники разделенных элементов пучка

В работе [22] нами были приведены аргументы в пользу возможности расширения диапазона масс, сепарируемых за один рабочий цикл, повышения производительности процесса разделения – создания квазипанорамного плазмооптического масс-сепаратора ПОМС-Е-П. В случае «короткого» сепаратора, когда размер L_Z сепарирующего объема вдоль продольной оси Z сепаратора ограничен длиной, которую ион, двигаясь с постоянной скоростью вдоль оси Z , проходит за время полупериода $t = T_0(M_i)/2$, квазипанорамную масс-сепарацию осуществить можно при ограничении на энергетический разброс ионов. Условие на энергетический разброс ΔU имеет вид: $\frac{\Delta U}{U_{max}} < \frac{2}{\pi} \frac{1}{\sqrt{n}}$, где n – число разделяемых элементов с массой больше M_0 и меньше M_0 . Для случая, например, $n = 9$, $\frac{\Delta U}{U_{max}} \leq \frac{1}{5}$.

Если длину масс-сепаратора не ограничивать, то можно осуществить квазипанорамную сепарацию для немоноэнергетичного плазменного потока с любым набором энергий – от минимальных энергий, проходящих через азимутатор, до U_{max} . Собирающими поверхностями у цилиндрических коаксиальных приемников при этом являются как внутренние, так и внешние стороны. Важно, что приемники (кроме электродов-приемников) находятся под потенциалом плазмы на линиях их расположения («плавающие»), поэтому не изменяют электрическое поле, задаваемое разностью потенциалов между крайними коаксиальными цилиндрическими электродами-приемниками.

Для увеличения производительности процесса разделения можно использовать два ускорителя плазмы, когда системы для создания продольного магнитного поля и радиального электрического поля являются общими, как и некоторые приемники ионов. Электронными пушками сопровождения снабжен каждый из ускорителей плазмы; также имеется два набора независимых приемников разделенных ионов.

Дальнейшим естественным развитием ПОМС-Е-3 стало доказательство в процессе аналитических исследований и численного счета возможности использования плазмооптического масс-сепаратора для разделения отработавшего ядерного топлива не на две (тяжелая – легкая), а на три части: две группы продуктов деления с «заметными» массами M_{IV} в диапазоне от 85 до 106, M_{II} – 134÷155 и M_{III} – 235÷244; наиболее вероятные массы элементов этих групп равны, соответственно, 95 и 139 и 239 (рис. 3).

Продукты деления включают все элементы от цинка до лантанидов: Zr, Mo, Tc, Ru, Rh, Pd, Ag (первый пик) и Xe, Cs, Ba, La, Ce, Nd (второй). Многие из продуктов деления не радиоактивные; есть короткоживущие радиоизотопы и значительное число долгоживущих радиоизотопов, например, ^{90}Sr , ^{137}Cs , ^{99}Tc и ^{129}I . Многие из них, как и «платиноиды деления» Ru, Rh, Pd и Ag, могут выделяться из ОЯТ для дальнейшей переработки на электромагнитных сепараторах в целях частичной компенсации расходов на переработку ОЯТ и использования в медицине и в приборах диагностики.

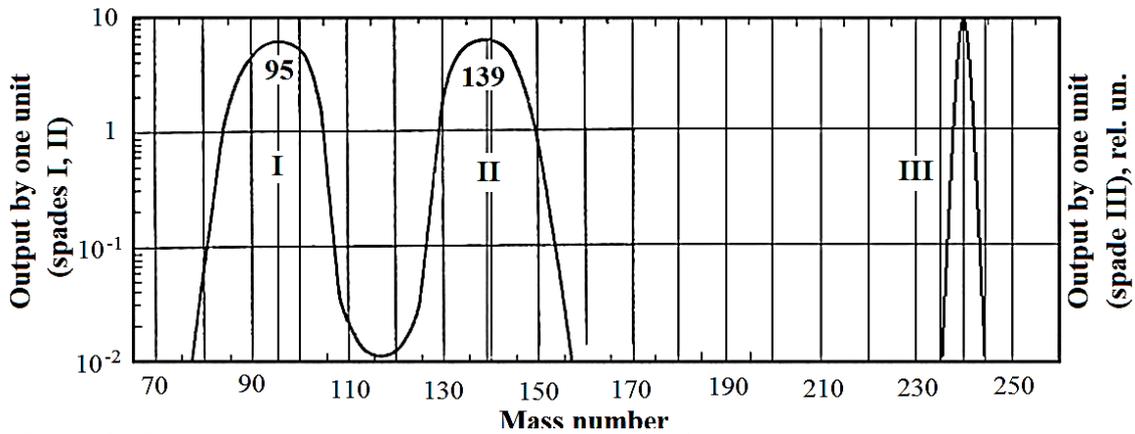


Рис. 3. Распределение продуктов в отработавшем ядерном топливе (цикл ^{235}U + тепловой нейтрон): I, II – осколки (продукты деления), III – транс-урановые элементы

Свидетельство возможности разделения ОЯТ на группы продемонстрировано на рис. 4.

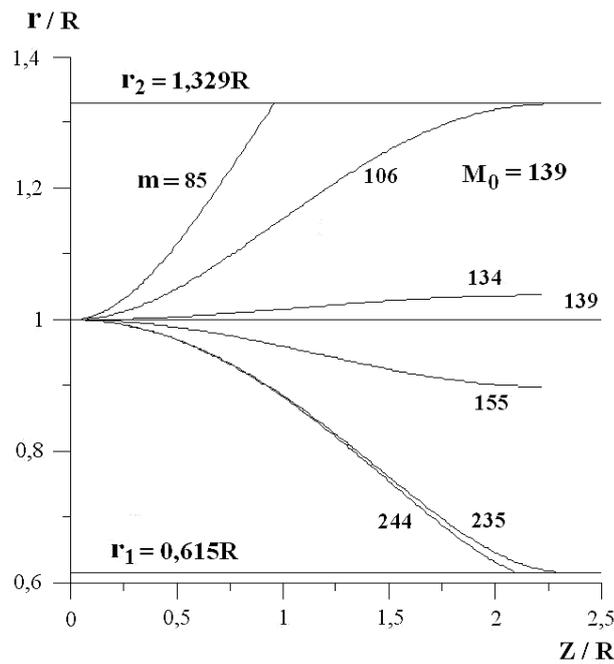


Рис. 4. Траектории ионов крайних масс групп I (85; 106), II (134; 155) и III (235; 244), полученные в результате проведения численного счета

При разделении ОЯТ важно минимизировать загрязнение ядерного топлива (трансуранических элементов – ЯТ) многозарядными продуктами деления. Допустимой величиной при этом является уровень в 10% [7]. Генерация двух-, трехзарядных ионов в ПОМС-Е-3 возможна, в основном, в плазменном ускорителе, где температура электронов может достигать 30 эВ, что выше порогов одно-, двух- и трехкратной ионизации, например, урана, соответственно, 6,194 эВ,

11,9 эВ и 20 эВ. Сравнительно небольшой потенциал второй ионизации имеют и продукты деления: барий – 10,001 эВ, La– 11,43 эВ, Sr– 11,027 эВ, Y – 12,23 эВ. Проблема загрязнения ЯТ многозарядными ионами присуща для ИЦР и центрифужных плазменных методов масс-сепарации. Для ПОМС-Е-3 ее не существует, что иллюстрирует рис. 5. Траектории однозарядных трансурановых элементов (нижние на рис. 5) не пересекаются ни с какими другими траекториями, что является еще одним преимуществом метода плазмооптической масс-сепарации.

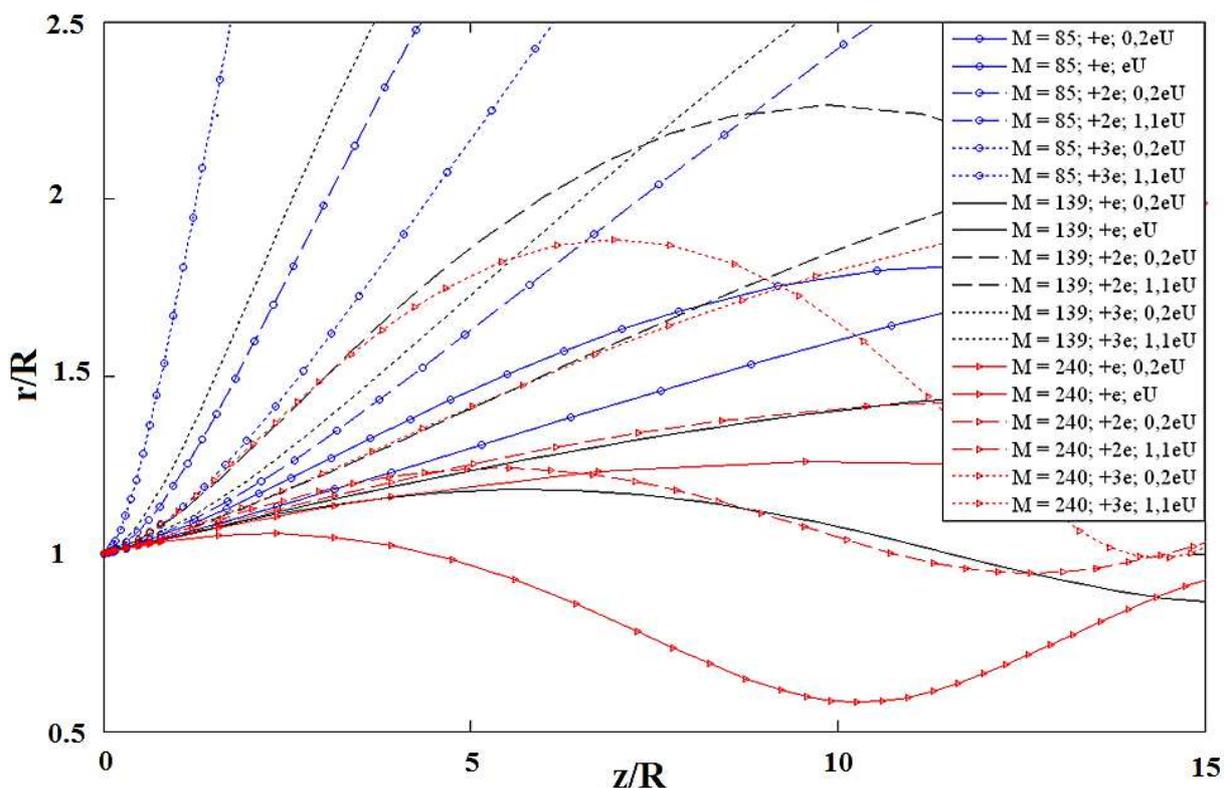


Рис. 5. Траектории движения моноэнергетичных одно-, двух- и трехзарядных (соответственно, заряд e , $2e$, $3e$) ионов с массами 85, 139 и 240; $V_{\phi A}/V_0 = 0,1$; $V_r/V_0 = 0,05$

Приведенные в разделе 1 результаты получены в приближении нулевой толщины щели азимутатора в радиальном направлении и без учета изменения радиальной составляющей скорости ионов при прохождении азимутатора. При расчете траекторий угловой разброс (радиальная компонента скорости) задавались на входе в сепарирующий объем из «разумных» предположений, не само-согласованно.

2. Макет ПОМС-Е-3

Проведенные аналитические исследования и численные эксперименты, давшие инженерные параметры установки, сформировали уверенность в возможности реализации плазмооптического масс-сепаратора, разделяющего, по крайней мере, трехкомпонентную смесь элементов. Ниже приведено описание

технического состояния макета ПОМС-Е-3, работающего на плазме смесей трех газов –азот-аргон-криптон или азот-неон-аргон, приведены результаты измерения магнитного и электрического полей и первые экспериментальные данные работы с трехкомпонентным потоком плазмы. Радиус центральной траектории окна плазменного ускорителя и азимутатора составляет $R = 90$ мм, $R_{min} = 82,5$ мм, $R_{max} = 97,5$ мм.

Конструкция масс-сепаратора соответствует рис. 2. В качестве плазменного ускорителя (ПУ) применяются одно- и двухступенчатые ПУ с анодным слоем. Катод ПУ выполнялся или совмещенным с азимутатором, или отдельным. В обоих случаях магнитное поле в области анода и в азимутаторе создавалось, для упрощения конструкции, одной аксиально симметричной внешней катушкой. Однако это накладывало ограничения на возможность независимой регулировки величины индукции B магнитного поля в азимутаторе и в области анод-катод ПУ. В основном, это связано с потребностью вариации локализации области ионизации в промежутке анод-катод ПУ, которая определяет, в свою очередь, энергию U потока плазмы в соответствие с экспериментально полученной при постоянном разрядном напряжении зависимостью $U \sim KB^{1/2}$ (K – постоянная). В настоящее время разработана конструкция двухкаскадного ПУ с анодным слоем, имеющим 2 независимые катушки магнитного поля с магнитопроводами, имеющими как индивидуальные, так и совмещенные участки. Величина поперечного магнитного поля в области анода поддерживается в нем не превышающей 0.03 Т. При этом радиальная компонента B_r в азимутаторе находится в пределах 0.5 Т. Разрядные напряжения ускорителя изменяются в диапазоне $300 \div 1200$ В, токи разряда $I \leq 100$ мА при давлении плазмообразующего газа около 10^{-3} торр. Поджигающее устройство, в основном, не использовалось. Верхнее значение тока разряда определяется ограничением расхода рабочего газа из-за недостаточной скорости откачки существующей вакуумной системы.

Вакуумная камера масс-сепаратора длиной $L \approx 800$ мм имеет размер 836×836 мм («настольный» вариант, который при токе ПУ в 1 А имеет производительность около 30 кг продукта массой 100 а. е. м. в год). В ней размещена охлаждаемая водой катушка (поз. 8 на рис. 2) диаметром 732 мм и длиной 630 мм для создания продольного (B_z) магнитного поля величиной до 0.024Т. Внутри катушки размещены два цилиндрических электрода 8 и 10 диаметрами, соответственно, 678 и 92 мм для создания радиального электрического поля E_r . В проводимых экспериментах на центральный электрод подавалось отрицательное напряжение величиной до 500 В; внешний цилиндр – заземлен. Система создания E_r включает также по 13 кольцевых цилиндрических аксиальных электродов (11), расположенных на торцах камеры сепарации и разнесенных друг от друга, в основном, на 20 мм. Более широкий промежуток между 2 и 3 электродами – область ввода потока плазмы из плазменного ускорителя. Внешние торцевые электроды соединены, соответственно, с внешним и внутренним цилиндрами, а между собой они связаны омическим делителем напряжения, который подобран так, чтобы радиальное распределение потенциала между всеми

электродами было логарифмическим $E_r(r) = -E_0R/r$ (основной рабочий расчетный вариант). Изменяя омический делитель, можно устанавливать другой закон изменения радиального электрического поля. Сепаратор ПОМС-Е можно использовать при разных радиальных электрических полях. Какой закон выбрать – определяется задачей на эксперимент, в частности, требуемой дисперсией по массам.

Концентрация плазмы в разлетающемся потоке в области сепарации не превышала на радиусе $R = 90$ мм величины $n = 10^{15} \text{ м}^{-3}$. Температура электронов T_e , рассчитанная вблизи плавающего потенциала по вольт-амперным характеристикам ленгмюровских плоских зондов, ориентированных вдоль потока, составляет 20-27 эВ в случае N-Ne-Ar-плазмы, напряжении на цилиндрических электродах 200 В. Осуществлялась электронная компенсация пространственного заряда потока плазмы, иначе плазма оказывалась «заряженной» до положительного потенциала $\Phi_p \leq 20 \text{ В}$. Распределение концентрации, электронной температуры и потенциала плазмы неоднородны по радиусу и «отслеживают» за перемещением потока по радиусу сепарирующего объема.

Измерения распределения потенциала плазмы Φ_{pl} по радиусу в ПОМС-Е-3 были выполнены с помощью эмиссионного зонда на ионной ветви ВАХ – по началу резкого спада ионного тока при равенстве потенциала зонда и отрицательного потенциала плазмы. Пример распределения в случае логарифмического делителя напряжения приведена рис. 6. Видно, что распределение «хорошо ложится» на логарифмическую кривую.

Таким образом, выполняются все требования к макроскопическим электромагнитным полям масс-сепаратора ПОМС-Е и условие замагниченности электронов, запрещающее их радиальное движение и обеспечивающее существование в стационарном потоке плазмы из плазменного ускорителя радиального электрического поля. Несмотря на это заметного разделения трехкомпонентной ионной смеси получить не удалось. Пики интенсивности токовых сигналов от ионов азота (M_1), аргона (M_0) и криптона (M_2) перекрывались друг с другом при их регистрации на различных фиксированных радиусах в сепарирующем объеме при изменении величины радиального электрического поля; кроме того величина электрического поля, соответствующая регистрации максимального уровня сигнала, оказалась ниже расчетной. Измерения проводились широкоапертурным энергоанализатором с задерживающим потенциалом как при фиксированном напряжении на анализирующей сетке (фиксированной энергии ионов), так и при измерении распределения ионов по энергии.

Экспериментально проблема перемешивания пока не разрешена.

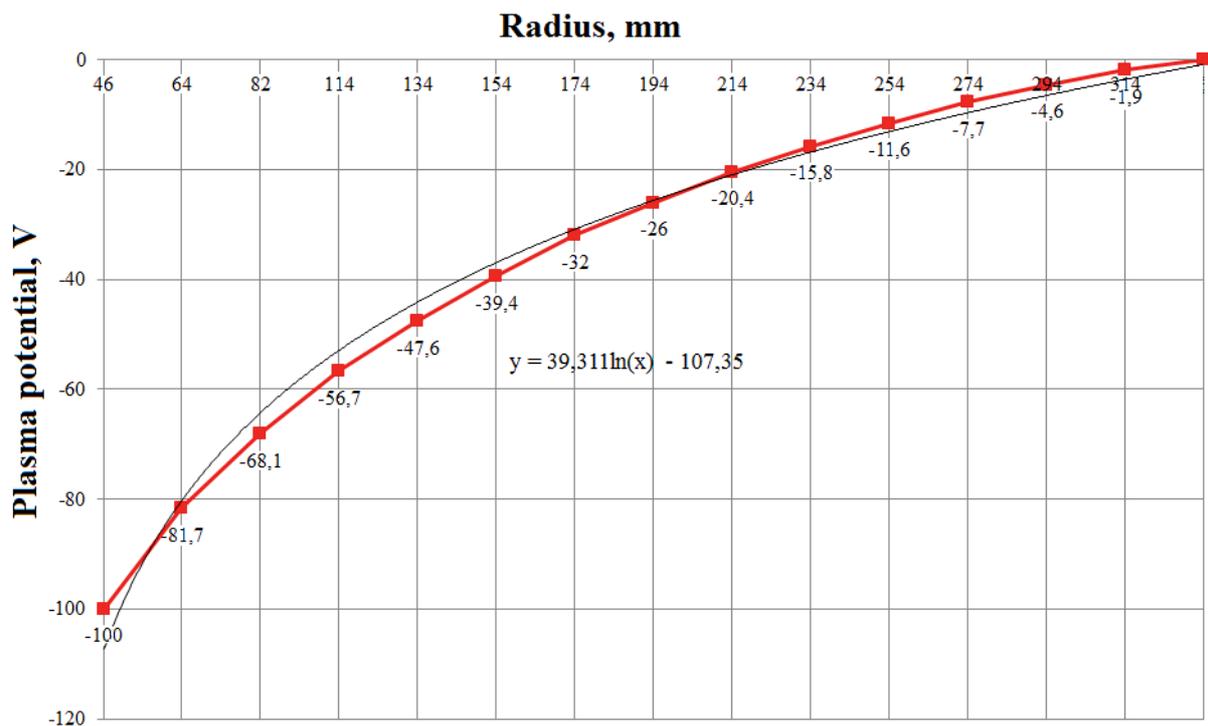


Рис. 6. Распределение потенциала плазмы по радиусу: напряжение на внутреннем электроде $U = -100\text{В}$; $y = 39,311 \cdot \ln(x) - 107,35$ – аппроксимирующая кривая

4. Обсуждение экспериментальных результатов

Собирание ионов разных масс на «свои», разнесенные по радиусу и длине сепарирующего объема приемники, требует, как и для всех электромагнитных масс-сепараторов, выполнения условия бесстолкновительности как относительно парных, так и коллективных взаимодействий на всем пути движения ионов: в азимутаторе и сепарирующем объеме. Для функции распределения ионов по энергии выполнение данного условия означает ее неизменность на пути между выходом плазменного ускорителя и приемниками разделенных ионов.

Классические столкновения ионов в ПОМС-Е могут происходить с нейтралами рабочего газа. Допустимое число нейтралов можно определить из условия однократности столкновений в сепарирующем объеме в результате рассеяния (сечение σ_p) и резонансной перезарядки (σ_{10}): $n_{don} = 1/(\sigma L)$, где σ – суммарное сечение взаимодействия. Так при энергии 100 эВ для аргона $\sigma_{10Ar} = 27,7 \cdot 10^{-16} \text{ см}^2$. Газокинетическое сечение $\sigma_p = 2,83 \cdot 10^{-17} P$ (P – давление газа в торр) мало по сравнению с сечением резонансной перезарядки [23]. Условие отсутствия столкновений требует тогда, чтобы число нейтралов не превышало $4 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-3}$, что соответствует давлению около 10^{-4} торр.

При распространении потока ионов из плазменного ускорителя в сепарирующем объеме возможно образование вторичной («фоновой») плазмы. Частота столкновений электронов с атомами с ионизацией $\nu_{e0} = 5,9 \cdot 10^9 P, \text{ с}^{-1}$ (P в торр); время между столкновениями $\tau_{e0} = 1/\nu_{e0}$. И здесь границей, но по столк-

новениям с ионизацией является давление $P \approx 10^{-4}$ торр, при котором, если энергия электронов равна 16 эВ и длина сепарирующего объема $L = 80$ см, однократные столкновения будут происходить.

С одной стороны, образование фоновой плазмы – это хорошо, так как приводит к компенсации пространственного заряда ионов в потоке плазмы, но с другой, в ней возможны столкновения электронов вторичной плазмы и сепарируемых ионов, которые могут приводить к изменению направления движения сепарируемых ионов. Время между столкновениями ионов с электронами $\tau_{ei} \approx 9 \cdot 10^5 \frac{T^{3/2}}{\Lambda n}$, с (температура T в эВ, концентрация n в см^{-3} , Λ – кулоновский логарифм). Столкновения начинаются при концентрации плазмы $n \approx 10^{13} \text{ см}^{-3}$: $\tau_{ei} \approx 4 \cdot 10^{-7}$ с, что меньше времени пролета электрона расстояния, равного характерному размеру сепарирующего пространства $L \approx 80$ см (при энергии электронов 16 эВ).

Таким образом, следуя приведенным оценкам, получается условие на нижнюю границу по давлению остаточного газа в сепарирующем объеме

$P \leq 10^{-4}$ мм. рт. ст. и, соответственно, на производительность вакуумной системы.

На рис. 7 приведены распределения ионов азота по энергии в сепарирующем объеме на разных расстояниях от выхода азимутатора на радиусе R_0 (центральная траектория) при различных полях в азимутаторе (ускорителе) без радиального электрического и продольного магнитного полей в сепарирующем объеме.

При анализе энергетических распределений сравнивались случаи с средним радиальным полем в азимутаторе $B_r \approx 0.058$ Т (рис. 7а) и $B_r \approx 0.31$ Т – рис. 7б. Во-первых, следует отметить меньшие потоковые, соответствующие максимуму функции распределения, энергии ионов на выходе из азимутатора, соответственно, 71 эВ для поля $B_r = 0.058$ Т и 54 эВ для поля 0.31 Т. Это согласуется с зависимостью максимальной энергии в спектре ионов в ПУ от величины магнитного поля в области анода ПУ, которая, как уже упоминалось, для данного ускорителя однозначно связана с полем в азимутаторе (оба поля создаются одной катушкой). Энергетический параметр $U = (\omega_B \Delta) / V_0$ дает энергии обрезания спектра, идущего из плазменного ускорителя, соответственно, 7.45 кэВ для случая 7а и 264 эВ – для 7б, т.е. все ионы, рожденные в ПУ, проходят при таких B_r через азимутатор.

Во-вторых, очевидна релаксация функции распределения ионов в сторону меньших энергий при продвижении потока от азимутатора в сепарирующий объем на расстояние $z = 545$ мм: до 40 эВ для случая 7а; для 7б – меньше 30 эВ; темп релаксации $d\varepsilon/dt \approx -1.6 \cdot 10^5$ эВ/с. Обсудим причину данного процесса.

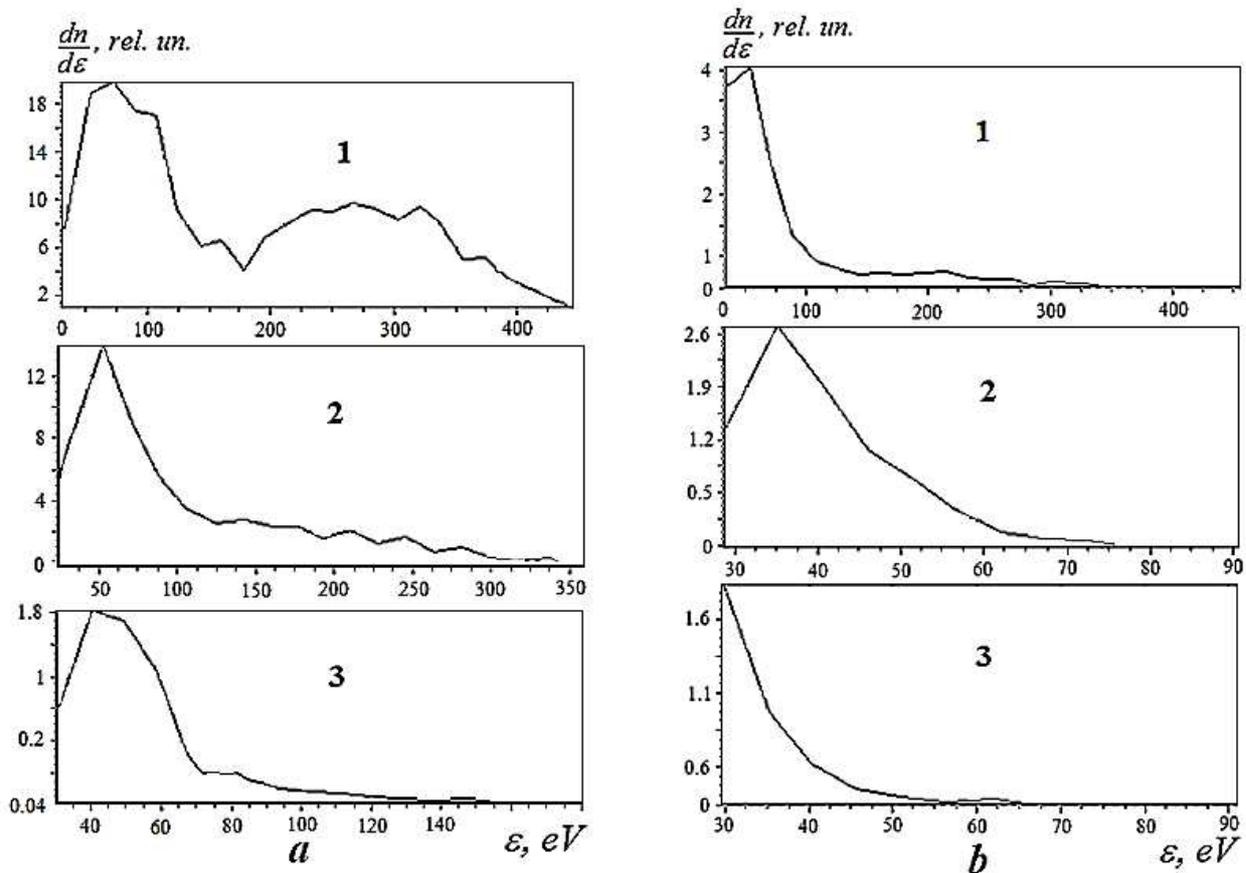


Рис. 7. Распределения ионов по энергии: *a*: $1-z = 0$ (выход азимутатора); $\varepsilon_m = 71 \text{ eV}$; $2 - z = 120$ мм от азимутатора; $\varepsilon_m = 52 \text{ eV}$; $3 - z = 545$ мм; $\varepsilon_m = 41 \text{ eV}$; $B_r \approx 0.058 \text{ T}$; *b*: $1 - z = 0$; $\varepsilon_m \approx 54 \text{ eV}$; $2 - z = 120$ мм; $\varepsilon_m \approx 40 \text{ eV}$; $3 - z = 545$ мм; $\varepsilon_m \leq 30 \text{ eV}$; $B_r \approx 0.31 \text{ T}$

Рассеяние ионов на нейтралах, присутствующих в сепарирующем объеме, является «упругим» процессом с малым сечением взаимодействия. В процессе резонансной перезарядки $N^+ + N^0 \rightarrow N^0 + N^+ + \Delta W$ энергетический дефект реакции ΔW определяется разностью потенциалов ионизации соответствующих атома и иона и $\Delta W \leq 15$ эВ для газов и составляет около 5 эВ для металлов. И резонансная перезарядка не объясняет наблюдаемое уменьшение энергии ионов, которые могут появиться вновь в процессе реакции обдирки. Рассеяние и перезарядка на нейтралах приводят лишь к изменению интенсивности ионного потока на фиксированном радиусе, что и наблюдается на расстояние $z = 545$ мм (спектры 3 на рис. 7а, б).

Если в сепарирующем объеме, как уже говорилось, давление $P \geq 10^{-4}$ торр, то в нем возможно образование вторичной плазмы. Столкновения электронов вторичной плазмы и сепарируемых ионов не приводят к заметному изменению энергии ионов. Однако движение потока ионов относительно ионов фоновой плазмы может приводить к генерации электростатических ионных ленгмюровских, ионно-звуковых ($IS; T_e > T_i$) и магнитозвуковых (LS) колебаний [24-26]. Диапазон частот колебаний – от ω_{LH} до ω_{pi} (ω_{LH} – нижнегибридная, ω_{pi} – ионная лен-

гмюровская частоты). Максимальные скорости роста осцилляций составляют, соответственно, $\gamma_{is} \sim \omega_{pi}$; $\gamma_{LS} \sim \omega_{LH}$. В нашем случае $\gamma_{is} \approx \gamma_{LS} \sim (1-4) \cdot 10^7 \text{ с}^{-1}$ и время обратное инкременту $1/\gamma_{is} \ll t_{fl}$ – времени пролета ионами сепарирующего пространства, которое не менее 10^{-5} с для данного эксперимента. Колебания, возбуждаемые пучком ионов, определяют режимы релаксации ионного потока, под которой подразумевается диссипация энергии и уширение исходного углового распределения частиц. Характер взаимодействия ионных потоков существенно зависит от соотношения V/C_S , где $C_S = \sqrt{T_e/M}$ – скорость ионного звука, а V – скорость ионов. При $V/C_S \leq 3$ пучок раскачивает колебания преимущественно вдоль скорости и поэтому эффективно тормозится, нагревая основной поток. Если $V/C_S \gg 3$, колебания почти перпендикулярны к V , что приводит к угловому рассеянию пучка без потери частицами энергии. В промежуточной области оба этих процесса происходят одновременно. В нашем случае $V/C_S \leq 4$ и можно предположить, что определяющий вклад в релаксацию пучка ионов по продольным энергиям вносит торможение на ионно-звуковых колебаниях.

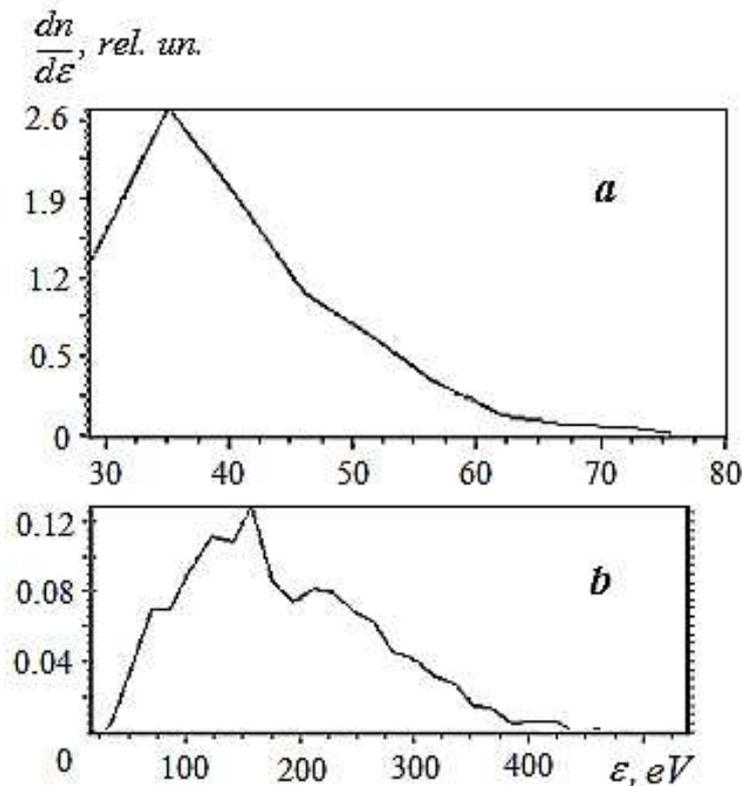


Рис. 8. Распределения ионов по энергии: азот; $B = 0.31 \text{ Т}$; $a-z = 120 \text{ мм}$; $P = 7.2 \cdot 10^{-4} \text{ торр}$; $b-z = 80 \text{ мм}$; $P = 2 \cdot 10^{-4} \text{ торр}$

На рис. 8 приведены спектры ионов азота по энергии. Первый из них (рис. 8a) снят в том же режиме по давлению, что и распределения, приведенные на рис. 7. Вторым (рис. 8b) получен при минимально возможном для существующей системы плазменный ускоритель – вакуумный пост давлении рабочего газа. Видно, что торможение пучка ионов при меньшем давлении существенно

слабее, чем при «высоком». Данный результат укрепляет надежду на успех метода плазмооптического разделения многокомпонентных смесей элементов при выполнении вышеприведенных требований к плазменному ускорителю и вакуумной системе ПОМС-Е-3.

4. Выводы

1. К настоящему времени достигнут существенный прогресс в понимании принципов метода плазмооптической масс-сепарации и требований к масс-сепаратору.

2. Теоретически и методами численного счета в бесстолкновительном приближении определены траектории ионов многокомпонентной смеси при их движении между плазменным ускорителем и приемниками разделенных частиц, расположенными в сепарирующем объеме.

3. Расчетные бесстолкновительные параметры процесса разделения будут выполняться, если не допускать образования плазмы в сепарирующем пространстве, обеспечивая давление остаточного газа в сепарирующем объеме $P \leq 10^{-4}$ мм. рт. ст.. Контрольные эксперименты следует проводить при импульсном напуске в плазменный ускоритель рабочей смеси газов.

4. Требуется исследование возможных коллективных процессов в области сепарации и минимизация их влияния на процесс разделения.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, государственное задание №2.1802.2011.

Библиографический список

1. Туманов Ю.Н. Плазменные и высокочастотные процессы получения и обработки материалов в ядерном топливном цикле: настоящее и будущее. М.: Физматлит, 2003. – 760 с.
2. Изотопы: свойства, получение, применение. Том 1, 2/ Под ред. В.Ю. Баранова. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2005. – 600 с.
3. Ohkawa T., Miller R. Band gap ion mass filter // Physics of Plasmas, 2002. – V.9, №12. – P. 51165120.
4. Смирнов В.П., Жильцов В.А., Морозов А.И., Семашко Н.Н., Сковорода А.А., Тимофеев А.В. Плазменная сепарация ОЯТ и РАО // Сборник докладов IX Международной конференции «Физико-химические процессы при селекции атомов и молекул», Звенигород, 4-8 октября 2004 г. – С. 7-13.
5. Жильцов В.А., Кулыгин В.М., Семашко Н.Н., Сковорода А.А., Смирнов В.П., Тимофеев А.В., Кудрявцев Е.Г., Рачков В.И., Орлов В.В. Применение методов плазменной сепарации элементов к обращению с ядерными материалами // Атомная энергия, 2006. – Т. 101, Вып. 4. – С. 302-306.
6. Тимофеев А.В. О переработке отработавшего ядерного топлива плазменным методом // Физика плазмы, 2007, Т. 33, №11. – С. 971-987.

7. Тимофеев А.В. О плазменной переработке отработавшего ядерного топлива при двухчастотном ионно-циклотронном нагреве // Физика плазмы, 2009. – Т. 35. – №11. – С. 989-1000.
8. Скибенко Е.И. Физико-технические аспекты создания устройств магнитоплазменного разделения вещества на элементы и их изотопы на основе пучково-плазменного разряда // Вопросы атомной науки и техники, 2009. – №6. Серия: Вакуум, чистые материалы, сверхпроводники. – С. 67-85.
9. Yegorov A.M., Yufarov V.B., Shariy S.V., Seroshtanov V.A., Druy O.S., Yegorenkov V.V., Ribas E.V., Khizhnyak S.N., Vinnikov D.V. Preliminary study of the demo plasma separator // Problems of atomic science and technology, 2009. – № 1. Series: Plasma Physics. – V. 15. –P. 122-124.
10. Бардаков В.М., Кичигин Г.Н., Строкин Н.А. Масс-сепарация ионов кольцевого плазменного потока // Письма в ЖТФ. – 2010. – Т. 36. – Вып. 4. – С. 75-80.
11. Бардаков В.М., Кичигин Г.Н., Строкин Н.А., Царегородцев Е.О. Плазмооптическая масс-сепарация изотопов из плазменного потока // Вопросы атомной науки и техники. Серия: Плазменная электроника и новые методы ускорения. – 2010. – №4. – С. 304-309.
12. Бардаков В.М. Во НьЫЗан, Кичигин Г.Н., Строкин Н.А. Трехкомпонентное плазмооптическое разделение отработанного ядерного топлива // Известия вузов. Ядерная энергетика, 2011. – №2. – С. 3-9.
13. Fetterman A.J., Fisch N.J. The magnetic centrifugal mass filter // Physics of Plasmas, 2011. – V.18, №9. – 094503.
14. Смирнов В.П., Ворона Н.А., Гавриков А.В., Мошкунов К.А., Самохин А.А., Сидоров В.С. Разработка физических основ и развитие концепции плазменного сепаратора отработавшего ядерного топлива для решения задач замкнутого топливного цикла в атомной энергетике // Тезисы докладов XXXIX Международной Звенигородской конференции по физике плазмы и управляемому термоядерному синтезу. М.: ЗАО НТЦ «Плазмаиофан», 2012. – С. 227.
15. Смирнов В.П., Антонов Н.Н., Ворона Н.А., Гавриков А.В., Жабин С.Н., Мурзов С.А., Самохин А.А. Развитие метода плазменной сепарации отработавшего ядерного топлива: моделирование буферной плазмы и пучка сепарируемого вещества // Тезисы докладов XL Международной Звенигородской конференции по физике плазмы и управляемому термоядерному синтезу. М.: ЗАО НТЦ «Плазмаиофан», 2013. – С. 227.
16. Беркхаут Ф. Международная коммерческая деятельность по переработке отработанного топлива / Институт исследований энергетики и окружающей среды // Энергетика и Безопасность, 1997. - №2. – С. 1-2.
17. Морозов А.И., Лебедев С.В. Плазмооптика // Вопросы теории плазмы / Под ред. М.А. Леонтовича. Т. 8. – М.: Атомиздат. – 1974. – С. 264.
18. Морозов А.И., Семашко Н.Н. О сепарации по массам квазинейтральных пучков // Письма в ЖТФ. 2002. Т. 28. Вып. 24. С. 63-66.

19. Морозов А.И., Савельев В.В. Осесимметричные плазмооптические масс-сепараторы // Физика плазмы. – 2005. – Т. 31. – №5. – С. 458-465.
20. Астраханцев Н.В., Бардаков В.М., Во НьЫЗан, Кичигин Г.Н., Лебедев Н.В., Строкин Н.А. Плазмооптические масс-сепараторы отработанного ядерного топлива // Перспективные материалы, 2011. - №10. – С. 80-85.
21. Бардаков В.М., Во НьЫЗан, Кичигин Г.Н., Строкин Н.А. Трехкомпонентное плазмооптическое разделение отработанного ядерного топлива // Известия вузов. Ядерная энергетика, 2011. – №2. – С. 3-9.
22. Бардаков В.М., Во НьЫЗан, Строкин Н.А. Панорамная плазмооптическая масс-сепарация немоноэнергетичных и многозарядных ионов // Известия вузов. Ядерная энергетика, 2012. – №2. – С. 132-142.
23. Радциг А.А. и др. Ионизация атомов и молекул / А.А. Радциг, В.М. Шустряков // Физические величины: Справочник / А.П. Бабичев, Н.А. Бабушкина, А.М. Братковский и др.; Под ред. И.С. Григорьева, Е.З. Мейлихова. – М.: Энергоатомиздат. – 1991. – 1232 с.
24. Вайсберг О.Л., Галеев А.А., Застенкер Г.Н., Климов С.И., Ноздрачев М.Н., Сагдеев Р.З., Соколов А.Ю., Шапиро В.Д. Ускорение электронов во фронте сильных бесстолкновительных ударных волн // ЖЭТФ, 1983. – Т. 85, вып. 4.– С. 1232-1243.
25. Иванов А.А., Крашенинников С.И., Соболева Т.К., Юшманов П.Н. Взаимодействие ионных пучков с плазмой // Физика плазмы, 1975. – Т. 1, вып. 5.– С. 753-764.
26. Михайловский А.Б. Теория плазменных неустойчивостей. Том 1. Неустойчивости однородной плазмы. – М.: Атомиздат, 1975. – 272 с.

ТЕХНОЛОГИЯ АРХИТЕКТУРНО-НЕЗАВИСИМОГО, ВЫСОКОУРОВНЕВОГО СИНТЕЗА СВЕРХБОЛЬШИХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ НА ОСНОВЕ ФУНКЦИОНАЛЬНО- ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ПОДХОДА

Непомнящий О.В., Леонова А.В.

Сибирский федеральный университет
2955005@gmail.com, ann3leo@gmail.com

Разработка современной сверхбольшой интегральной схемы (СБИС) – сложный и трудоемкий процесс, включающий в себя несколько этапов. Сначала выполняется функциональное проектирование: синтез, верификация, моделирование и тестирование. Затем – физическое проектирование: разбиение, разработка топологии и топологический анализ. Полный цикл разработки СБИС может занимать от 2 до 5 лет в зависимости от сложности проекта, при этом наибольшего времени требуют функциональные этапы: верификация, моделирование и тестирование. При таком длительном цикле проектирования разработка СБИС связана с большими рисками, поскольку сложно с большой точностью предположить актуальность и востребованность продукта через несколько лет. Поэтому время, необходимое на проектирование, является одним из основных критериев при выборе метода разработки.

В настоящее время существует два основных подхода к разработке СБИС: высокоуровневый и низкоуровневый.

Низкоуровневый подход основан на использовании языков описания аппаратуры (HDL – HardwareDescriptionLanguage). Наиболее популярные из HDL языков – VerilogHDL и VHDL. При низкоуровневом подходе последовательно описываются все уровни структуры СБИС: структурные модули (память, процессор), регистровый уровень (мелкие функциональные блоки, межрегистровые связи), уровень логических вентилях, транзисторный уровень. Низкоуровневый подход оказывается эффективным при реализации однокристалльных систем невысокой сложности, но при разработке СБИС со сложным функционалом выявляются недостатки метода. Один из наиболее существенных – необходимость частичного или полного преобразования проекта вручную при переходе от уровня к уровню с жесткой привязкой применяемых библиотек к целевой платформе. Недостатки низкоуровневого подхода объясняются существенным различием между представлением на функциональном уровне и RTL (регистровый уровень, RegisterTransferLevel) описанием проекта. Попытки решения проблем, возникающих при использовании низкоуровневого подхода проектирования привели к введению высокоуровневых методов.

В качестве высокоуровневых программных средств предлагаются различные системы. Например, уже существующие и широко используемые вычислительные системы MatLab и LabView. При этом на высоком уровне задается общий алгоритм системы, а для отработки машинных алгоритмов используются средства перехода к языкам описания аппаратуры. Однако такой метод

проектирования показывает хорошие результаты только при реализации простых систем, в случае систем высокой сложности конечная реализация получается громоздкой, не соответствует заданным временным ограничениям и зачастую не удовлетворяет требованиям по площади.

Более эффективный высокоуровневый метод – использование императивных алгоритмических языков системного уровня. Это языки SystemC и HandelC, базирующиеся на языке C и имеющие встроенные типы данных HDL языков. Поскольку эти языки специально создавались как C-подобные языки описания аппаратуры, уровень их абстрагированности от RTL уровня не высок. С другой стороны, описание на языках SystemC и HandelC моделируется быстрее, чем на HDL. Однако у этих языков есть существенный недостаток – отсутствие поддержки параллелизма, который является основой функционирования однокристалльных систем.

Дальнейшее развитие высокоуровневого подхода привело к появлению метода проектирования на абстрактном системном уровне (ESL – Electronic System Level), т.е. уровне выше RTL. В методе ESL осуществляется проектирование «сверху-вниз» без первоначального разделения на программную и аппаратную части. Сначала создается модель: описывается состав системы в виде функциональных блоков и связей между ними, происходит отладка их взаимодействия. После создания модели формируется архитектура системы: блоки модели описываются на стандартных языках программирования, для разработанных блоков генерируются тестовые воздействия. На основании тестов осуществляется верификация полученной модели. При обнаружении в ходе верификации ошибок или несоответствия поставленной задаче, происходит возврат на первый этап разработки, декомпозиция и разработка новых блоков модели. Этот процесс повторяется до полного устранения ошибок. После достижения приемлемого результата вручную производится разделение на аппаратную и программную части для привязки к целевой платформе. При этом полученные типовые структуры не поддерживают параллелизма, хотя локальные задачи для отдельных структур могут решаться параллельно. На заключительном этапе ESL проектирования выполняется совместная отладка программного и аппаратного обеспечения. Для этого каждый блок снова представляется на языках SystemC/SystemVerilog и генерируется пакет тестов. На основании результатов моделирования и симуляции анализируется несколько вариантов реализации с целью выявления оптимального разделения на программную и аппаратную части. Дальнейший переход на RTL уровень осуществляется либо вручную, либо полуавтоматически (например, генерация HDL кода из SystemC).

Основной недостаток рассмотренных традиционных высокоуровневых методик – используемые языки высокого уровня. Языки SystemC, C являются императивными языками программирования и не имеют встроенной поддержки параллелизма, тогда как реализация системы на кристалле представляет собой параллельную потоковую схему обработки данных.

У описанных методик традиционного низкоуровневого и высокоуровневого проектирования есть и общие недостатки. Например, для получения системы,

оптимальной по производительности и занимаемой площади, на каждой стадии проектирования необходима обязательная верификация и при необходимости модификация системы. На алгоритмическом уровне модификации просты, но на RTL уровне потребуются переформирование всей системы.

Основываясь на выделенных выше недостатках традиционных методик проектирования, возможно, выделить критерии к новому, более оптимальному методу к разработке цифровых схем. Требуется архитектурно-независимый подход, который бы с одной стороны обеспечивал максимальное абстрагирование исходных алгоритмов от архитектуры целевой платформы, с другой – реализовывал механизм перехода на RTL уровень с параллельной верификацией и поддержкой параллелизма при проектировании без возврата к предыдущим уровням проекта. Необходим такой способ представления алгоритмов на верхнем уровне иерархии, который при последующем нисходящем проектировании обеспечивал сохранение параллелизма, задаваемого на верхнем уровне, и допускал сквозную верификацию при формировании топологии СБИС без возврата к предыдущим уровням иерархии.

Проанализируем цифровую схему в общем виде. Любая схема является набором блоков и связей между ними. Связи между блоками передают два типа сигналов: данных и управления. Цифровые схемы работают в синхронном потоковом режиме, т.е. блок производит или не производит обработку данных в зависимости от состояния сигналов управления. Блоки в цифровой схеме работают параллельно, зависимости между ними полностью определяются сигналами управления. Следовательно, цифровую систему можно представить как граф потока данных, где узлами являются блоки схемы, а ребрами – сигналы данных и управления.

Исходя из описанной модели цифровой схемы, можно сделать вывод, что перспективным направлением является разработка метода проектирования цифровых схем, основанного на высокоуровневом синтезе RTL представления цифровых однокристальных схем и архитектурно-независимом описании алгоритмов с использованием функционально-потокowego подхода.

Идея применения функционального подхода к разработке цифровых схем на настоящий момент рассматривалась в работах по языкам: Lava, Hume, F#(Kiwi) и Erlang.

В языке Lava, построенном на базе одного из самых популярных функциональных языков программирования – Haskell, основной акцент сделан на уровень топологии[1]. Поддержка параллелизма осуществляется, так же как и в языке-прототипе – Haskell.

Язык Hume разрабатывался как язык для встраиваемых систем реального времени и состоит из двух уровней: уровня вычислений (функциональный язык, описывающий вычислительные узлы) и уровня взаимодействий (описывает взаимодействие между узлами). Применение языка к разработке цифровых схем рассматривалось в [2] и [3]. В работе [1] предлагается исполнение программ, описанных на языке Hume, на ПЛИС (Программируемых Логических Интегральных Схемах) на основе программных процессорных ядер и реализа-

ция языка на них. В [3] предлагается напрямую транслировать подмножества языка в описание на языках HDL.

Проект Kiwi [4] изначально предполагал поддержку трансляции с языка F# в описание на языках HDL. Поддержка параллелизма – частичная и ориентированная на платформу .NETFramework компании Microsoft.

На основе языке Erlang в [5] предлагается реализовать подход, который состоит в том, что HDL процессы при трансляции отображаются в отдельные вычислительные модули, образующие сеть на кристалле (NetworkonChip).

Описанные выше проекты по использованию функционально-поточкового подхода при разработке цифровых схем не вышли за рамки академических проектов и не получили широкого распространения. Недостатком рассмотренных проектов является неполная поддержка параллелизма (кроме языка Erlang) и отсутствие инструментов полного цикла проектирования цифровых схем. Поэтому актуальна разработка технологии, реализующей именно функционально-поточковый подход.

Реализации функционально-поточкового подхода оптимально отвечает функционально-поточковая (ФП) парадигма представления параллельных вычислений и функциональный язык параллельного программирования "Пифагор" для ее реализации [6]. Предложенный в [6] метод управляющего графа и графа данных в разрабатываемой технологии предлагается для организации перехода от высокоуровневого представления исходных алгоритмов к RTL. Такой подход использует одинаковую модель вычислений на всех уровнях разработки, а язык и метод проектирования ориентирован на описание параллельных потоковых программ.

Рассматриваемая в [6] ФП модель реализует архитектурно-независимое описание программ с максимальным параллелизмом. Архитектурная независимость базируется на следующем принципе ФП модели. В модели принимается, что виртуальная машина, предназначенная для выполнения функционально-поточковых параллельных программ, имеет неограниченный вычислительный ресурс, что позволяет выделять для каждой операции новый вычислительный ресурс. Процесс перехода от архитектурно-независимого описания к конкретной вычислительной системе (цифровой схеме на кристалле) осуществляется путем ограничения параллелизма под имеющиеся ресурсы.

В ходе трансляции с ФП языка строятся промежуточные структуры данных, описывающие программу на ФП языке. К таким промежуточным структурам относятся:

- информационный граф (ИГ), описывающий операции преобразования данных;
- управляющий граф (УГ), определяющий передачу управления от одной выполняемой операции другой;
- слой данных, отвечающий за хранение промежуточных значений;
- слой автоматов, реагирующих на поступающие значения сигналов и изменяющих состояния выполняемых операций

В разрабатываемой технологии описанные промежуточные структуры будут использоваться для перехода к описанию цифровой схемы на языке HDL. При этом необходимо решать задачу ограничения параллелизма под имеющиеся ресурсы. Как отмечалось выше, цифровая схема представляет собой граф с блоками обработки данных и сигналами управления. Аналогом этих частей цифровой схемы являются УГ и ИГФП модели языка "Пифагор". Процесс перехода от ФП модели к описанию цифровой схемы будет представлять собой синтез схемы для ИГ с сигналами управления и схемы УГ, выходы которой будут соединены с входами управления схемы ИГ. Одновременно с этим будет выполняться ограничение параллелизма под имеющиеся вычислительные ресурсы и формальная верификация ФП описания проектируемой системы.

Применение модели на основе графа позволяет реализовать оптимизацию вычислений с помощью методов оптимизации графов. Это позволяет оптимизировать архитектуру СБИС еще на этапе формального описания схемы, что не выполняется ни в одном из существующих методов проектирования СБИС.

Таким образом, разрабатываемая технология предлагает высокоуровневый архитектурно-независимый метод проектирования СБИС на основе функционально-параллельного языка, позволяющий выполнять формальную верификацию до перехода к архитектурному описанию системы. Предлагаемый в технологии принцип оптимизации архитектуры СБИС в перспективе способен значительно уменьшить наиболее затратные по времени этапы разработки (верификация и тестирование), а значит сократить весь цикл разработки СБИС.

Библиографический список

1. Hardware Design and Functional Programming: a Perfect Match, M. Sheeran// Journal of Universal Computer Science, vol. 11, no. 7, Chalmers, USA – 2005, 1135-1158 pages
2. Hume on FPGA, A. Al Zain, W. Vanderbauwhede, and G. Michaelson// In Draft Proceedings of 10th International Symposium on Trends in Functional Programming, University of Oklahoma, Oklahoma, USA – 2010
3. Compiling Hume down to gates, J. Sérot, G. Michaelson, Draft Proceedings of 11th International Symposium on Trends in Functional Programming, Madrid, May, 2011
4. Kiwi Synthesis of C# and F# Combinational Circuit Models into FPGA Circuits, David Greaves, Satnam Singh, 2010
5. Erlang inspired Hardware, P. Ferreira, C. Ferreira, C. Alves, 2007
6. Легалов А.И. Функциональный язык для создания архитектурно-независимых параллельных программ // Вычислительные технологии. 2005. №1 (10) -С. 71-89

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА КОМПОНЕНТНОГО АНАЛИЗА СЕЗОННОЙ И СУТОЧНОЙ ДИНАМИКИ ПРИРОСТА И ИЗМЕНЕНИЯ ВОДНОГО РЕЖИМА ДЕРЕВЬЕВ

Непомнящий О.В., Лященко Е.Д.

Сибирский федеральный университет
2955005@gmail.com

Важная роль лесов Западной и Восточной Сибири в формировании кислородного баланса является неоспоримым фактом, поскольку значительная доля кислорода, вырабатываемого в процессе фотосинтеза, приходится именно на сибирские леса[1]. В современных условиях остро стоит проблема всеобъемлющего охвата и комплексного анализа информации о состоянии окружающей среды на обширных площадях сибирских лесов. Существует широкая номенклатура технических решений для сбора информации о состоянии окружающей среды лесных массивов. В состав таких систем входят: станции наземного и орбитального базирования, системы ручного и автоматизированного сбора данных, автоматизированные системы экологического и экотоксикологического мониторинга и др. Однако существующие подходы к сбору, обработке и обеспечению доступа к полученной информации носят скорее локальный характер. В связи с вышеизложенным, возникает необходимость в интегрированном подходе и реализации комплекса аппаратуры, позволяющей выполнять анализ и формировать адекватные результаты мониторинга.

В частности, требуется всесторонний анализ данных о суточной и сезонной активности деревьев, об изменениях температурного режима воздушной, почвенной и водной среды. Кроме того требуется информация об уровне влажности почвы, степени солнечной активности, водном режиме растительного покрова и др. Таким образом, требуется разработка комплекса мероприятий по накоплению, систематизации и разностороннему анализу означенной информации. Требуется создание интегрированного комплекса аппаратных средств в виде многоуровневой и многоцелевой системы, использующей различные методы и способы оценки состояния природной среды.

На основании вышеизложенного были выделены основные методы в регистрации суточных и сезонных колебаний диаметров ствола (дендрометрия), температуры окружающей среды и водного режима деревьев.

Известны следующие методы аппаратной регистрации дендрометрических данных: периферическая (ленточная), радиальная (точечная) и оптическая дендрометрия. Дендрометры точечного типа измеряют прирост ствола по изменению его радиуса или диаметра, в то время как дендрометры ленточного типа – по изменению длины окружности ствола. Принцип действия ленточного дендрометра основывается на измерении изменений длины окружности ствола дерева. В простейшем случае измерения осуществляются путём крепления на де-

рево ленты из неэластичного металла, с установленным на концах датчиком последовательных перемещений (рис. 1).

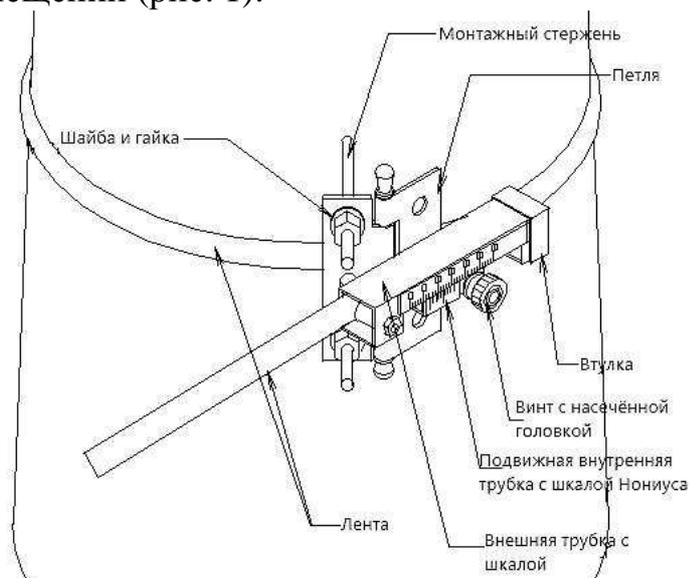


Рис. 1. Ленточный дендрометр

Начальное положение ленты фиксируется, при изменении диаметра ствола ленты натягивается, и появляется возможность измерить величину деформации. Автоматизированные системы дендрометрии позволяют фиксировать изменения длины окружности ствола с заданными интервалами в автоматическом режиме без участия оператора. Полученные при помощи датчика последовательных перемещений данные сохраняются в энергонезависимой памяти прибора. Точечные дендрометры фиксируют прирост ствола дерева по его радиусу в одной конкретной точке. В этом случае, на предварительно зачищенный от верхнего слоя коры участок дерева устанавливается щуп, подключённый к датчику (рис. 2). Ствол дерева, расширяясь или сужаясь, сдвигает щуп, датчик формирует сигнал о перемещении и данные фиксируются.

Ленточные дендрометры обычно применяют в долгосрочных исследованиях, требующих высокой точности измерений. Благодаря своей конструкции и механизму работы такие дендрометры позволяют определять незначительные колебания окружности ствола до 0.01 мм, что позволяет фиксировать суточные колебания. Однако для эффективной работы ленточных дендрометров требуется тщательная калибровка, учитывающая неустойчивость металлической ленты к перепаду температур. Так же источником помех может являться усадка или набухание омертвевших частей внешнего слоя коры. Из-за конструктивных особенностей дендрометры точечного типа наиболее эффективны при измерениях деревьев с малой окружностью ствола и при измерении роста фруктов [5]. Параллельно с измерениями динамики окружности ствола следует производить замеры температуры окружающей среды, как ключевого фактора, влияющего на колебания размеров ствола дерева.

Регистрация сокодвижения, являющаяся не менее важным методом мониторинга лесных ресурсов имеет несколько основных методик измерения. Наи-

большее распространение получили методы, в основе которых лежат термодинамические процессы. Например, метод теплового импульса, метод теплового баланса сегмента ствола, метод теплового рассеивания и метод деформации теплового поля. Кроме того, известны методы, основанные на эффекте проводимости электрического тока, магнитной гидродинамике и ядерно-магнитном резонансе [4].

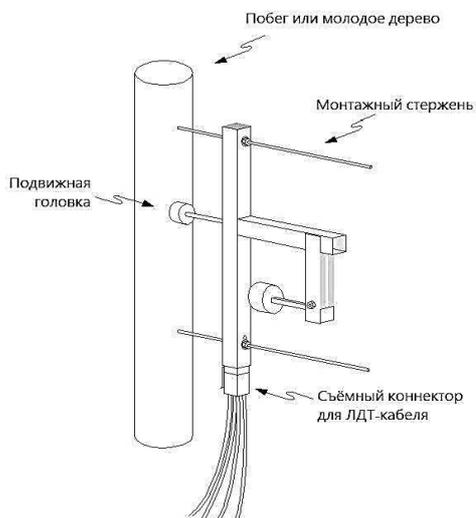


Рис. 2. Точечный дендрометр

Метод теплового импульса позволяет косвенно измерять сокодвижение, определяя скорость короткого теплового импульса переносимого за счет конвекции в транспирационном потоке(рис. 3) [8].

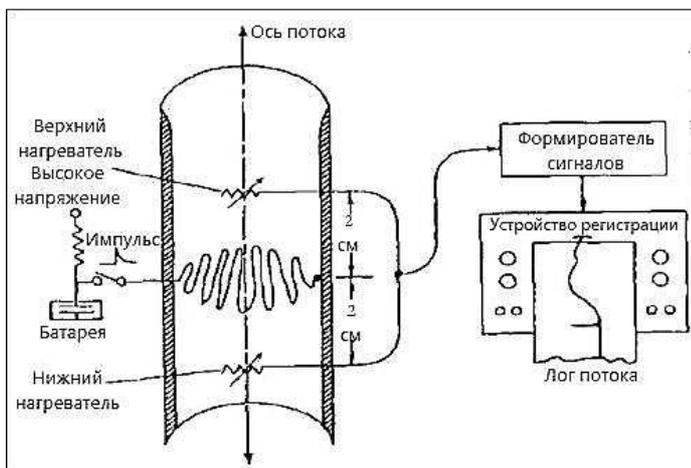


Рис. 3. Метод теплового импульса

В этом случае тепло используется как индикатор перемещения сока. При данном методе использует иглоподобный линейный нагреватель и термочувствительный зонд, внедряемые в сокопроводящий слой заболони. Термозонд обычно содержит один или два термодатчика для измерений на разной глубине сокопроводящего слоя. Короткий импульс тепла (1-6 сек) подается в поток сока

и замеряется температура заболони выше и ниже нагревателя. Скорость сокодвижения рассчитывается согласно разности температур. Сущность метода теплового баланса сегмента ствола заключается в нагревании участка ствола изнутри электрическим током, проходящим через ткань ксилемы (рис.4а) [6].



Рис.4. Метод теплового баланса: а) сегмента ствола б) фрагмента ствола

Ток подаётся через несколько электродов, установленных в заболонь ствола. Вместе с электродами устанавливаются термодатчики, фиксирующие температуру нагрева на разных уровнях заболони. Ниже центрального электрода монтируется дополнительный датчик, выполняющий замеры температуры внутри ствола. Поток сока определяется потерей тепла в воде, циркулирующей внутри ствола [6].

Принцип действия метода теплового баланса фрагмента ствола, аналогично предыдущему методу, основывается на количественной оценке сокодвижения в стволе дерева за счёт разницы температур в различных участках ствола. Отличительной чертой этого метода является нагревание всей окружности ствола (а не сегмента) гибким нагревателем, который оборачивают вокруг ствола и укрывают теплоизолирующими материалами с целью минимизации степени воздействия окружающей среды (рис. 4 б). Все термодатчики, расположенные выше и ниже нагреваемого участка, устанавливаются на ствол дерева, не разрушая его, что является, в своём роде, преимуществом перед другими методами, практикующими, внедрение электродов и датчиков в ствол дерева.

Суть метода температурного рассеивания заключается во внедрении двух иглоподобных щупов диаметром около 2мм в ствол дерева друг над другом и на расстоянии ~10см от сердцевины ствола. Верхний щуп, снабжённый термодатчиком, выступает в роли нагревательного элемента и температурного сенсора. Нижний щуп не является нагревателем и предназначен для регистрации температуры. Постоянный ток подаётся в нагреватель в верхней игле, и разница температур между щупами зависит от скорости сокодвижения. Когда скорость сокодвижения растёт, разница температур между щупами уменьшается, так как тепло не успевает рассеяться [7].

Метод деформации теплового поля базируется на фиксировании изменений теплового поля, образованного подключенными к постоянному току иглоподобными нагревателями, внедрёнными в ствол крупного дерева радиально. В начальном состоянии потока поле имеет форму симметричного эллипса, длин-

ная ось которого расположена вдоль ствола. При сокодвижении тепловое поле деформируется и принимает форму эллипса, растянутого вдоль всходящих потоков. Сокодвижение рассчитывается из соотношения температурных градиентов, измеренных двумя парами термодатчиков, расположенных вокруг линейного нагревателя по двум направлениям – вдоль ствола и по окружности ствола [6].

На основании полученных результатов предварительных испытаний действующих образцов аппаратуры сбора данных, а так же анализа существующих методов регистрации сформулированы основные направления в развитии комплексного подхода к формированию базы данных экологического мониторинга лесов западной и восточной Сибири. Определен круг системных задач, сформулированы основные требования к аппаратному и программному обеспечению комплекса, а так же проведена серия лабораторных и практических экспериментов. Полученные результаты позволили сформулировать перечень основных технических параметров аппаратуры, определить функциональный состав и разработать общие алгоритмы функционирования распределённой системы мониторинга. На данном этапе осуществлён пробный запуск комплекта аппаратуры регистрации суточного и сезонного роста деревьев на базе Средне-Енисейского стационара ИЛ СО РАН в рамках международного проекта Zotto [9].

Библиографический список

1. Экологический мониторинг [Электронный ресурс] / ДревГрад – Справочник по лесу – Режим доступа:<http://www.derevgrad.ru/ekologiya/ekologicheskii-monitoring.html>, свободный
2. Agricultural Electronics Corporation[Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.phytogram.com>, свободный
3. USEnvironmentalProtectionAgency[Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.epa.gov>, свободный
4. PrometheusWiki | CustomHome[Электронный ресурс] – Режим доступа:<http://prometheuswiki.publish.csiro.au>, свободный
5. The use of precision dendrometers in research on daily stem size and wood property variation: A review, David M. Drew, Geoffrey M. Downes//Dendrochronologia 27 (2009)
6. Sap flow measurements with some thermodynamic methods, flow integration within trees and scaling up from sample trees to entire forest stands, J. Čermák . J. Kučera .N. Nadezhdina, 2004
7. Granier's Thermal Dissipation Probe (TDP) Method for Measuring Sap Flow in Trees: Theory and Practice, Ping Lu, Laurent Urban, Zhao Ping, 2003
8. Measurements of Sap Flow by the Heat-Pulse Method, Steve Green, 1998
9. ZOOTOproject[Электронный ресурс]– Режим доступа: <http://www.zottoproject.org>, свободный

ЛАБОРАТОРНЫЙ СТЕНД ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ

Сизых М.С.

Иркутский авиационный техникум

Для изучения микроконтроллеров существует множество разнообразных средств разработки и отладки [1,2], многие из них специализируются только на одной марке микроконтроллеров, например PIC или AVR, или даже на каком-то определённом микроконтроллере, что не даёт достаточной универсальности для изучения всех возможностей данного семейства. На большинстве отладочных стендов порты микроконтроллера уже подключены на плате к той или иной периферии, при этом нет возможности самому выбирать порт, к которому будет подключаться периферия. Большинство подобных стендов весьма дорогостоящие и не доступны простому студенту. Цель нашей работы - создать такой стенд, который могли бы приобрести не только учебные заведения или разработчики оборудования, но и обычные студенты для самостоятельного изучения микроконтроллеров.

Особенности стенда

Самая главная особенность стенда это то, что вся периферия, установленная на плате, располагается отдельными модулями и не «привязана» к определённым портам, за счёт этого достигается универсальность при подключении её к микроконтроллеру. Например: можно подключить семисегментный дисплей к любому порту или даже к определённым выводам, что очень удобно при использовании микроконтроллера с малым количеством портов ввода-вывода. Структурная схема платы представлена на рис.1.

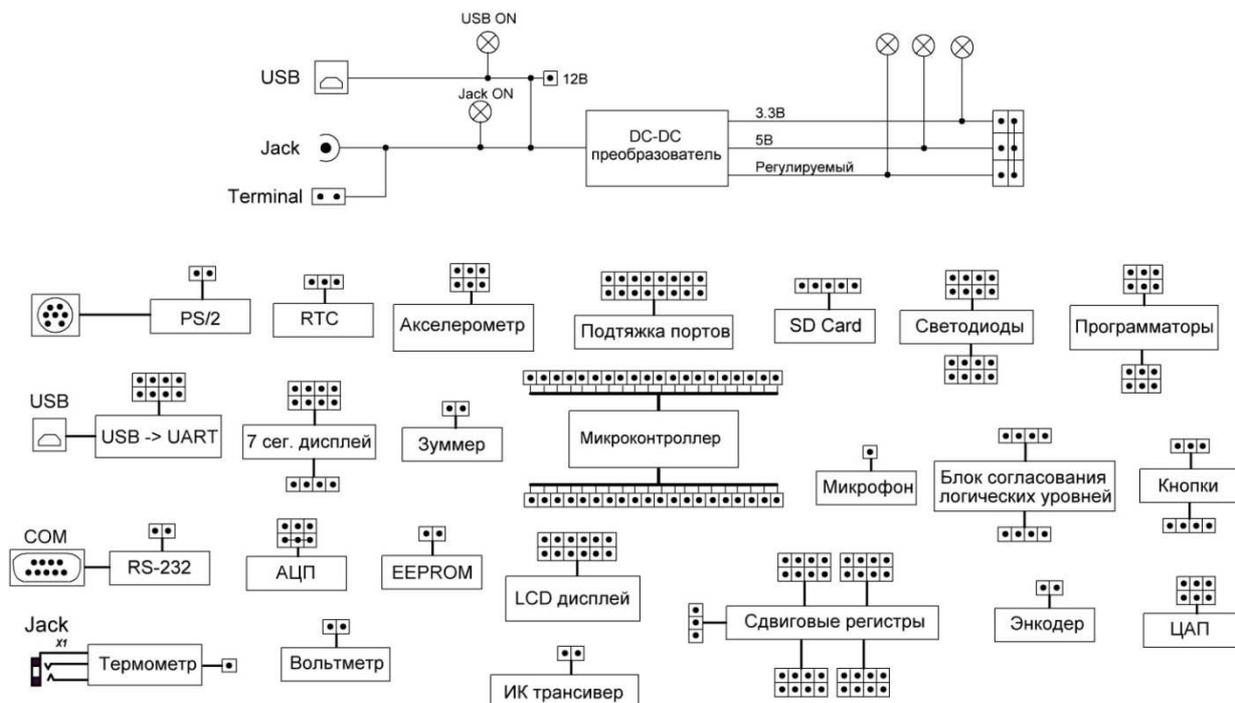


Рисунок 1.

Также стоит подчеркнуть следующие особенности:

- поддержка всех существующих микроконтроллеров
- возможность работы с ПЛИС
- динамическая индикация работы каждого модуля
- встроенные программаторы AVR, PIC
- расширенные настройки питания модулей

Интерфейсы

На плате установлены следующие интерфейсы для связи с контроллером:

- преобразователь UART-> RS-232. Для подключения платы к COM порту компьютера
- модуль USB. Для подключения к компьютеру микроконтроллеров, у которых есть аппаратная поддержка USB
- преобразователь UART-> USB. Используется в тех случаях, если у микроконтроллера отсутствует аппаратная поддержка USB
- инфракрасный трансивер с несущей частотой 36кГц. Для подключения пультов управления или организации беспроводной связи на небольшие расстояния
- разъём PS/2. Для подключения манипулятора или клавиатуры
- модуль согласование логических уровней квадратной шины I2C и SPI.

Индикация

Для вывода визуальной информации на плате предусмотрены следующие модули индикации:

- знакосинтезирующий LCD дисплей 16x2
- графический LCD дисплей 128x64 с сенсорной панелью ввода
- семисегментный дисплей с общим анодом или катодом
- блок из 8 светодиодов и одного RGB светодиода.

Все модули на плате имеют индикационный светодиод, показывающий наличие питания. Благодаря этому можно визуально контролировать, какие модули подключены в данный момент времени.

Устройства ввода информации

На плате установлены следующие устройства ввода:

- модуль аналогово-цифрового преобразователя с расширенными настройками входного и выходного сигнала
- модуль аудио цифро-аналогового преобразователя
- квадратурный механический энкодер
- кнопки, с возможностью группирования в матрицу
- два цифровых термометра (один внешний, а второй установлен непосредственно на плате)

- MEMS микрофон с предусилителем и возможностью подключения внешнего микрофона (MEMS - это микро электро механические системы. Такие микрофоны обладают высокой функциональностью и малым размером)
- трёх осевой цифровой акселерометр.

Дополнительные модули

- сдвиговые регистры с последовательной загрузкой и параллельными выходами
- EEPROM память
- силовые ключи на полевых транзисторах
- часы реального времени
- реле
- разъём для подключения карт памяти
- вольтметр для контроля напряжений на плате

Блок питания

Самое главное в любой электронной схеме – это наличие хорошего источника питания, а на отладочном стенде это питание должно быть не только хорошо стабилизировано, но и иметь ряд стандартных напряжений для питания разнообразной периферии. Т.к. это экспериментальный полигон, то источник питания не должен быть типовой схемой питания микросхем, а должен позволять максимум универсальности и гибкости использования.

На рис. 2 изображена структурная схема питания платы.

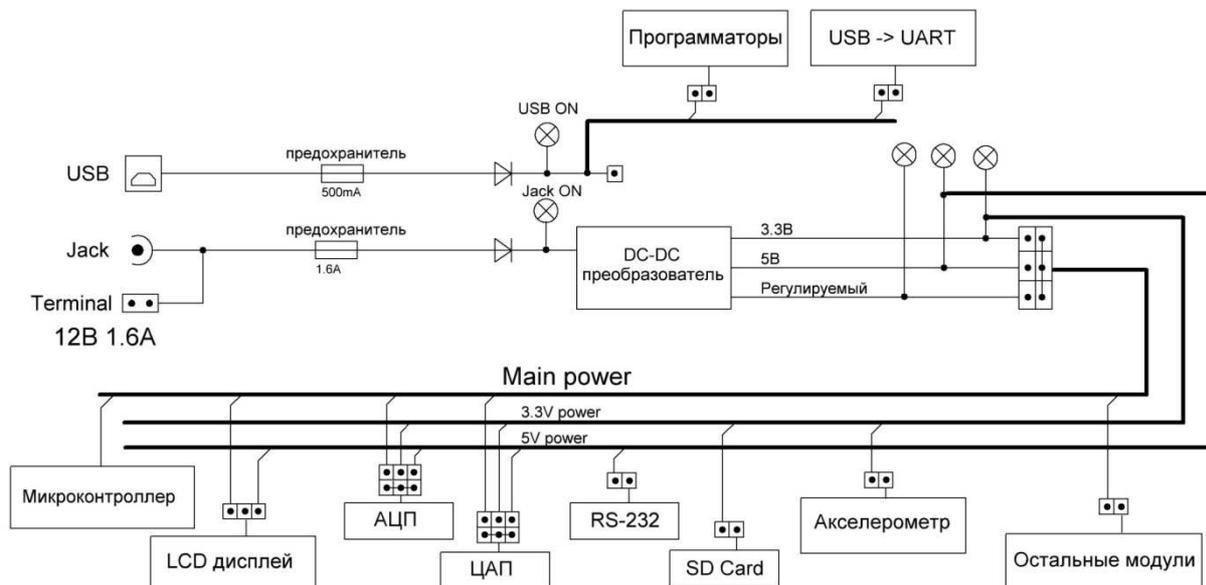


Рисунок 2.

Стенд может питаться от трёх разных источников питания таких как: USB, стандартный блок питания 12 вольт 1.6А или другой источник питания от 8 до 18 вольт током не менее 1А. Также хорошо продумана защита микроконтроллера и периферии от неправильных действий оператора. Для этого на плате установлен DC-DC преобразователь NCP3170 с защитой от короткого замыкания на выходе. Для защиты самого преобразователя от неправильного подключения блока питания, установлены защитные диоды Шоттки, а от перегрузки по току на входе преобразователя и всех USB портах, установлены самовосстанавливающиеся предохранители. А также все разъёмы для настройки режимов работы сделаны таким образом, что исключается возможность неверного подключения.

Заключение

Данный отладочный стенд – недорогое средство для изучения микроконтроллеров (оценочная стоимость не более 5000 рублей.) с богатым набором периферии, подходит для изучения микроконтроллеров разных производителей и архитектуры, изучения разнообразных интерфейсов связи. Имеет расширенный набор периферии и гибкую систему питания, а также прост в освоении. Идеально подходит для использования в учебных заведениях, а также при разработке, отладки и макетировании электронных устройств.

Библиографический список

- [1] <http://easyelectronics.ru/otladochnaya-plata-pinboard-ii.html>
- [2] <http://www.mikroe.com/easypic/>

МОДЕРНИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ СБОРА ГЕОФИЗИЧЕСКИХ ДАННЫХ В ОБСЕРВАТОРИИ «ТАЛАЯ»

Бальзаминов А.В.¹, Вугмейстер Б.О.¹, Егоров М.А.¹,
Онишкевич С.А.¹, Петров А.В.¹, Храмцов А.А.²

¹ Иркутский государственный технический университет

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

Одним из наиболее важных направлений геофизики является изучение и прогноз землетрясений, как наиболее разрушительного природного явления на нашей планете. Каждый год на Земле происходит около миллиона землетрясений, большинство из них незначительны и остаются незамеченными. Действительно сильные землетрясения, способные вызвать обширные разрушения, случаются на планете примерно раз в две недели. Большая их часть приходится на дно океанов, и поэтому не сопровождается катастрофическими последствиями.

К сожалению, сегодня невозможно сказать определенно, когда и где произойдет землетрясение. Существует множество разнообразных методов прогнозирования будущих землетрясений, но пока рано говорить об их практическом применении, в связи с низкой надежностью.

В последнее время перспективным является направление, связанное с обнаружением электромагнитных предвестников землетрясений. Однако методики регистрации аномальных изменений естественного электромагнитного поля являются эффективными лишь при использовании полностью автоматизированной аппаратуры, работающей непрерывно на протяжении длительного периода времени [1].

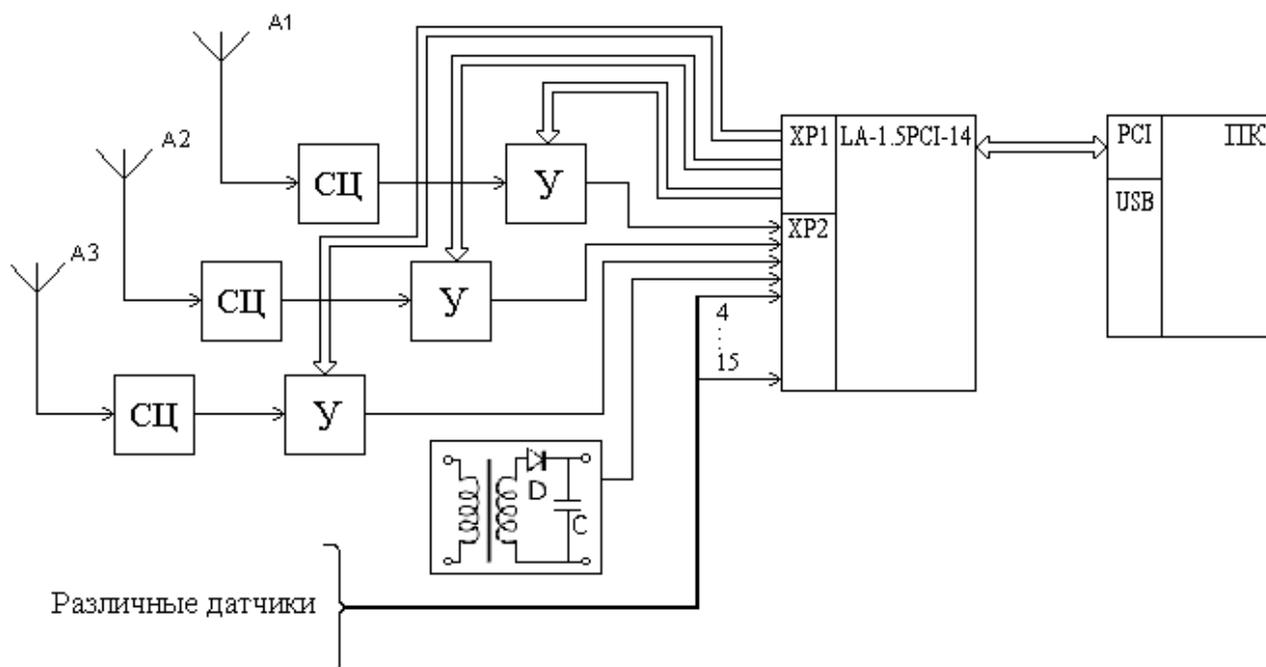


Рисунок 1 – Структурная схема системы сбора и передачи данных

Модернизированная авторами система [2] предназначена для регистрации ЭМ полей в диапазоне 2 – 50 кГц в автоматическом режиме и размещается на сейсмостанции Талая. Структурная схема системы приведена на рисунке 1. В состав системы входят три независимых радиоприемных устройства (РПУ), аналогово-цифровой преобразователь (АЦП), персональный компьютер (ПК) и различные датчики.

Система позволяет вести измерения и запись в цифровой форме параметров сигнала, перечисленных ниже.

1) Амплитудный спектр сигнала в диапазоне 2 – 50 кГц с дискретным шагом 50 Гц по 3 каналам. Структура каналов идентична за исключением типа применяемых антенн. Каждый канал представляет собой широкополосный приемник прямого усиления и состоит из антенны, согласующих цепей и промышленного усилителя, сигнал с которого подается на вход АЦП.

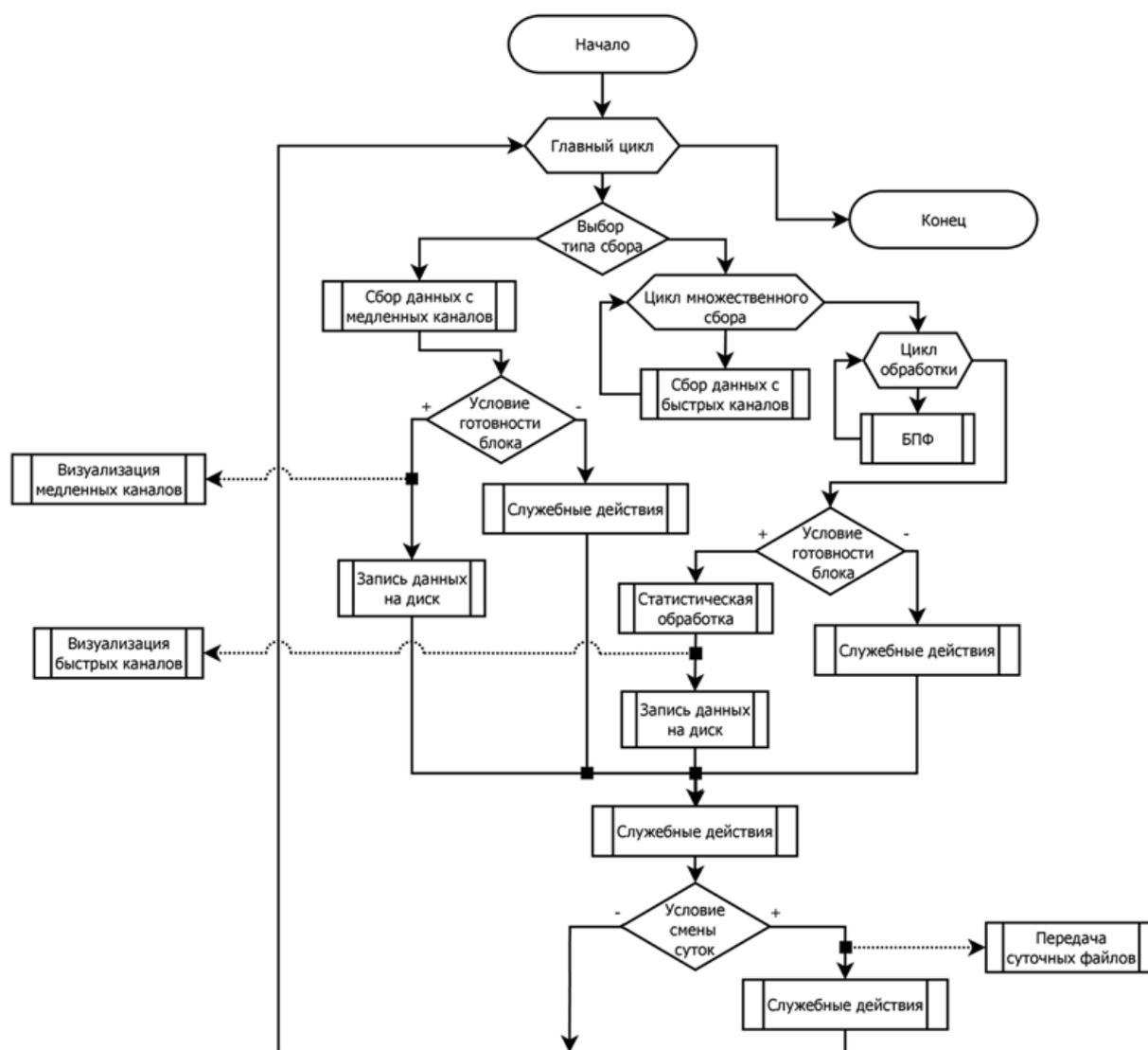


Рисунок 2 – Блок-схема ПО сбора, обработки и записи данных

2) Амплитуды сигналов по 13 каналам с частотой дискретизации 0,1 Гц. Каналы регистрации медленно-меняющихся сигналов предназначены для оценки воздействий внешних факторов на результаты измерений. На первый канал подается сигнал с детектора, который подключен через трансформатор к электрической сети переменного тока. Второй канал подключен к датчику измерения концентрации водорода. Третий и четвертый каналы используются в рамках эксперимента по изучению особенностей распространения радиоволн над зонами подготовки землетрясений. Остальные каналы находятся в резерве.

Программное обеспечение (ПО) системы сбора обеспечивает управление аппаратурой и первичную обработку результатов измерений. ПО системы реализует следующие основные функции:

- сбор данных и их запись на диск;
- быстрое преобразование Фурье (БПФ) данных с выходов широкополосных каналов;
- статистическая обработка результатов.

Блок-схема ПО сбора, обработки и записи данных представлена на рисунке 2. ПО системы также реализует дополнительные функции: визуализация и передача полученных данных, обработка действий пользователя и др. Для реализации одновременного выполнения всех функций используется многопоточность. Внешний вид ПО системы сбора и передачи данных представлен на рисунке 3.

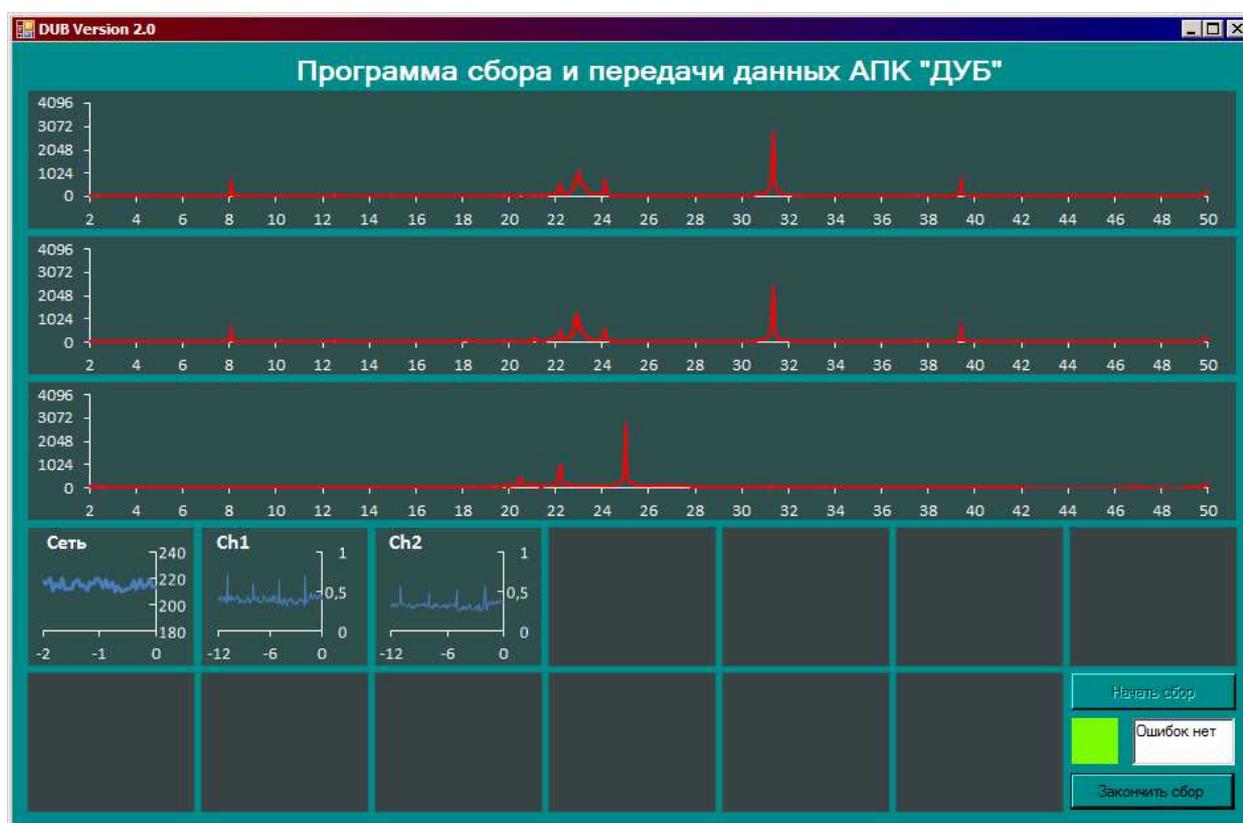


Рисунок 3 – Внешний вид ПО системы сбора и передачи данных

Для иллюстрации регистрируемых данных, на рисунках 4, 5 и 6 приведены несколько примеров.

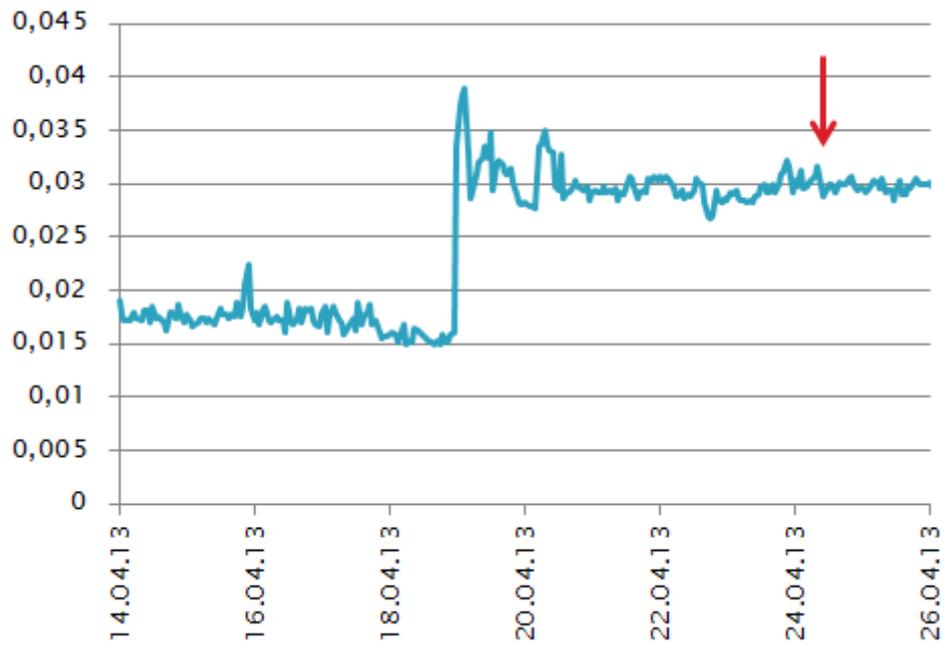


Рисунок 4 – Зависимость амплитуды от времени, 4 кГц, магнитная антенна

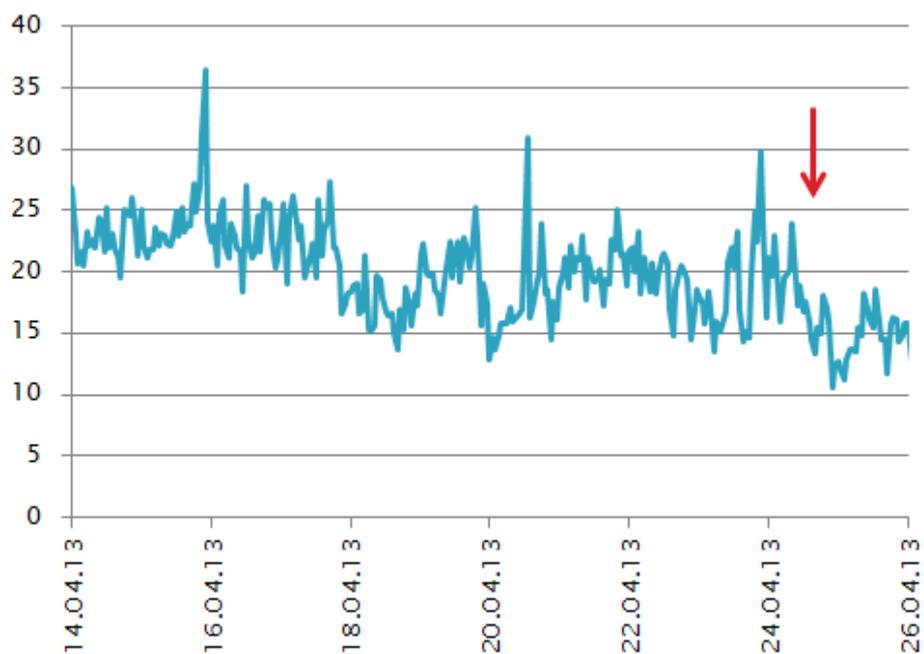


Рисунок 5 – Зависимость амплитуды от времени, 4 кГц, электрическая антенна

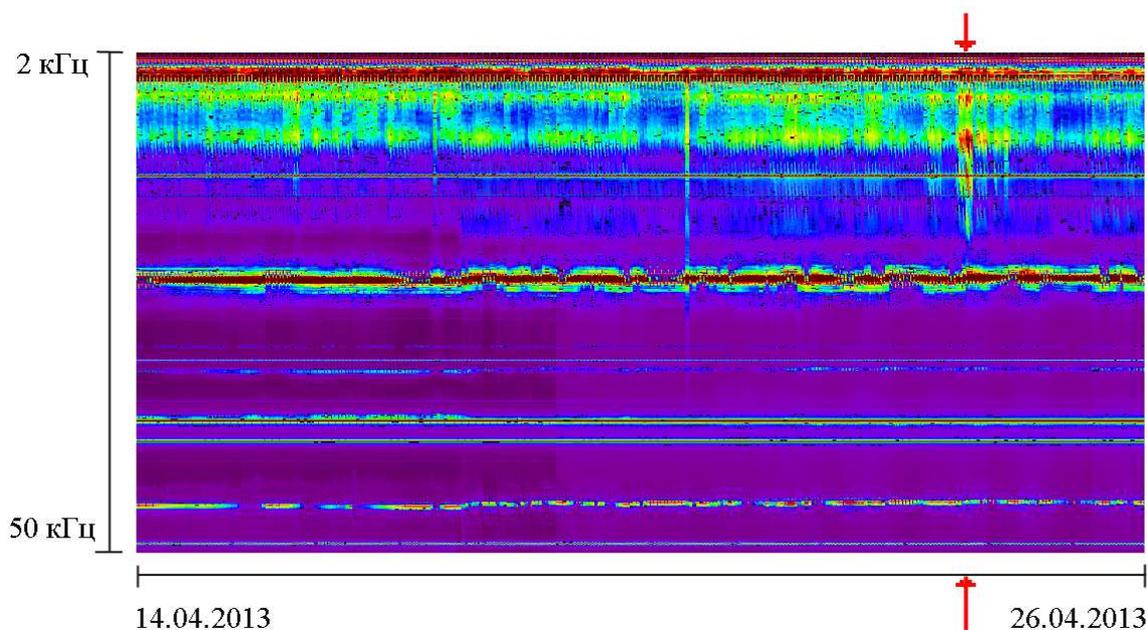


Рисунок 6 – Зависимость спектра сигнала от времени

Библиографический список

1. Ремизов Л.Т. Регистрация изменений естественного электромагнитного поля в периоды времени, предшествующие землетрясениям // Радиотехника и электроника. 1991. Т. 36. № 6. С. 1041 – 1080.
2. 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.

ЛАБОРАТОРНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ ОСНОВ ЭФИРНОГО ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ В СТАНДАРТЕ DVB-T2

Егоров М.А., Петров А.В.

Иркутский государственный технический университет
rts_lab@istu.edu

Современный этап развития инфокоммуникационных технологий характеризуется широким применением цифровых электронных устройств, в которых осуществляется цифровая обработка сигналов. В настоящее время осуществляется переход телевизионного вещания от аналоговых стандартов к цифровым. В 2009 году Постановлением Правительства Российской Федерации была утверждена федеральная целевая программа «Развитие телерадиовещания в Российской Федерации на 2009 – 2015 годы». Программа предусматривает модернизацию инфраструктуры государственных сетей телерадиовещания, перевод их на цифровые технологии, обеспечение возможности повсеместного регионального цифрового вещания, развитие сетей радиовещания, развитие но-

вых видов телевизионного вещания, включая телевидение высокой четкости, мобильное и с элементами интерактивности. К 2016 году доля населения России, имеющего возможность приема эфирных цифровых телевизионных каналов должна составить 97,6 %.

Первоначально в России был принят стандарт цифрового эфирного вещания DVB-T, цифровая компрессия MPEG-4; однако 22 сентября 2011 года на заседании Правительственной комиссии по развитию телерадиовещания было принято решение о внедрении на территории России нового стандарта цифрового вещания DVB-T2. Во всех вновь создаваемых эфирных наземных сетях цифровое телевизионное вещание будет осуществляться в стандарте DVB-T2. Для регионов, в которых сети уже построены и осуществляется вещание в стандарте DVB-T, будет разработан план перевода построенных сетей на стандарт DVB-T2.

Согласно Указу Президента Российской Федерации № 367 от 20 апреля 2013 года «О внесении изменений в Указ Президента Российской Федерации от 24 июня 2009 года №715 «Об общероссийских обязательных общедоступных телеканалах и радиоканалах» на всей территории страны бесплатно для потребителей должны распространяться 10 телеканалов: «Первый канал», «Российское телевидение», «Общероссийский телевизионный канал «Спорт» , «Телекомпания НТВ», «Петербург-5 канал», «Общероссийский государственный телевизионный канал «Культура», « Российский информационный канал (РИК)», «Детско-юношеский телевизионный канал», «Общественное Телевидение России», «ТВ Центр» и 3 радиоканала: «Вести ФМ», «Маяк», «Радио России». Перечисленные программы входят в состав первого цифрового пакета программ (мультиплекса). [1]

В Иркутске тестовое эфирное цифровое телевидение начато 26 ноября 2012 г. Вещание осуществляет Филиал ФГУП «РТРС» «Иркутский областной радиотелевизионный передающий центр». [2]

Описанные тенденции интенсивного развития цифрового телевидения диктуют необходимость изучения основ цифрового телевидения при подготовке специалистов в области радиоэлектроники и инфокоммуникаций. Кафедрой радиоэлектроники и телекоммуникационных систем Иркутского государственного технического университета осуществляется подготовка инженеров, бакалавров и магистров по указанным направлениям. В учебные планы включены такие специальные дисциплины, как «Основы телевидения», «Технологии цифрового телерадиовещания» и др. Для качественного обучения студентов необходим не только теоретический курс, но и лабораторный практикум. При этом следует отметить, что в наличии имеется обширное методическое и информационное обеспечение преподавания основ аналогового телевидения, однако изучение цифрового телевидения имеет ряд особенностей и требует разработки новых методик преподавания и в частности, разработки цикла лабораторных работ. На основании технико-экономического анализа ситуации, авторами было принято решение разработать цикл лабораторных работ с применением профессионального оборудования фирм ENENSYS Technologies и TeamCast.

В состав оборудования входят генератор транспортного потока Enensys DiviPitch, лабораторный модулятор Enensys LabMod DVB-T2, имитатор ВЧ каналов TeamCast Vega и измерительный приемник Enensys Referee T2. Указанный набор оборудования позволяет получить полный тракт цифрового телевидения с полноценной имитацией процесса распространения сигнала в свободном пространстве (рисунок 1). [3]



Рисунок 1 – Структура тракта цифрового телевидения

Генератор транспортного потока Enensys DiviPitch подключается к ПК посредством интерфейса USB 2.0, и позволяет преобразовывать файлы формата MPEG2 в транспортный поток ASI. Генератор снабжен программным обеспечением DiviSuite, позволяющим контролировать его работу, и обеспечивать возможность анализа в режиме реального времени.

Лабораторный модулятор Enensys LabMod DVB-T2 предназначен для модуляции транспортного потока ASI в IF или RF сигнал, полностью совместимый со стандартом DVB-T2. Встроенный RF повышающий преобразователь позволяет выдавать RF сигнал в диапазоне от 85 МГц до 870 МГц, который можно напрямую использовать для вещания или в целях тестирования. Модулятор LabMod DVB-T2 поддерживает простое дистанционное управление благодаря встроенному веб-серверу и реализует большой набор функций для тестирования высокочастотных сигналов и сигналов промежуточных частот на критических частотах. [4]

Имитатор ВЧ каналов Vega предназначен для тестирования мобильных и стационарных приёмников цифрового телевидения любого стандарта. Благодаря мощному процессору позволяет превратить исходный сигнал в широкоэмитательный для проверки приёмника в условиях приближённых к реальным. Имитатор ВЧ каналов поддерживает сигналы UHF и S. Ширина полосы пропуска-

ния от 1,5 МГц до 10 МГц. VEGA работает с моделями распространения наземных (20 каналов с настраиваемой амплитудой, задержкой, фазой и доплеровским сдвигом + предустановленные режимы), спутниковых и гибридных сигналов. Позволяет имитировать канал в режиме реального времени. [5]

Enensys Referee T2 представляет собой измерительный приемник стандарта DVB-T2, выполняющий прием сигналов одного или нескольких PLP с анализом и записью в режиме реального времени. ReFeree T2 предоставляет возможность текущего контроля параметров DVB-T2 (радиосигнал, структура кадра T2, параметры PLP).

Для облегчения анализа используется дополнительный программный модуль ENENSYS RFScore, позволяющий в режиме реального времени выполнять сбор основных параметров радиосигналов: импульсная характеристика, уровень SNR, MER, эхо, параметры функции Rotated Constellation.

С помощью дополнительного программного модуля TS Analyzer может быть выполнен анализ транспортного потока, содержащегося внутри выбранного PLP потока DVB-T2. Выполняется анализ и отображение таблиц PSI/SI (включая анализ частных таблиц). Реализованы три уровня приоритетов ETR290. Текущий контроль скорости передачи битов может выполняться глобально для каждой службы. Также могут использоваться настраиваемые пользователями аварийные сигналы. [6]

На базе описанной аппаратуры разработан цикл из 4 лабораторных работ. Первая работа является вводной, в ней студенты знакомятся с оборудованием и принципом организации цифрового телевидения. Вторая работа посвящена изучению стандарта DVB-T2. Третья работа охватывает вопросы измерений параметров сигналов цифрового телевидения. В четвертой работе изучается влияние среды распространения радиоволн на параметры принимаемого сигнала цифрового телевидения.

Библиографический список

1. Общие сведения о цифровом телерадиовещании [Электронный ресурс] / Филиал РТРС «Московский региональный центр» – Сайт. – Режим доступа: <http://www.tvtower.ru/dvbtv/>, свободный.
2. Цифровое телевидение запущено в Иркутской области [Электронный ресурс] / СИБИНФОРМ.COM – Информационно-аналитический портал. – Режим доступа: http://sibinform.com/index.php?option=com_content&task=view&id=23865&Itemid=28, свободный.
3. Контрольно-измерительное оборудование [Электронный ресурс] / LineTest – Сайт. – Режим доступа: <http://www.linetest.ru/>, свободный.
4. LabMod DVB-T2. Лабораторный модулятор DVB-T2. Руководство пользователя. Редакция 2.0 – ENENSYS Technologies.
5. MPD-1008101-D. Имитатор радиочастотных каналов VEGA. Руководство пользователя. – TeamCast.
6. Приемник измерительный Enensys Referee T2. Руководство пользователя. – ENENSYS Technologies.

ИЗМЕРЕНИЕ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ВЛАЖНОСТИ ГЕКСАНА СОРБЦИОННО-ЧАСТОТНЫМ МЕТОДОМ

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

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 приготовлены 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.

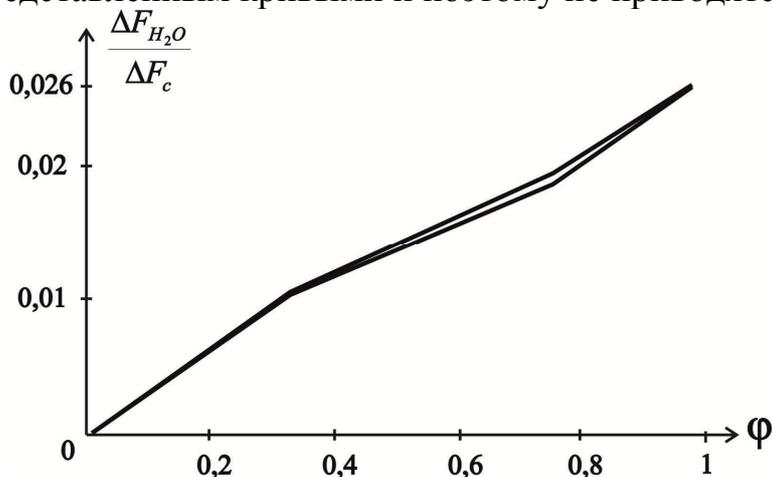


Рисунок 1 – СХ ПСЧЭ №1

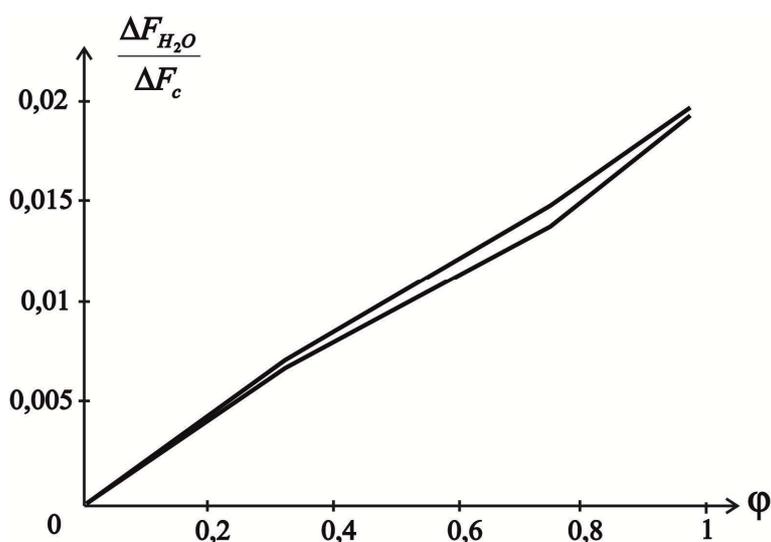


Рисунок 2 – СХ ПСЧЭ №2

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]:

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

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.

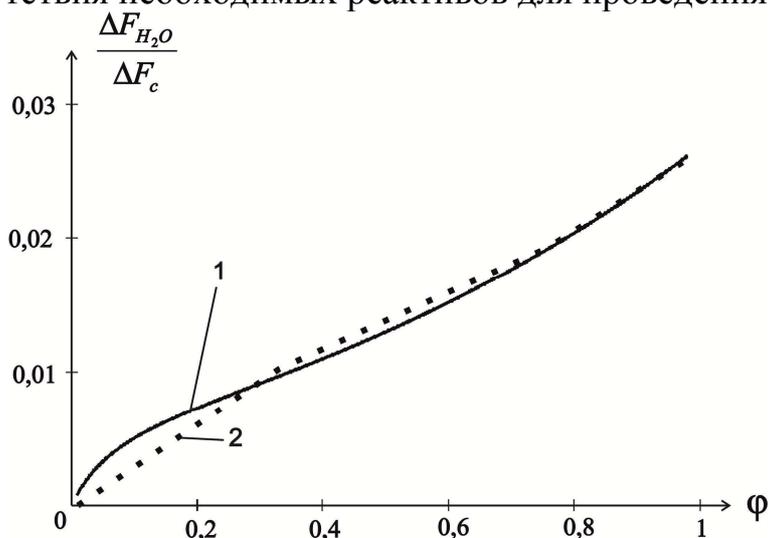


Рисунок 3 – СХ ПСЧЭ №1, 1 – аппроксимирующая; 2 – усреднённая по экспериментальным данным

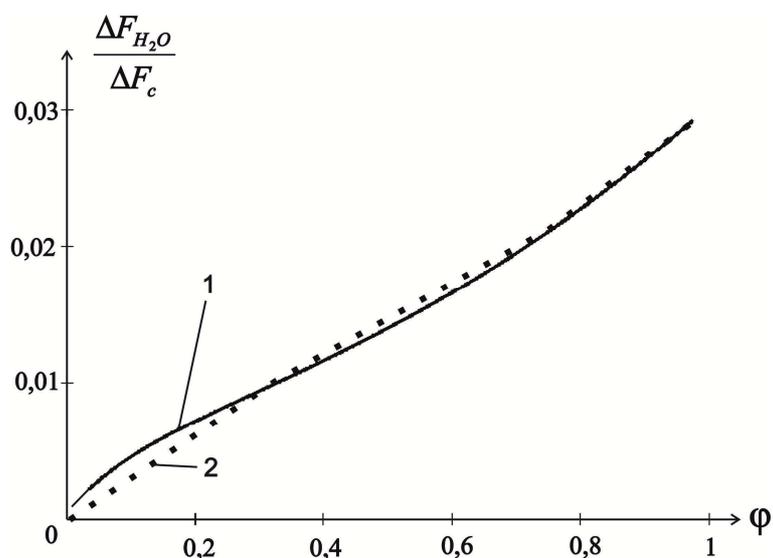


Рисунок 4 – СХ ПСЧЭ №2, 1 – аппроксимирующая; 2 – усреднённая по экспериментальным данным

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.

ОБНАРУЖЕНИЕ ПОМЕХ, ВЛИЯЮЩИХ НА РАБОТУ ПОЕЗДНОЙ РАДИОСВЯЗИ

Федоров М.Э., Куценко С.М.

Иркутский государственный университет путей сообщения
kutsenko_s@irgups.ru

Аннотация

В зимний период времени на перегонах Иркутск-Пассажирский – Кая и Иркутск-Пассажирский – Военный Городок (ВСЖД) в ночные и утренние часы очень часто отсутствовала поездная радиосвязь между поездным диспетчером, дежурными по станции и машинистами локомотивов. Для обнаружения источника помех, оказывающих мешающее воздействие на работу поездной радиосвязи, в статье приводятся результаты исследования электромагнитного поля вблизи железной дороги.

Введение

Организация устойчивой поездной радиосвязи важная задача, продиктованная в первую очередь обеспечением безопасности железнодорожных перевозок. На надежность радиосвязи негативно влияют электромагнитные помехи, особенно на участках дорог электрифицированных на переменном токе (50% всех дорог России, более 80% на ВСЖД) [1]. Поэтому решение задачи, позволяющей оперативно обнаружить источники электромагнитных помех, весьма актуально при организации движения поездов. По словам работников иркутского регионального центра связи (РЦС) в феврале 2013 года было обнаружено ухудшение или полное отсутствие радиосвязи с машинистами электропоездов, которые отправлялись со станции Иркутск-Пассажирский. Проблема фиксировалась на перегонах Иркутск-Пассажирский – Кая и Иркутск-Пассажирский – Военный Городок (ВСЖД). В статье приведены результаты исследований электромагнитного поля, позволяющих выявить источник помех

Эксперимент

В феврале в городе Иркутске наблюдались низкие ночные температуры. Именно в этот период по сообщению, поступившему из РЦС города Иркутска, установлено ухудшение качества радиосвязи с машинистами поездов. Для определения причины был проведен следующий эксперимент.

В утренние часы 20,22 февраля и 9 марта вблизи входного светофора восточной горловины ст.Иркутск-Пассажирский, а также 21 февраля и 6,8 марта возле остановочного пункта «Академическая» (перегон Иркутск-Пассажирский - Кая) прибором «Актаком АКС-1201» на частоте 2.13 МГц были проведены измерения электромагнитного сигнала с интервалом в 5 минут при отсутствии поезда. Если в пятиминутный интервал проходил поезд, то измерения делались во время прохода поезда. Непосредственно во время

эксперимента прибор работал в режиме N-FM(узкополосной частотной модуляции). Измерения проводились при различных отрицательных температурах с 7.30 AM местного времени.

Наиболее низкая температура наблюдалась 22 февраля -20°C при наблюдении у станции Иркутск Пассажирский и 21 февраля -14°C вблизи остановочного пункта «Академическая».

Результаты измерений

Результаты измерений приведены в виде графиков составленных с помощью математической среды MatLAB 7.0. Зависимость уровня радиосигнала приведена на рисунках 1 - 12.

Результаты измерения электромагнитного поля ст. Иркутск-Пассажирский.

Вертикальная составляющая

Горизонтальная составляющая

20 февраля $t=-20^{\circ}\text{C}$, влажность 77%, давление 766 мм.рт.ст.

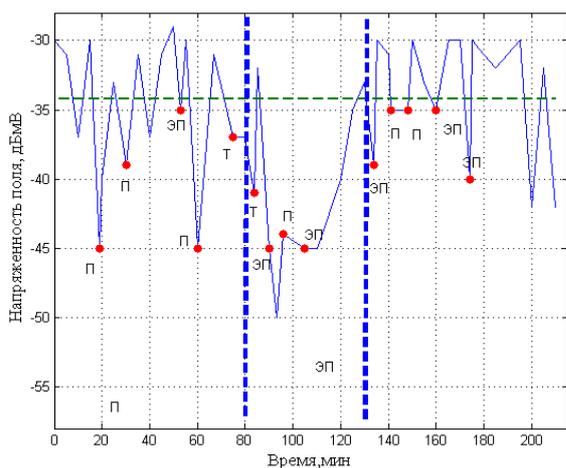


рис. 1.

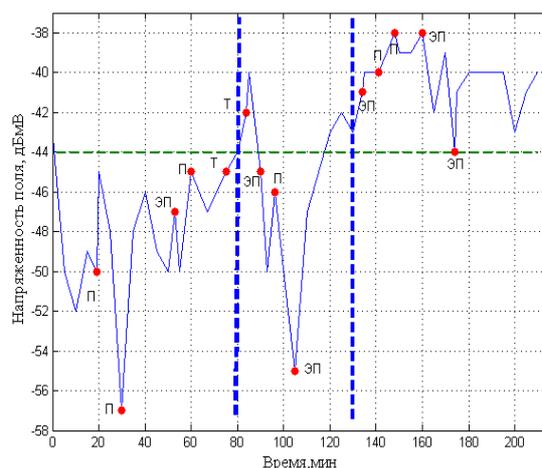


рис. 2.

22 февраля $t=-17^{\circ}\text{C}$, влажность 71%, давление 719 мм.рт.ст.

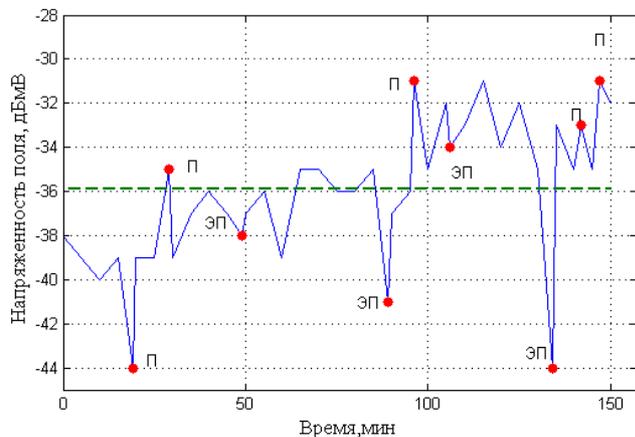


рис. 3.

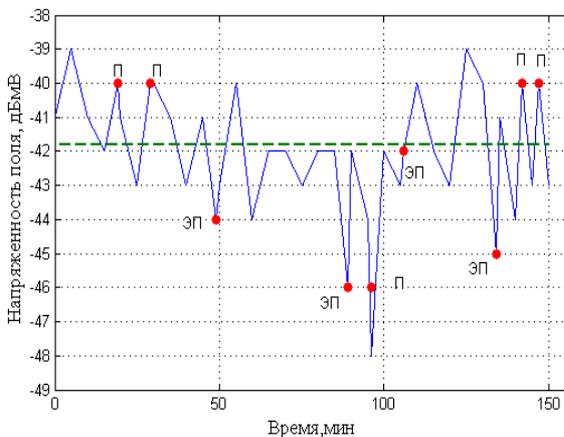


рис. 4.

9 марта $t=-13^{\circ}\text{C}$, влажность 85%, давление 723 мм.рт.ст.

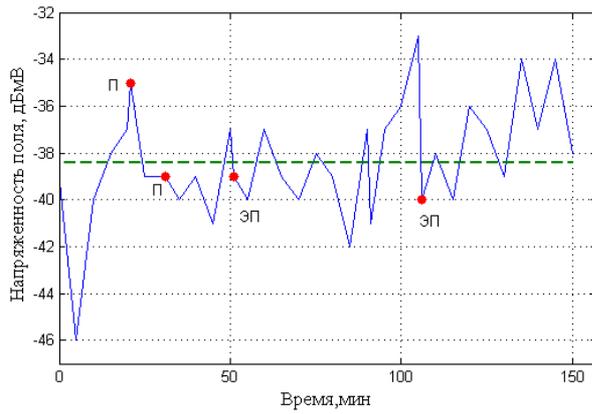


рис. 5.

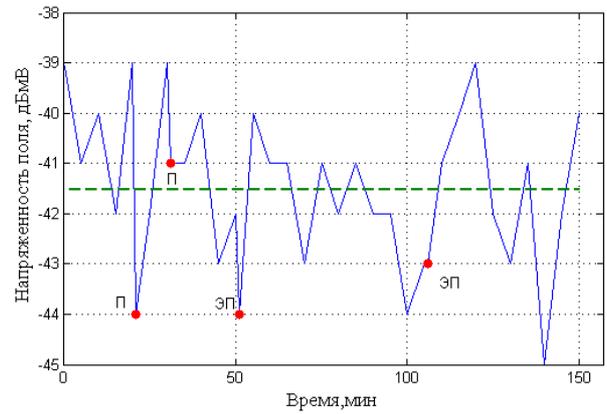


рис. 6.

Результаты измерения электромагнитного поля возле остановочного пункта «Академическая»

Вертикальная составляющая

Горизонтальная составляющая

21 февраля $t=-14^{\circ}\text{C}$, влажность 94%, давление 723 мм.рт.ст.

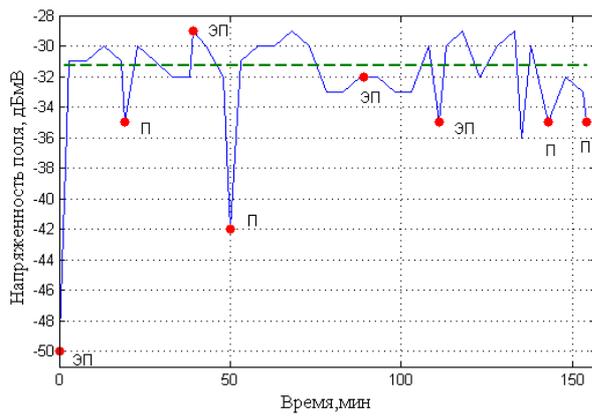


рис. 7.

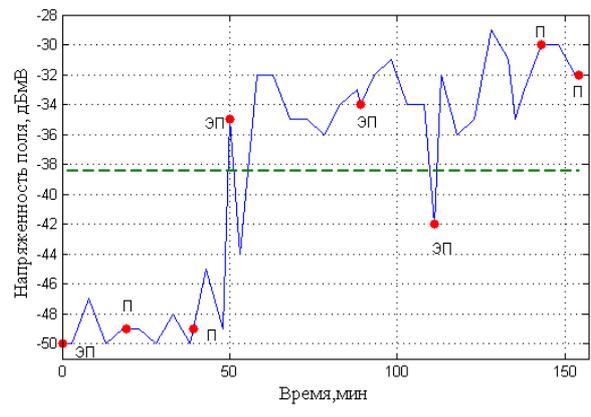


рис. 8.

6 марта $t=-8^{\circ}\text{C}$, влажность 35%, давление 771 мм.рт.ст.

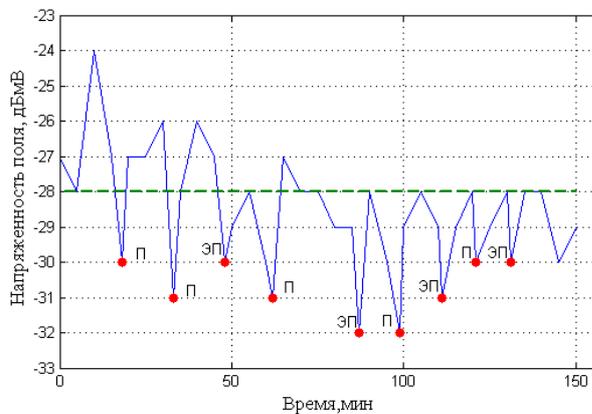


рис. 9.

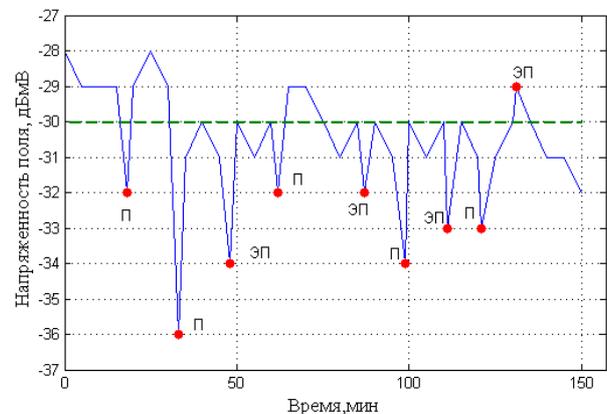


рис.10.

8 марта $t=-12^{\circ}\text{C}$, влажность 92%, давление 711 мм.рт.ст.

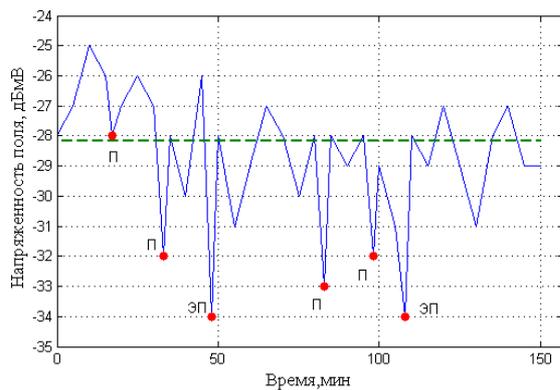


рис. 11

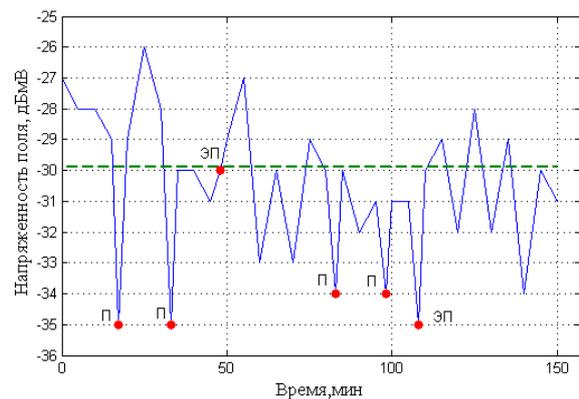


рис. 12.

Для подсчета среднего значения уровня сигнала использовались значения уровня сигнала, зафиксированные прибором при отсутствии подвижного состава на путях напротив места наблюдения (на рисунках 1 - 12 эти значения указаны пунктирной линией). 0 мин – время начала измерений, соответствует 7 часов 30 минут местного времени, красной точкой отмечены моменты прохождения подвижного состава: П – пассажирский состав, ЭП – электропоезд, Т-тепловоз.

Выводы

Анализируя полученные данные можно сделать вывод, что местоположение участка железной дороги и погодные условия оказывают влияние на качество поездной радиосвязи, а именно низкая температура и высокая влажность, вызванная близким расположением естественного водоема (река Ангара) влияют на состояние контактной сети. Так при проведении эксперимента наблюдалось обледенение проводов контактной сети, что, скорее всего, объясняет образование искр от пантографов локомотивов и электропоездов. Как известно, электрическая искра – это источник возникновения электромагнитных помех, которые ухудшают условия радиоприема. Следует отметить негативное влияние испарения с поверхности реки при отрицательных температурах, т.к. известно, что в этой местности на реке Ангаре находится Иркутская ГЭС, по этой причине, вода, прогретая за лето в иркутском водохранилище, не успевает охладиться и не замерзает в пределах города в зимнее время года.[2] На рисунках 1 и 2 наблюдается снижение уровня сигнала во время парения от реки. Данный фактор негативно влияет на уровень полезного сигнала, этот факт наблюдается на рисунке 1 в промежутке с 80 минут после начала измерения до 130 минуты. В это время фиксируется резкий спад вертикальной составляющей напряженности поля при проходе электропоезда и увеличение значений уровня полезного сигнала при отсутствии подвижного состава.

На рисунках 1-12 примерно на 5-10 дБмВ при прохождении подвижного состава снижается уровень сигнала в момент измерений. Особенно, данный эффект заметен на остановочном пункте «Академическая». Скорее всего, это связано с экранированием источника сигнала (радиоволновод) подвижным составом, что снижает общий уровень сигнала. Для подтверждения данного эффекта были проведены дополнительные измерения 3 мая. В заключение следует отметить, что информация по данной проблеме получена поздно, нет данных за весь зимний период. Эта проблема может оказывать негативное влияние на ПРС в течение длительного периода времени и требует дальнейшего изучения.

Библиографический список

1. ОАО «РЖД» сегодня [Электронный ресурс] / Электрон.текстовые дан. – Москва: 2003-2013. – Режим доступа: http://rzd.ru/static/public/rzd?STRUCTURE_ID=628&, свободный.
2. Иркутск. Историко-краеведческий словарь / редкол. Н. В. Бурдонова [и др.] ; ред.-конс. А. В. Иоффе. — Иркутск :Сиб. книга, 2011. — 594 с.

КОММУНИКАЦИОННЫЙ БОРТОВОЙ МОДУЛЬ В СТАНДАРТЕ SPACE WIRE ДЛЯ ОТВЕТСТВЕННОГО ПРИМЕНЕНИЯ

Леонова А.В., Леонова Н.В.

Иркутский государственный технический университет
anleonova@mail.ru

Стандарт Space Wire [1] предназначен для передачи данных и управления информацией на борту летательных и космических аппаратов. Технология разработана Европейским космическим агентством ESA (при участии российских университетов и компаний-разработчиков) и призвана заменить используемый до сих пор стандарт MIL-Std-1553B, утвержденный еще в 1973 и не соответствующий возросшим требованиям современных космических и летательных аппаратов.

Стандарт Space Wire [2] определяет средства физического взаимодействия устройств (разъемы, кабели), электрические параметры и протоколы передачи данных по высокоскоростным (2 ... 400 Мбит/с) полнодуплексным каналам на расстояния до 10 метров. Стандарт включает в себя спецификации для следующих уровней: физический, сигнальный, символьный, обмена, пакетный, сетевой (транспортный уровень предполагается включить в следующую редакцию стандарта). Стек протоколов Space Wire и его соотношение по уровням с эталонной моделью OSI показаны на рис. 1.



Рис. 1. Стек протоколов стандарта Space Wire и его соотношение с уровнями модели OSI

Физический уровень описывает физическую среду передачи, механический и электрический интерфейсы. Стандартом регламентируется LVDS (Low-Voltage Differential Signaling – низковольтная дифференциальная передача сигналов) метод передачи электрических сигналов, за счет чего достигается повышенная помехозащищенность.

На сигнальном уровне данные кодируются с помощью DS-кодирования (рис. 2). Битовый поток передается кодированием двух сигналов: сигнала дан-

ных (D) и сигнала строба (S). При этом сигнал данных повторяет значение бита данных, а сигнал строба изменяет свое состояние каждый раз, когда состояние линии данных остается неизменным для следующего бита.

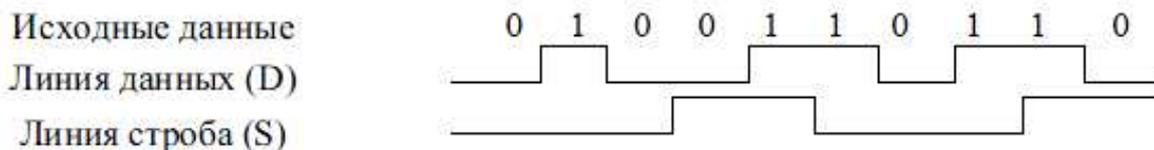


Рис. 2. Принцип DS кодирования

Этот метод обладает самосинхронизацией, устойчивостью к скосу и джиттеру, возможностью передачи данных в широком диапазоне скоростей (2 ... 400 Мбит/с) без предварительной договоренности приемника и передатчика об используемой скорости.

На символьном уровне формируются символы данных и управления стандарта Space Wire.

Структура символа показана на рис. 3. Тип символа определяется значением флага типа символа (значение 0) и 8 бит данных. Символ данных включает в себя бит контроля четности, флага типа символа (значение 0) и 8 бит данных. Управляющий символ состоит из бита контроля четности, флага данные/управление (значение 1) и 2 бит

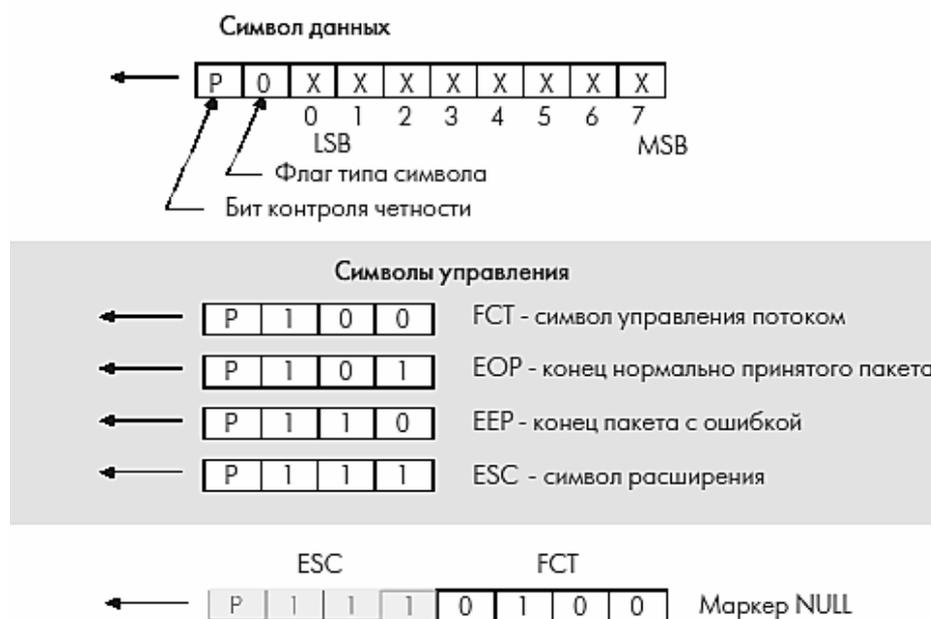


Рис. 3. Символы в канале Space Wire

кода управления. Возможные символы управления показаны на рис. 3.

Символы управления потоком FCT разрешают передачу данных от передатчика к приемнику, каждый символ управления указывает, что в буфере приемника есть место для приема 8 информационных символов. NULL-маркеры передаются в сети при отсутствии данных, что позволяет точно определить рассоединение в канале. Символы FCT, ESC, NULL относятся к канальным символам, носят служебный характер и на уровень пакетов не передаются.

Уровень обмена обеспечивает инициализацию и перезапуск каналов, обнаружение ошибок и сбоев, управление потоком данных. Уровень пакетов определяет форматы пакетов с адресами назначения. На уровень пакетов передаются так называемые информационные управляющие символы: символ конца

пакета EOP (End Of Packet) и символ наличия ошибки в пакете EEP (Error Endof Packet), показанные на рис. 3. Стандартом каждому узлу сети рекомендовано иметь буфер данных. Сетевой уровень описывает сеть Space Wire и ее элементы (узлы, каналы и маршрутизаторы).

Технология Space Wire оказалась настолько удачной, что была принята как базовая не только европейским космическим агентством ESA, но и космическими агентствами США (NASA) и Японии (JAXA). Федеральное космическое агентство РФ также решило использовать эту технологию при разработке перспективных космических аппаратов. В настоящее время модули в стандарте Space Wire в России выпускает только ОАО «НПЦ «ЭЛВИС» (Санкт-Петербург), поэтому интересна, актуальна и перспективна разработка альтернативных предложений в стандарте Space Wire. Разработка модуля производилась в САПР Xilinx ISE с применением языка описания аппаратуры VHDL[3, 4]. Отладка проекта проведена в симуляторе ISim и на ПЛИС (Программируемая Логическая Интегральная Схема) Xilinx Spartan-6.

Структурная схема предлагаемого коммуникационного бортового модуля показана на рис. 4. В состав проекта входят следующие блоки: приемник (декодер и блок предварительной обработки), передатчик, контроллер канала и блоки памяти (буферы) приемника и передатчика.

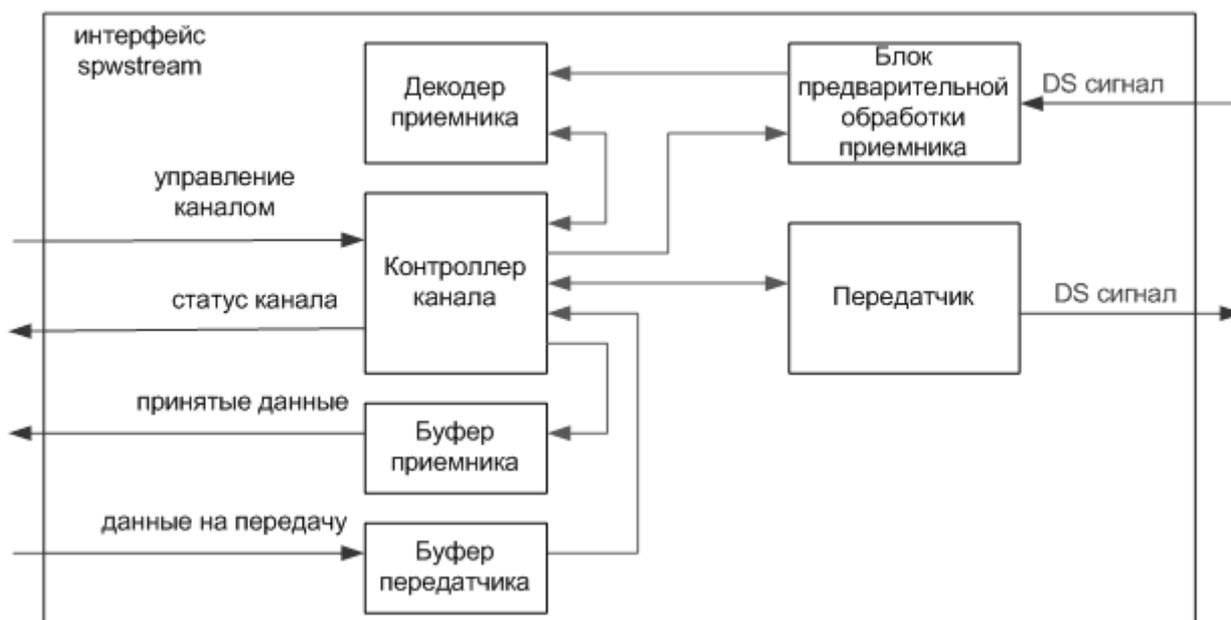


Рис. 4. Структура кодера / декодера

Приемник декодирует сигнал данных/строба (DS сигнал), формируя на выходе поток информационных и управляющих символов. Приемник состоит из двух блоков. Первый – блок предварительной обработки – определяет границы одного бита. Блок производит выборку входного DS сигнала (по фронту системной тактовой частоты). При этом частота выборки должна быть как минимум вдвое больше максимальной скорости передачи (в реализации проекта на ПЛИС Xilinx Spartan-6 максимальная тактовая частота работы схемы составляет 460 МГц, значит максимальная скорость передачи – 230 Мбит/с). Для оп-

ределения границ бита из каждой выборки сигнала вычисляется XOR (исключающее ИЛИ) от сигнала данных и stroba и сравнивается с предыдущим значением. Если результаты вычисления операции XOR различны, значит, текущая выборка DS сигнала является новым битом.

Затем полученные биты передаются во второй блок (блок декодирования), где декодируются до уровня символов и проводится проверка на четность.

Передачик преобразует информационные и управляющие символы в DS сигнал, который передает в канал Space Wire. При отсутствии передачи в канале, согласно стандарту, передачик формирует NULL-маркеры.

Контроллер канала осуществляет установление соединения (в том числе перезапуск канала), контроль ошибок и управление потоком (с помощью символов управления потоком FCT). Соединение перезапускается в случае обнаружения ошибки (проверки на четность, обрыва канала или другой). Однако канал будет невозможно восстановить, если приемный FIFO блок памяти заполнен, поскольку для восстановления связи должен быть отправлен как минимум один символ управления потоком FCT.

Буферы приемника и передатчика построены по FIFO (прямая очередь, First-In-First-Out) принципу. Принятые символы помещаются в буфер приемника. В случае полного заполнения приемного буфера контроллер канала прерывает отправку FCT символов передатчику и передача останавливается. Символы, предназначенные для передачи, помещаются в буфер передатчика. Если при передаче пакета возникает ошибка, то все последующие символы отбрасываются вплоть до следующего EOP символа (окончания пакета) или отключения канала с помощью внешнего управляющего сигнала. Данные отбрасываются для того, чтобы избежать отправки неполного пакета, как только канал будет восстановлен.

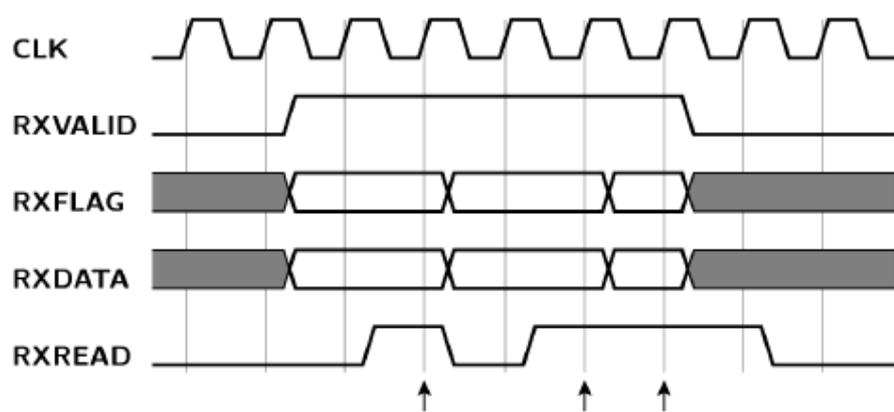


Рис. 5. Процесс считывания из FIFO буфер приемника

удаленным приложением. Считывание из приемной FIFO памяти управляется с помощью двойного квитирования (handshaking) между сигналами rxvalid (выходной сигнал буфера, показывающий наличие данных) и rxread (входной сигнал интерфейса, устанавливается удаленным блоком, в который производится считывание). Символ считывается из памяти по фронту системных часов при условии одновременного наличия сигнала высокого уровня на rxvalid и rxread.

Считывание и запись в буферы приемника и передатчика организованы по принципу двойного квитирования (handshaking, двойное рукопожатие).

На рис. 5 показан процесс считывания символов из памяти приемника удаленным блоком.

Аналогично происходит процесс записи данных в буфер передатчика (рис. 6). Двойное квитирование устанавливается с помощью сигналов txrdy (устанавливается блоком памяти, показывает наличие свободного места в буфере) и txwrite (устанавливается удаленным блоком, из которого передаются данные для последующей отправки).

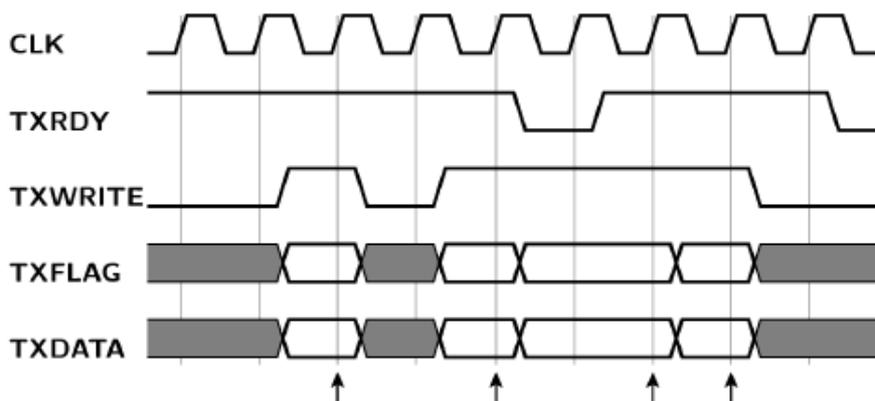


Рис. 6. Процесс записи в FIFO буфер передатчика

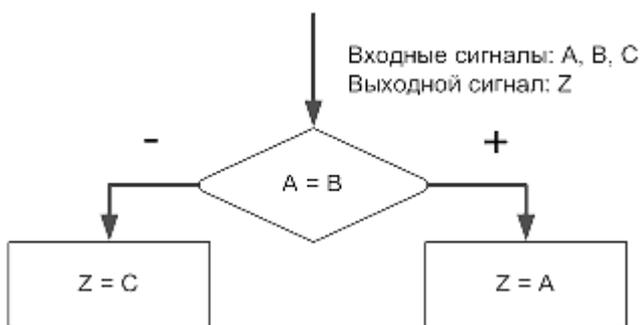


Рис. 7. Мажоритарный принцип

Модулем верхнего уровня, т.е. блоком в котором на языке VHDL заданы связи между внутренними блоками (показаны на рис. 4) и входные и выходные порты для связи с удаленными модулями, является интерфейс spwstream.

Поскольку в бортовых сетях космических и летательных аппаратов (так называемая сфера ответственного применения, т.е. для военных и космических целей) предъявляются повышенные требования к надежности связи, в коммуникационном бортовом модуле предлагается ввести схему триплицирования с выбором сигналов по мажоритарному принципу (проиллюстрирован рис. 7) на передающей стороне. Для этого в каждом узле создаются три экземпляра блока верхнего уровня, интерфейса spwstream, а выходные сигналы (как исходящие, так и принятые) с каждого экземпляра подаются на мажори-

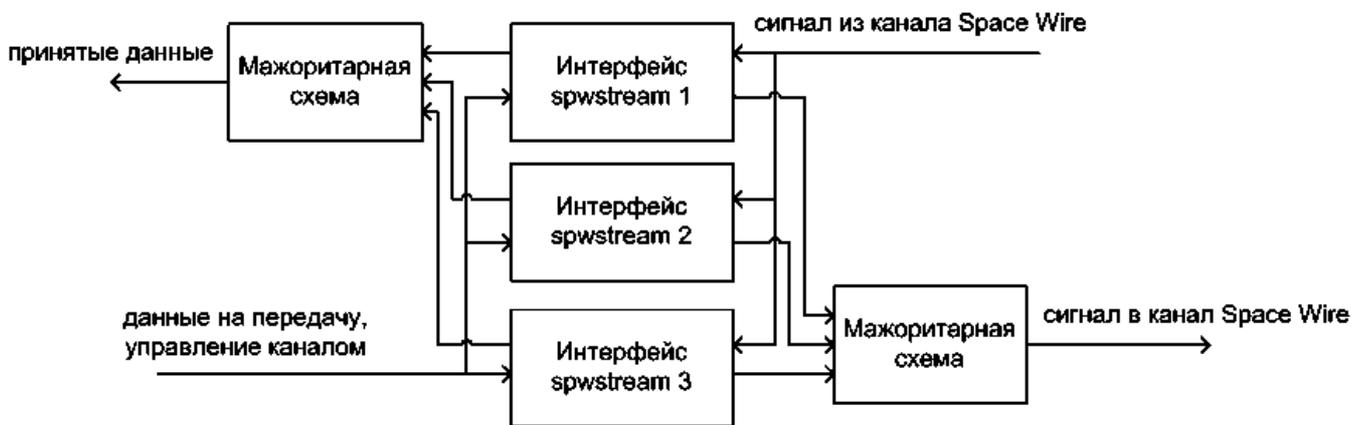


Рис. 8. Применение схемы триплицирования на передающей стороне

тарную схему (рис. 8). Сигнал с выхода мажоритарной схемы подается в канал Space Wire.

Применение схемы триплицирования позволяет ликвидировать последствия возникновения единичных ошибок (Single Event Upset – SEU), которые в коммуникационных сетях космических аппаратов могут быть вызваны, в том числе воздействием радиации (альфа-частиц).

Для имитации возникновения единичной ошибки использует один из сигналов управления каналом – linkenable – сигнал разрешения контроллера канала. При наличии высокого уровня этого сигнала на входе экземпляра интерфейса spwstream контроллер канала работает, в случае низкого уровня – контроллер канала не работает. Подача сигнала низкого уровня на вход linkenable в случае моделирования в симуляторе ISim задается в файле тестовых воздействий testbench, при отладке проекта на ПЛИС (Программируемая Логическая Интегральная Схема) с помощью переключателей на плате (показаны стрелками на рис. 9).

Максимальная тактовая частота при реализации на ПЛИС Xilinx Spartan-6 составляет 460 МГц, что обеспечивает надежную передачу сигнала в канале Space Wire на скорости до 230 Мбит/с.



Рис. 9. ПЛИС Xilinx Spartan-6LX9 с обозначенными переключателями

Тестовый модуль, состоящий из 6 экземпляров интерфейса spwstream (3 на стороне передачи и 3 на стороне приема) занимает 47 % ресурсов выбранной модели ПЛИС. Введенная схема триплирования позволяет почти полностью исключить появление единичной ошибки в узлах сети Space Wire (сбой, возможен только при попадании частицы именно в участок микросхемы, где расположен блок мажоритарной логики, который занимает около 0,3 % от всей площади выбранной для отладки проекта модели ПЛИС).

Библиографический список

1. ECSS-E-50-12-A. Space Wire – Links, nodes, routers and networks. – European Cooperation for Space Standardization (ECSS), 2003.
2. Шейнин Ю., Солохина Т., Петрикович Я. Технология Space Wire для параллельных систем и бортовых распределительных комплексов // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – М., 2006, № 5.
3. IEEE Std 1076-2002 IEEE Standard VHDL Language Reference Manual (The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York, USA, 2002 год)
4. ГОСТ Р 50754-95. Язык описания аппаратуры цифровых систем VHDL. Описание языка. – М.: Госстандарт России, 1995.

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ GPON ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ ВОЛС РАЙОНА Г. ИРКУТСКА

Поцелобова А.А., Леонова Н.В.

Иркутский государственный технический университет
anleonova@mail.ru

Оптические сети имеют серьезные преимущества перед сетями, построенными на основе электрического кабеля. Они обеспечивают гораздо более высокие скорости передачи данных на большие расстояния и при этом абсолютно нечувствительны к электромагнитным и перекрестным помехам.

Запросы пользователей в отношении скорости подключения к сети стремительно растут. Сегодня это не только доступ к веб-серверам, но и среда для телефонной связи и обмена видео. Многие операторы ориентируются на концепцию Triple Play, предполагающую доставку по одному каналу доступа сразу трех видов информации – данных, речи и видео. Для этого, безусловно, нужна оптика. Идеальным вариантом может показаться подключение каждого пользователя индивидуальным волокном. Но огромное число соединений точка – точка потребует большого числа активных компонентов и волоконно-оптических кабелей, а потому такая сеть будет иметь неподъемно высокую стоимость. Пассивные оптические сети (PON) решают эту проблему: в них до 64 абонентов могут совместно использовать одно волокно на большей протяженности сети доступа, что значительно снижает стоимость сети.

Суть технологии PON заключается в том, что между центральным узлом, обеспечивающим подключение к магистрали, и абонентскими узлами создается полностью пассивная оптическая сеть древовидной топологии. В промежуточных узлах дерева размещаются компактные пассивные оптические разветвители (сплиттеры), не требующие питания и обслуживания.

Преимущества технологии PON: отсутствие промежуточных активных узлов; экономия оптических приемопередатчиков в центральном узле; экономия волокон; легкость подключения новых абонентов и удобство обслуживания (подключение, отключение или выход из строя одного или нескольких абонентских узлов никак не сказывается на работе остальных).

Инфраструктуру PON можно разделить на три области: центральный узел связи (central office, CO), внешняя сеть (outside plant, OSP), зона абонента (customer premise).

Все активное оборудование в сети PON расположено на концах каналов. На узле связи это оборудование OLT (Optical Line Termination), а в абонентской области – ONT (Optical Network Termination). Между этими элементами – только пассивные компоненты: волоконно-оптический кабель и делители сигнала (сплиттеры).

На сегодняшний день основными вариантами PON являются технологии GPON (Gigabit PON) и GEPON (Gigabit Ethernet PON).

GPON (Gigabit Passive Optical Network) – Гигабитная пассивная оптическая сеть доступа, это одна из технологий PON (пассивных оптических сетей доступа), основана на стандартах серии ITU-T G.984. Такая сеть включает:

OLT (Optical Line Terminal - оптический линейный терминал) – стационарное оборудование, которое размещается на узле оператора.

ODN (Optical Distribution Network) – оптическая распределительная сеть, ключевыми элементами которой, являются пассивные оптические сплиттеры, на которых происходит разделение сигнала (благодаря этим элементам сеть и называется пассивной).

ONT (Optical Network Terminal) или ONU (Optical Network Unit) – устройства, устанавливаемые со стороны абонента.

Технология работает на двух дискретных частотах 1490 нм в направлении от OLT к ONT и 1310 от ONT к OLT, скорости для потоков следующие: 2,5 Гбит/с Downstream, 1,25 Гбит/с Upstream.

Архитектура P2MP (точка - многоточка) - один порт OLT поддерживает работу до 64 ONT. Результат: низкая стоимость порта OLT на абонента, экономия оптического волокна, стационарное оборудование занимает мало места, потребляет гораздо меньше электроэнергии, чем аналогичное Active Ethernet решение.

Преимущества GPON (PON):

Надежность - защищена от несанкционированного доступа, оптоволоконный кабель устойчив к электромагнитным воздействиям.

Скорость - оптическое волокно обладает огромной полосой пропускания, поэтому скорость и качество передачи выгодно отличается от других технологий (как проводных, так и беспроводных).

Дополнительные сервисы - возможность в будущем, на базе используемой технологии, подключать дистанционное видеонаблюдение за любым объектом (дом, офис); возможность бесперебойной работы охранных систем.

Комплексность - технология PON позволяет подключить на 1 волокно 3 услуги: Интернет, цифровое телевидение, телефон.

Гибкость - технология GPON позволяет осуществлять настройку оборудования в соответствии с индивидуальными особенностями абонента и предоставить именно тот уровень сервиса, который требуется абоненту.

Экологичность - не имеет электромагнитных излучений.

На примере микрорайона Свердловский (район НИ ИрГТУ, МВД, ул. Жуковского) г. Иркутска разработана волоконно-оптическая линия связи с применением технологии GPON. Общая протяженность трассы 11 км 180 м. При строительстве трассы использован магистральный кабель марки ОКП максимальной емкостью 64 ОВ для подвески на опорах, также кабель марки ОКП с емкостью 32, 24, 16, 8 ОВ. Выбор трассы прокладки кабеля произведен с учетом норм и требований при строительстве линейных сооружений кабельных линий передач, сети общего пользования и является наиболее оптимальным.

На карте микрорайона Свердловский выполнено размещение приемопередающего модуля OLT марки MA4000 - PX, выделено пять участков, для каждого участка разработана схема прокладки оптического кабеля, рассчитано необходимое количество волокон в зависимости населения каждого участка.

Принципом организации распределения внутреннего оптического кабеля по дому является Central Distribution Layout (распределение из одной точки), т.е. все абоненты подключаются из одной точки распределения.

В доме устанавливается оптический распределительный шкаф, в который монтируется оптический сплиттер и оптический кросс для организации распределительной сети по дому.

Количество сплиттерных шкафов в доме определять исходя из количества потенциальных абонентов, планируемого к строительству, с учетом возможности подключения 100% домохозяйств. При этом в малоэтажных домах (5 этажей и менее) предпочтительно количество шкафов определять из расчета один шкаф на 3 и более подъездов.

Количество сплиттеров, устанавливаемых в данные шкафы, должно соответствовать количеству портов для строительства в соответствии с заявкой коммерческого блока по адресной программе. Тип шкафов должен позволять устанавливать количество сплиттеров, рассчитанное под подключение всех домохозяйств, попадающих в зону действия данного шкафа. При определении типа применяемых сплиттеров (коэффициент деления) предусматривать наиболее эффективную схему их использования.

Внутридомовая распределительная сеть выполнена на кабеле марки НРС1625 (кабель с выделенной жилой). В качестве абонентских устройств ONT (Optical Network Terminal) выбраны ONT марки NTP – RG – 1402G/GC.

Выбрано активное оборудование OLT марки MA4000-PX и ONT марки NTE-RG-1402G/GC, обеспечивающих скорость передачи 2,5 Гбит/с нисходящий поток и 1,2 Гбит/с восходящий. А так же пассивное оборудование: планарные сплиттеры PLC, оптическая муфта марки ОТМ-96, подъездные кроссы марки ШКОН-ПР-32 (64), ШКОН-П-8 (16)

Произведен расчет затухания оптического кабеля на различных участках и расчет механической нагрузки кабеля.

Реализация данного проекта на практике позволят обеспечить широкий диапазон услуг пользователям в данном округе, улучшить качество связи и обеспечить перспективу телекоммуникационного развития.

Библиографический список

1. Леонова Н.В. Методические указания к курсовому проектированию по курсу “Волоконно-оптические линии связи” Для студентов специальности 140611. – Иркутск: Изд-во ИрГТУ , 2008 . – 33 с.
2. Леонова Н.В. Волоконно-оптические системы передачи. Курс лекций. - Иркутск , 2008 . - 170 с.

ИЗУЧЕНИЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ВЕРШИНЕ ТРЕЩИНЫ МАГНИТОДОМЕННЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

Дёмин А.П., Труфанов С.В.

Иркутский государственный технический университет

reierem@istu.edu

Необходимость контроля качества продукции в процессе производства имеет большое практическое и экономическое значение. Поэтому актуальным является развитие тех методов и средств контроля, которые с достаточной степенью надежности и с наименьшими затратами позволяют обнаруживать дефекты на ранней стадии их зарождения и развития.

Широкое распространение при решении подобных задач нашли магнитные методы неразрушающего контроля, позволяющие по изменению регистрируемого магнитного поля вблизи поверхности изделия судить о его качестве. В настоящее время, регистрирующими индикаторами могут быть магнитный порошок, магнитная лента, индукционная катушка, феррозонд, датчики Холла или Джозефсона, магниторезистор, магнитные пленки с управляемыми доменными структурами.

В данной статье в качестве регистрирующего индикатора магнитных полей используются тонкие V_i -содержащие монокристаллические пленки феррит-граната, общая формула которых $R_3Fe_5O_{12}$ (где R - редкоземельный элемент) с одноосной перпендикулярной магнитной анизотропией и с исходной лабиринтной доменной структурой (рис. 1а). Она выявляется с помощью микроскопической методики, основанной на эффекте Фарадея: через образец пропускается поляризованный пучок света, при прохождении через соседние домены с антипараллельными векторами намагниченности \mathbf{M} плоскость поляризации поворачивается в противоположные стороны. Соответственно с помощью анализатора обеспечивается разная интенсивность света, прошедшего через соседние домены. В итоге наблюдается контрастная картина доменной структуры (рис. 1). В доменах намагниченность \mathbf{M} направлена "к нам" и "от нас".

Рассмотрим типичную картину изменения такой лабиринтной доменной структуры в процессе намагничивания магниточувствительной пленки (см. рис. 1) в постоянных (статических) полях, ориентированных вдоль оси легкого намагничивания, то есть перпендикулярно наблюдаемой поверхности. С ростом напряженности внешнего пространственно однородного магнитного поля одного направления (пусть \mathbf{H} - направлено "от нас") растут ширина и площадь (и соответственно объем) "темных" доменов (рис. 1б, в). В поле $\mathbf{H}+$ противоположного направления (рис. 1д, е), наоборот, увеличивается площадь, а значит, и объем светлых доменов с противоположной ориентацией вектора \mathbf{M} . При этом домены имеют неправильную изогнутую форму. В поле H_S достигается намагниченность насыщения (рис. 1г, ж). Обратим внимание на то, что при многократном повторении процесса намагничивания (рис. 1а, б, в, г) и перемагничивания (рис. 1а, д, е, ж) конфигурация доменов не воспроизводится.

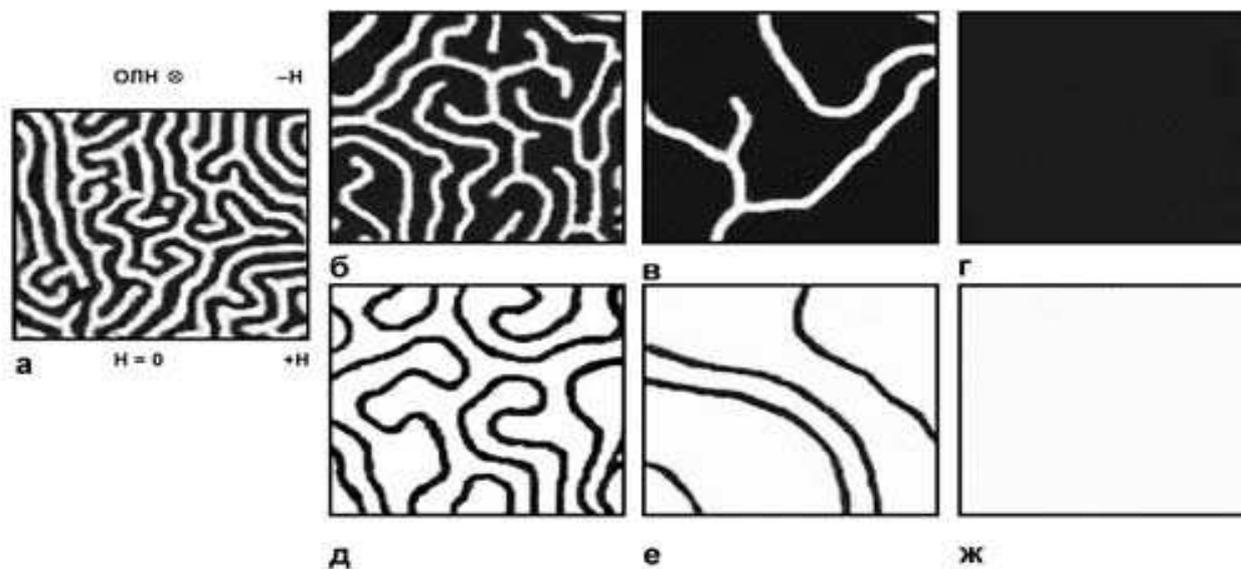


Рисунок 1 – Изменение лабиринтной доменной структуры в процессе намагничивания

Информативным параметром магнитодоменного преобразователя является видимое изображение доменной структуры магниточувствительной пленки. Под влиянием внешнего подмагничивающего поля доменная структура пленки изменяется. Междоменные границы (доменные стенки) занимают положение, соответствующее минимуму магнитной энергии пленки.

На работу магнитодоменного преобразователя влияют два основных фактора: параметры пленки и положение доменных границ в зависимости от напряженности поля подмагничивания[1].

Чувствительность используемых пленок составляет 10А/см и определяется коэрцитивной силой доменных границ, характеризующейся напряженностью магнитного поля, при которой доменная граница начинает движение. Наряду с магнитными важную роль играет оптическая характеристика пленки – магнитооптическая добротность ψ , равная отношению удвоенного угла фарадеевского вращения Q к коэффициенту оптического поглощения a : $\psi = 2Q / a$. В дефектоскопии используют висмутсодержащие феррит-гранатовые эпитаксиальные пленки с низкой коэрцитивной силой и намагниченностью насыщения $M_s=1 \dots 12$ мТл. Толщина пленки 6 мкм, магнитооптическая добротность более 40° , ширина доменной структуры 10 мкм.

При наложении магнитодоменного преобразователя на поверхность контролируемого изделия добавляется третий фактор – это возникновение вторичного поля рассеяния. Вторичное поле в зоне магнитной пленки – это магнитное поле, полученное при намагничивании контролируемого изделия и (или) катушками подмагничивания.

При наличии дефектов (трещин, включений, пор и др.) вторичное поле носит более явный характер и его можно зарегистрировать на большем удалении от поверхности объекта контроля.

На рисунке 2 изображено поведение лабиринтной доменной структуры пленки размещенной на поверхности контролируемого изделия в вершине усталостной трещины при подмагничивании однородным медленно меняющимся полем.

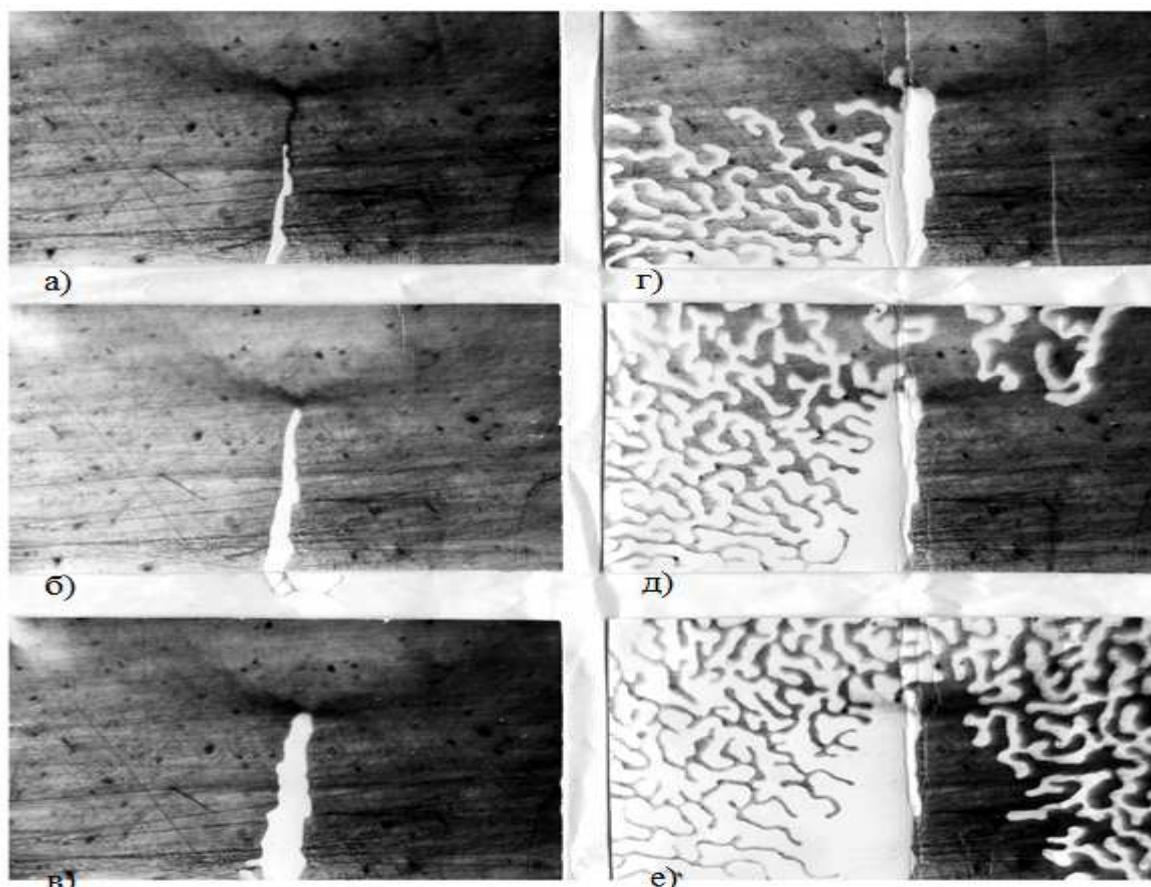


Рисунок 2 – Поведение магнитной структуры (доменов) пленки размещенной в вершине усталостной трещины контролируемого изделия при подмагничивании однородным полем

Влияние магнитного поля рассеяния от трещины и медленно меняющегося магнитного поля создаваемого катушкой подмагничивания, позволяет наблюдать движение «светлого» домена в зоне трещины и ее вершины. По продвижению домена и увеличению его площади можно создать трехмерное распределение магнитного поля вблизи вершины усталостной трещины. При увеличении механической нагрузки на изделии, трещина будет расти и это сразу скажется на магнитной структуре пленки.

Часто бывает необходимым контролировать качество изделий сложной формы. Для этого необходимо располагать магниточувствительную пленку перпендикулярно контролируемой поверхности и регистрировать тангенциальную со-

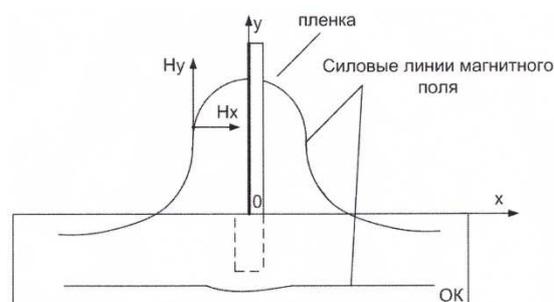


Рисунок 3 – Влияние H_x на домен

ставляющую H_x напряженности магнитного поля рассеяния дефекта (рис.3).

Тангенциальная составляющая H_x напряженности магнитного поля рассеяния дефекта параллельна оси легкого намагничивания (ОЛН) пленки.

Нормальная составляющая H_z напряженности магнитного поля рассеяния дефекта не влияет на лабиринтную структуру магнитной пленки.

На рисунке 4 показана схема магниточувствительного преобразователя регистрирующего тангенциальную составляющую магнитного поля дефекта.

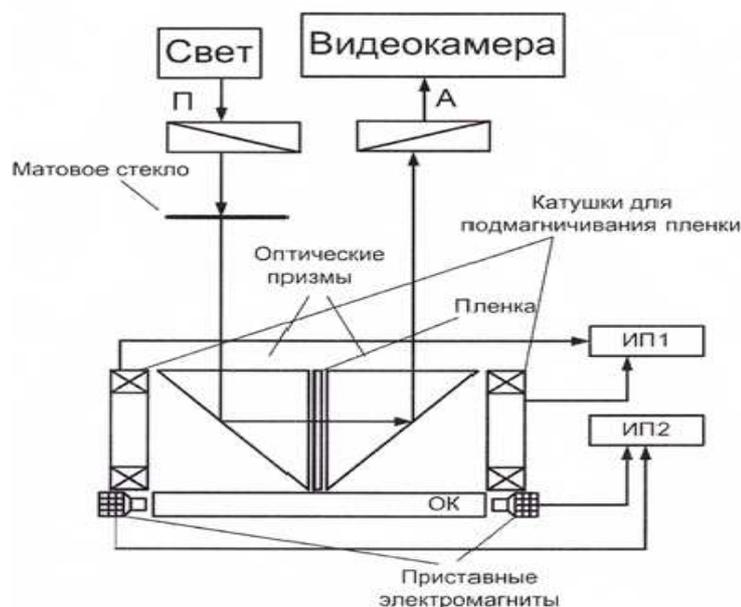


Рисунок 4 - Схема магниточувствительного преобразователя: П-поляризатор, А- анализатор, ИП1 и ИП2 – источники питания

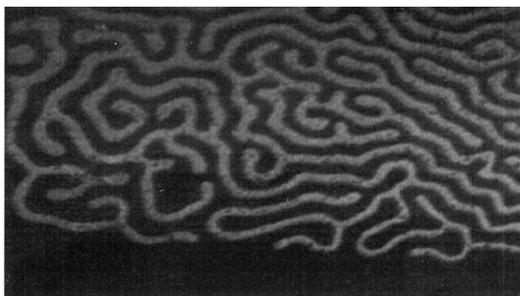


Рисунок 5 - Изображение доменной структуры пленки при регистрации тангенциальной составляющей H_x напряженности магнитного поля трещины

Библиографический список

1. Неразрушающий контроль. В пяти книгах. Книга 3. Электромагнитный контроль /В.Г.Герасимов, А.Д.Покровский, В.В.Сухоруков./Под редакцией проф. В.В.Сухорукова. М.: Высшая школа, 1992, 312 с.
2. Попов А.А., Мамаева Е.И., Демин А.П., Каширина Т.К. Исследование процесса возникновения и развития усталостных трещин в роторных сталях.- В кн.: 5-й Всес. симпозиум «Малоцикловая усталость – критерий разрушения и структура материалов». Ч.1: Тез.докл. и сообщ., Волгоград, 1987, с.116-119.

АВТОМАТИЗАЦИЯ РЕЖИМОВ ПОДМАГНИЧИВАНИЯ МАГНИТО-ЧУВСТВИТЕЛЬНОГО ДАТЧИКА

Дёмин А.П., Кашапов Р.Р., Петров А.В., Шевчик Р.В.

Иркутский государственный технический университет

reierem@istu.edu

Обнаружение и визуализация магнитных полей осуществляется с помощью магниточувствительных датчиков. В качестве магниточувствительного датчика использован магнитооптический кристалл состоящий из немагнитной подложки из галлий-гадолиниевого граната, на которой методом жидкофазной эпитаксии выращена Vi -содержащая феррит-гранатовая магнитная пленка. Со стороны магнитной пленки в вакууме нанесен отражающий слой для предохранения магнитной пленки и отражения света.

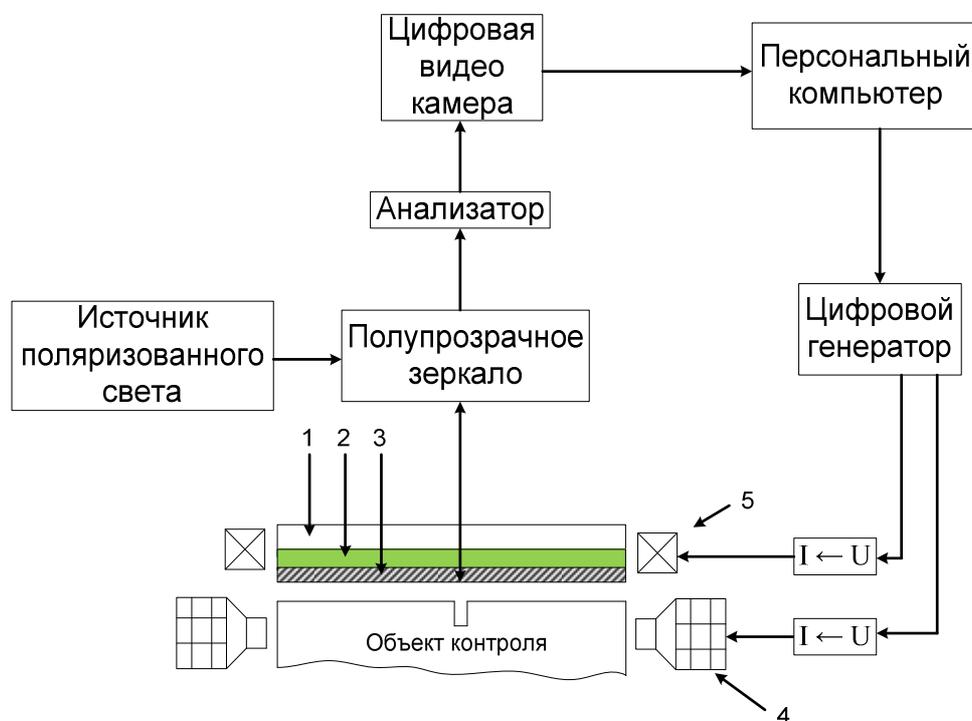


Рисунок 1 – Структурная схема экспериментальной установки:

1 – немагнитная пленка из галлий-гадолиниевого граната, 2 – Vi -содержащая феррит-гранатовая магнитная пленка, 3 – зеркальнозащитный слой, 4 – приставные электромагниты, 5 – катушки подмагничивания датчика

На рисунке 1 представлена структурная схема экспериментальной установки. Принцип работы экспериментальной установки заключается в следующем. Поток света от источника поляризованного света, отразившись от полупрозрачного зеркала, освещает магнитную пленку. При прохождении плоскополяризованного света через магнитную пленку происходит вращение плоскости поляризации, причем угол вращения положителен, если направление на-

магнитности пленки совпадает с направлением падающей волны и отрицателен, если направление намагнитности пленки противоположно падающей волне. Пройдя через магнитную пленку, световой поток отразившись от зеркального покрытия вторично проходит через магнитную пленку, это приводит к двойному увеличению угла вращения плоскости поляризации и к повышению контраста изображения доменной структуры пленки. После прохождения световым потоком полупрозрачного зеркала и анализатора визуализируется распределение намагнитности магнитной пленки т.е., визуализируется ее доменная структура.

На рисунке 2 представлена лабиринтная доменная структура магнитной пленки без воздействия внешних магнитных полей.



Рисунок 2 – Доменная структура магнитной пленки

Оси легкого намагничивания перпендикулярны плоскости пленки и направлены противоположно друг другу (под углом 180°). Противоположные области намагнитности доменов выглядят в виде темных и светлых полос.

На рисунке 3 представлен процесс изменения доменной структуры во время подмагничивания объекта контроля с трещиной приставными электромагнитами.

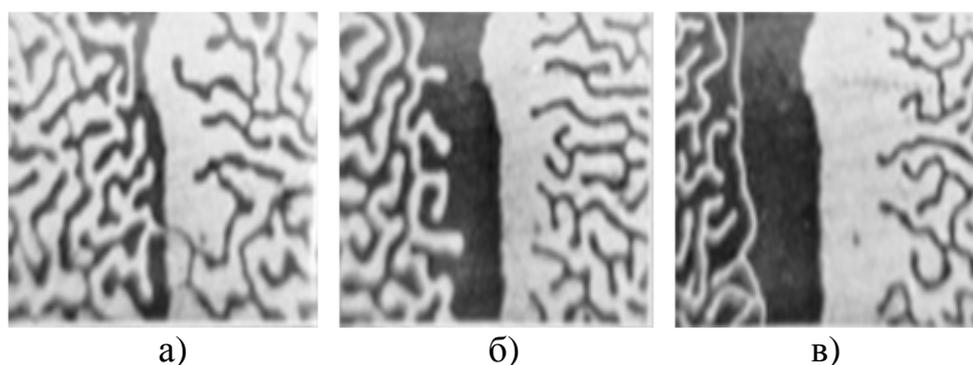


Рисунок 3 – Изменение доменной структуры при подмагничивании объекта контроля

В начальном режиме (без подмагничивания изделия) доменная структура имеет вид представленный на рисунке 3а. Ширина темной и светлой области незначительно отличаются от общей лабиринтной структуры пленки. При под-

магничивании изделия с помощью приставных электромагнитов «темная» и «светлая» области вблизи трещины начинают равномерно расти и их площадь тоже увеличивается (рис. 3б). Ширина «темной» и «светлой» областей около 500 мкм. На рисунке 3в ширина «темной» и «светлой» областей равна 750 мкм. Это обуславливается тем, что при повышении тока, в приставных электромагнитах, магнитное поле над трещиной изделия увеличивается и изменяется согласно изменению доменной структуры пленки (рис. 3).

На рисунке 4 представлен процесс изменения доменной структуры пленки во время подмагничивания однородным магнитным полем.

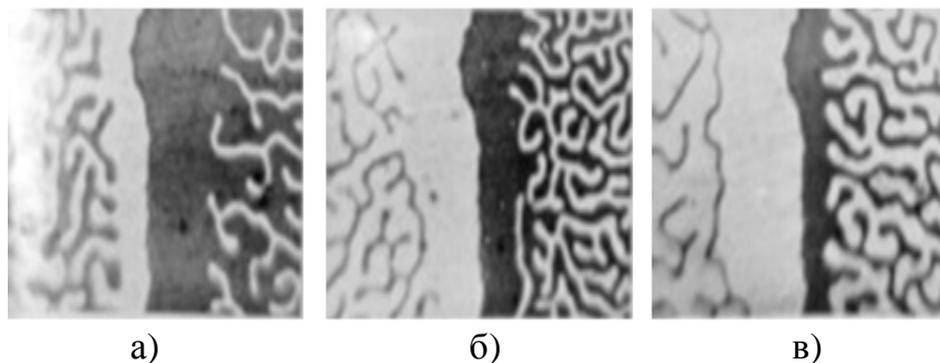


Рисунок 4 – Изменение доменной структуры пленки при подмагничивании однородным магнитным полем

Доменная структура на рисунке 4а ширина «светлой» области равна 500 мкм, а «темной» 750 мкм. Как видно на рисунке 4б, во время подмагничивания магнитной пленки «светлая» область увеличивается, а «темная» уменьшается. Ширина «светлой» области 750 мкм, а «темной» 500 мкм. На рисунке 4в ширина «светлой» области 1000 мкм, а «темной» - 250 мкм.

В реальных условиях неразрушающий контроль качества изделий путем обнаружения и регистрации дефектов носит более сложный характер [1]. Мешающими факторами являются: нахождение дефектов под изоляцией или краской, неизвестны параметры дефектов (глубина и ширина трещины), неизвестны электромагнитные свойства контролируемых изделий. Для уменьшения влияния этих факторов необходимо лучше изучить поведение доменной структуры пленки при комбинированном подмагничивании постоянным и переменным магнитным полем как объекта контроля так и самой пленки.

Для автоматизации режимов подмагничивания использовался двухканальный генератор Rigol DG1022 и программное обеспечение UltraWave предназначенное для создания различных сигналов.

На рисунке 5 изображена форма сигнала необходимая для увеличения информативности датчика. Под информативностью датчика понимают, увеличение площади доменов находящихся в зоне расположения дефекта, четкости изображения и явной видимости дефекта.

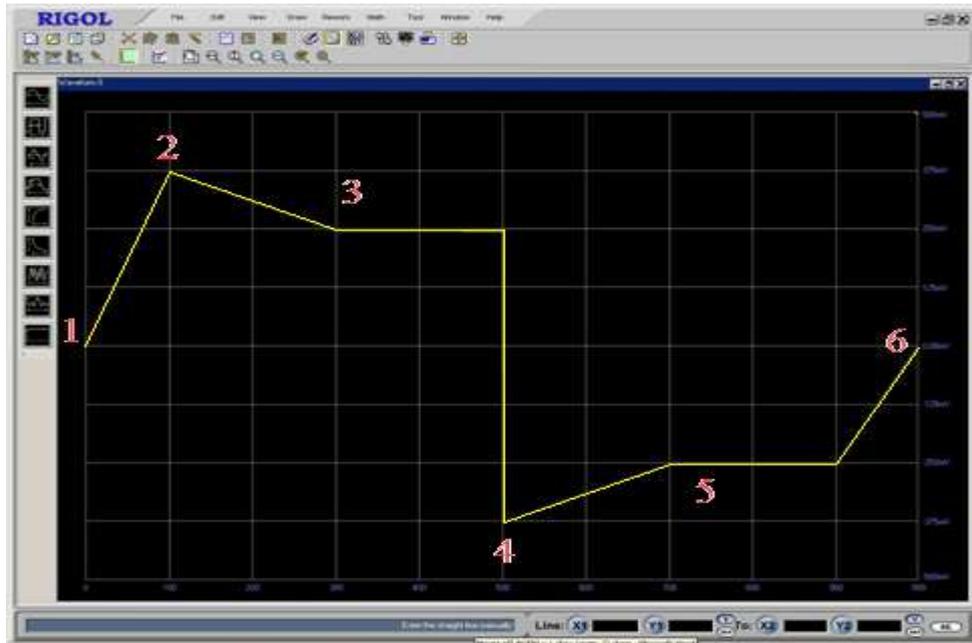


Рисунок 5 – Форма сигнала для увеличения информативности датчика

На первом этапе доменная структура находится в состоянии покоя (рис.6.1). Во время увеличения амплитуды достигаем такого момента, когда пленка перемагничивается в одну сторону. На изображении мы видим только «темную» область (рис.6.2). Далее следует медленно понижать амплитуду для получения наиболее информативного изображения доменной структуры пленки (рис.6.3). После чего перемагничиваем пленку в противоположном направлении (вся область светлая рис.6.4). Повышаем амплитуду до наиболее информативного изображения доменной структуры (рис.6.5).

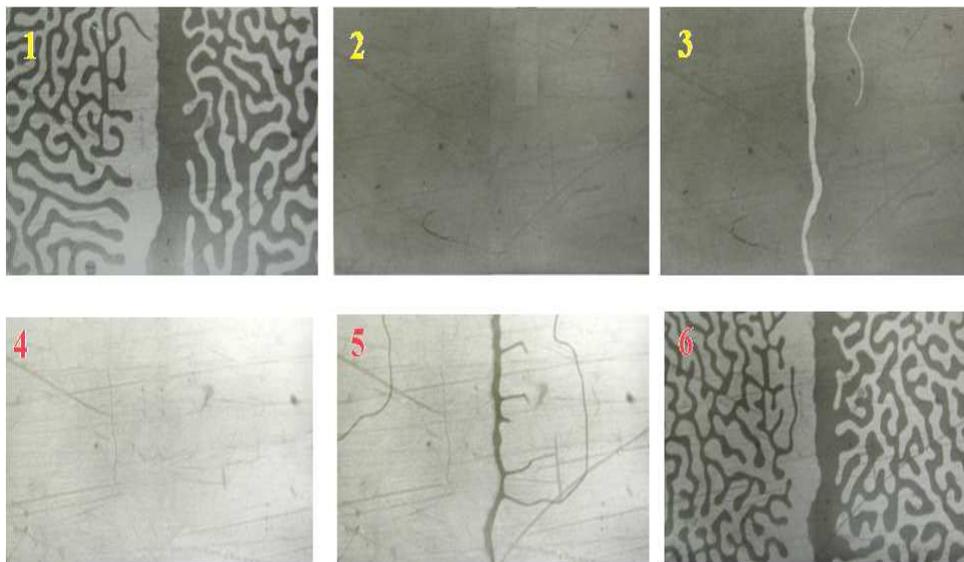
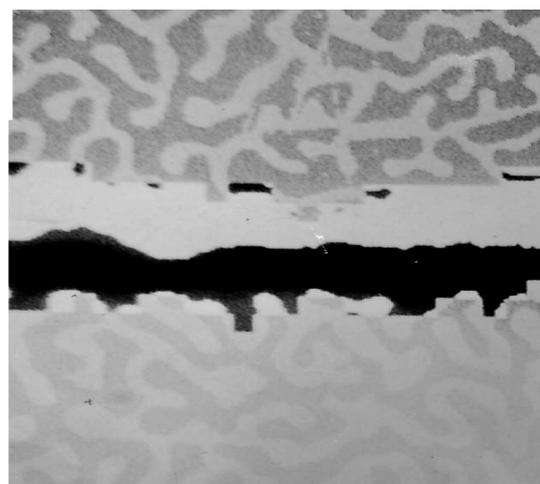


Рисунок 6 - Поведение доменной структуры при подмагничивании сигналом представленный на рисунке 5

Сравнивая полученные изображения доменной структуры на рис.6.3 и рис.6.5 видно, что «светлый» домен находится слева от трещины, а «темный» домен находится справа от трещины. Если «светлый» домен и «темный» домен имеют общую границу можно сказать что в этом месте находится дефект (трещина). При наличии двух близлежащих противоположно намагниченных доменов, имеющих общую границу и максимально возможную площадь можно автоматизировать процесс регистрации и распознавания дефекта без присутствия оператора [2].



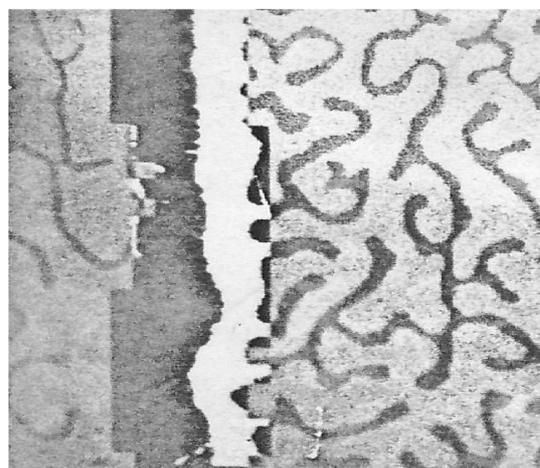
а)



б)



в)



г)

Рисунок 7 – Примеры автоматизированного распознавания трещин

Для повышения чувствительности доменов пленки при регистрации магнитных полей рассеяния от дефектов необходимо в подмагничивающий импульс добавлять переменную составляющую (рис.8). Использование переменной составляющей подмагничивания пленки позволяет снизить влияние ее ко-

эрцитивной силы на движение междоменных границ в однородных и неоднородных магнитных поля, тем самым увеличивается их чувствительность для обнаружения дефектов в контролируемом изделии.

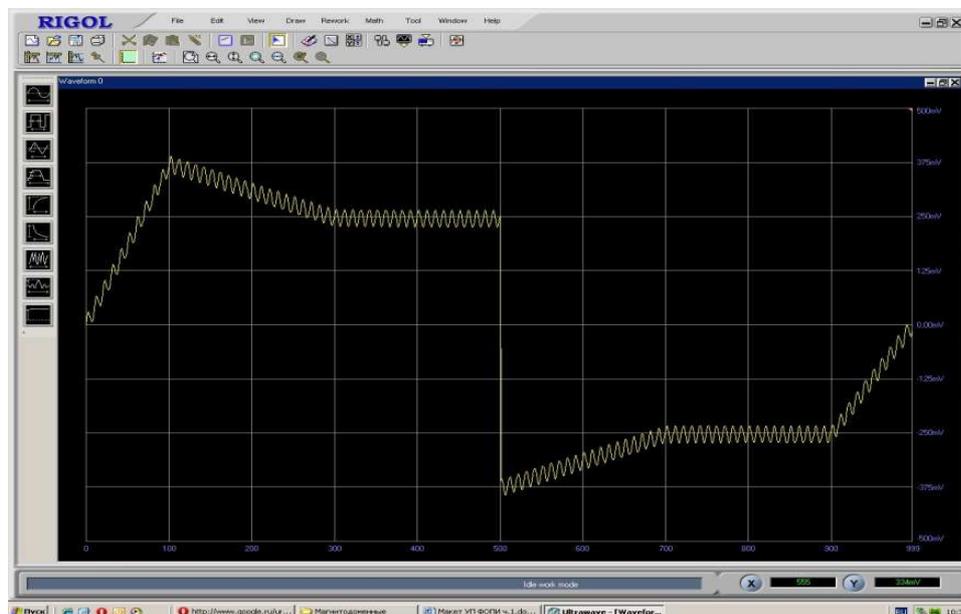


Рисунок 8 - Форма сигнала для повышения чувствительности магнитной пленки при взаимодействии с магнитным полем рассеяния вблизи дефекта

Сигнал представленный на рисунке 8 той же формы что и сигнал представленный на рисунке 5, только с переменной составляющей. Выбор параметров сигнала, поступающего на катушку подмагничивания, определяется параметрами образца и его намагниченностью.

Данная автоматизированная установка позволяет выбрать оптимальный режим подмагничивания магниточувствительной пленки.

Библиографический список

1. Демин В.П., Демин А.П., Миронов В.Б., Покровский А.Д. Применение тонких магнитных пленок с управляемой доменной структурой для обнаружения усталостного разрушения.- Дефектоскопия, 1991, №3, с.39-43.
2. Выставкин А.Н., Демин А.П., Демин В.П., Обухов Ю.В., Покровский А.Д., Фатьянов А.В. Автоматизация анализа изображений магнитооптических преобразователей при контроле сплошности ферромагнитных изделий. - Тезисы докладов XI Всесоюзной конференции "Неразрушающие физические методы и средства контроля", Москва, 1987г.

MEASUREMENT OF HIGH FREQUENCY CURRENT IN INDUCTION SYSTEMS

P. Votava, I. Poznyak

Research Centre Rez Ltd.
25068, Husinec-Rez 130, Czech Republic
olin24@yandex.ru
тел: +7 (911) 976-51-88

Keywords: induction system, current sensor, high frequency

Abstract

Assurance of induction system working in compliance with operating practices requires known of its parameters, including electrical one. Unfortunately powerful high frequency power supplies are not completing regular devices for measurement of inductor current. Using of standard laboratory measuring instruments, in most cases, is either inconvenient, from technological point of view, or impossible because there are not of them. Therefore design of sensors for measurement of inductor current of powerful high frequency induction systems is necessary. Design philosophy and important characteristics of sensors for measure of current up to 1000 A at frequency 1,5 – 4,5 MHz are describes in the paper. Principles of calibration, data processing and finally the advantages and disadvantages of the structures are presented too.

Introduction

The induction systems are completing devices for heating or melting of any electrical conductive materials. In principle induction process is based on direct application of two physical laws, the Lenz law and the Joule effect, where any electrical conductive material placed in a variable magnetic field, generated by inductor, is the site of induced electric currents, known as eddy currents. In general, the systems for heating are composed of HF generator, busses and inductor. Systems for induction melting of material are most usually supplemented by cold crucible.

Technologies of high temperature liquid-phase synthesis of oxides, ceramics and glasses are realized in induction furnaces with cold crucible [1]. Technological installations are characterized by frequency up to 5 MHz, inductor voltage up to 10 kV and inductor current more than 1 kA. Using of standard laboratory measuring instruments, in most cases, is either inconvenient, from technological point of view, or impossible because there are not of them [1].

Unfortunately, a powerful high frequency power supplies are not completing regular devices for measurement of inductor current. That is the reason why we need to measure the current directly before inductor on the supply busses. The current measurement in experimental conditions, as mentioned above, is very difficult due to

very high power going through, high frequency, strong electromagnetic interference and other dependences.

Whereas the whole induction system and measured variables by contact or noncontact method of current measurement are dependent on temperature, frequency, voltage and other is necessary to remember on this situation during a calibration of the sensors. In ideal case it is good to work with it also in the evaluation and processing of signal and do not calibrate the sensors to exactly one, usually mean value of the whole unit range.

From point of view of laboratory experiments and also application in industry is important to measure current consumption with high accuracy due to reproducibility, stability and controllability of performed experiments. In this paper is described using of current sensors for noncontacting and contacting measurement with necessary galvanic isolation between measuring contacts and data processing electronics.

1. Methods of HF current measure

Noncontact using simple solenoid

The first possibility of measuring current going through the busses is using simple solenoid placed between the busses, as shown in Fig. 1. Due to a larger size of busses height and smaller size of the solenoid length we can say, that the coil was placed in a summary homogeneous magnetic field of busses. Induced voltage across the solenoid will be according to Faraday's and Maxwell's equations:

$$u(t) = -N \frac{d}{dt} \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = -N \frac{d\Phi_B}{dt} \quad (1)$$

where N is the number of turns of the wire in solenoid, B is the vector of magnetic field, dS is an infinitesimal area element on a surface bounded by the solenoid and Φ_B is an alternating magnetic flux going through the solenoid. In our case, if $B(t)$ is uniform inside the solenoid and points along the axial axis of the coil and if the cross sectional area is S , the equation (1) becomes to

$$u(t) = -NS \frac{dB(t)}{dt} \quad (2)$$

During current measuring by the coil occurs to an additional phase angle shift on the coil. So the measured current includes two phase angle items

$$\varphi = \varphi_{ind} + \varphi_s, \quad (3)$$

where φ_{ind} is phase angle of inductor current and φ_s is phase shift of phase angle of inductor current by current sensor. This is unpleasant for example by measurement or calculation of total power of the inductor. Problematic of the calculation power factor of inductor current is shown in [1].

Noncontact using Rogovsky belt

As a second approach of measuring the inductor current is possible to use a Rogovsky belt placed in the same area as solenoid on the Fig. 1. The Rogovsky belt is a toroidal-solenoid geometry without magnetic core for better linearity. So the induced voltage is driven by the same Faraday’s law.

$$u(t) = - \frac{d\Phi}{dt} = -M \frac{di}{dt}, \tag{4}$$

where Φ is magnetic flux passing through the coil turns and M is a mutual inductance. Electrical scheme of the sensor is shown on the Fig. 2.

In case of signal processing by this method are important two facts. The first problem is integration of measured signal for getting real current waveform in the busses. The integrator can be implemented in analog or digital form. Digital is better, because the analog integrator is frequency dependent and it may cause the other signal distortion, as well as any other signal pre-processing. If we will design a special coil construction especially for our application and we will choose the right value of added resistance, we can make the direct connection between the sensor and data processing electronics.

The second problem is definition of quantitative distortion and equivalent inductance. For equivalent inductance calculation of measuring system is necessary to connect an additional resistance, carry out the measurement of integrated induced voltage with and without the resistance and the comparison of the both values give equivalent inductance value as the characteristic of the particular device. This calibration of Rogovsky coil, which represent a coefficient of proportionality with connection between voltage output and derivation of measured flux is given by geometry, number of turns, dimensions and the other characteristics of the coil.

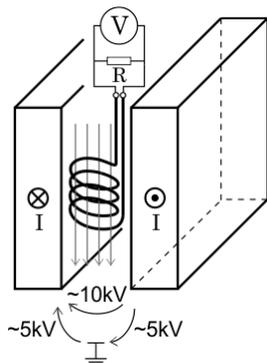


Fig 1. Current measurement

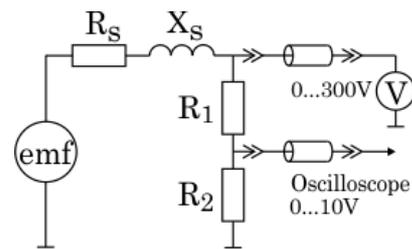


Fig 2. Electrical scheme of the coil sensor

From laws of electromagnetic is current flowing through the coil given by relation (5), where u_{ind} is real induced voltage by the coil. Unfortunately, this voltage includes an integral value of voltage distortion Λ , which is summarized to ideal voltage waveform as shown in equation (6). The sum can be written only if we consider linear approximation of it:

$$i(t) = \frac{1}{L} \int_0^t u_{ind}(t) \cdot dt, \quad (5)$$

$$u_{ind}(t) = u_{ideal}(t) + \Lambda. \quad (6)$$

Substitution by equation (6) to (5), performing their integration and calculation the limit by time going to infinity is possible to express the value of the distortion (7):

$$\Lambda \approx \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{\int_0^t u_{ideal}(t) dt}{t}. \quad (7)$$

The correction of measured signal significantly refines the result, as shown in [4]. The calibration of sensor is possible to do with HF low power generator and value of equivalent inductance calculate as a mean value of measured frequency characteristic or count the frequency from the measured signal by data processing electronics and include the frequency-impedance dependent to the data processing calculations.

Contact on the base of voltage drop measure on the bus

This method of measurement the current is based on Ohm's law, where the current passing through the bus with specific impedance invokes a drop of voltage on the bus (8):

$$I_{RMS} = \frac{U_{RMS}}{\sqrt{R_b^2 + X_b^2}}. \quad (8)$$

The easiest way how to measure the current is calculate or measure the impedance-frequency response of the bus, estimate the total impedance, measure the drop of voltage between two points on the bus and calculate the current according to Ohm's law as shown in Fig. 3.

The difficult question of this problem is estimation of the total impedance between two measuring points, because it is thermal, frequency and voltage dependent. For the first estimation of impedance is possible to idealize busses and proximity effect to take without boundary conditions. So the current will go through almost on the surface of the inner conductors wall in a penetration depth δ . Then is possible to calculate active resistance R_b by equations (9) and (10):

$$\delta = 503 \sqrt{\frac{1}{f \cdot \sigma}}, \quad (9)$$

$$R_b = \rho \frac{l}{h \cdot \delta}, \quad (10)$$

where f is current frequency, σ is electrical conductivity, l is a distance between the measuring points and h is high of the busses. Calculation of reactance X_b is more complicated because we need to estimate self inductance L , mutual inductance M and capacitive reactance C . Calculation of self and mutual inductance is described in [5] and the final equation for total impedance is (11):

$$Z = \rho \frac{2l}{ab} \varphi + j \left[\rho \frac{2l}{ab} \psi + \omega \mu \frac{2cl}{b} \right], \quad (11)$$

where a, b, c, d and l are dimensions of the busses, ρ is specific electrical resistivity of copper and φ and ψ are parameters depended on the strip line construction, both are described in [5].

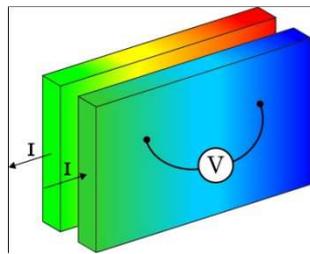


Fig 3. Drop of voltage current

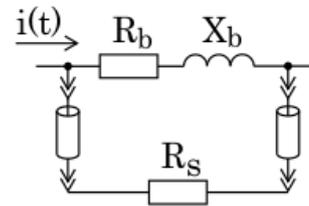


Fig 4. Electrical scheme of voltage drop current measurement

The sensors are strongly dependent on the busses construction, where is more options how to distribute the voltage. First possibility is shown on the Fig 1, the grounding point is in the middle of inductor and the second possibility is ground at the end of the one bus. It has an impact on the design and performance of the sensor. If the busses construction will be according to first option, is necessary to use a galvanic isolation between sensors contacts on the bus and data processing electronics. Application of the isolation is very good idea in the case of both options, due to very high power, which could cause the destruction of the entire measurement chain. But using it adds a small additional signal distortion to the measured data.

This method of measurement the inductor current should have a smaller distortion of the signal wave, without galvanic isolation, because there is not accumulated energy. Second advantage is no shift of power factor as with measured by coils, which is good for example for calculation of power factor.

Noncontact on the base of calorimetric measurement of power losses

This approach is based on the measurement of power losses in the inductor. It is possible to measure power losses in inductor by calorimetric method via measure drop of temperature at input and output cooled water and flow rate of water at inductor. In that case current at inductor can be define as:

$$|\vec{I}_{ind}| = \sqrt{\frac{P_{losses}}{R_{ind}}}, \quad (12)$$

where R_{ind} - resistance of the inductor. R_{ind} can be measured by RLC meter or defined as:

$$R_{ind} = \rho \frac{\pi \cdot W (D + \delta)}{\delta \cdot h}, \quad (13)$$

where ρ - resistivity of inductor material, W - number of loop of the inductor, D - inner diameter of the inductor, h - high of the inductor loop, δ - penetration depth of electromagnetic field to the inductor. Power losses defined as:

$$P_{losses} = C_p \cdot Q \cdot \gamma \cdot \Delta \vartheta, \quad (14)$$

where C_p - thermal capacity of water; Q - Flow rate of water; γ - water density; $\Delta \vartheta$ - drop of water temperature between outlet and inlet of the inductor.

Advantages of this method are simplicity, well accuracy and independent from signal form of the measuring current.

Fiber-optic current sensor

Optical AC-current sensor is based on a fiber Bragg grating (FBG) deformed or stretched by a magnetostrictive material, which enables a simultaneous measurement of high AC-current. This system enables to monitor high voltage busses and can be installed without interrupting the current line. Principle of operation is showed in Fig. 5. Magnetic field H_L at the distance D from the centre of the bus line is created by AC-current I_L , which is driven into the high voltage bus. The magnetic field H_L is given by:

$$\vec{H}_L = \frac{I_L}{2\pi D}. \quad (15)$$

The head sensor consists of uniform FBG, fixed into a magnetostrictive rod at the distance D , parallel to the direction of the magnetic field lines. So, when the bus carries current $I_L(t)$, the magnetostrictive rod is extended in length due to the magnetic field in the same direction as the magnetic field lines.

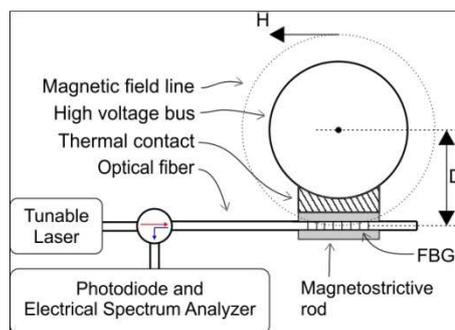


Fig 5. Electrical scheme of voltage drop current measurement

In proposal, the light source is a tuning laser that is launched into the uniform FBG through a circulator. The reflected optical signal is driven to a photodiode and the electrical signal $V(t)$ is measured by an electrical spectrum analyzer at the second end. In this way, when the high voltage bus carries an AC-current $I_L(t) = I_0 \cos(\Omega t)$, where I_0 is current amplitude and Ω the modulation frequency, the optical signal reflected by the uniform FBG will exhibit a modulation. The magnetostriction makes the harmonics of the electrical signal $V(t)$ to be integer multiples of 2Ω . So, with an electrical spectrum analyzer, we can measure the electrical signal amplitude $V_{2\Omega}$, that means harmonic amplitude at frequency 2Ω , given by[2]:

$$V_{2\Omega}(\lambda, I_0) = P_{TL} \frac{\partial R(\lambda)}{\partial \lambda} \left[C_{eff} I_0^2 + \frac{K}{(2\pi D)^2} I_0^2 \right], \quad (16)$$

where, P_{TL} is optical power emitted by the TL; $\partial R(\lambda)/\partial \lambda$ - the first derivation of the reflectivity and C_{eff} and K are magnetostrictive parameters of the rod.

2. Investigation of the current measure method via voltage drop measure on the bus

For the experiment was made an induction system composed by LF generator, copper strip conductors and inductor as a load. The system is sketched on Fig. 6, where LF generator was connected to strip conductors via two-wire isolated line and connection between tested strip conductors and inductor was made from soldered copper plates. The dimensions and characteristics of the strip conductors are described on the Fig. 7.

The target of the measurement was investigation of voltage drop characteristic on the strip conductors dependent on the frequency and alternating current. Second target was evaluation the method for the accurate measurement of inductor current.

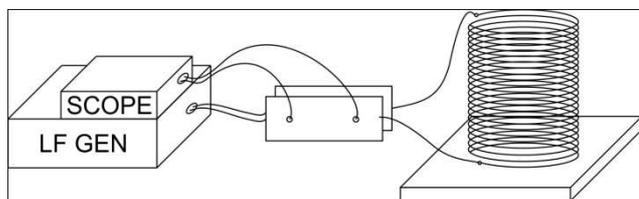


Fig 6. Sketch of the experimental installation

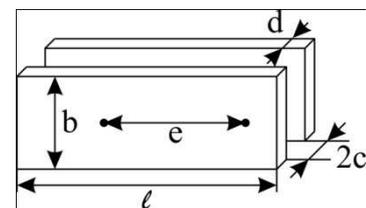


Fig 7. Strip line dimensions

Table 1 shows the expected voltage drop depending on the current and self, mutual and total inductance, total impedance and active resistance calculated by equation (11), with parameters of measuring by table 2. Table 3 shows the calculated values from equation (11) for two frequencies in comparison with values of active resistance and self inductance measured by RLC meter.

Table 1 - Expected voltage drop

I, A	15	25	35	45	55	65	75	85
R, mΩ	0,433	0,972	0,973	1,02	0,952	0,935	0,909	0,900
X _{self} , μΩ	1,62	5,00	6,20	6,84	7,36	7,99	8,61	10,20
X _{mutual} , mΩ	0,47	2,82	3,29	3,76	4,23	4,70	5,17	5,64
Z, mΩ	0,64	2,99	3,44	3,90	4,34	4,80	5,26	5,72
U, mV	6,5	10,8	15,2	19,5	23,8	28,1	32,5	36,8

Table 2 – Dimensions of strip line construction

<i>b</i> , m	0,094	<i>d</i> , m	0,00008
<i>c</i> , m	0,014	<i>l</i> , m	0,2

Table 3 – Comparison of R, L values

<i>f</i> , Hz	120	1000
R _{measured} , mΩ	94	92
R _{calculated} , mΩ	1,00	0,43
L _{measured} , μH	1,0	0,3
L _{calculated} , μH	0,104	1,620

So, from Table 1 is see, that drop of voltage should grow approximately by 0,43mV with 1A. Unfortunately, our measurement didn't confirm this hypothesis, because measured signal was steadily at level about 176mV drop of voltage in all current range. The current range of measurement signal was continuously changed from 15A till 100A. The measured signal by oscilloscope is shown on Fig. 8, where the first yellow signal is the real measured signal of voltage drop by differential probe between measuring points and the blue signal is measured by current probe on the cable before strip line.

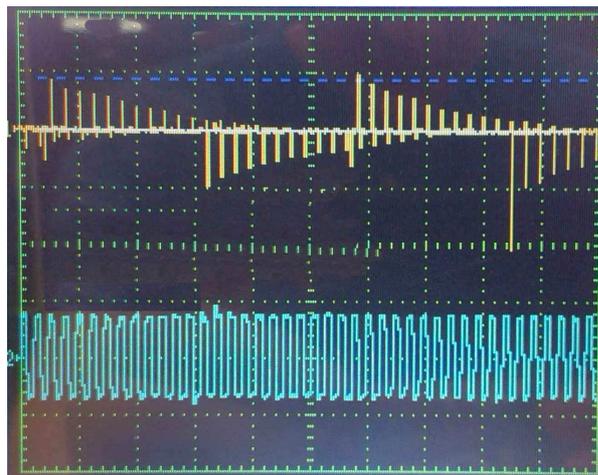


Fig 8. Measured signal by oscilloscope

3. Analyzing results

Theoretically this method of current measurement should work grate, with sufficient accuracy and voltage drop in all range. Unfortunately the measurement by voltage differential probe showed that the method is not comfortable for the construction the sensors, because the noise and random deformation of signal caused by LF generator was to much bigger than readable value of voltage drop.

The steadily value of voltage drop on the bus, could be caused by compensation the value by total impedance, where the active resistance should rise and total reactance should rise too, by equation (11).

Acknowledgment

This work partly has been supported by the SUSEN Project CZ.1.05/2.1.00/03.0108 realized in the framework of the European Regional Development Fund (ERDF).

Literature

1. Measurement of high frequency voltage, current and power factor of inductor. / A. Pechenkov et all. // International Scientific Colloquium, Modeling for Material Processing, Riga, June 8-9, 2006.
2. Simultaneous temperature and ac-current measurements for high voltage lines usány fiber Bragg gratings. / J. Mora et all. // ICMUV, 9 November 2005.
3. I.V. Pozniak, A.Yu. Pechenkov, A.N. Shatunov. Induction Furnace with Cold Crucible as a Tool for Investigation of High Temepature Melts. // Department of Elektrotechnology, Electrotechnical University 197346, St. Petersburg, Prof. Popov str., 5, Russia.
4. U. Batygin, G.Serikov, E. Chaplygin. Measuring results numeral treatment of impulsive currents by means of Rogowsky belt application. // Russia, Khar-kiv,2009.
5. Emil Langer. Teorie indukčníhoohřevu a dielektrickéhoteplo. // ACADEMIA, Praha 1979.

A NEW WAY OF TEACHING DISABLED PEOPLE DISTANTLY

A. Bin Mahboob , A. A. A. Nagi, A.I. Trufanov

Irkutsk State Technical University
abdonagi_ru@mail.ru

Annotation

The main aim of this article is to concentrate on a new way of teaching and customize some sets of rules in order to teach disabled, which is to provide them comfort and get rid of suffering. With the help of the new way, the disabled(s) will be able to stand and forward, beside to the normal one(s). The work will be configured to produce parallel teaching for each of blinds and deaf so that each of them may get the best mode (manner) of learning. Whole of the work can be considered as a kind of programs of qualification and tutorship for the disabled(s).

Preface

Now days, we are living in the wide and advanced world with no limits of knowledge, technology and goals. Looking after the human situations, problems occur and seem clear when disabled as normal one(s) want to achieve their aims using modern technologies to enlist themselves in the index of dexterous personalities.

To overcome their problems, some sets of rules should be created such as giving them variety of chances to learn something new.

The main aim is to provide the best solutions for the disabled learners, who can't use the computer systems as normal one(s) can, so it's better to dissolve the cluster of problems, providing them standards for disabled.

An application programming interface (API) is a protocol intended to be used as an interface by software components to communicate with each other.

An API is a library that may include specification for routines, data structures, object classes, and variables.

The library's specification can take many forms, including an International Standard such as POSIX, vendor documentation such as the Microsoft Windows API, the libraries of a programming language, e.g. Standard Template Library in C++ or Java API[1].

Meanings of disabled, disabling, disables

“Disabilities” is an umbrella term, covering impairments, activity limitations, and participation restrictions. Impairment is a problem in body function or structure; an activity limitation is a difficulty encountered by an individual in executing a task or action; while participation restriction is a problem experienced by an individual in involvement in life situations. *“Thus disability is a complex phenomenon, reflecting an interaction between features of a person's body and features of the society in which he or she lives”*[2].

1. To deprive of capability or effectiveness, especially to impair the physical abilities off.

2. Law to render legally disqualified [3].

Deaf is that person who can't listen. Other words : Deaf means deficient, lacking or in short supply in the sense of hearing or unwilling to hear or listen[4].

Methods

In field of distance education, as for normal people also disable learners must have such the same ability to use and vast range of different PCs with the same standards, which contain their defined systems such as beep codes and BIOS.

Beep codes within the BIOS are the benchmarks to warn users for certain errors. Through these details, not only normal, but also disabled may identify the nature of error. General IBM BIOS Beep codes are listed in the table no.1, which can occur. However, the beep codes may slightly differ because of the wide variety of models shipping with this BIOS[5]

Table No.1

General IBM BIOS Beep codes that can occur

No.	Beep Codes	Description
1	No Beeps	No Power, Loose Card, or Short
2	1 Short Beep	Normal POST, computer is ok
3	2 Short Beep	POST error, review screen for error code
4	Continuous Beep	No Power, Loose Card, or Short
5	Repeating Short Beep	No Power, Loose Card, or Short
6	One Long and one Short Beep	Motherboard issue
7	One Long and Two Short Beeps	Video (Mono/CGA Display Circuitry) issue
8	One Long and Three Short Beeps.	Video (EGA) Display Circuitry
9	Three Long Beeps	Keyboard or Keyboard card error
10	One Beep, Blank or Incorrect Display	Video Display Circuitry problem

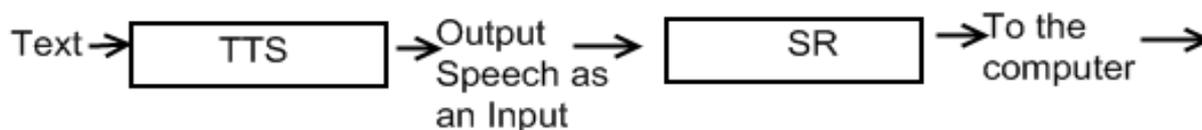
Principal Ideas

After the basics, let's move further into the new horizon. As we know that keyboard is the foremost component of a computer to enter the values. Problem arises when matters fall in the hands of long sighted or bleary. To blow away this hurdle, it's better to use "Braille computer keyboards". These are the simple QWERTY keyboards but have some special Braille characters embedded on it beside the normal characters for normal people. As an alternative way, speech recognizers are the best solution for blinds, which can process the voice commands given by the user. A

keyboard beside the speech recognizer is the best combination for disables (blind and deaf).

To use speech recognizing technology, user must be so efficient in the accent and pronouncing words, which are understandable for Braille computer. Thus speech recognizers are not so effective method to input data, unless and until speaker's speech is easy to encode into machine language. Beside to that, the addition of Sip-and-Puff technology will be one of the best solutions for this problem. It is the input device which is controlled by the rhythmic flow of breath. The touch screen display with highly contrasted and inverted colour scheme is another derived solution.

This drawback can be removed by introducing the combination of Speech synthesis (Text-to-Speech (TTS)) and speech recognition (SR) hardware into our system, where Speech synthesis produces computer generated voice which is acceptable and easy to recognize by speech recognizer to pass on the commands into the computer.



Pic.1. Suggested solution diagram for the input

This method can be useful if voice command consist of only single word or single alphabet, which need to be spoken in order to continue the process. Otherwise there is no difference between entering data through simple keyboard or through this method.

After all it's necessary to know the results which computer produces on our commands, and to know them the output units play special role to facilitate. Data input is not a big deal but to view the results it's necessary to use some advance devices which contribute the main role in distance education. They may be Hi-Fi sound system, LCD monitors or some other kind of device which shows the output result. As for the deaf person, the ideal solution is to have a full size LCD monitor with very low resolution (for bigger image). A blind may use the same configured LCD monitor, if he has the ability to recognize the characters in their maximum size. The Braille terminal or refreshable Braille display is another bounty which recognizes the output characters by touching the risen dots on the displaying surface. The risen dots are created using the screen readers (the software which controls this type of display such as AT-SPI for GNOME, UI Automation (UIA) for Microsoft Windows, Voice Over for OS X and iOS). JAWS (Job Access With Speech) is also one of the software which can also control the SR to send sound signals as an output beside controlling the Braille display.

The above mentioned programs are compiled according to the need and requirement of the users. Recently computers became rich with abilities to manage the multiple display devices for more enhance results, so at the same time the use of numerous displays can provide the user more comfortable environment. Add to that, sound unit guides user for the certain operations using sound signals. It will be fruitful component for the blinds, but for people with the hearing impairment problem may have a question mark! To filter this problem some new features within the computer to the hearing impairment, victim must be introduced .The use of same SR software with the capability of converting speech to text and the high contrast theme for operating system to differentiate the input and output commands within the system is the best combination to advise the user. In this way a person who is blind too must use the Braille display also for his/her convenience, for the further accuracy. It will be preferable for deaf also to utilize the cheap hearing aids like Ear trumpets or some advance Body worn aids for precise results.

Conclusion

Creating such a kind of atmosphere for handicaps ought to provide them privileges. These steps seem to be impossible to implement, but initial foundation is enough to start a journey and create a new vision of progress. As a result on compromising on the technology might not only descend the quality of education, but will also chock the lines of success for the disables. To control this set up, some system software must be also compiled, in order to lead the set up and make an interface between users and the hardware. That interface will have an ability to perform those tasks that are beyond the range of ordinary software. The new setup is to be built in such manner that single interface could perform multi task in a single shift of time. So in this way a handicap may get the full-fledged control over the system and without any discomfort, he may precede his work for hours.

References

1. URL: en.wikipedia.org/wiki/Application_programming_interface
2. URL: www.who.int/topics/disabilities/en/
3. URL: www.thefreedictionary.com/disables
4. URL: www.computerhope.com/beep.htm
5. URL: wiki.answers.com/Q/What_is_a_braille_keyboard_and_how_does_it_work.

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ	3
1. Агарышев А.И., Жанг Н.М. Разработка алгоритма и программы расчётов характеристик распространения декаметровых радиоволн в ионосфере на основе применения закона преломления Снеллиуса	5
2. Богданович Д.В., Магарамов Р.А. Оптические свойства фотонного жидкокристаллического световода с полый сердцевиной отрицательной кривизны	14
3. Буй Суан Тьен, Ченский А. Г., Полетаев А. С. Исследование ионосферы методом радиопросвечивания спутниковыми сигналами	19
4. Губин Н.А., Ченский Д.А., Ченский А.Г. Автоматическая система определения координат автономной донной станции	24
5. Гончаров В. Д., Самсонов Д. С., Горбачев Н. П. Восстановление формы токового импульса с помощью математической обработки сигналов, полученных с пояса Роговского	29
6. Гончаров В. Д., Самсонов Д. С., Горбачев Н. П. К определению обобщенной характеристики связи между формой сигнала и шириной его спектра	33
7. Дудин С.А. Комплекс для оценки функционального состояния человека-оператора по пульсовому сигналу	38
8. Воронков А.А. Разработка электромагнитной отклоняющей системы для установки плазменного упрочнения колес подвижного состава	41
9. Кинаш Н.А., Труфанов А.И., Тихомиров А.А., Умеров Р.А. Подходы к построению сетевых онтологий информационной безопасности	47
10. Кононенко Р.В., Скрипник Р.И. Система радиуправления для теледиагностического робота	55
11. Кудякова О.Н., Черепанова Л.В., Засенко В.Е. Особенности сигналов минимальной частотной манипуляции без разрыва фазы	60
12. Куренкин Д.П., Фискин Е.М. Практическое применение PLC-технологии в системах учета энергоресурсов	66
13. Мазур В.Г., Пудалов А.Д. Унифицированная система для измерений влажности газов и органических жидкостей	70
14. Мазур В.Г., Пудалов А.Д. Расширение диапазона измерений пьезокварцевых влагочувствительных элементов	74
15. Марков А.С., Засенко В.Е Система цифровой радиосвязи	81
16. Никуличев Н.И., Труфанов А.И., Тихомиров А.А. Взаимовлияние сетей городской инфраструктуры	85
17. Нонг Куок Куанг Добротности и аппроксимация кривой добротности с открытым резонатором	89
18. Нырков А.П., Засенко В.Е. Проблемы предоставления инфокоммуникационных услуг в сельских населенных пунктах Иркутского района (области)	93
19. Ныркова Н.В. Анализ сетевой инфраструктуры энергосистемы Иркутской области для внедрения концепции SMART GRID	99

20. Ретивых А.В., Пинкин А.А., Белоусов Р.А., Фискин Е.М. Портативный модуль устройств мониторинга энергоресурсов 105
21. Сетов А. Г., Просвирякова Л.В. Устройство формирования кодов Баркера с минимальной манипуляцией на ПЛИС 110
22. Кюркчан А.Г., Фискин М.Е. Решение задач дифракции волн на периодических поверхностях 113
23. Худякова Е.Ю., Леонова Н.В. Построение структурированной вычислительной сети на основе оптоволокна 118
24. Непомнящий О.В., Митюков В.А. Перспективные технологии кодирования видеопотока в каналах спутниковой связи 122
25. Непомнящий О.В., Хабаров В.А., Правитель А.С. Однокристалльные, динамически реконфигурируемые, адаптивные системы в радиоэлектронной аппаратуре специального назначения 130
26. Королькова Е.Б. Исследование возможности передачи оперативной информации о состоянии подвижного состава в сетях операторов сотовой связи в процессе движения поезда 140
27. Казанцев А.В., Рулинский А.А. Стенд для отладки интеллектуальных датчиков на основе реконфигурируемой системы ввода-вывода NationalInstrumentsCompactRIO 145
28. Казанцев А.В., Строкин Н.А. Плазмооптический масс-сепаратор ПОМС-Е-3. Эксперимент 151
29. Непомнящий О.В., Леонова А.В. Технология архитектурно-независимого, высокоуровневого синтеза сверхбольших интегральных схем на основе функционально-параллельного подхода 167
30. Непомнящий О.В., Лященко Е.Д. Методы и средства компонентного анализа сезонной и суточной динамики прироста и изменения водного режима деревьев 172
31. Сизых М.С. Лабораторный стенд для изучения микроконтроллеров 177
32. Бальзаминов А.В., Вугмейстер Б.О., Егоров М.А., Онишкевич С.А., Петров А.В., Храмцов А.А. Модернизация системы сбора геофизических данных в обсерватории «Талая» 181
33. Егоров М.А., Петров А.В. Лабораторное оборудование для изучения основ эфирного цифрового телевизионного вещания в стандарте DVB-T2 185
34. Воронова Т.С., Мазур В.Г., Пудалов А.Д. Измерение относительной влажности гексана сорбционно-частотным методом 189
35. Федоров М.Э., Куценко С.М. Обнаружение помех, влияющих на работу поездной радиосвязи 194
36. Леонова А.В., Леонова Н.В. Коммуникационный бортовой модуль в стандарте SPACE WIRE для ответственного применения 199
37. Поцелобова А.А., Леонова Н.В. Применение технологии GPON для построения ВОЛС района г. Иркутска 205
38. Дёмин А.П., Труфанов С.В. Изучение магнитного поля в вершине трещины магнитодоменным преобразователем 208

39	Дёмин А.П., Кашапов Р.Р., Петров А.В., Шевчик Р.В. Автоматизация режимов подмагничивания магниточувствительного датчика	212
40	Votava P., Poznyak I. MEASUREMENT OF HIGH FREQUENCY CURRENT IN INDUCTION SYSTEMS	218
41	Bin Mahboob A., Nagi A. A. A., Trufanov A.I. A NEW WAY OF TEACHING DISABLE PEOPLE DISTANTLY	227

ДЛЯ ЗАМЕТОК

ДЛЯ ЗАМЕТОК

Научное издание

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ И СВЯЗИ

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

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

Подписано в печать 16.12.2013. Формат 60 x 90 / 16.
Бумага офсетная. Печать цифровая. Усл. печ. л. 15,0.
Тираж 100 экз. Зак. 191 д/п.

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