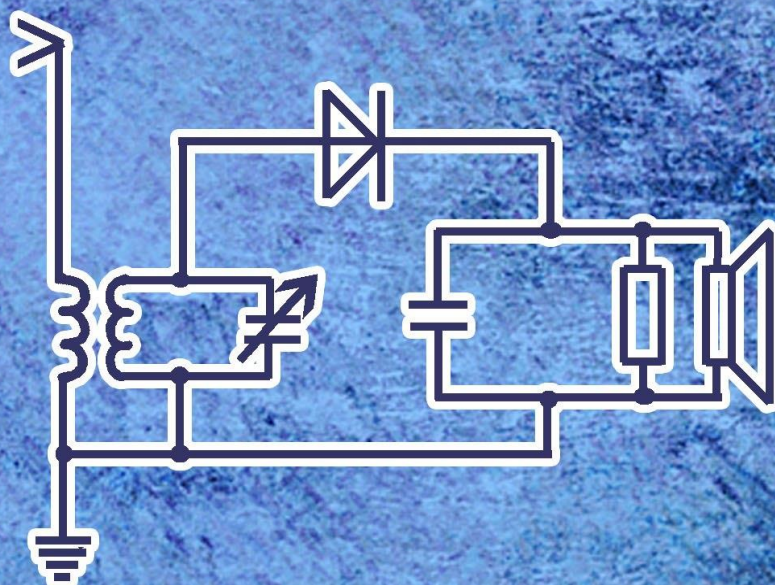


Доклады Омского научного семинара

Современные проблемы радиофизики и радиотехники

Выпуск 3



Омск 2015

Омский научный семинар
«Современные проблемы радиофизики и радиотехники»

**Доклады Омского научного семинара
«Современные проблемы радиофизики и радиотехники»**

Выпуск 3

Омск – 2015

УДК 621.396+654.02+681.2

ББК 32.95+32.97

Д633

Д633 Доклады Омского научного семинара «Современные проблемы радиофизики и радиотехники». Выпуск 3 / отв. ред. С.В. Кривальцевич. – Омск: ОНИИП, 2015. – 80 с.

В сборнике представлены доклады участников Омского научного семинара «Современные проблемы радиофизики и радиотехники» сделанные в 2012-2015 годах на заседаниях семинара. Семинар проводится на базе Омского государственного университета имени Ф.М. Достоевского с января 2010 года. Докладчики и участники семинара студенты, аспиранты сотрудники и преподаватели омских ВУЗов, учреждений РАН, сотрудники Омских предприятий.

УДК 621.396+654.02+681.2

ББК 32.95+32.97

Ответственный редактор – С.В. Кривальцевич

Оглавление

Вступительное слово	4
Аллагулов А.З. Разработка диплексера для выделения сигналов стандарта Tetra и wi-fi	6
Андреев В.В. Приближённые методы расчёта диэлектрических волноводов	10
Ворожцов А.Л., Шкуркин В.В. Оптические волноводы для интегрально-оптических устройств	17
Дудяк Е.И. Методы позиционирования в сетях Wi-Fi	23
Землянов И.С., Дощанов Е.Х. Алгоритм частотной синхронизации сигналов с OFDM	27
Зубков М.П. Применение технологии CUDA для решения задач демодуляции сигналов	35
Косарев Б.А., Танская Т.Н., Корж И.А. Технология встраивания компонентов в печатную плату.....	40
Ложникова Т.В., Галашова С.А. Щелочное травление в производстве кварцевых резонаторов	44
Лысак А.Б. Аутентификация пользователей ЭВМ по динамике рукописной подписи с применением специализированных устройств	52
Привалов Д.Д. Способы повышения точности измерения разности фаз сигналов фазовым пеленгатором в присутствии помехи	56
Суставов А.В. Сравнительная оценка некоторых методов интерполяции, применяемых для построения карт полного электронного содержания ...	65
Танская Т.Н. Микроэлектронные устройства на основе акустических волн	69
Шрайбер А.Л. Проверка электромагнитной совместимости печатных плат	73

Вступительное слово

Омский научный семинар «Современные проблемы радиофизики и радиотехники» начал свою работу в январе 2010 года в Омском государственном университете им. Ф.М. Достоевского. Семинар проводится на базе кафедры экспериментальной физики и радиофизики и кафедры моделирования радиоэлектронных систем (базовая кафедра в ОАО «ОНИИП») ОмГУ им Ф.М. Достоевского.

Основными целями научного семинара являются:

- создание благоприятной среды для обмена опытом;*
- обсуждение новых идей и подходов в радиофизике и радиотехнике;*
- привлечение молодых специалистов к научной и преподавательской деятельности в области радиофизики и радиотехники.*

В настоящее время работа семинара организована по следующим предметным секциям:

- «Радиофизическое зондирование»;*
- «Антенно-фидерные устройства»;*
- «Моделирование процессов и устройств»;*
- «Цифровая обработка сигналов»;*
- «Разработка, конструирование и производство аппаратуры»;*
- «Техника СВЧ».*

Плановые заседания семинара проводятся в последнюю субботу каждого месяца (кроме июля) с 11.30. Место проведения: пр. Мира, 55а (1 корпус ОмГУ), ауд.301. Регламент проведения семинара: Доклад - 15 мин., вопросы - 15 мин., обсуждение – 25-35 минут.

Участниками и докладчиками научного семинара: студенты, магистранты, аспиранты, преподаватели и научные сотрудники ОмГУ им. Ф.М. Достоевского, ОмГТУ, ОмГПУ, ОмГУПС, ОАК им Н.Е. Жуковского и других вузов и сузов; сотрудники организаций ОНЦ СО РАН, специалисты и научные сотрудники ОАО «ОНИИП», ОАО «ЦКБА», ОАО «ОмПО «Иртыш» и других радиоэлектронных предприятий.

В 2010 году состоялось 12 заседаний семинара, был заслушан 31 доклад. В 2011 году состоялось 11 заседаний на которых было заслушано 28 докладов. В 2012 году состоялось 11 заседаний на которых был заслушан 31 доклад. В 2013 году состоялось 14 заседаний на которых был заслушано 39 докладов. В 2014 году состоялось 12 заседаний на которых был заслушано 30 докладов.

Продолжается работа семинара и в 2015 году, на 61 и 62 очередных заседаниях было заслушано 5 докладов.

Все время существования семинара его бессменным секретарем является Елена Геннадьевна Абрамова, начальник научно-исследовательской лаборатории ОАО «ОНИИП». Её усилиями налажена работа по ведению протоколов заседаний и других документов семинара, подготовка заседаний, а также Елена Геннадьевна приглашает новых докладчиков и сама выступила с рядом докладов по тематике секции «Техника СВЧ».

Забота о сайте семинара лежит целиком и полностью на Александре Леонидовиче Ворожцове, магистранте ОмГУ и инженер-технологе ОАО «ЦКБА». Его усилиями разработан и поддерживается сайт семинара, на котором всегда можно познакомиться с программой предстоящего семинара, отчетами о предыдущих заседаниях, новостями о конференциях и семинарах проводимых в городе Омске. На сайте, который расположен по адресу: www.радиосеминар.рф размещаются фотографии с заседаний семинара, презентации докладов и иные материалы, представленные авторами.

Также хочется выразить слова благодарности декану ФФ ОмГУ им. Ф.М Достоевского Марии Геннадьевне Потуданской, ведущему инженеру ОАО «ЦКБА» Юрию Николаевичу Вольхину, старшему научному сотруднику ОФ ИМ СО РАН Дмитрию Евгеньевичу Зачатейскому за поддержку семинара. И конечно огромное спасибо всем докладчикам и участникам семинара.

Издание данного сборника, как и первых двух выпусков, осуществлено благодаря поддержке генерального директора ОАО «ОНИИП», ОАО «ОмПО «Иртыш» Владимира Александровича Березовского.

Приглашаем всех желающих поделиться результатами своих научных достижений на наш семинар. По всем вопросам участия в семинаре и тематике его проведения вы можете обратиться непосредственно к руководителю семинара и секретарю семинара.

*Кривальцевич С.В.
руководитель научного семинара
kriser2002@mail.ru*

Разработка диплексера для выделения сигналов стандарта Tetra и wi-fi

А.З. Аллагулов, магистрант, инженер

В статье описывается процесс проектирование диплексера, реализуемого топологически на микрополосковой линии, с помощью методов расчета фильтров на элементах с распределенными параметрами, основанных на использовании фильтров-прототипов нижних частот с сосредоточенными постоянными. Описываемое устройство в полосах пропускания плеч ФНЧ и ППФ имеет уровень КСВН не более 1,5, затухание в полосе пропускания каждого из плеч менее 0,6 дБ, затухание в полосе заграждения по уровню менее -50 дБ.

Ключевые слова: диплексер, Tetra, Wi-Fi, ФНЧ, ППФ, элементы с распределенными параметрами.

Проектирование и исследование высокоизбирательных частотных фильтров, диплексеров и мультиплексеров является важным аспектом при разработке устройств интегральной СВЧ электроники и имеет высокую практическую значимость. Эти фильтры являются базовыми элементами гибридных, монолитных и объемных интегральных схем, что определяется компактностью их структур, высокой предельной частотной избирательностью и электромагнитной совместимостью со смежно расположенными на подложке элементами интегральных схем. Они находят широкое применение в различных системах радиосвязи УВЧ, СВЧ, и КВЧ диапазонов в качестве входных и выходных элементов приемно-передающей аппаратуры.

Учитывая частотный диапазон фильтрации сигнала, наиболее целесообразной линией передачи для реализации топологии частотных фильтров, входящих в состав разрабатываемого диплексера, является микрополосковая линия (рис. 1). Частотно-избирательные устройства, выполненные на микрополосковой линии, обладают рядом преимуществ, основным из которых является их технологичность: при серийном изготовлении стоимость устройства резко снижается, они имеют малые габариты, их конструкции поддаются точному расчету, что позволяет производить проектирование с помощью специализированных САПР.

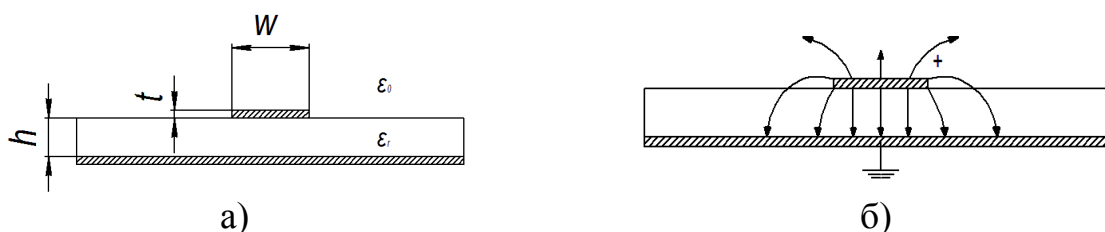


Рисунок 1. Поперечное сечение (а) и структура поля (б) в микрополосковой несимметричной линии

При проектировании фильтра нижних частот (ФНЧ) использовался метод прототипных схем, содержащих элементы с сосредоточенными постоянными. Данный метод описан в [3]. Переход от элементов с сосредоточенными постоянными осуществляется с помощью П-образной схемы замещения для однородной линии передачи без потерь.

Реализация ФНЧ осуществляется путем использования чередующихся отрезков длинной линии с низким волновым сопротивлением и высоким волновым сопротивлением при волновом сопротивлении подводящих линий 50 Ом (рис. 2).

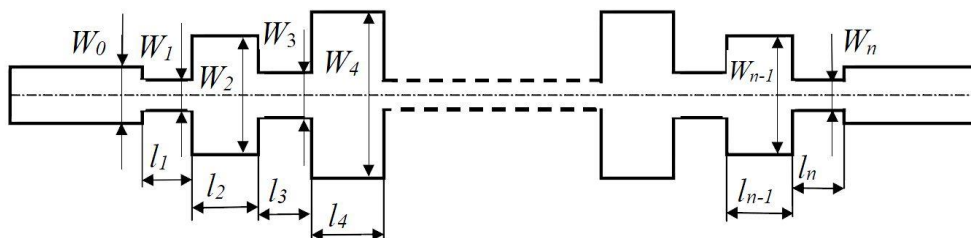


Рисунок 2. Топология фильтра нижних частот на скачках волнового сопротивления

Для проектирования полосно-пропускающего фильтра (ППФ) также можно использовать фильтры-прототипы и реактансное частотное преобразование по методике, описанной в [1]. Наиболее простым расчетом волновых параметров отличаются ППФ на связанных полуволновых резонаторах, которые представляет собой каскадное включение четвертьволновых связанных линий передачи, два плеча которых соединяются с соседними каскадами, а два других работают в режиме холостого хода или короткого замыкания (рис. 3).

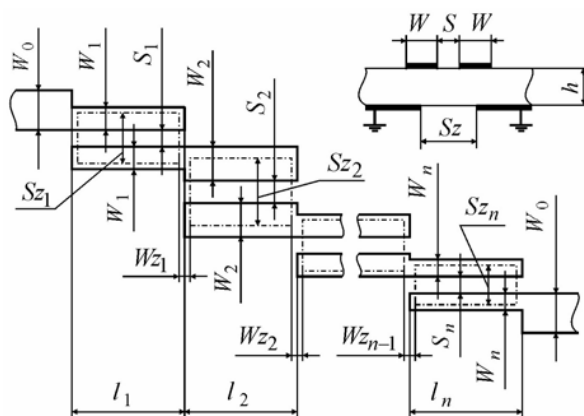


Рисунок 3. Топология ППФ на связанных полуволновых резонаторах

Каждый каскад имеет длину, равную четверти длины волны на центральной частоте ППФ и волновые сопротивления четного Z_{0e} и нечетного Z_{0o} колебаний. Сопротивления четного и нечетного типов колебаний каждого звена фильтра можно найти, определив требуемое число звеньев фильтра и характеристики инверторов проводимости.

Геометрические размеры линий передачи определяют, используя найденные значения Z_{0e} и Z_{0o} по справочной литературе. Количество элементов фильтра-прототипа определяется видом и параметрами частотной характеристики проектируемого фильтра. При этом необходимо учитывать, что

число каскадно-включенных звеньев фильтра на связанных линиях на 1 больше числа элементов фильтра-прототипа.

В результате синтеза двух частотных фильтров в специализированной САПР, предназначенной для электромагнитного моделирования, была построена трехмерная модель диплексера и проведен электродинамический анализ. Проектируемый диплексер состоит из топологически реализованных ФНЧ на скачках волнового сопротивления и ППФ на связанных полуволновых резонаторах. Для согласования фильтров использовались относительно простые методы развязки, описанные в [4], которые обеспечивают достаточное ослабление паразитного взаимодействия между фильтрами. Оба фильтра были рассчитаны на входное сопротивление 50 Ом и соединены между собой последовательным способом. Для уменьшения реактивных неоднородностей и искажения характеристик в месте соединения фильтров проводник фильтра нижних частот смещен относительно выходного порта устройства приблизительно на четверть длины волны (рис. 4).

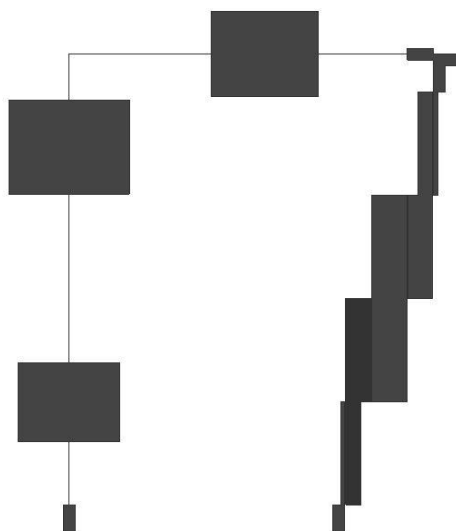


Рисунок 4. Топология диплексера, состоящего из ФНЧ и ППФ

Зависимость коэффициентов передачи и отражения от частоты для каждого из портов устройства представлены на рисунке 5.

Описываемый в статье диплексер рассчитан на диапазоны частот от 305 до 495 МГц (стандарт TETRA) и от 2.35 до 2.5 ГГц (стандарт Wi-Fi). В качестве линии передачи для реализации выбрана микрополосковая линия, габариты подложки составляют 120x100x0.787 мм. Диплексер предполагается изготавливать с помощью технологии фотолитографии, описание процесса приводится в [2], на материале FR-4 в едином технологическом процессе.

Разработанное устройство имеет следующие характеристики:

- развязка составляет менее -50 дБ;
- уровень затухания сигнала в полосах пропускания не превышает 0.5 дБ,
- коэффициент пульсации в полосах пропускания не более 0.3 дБ,
- уровень КСВН в рабочих диапазонах не более 1,5.

Устройство имеет удовлетворительное согласование.

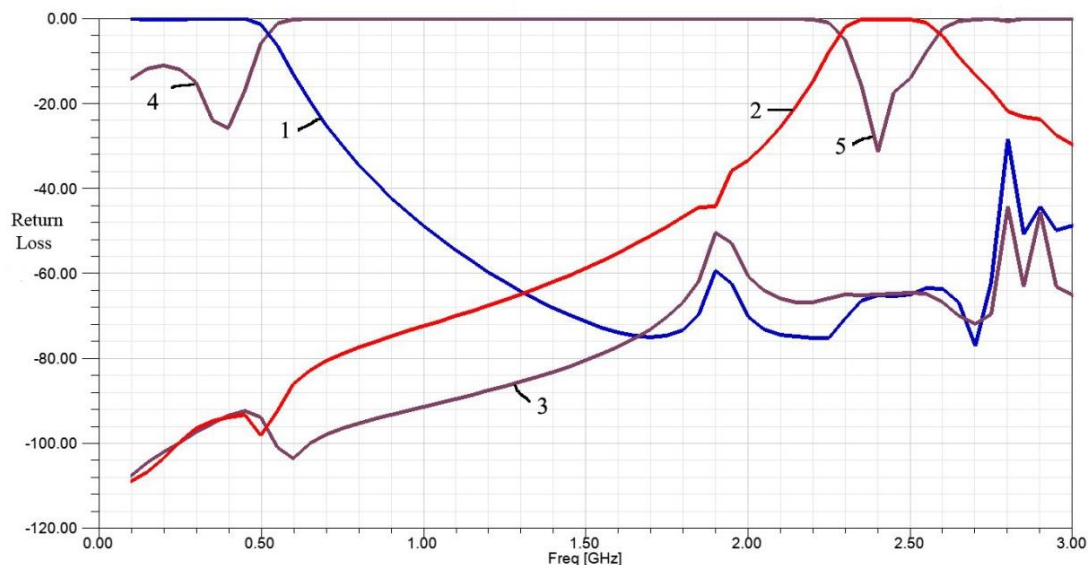


Рисунок 5. АЧХ диплексера. 1 – коэффициент передачи в плече ФВЧ, 2 – коэффициент передачи в плече ППФ, 3 – развязка между каналами устройства, 4-коэффициент отражения в плече ФВЧ, 5 – коэффициент отражения в плече ППФ.

Для решения задачи параметрического синтеза и получения геометрических параметров устройства использовались методы на основе прототипных схем. Эти методы подразумевают использование уже существующих фильтров-прототипов нижних частот на сосредоточенных параметрах, поэтому при проектировании СВЧ фильтров приходится вводить некоторые приближения. Несмотря на это, метод обеспечивает хорошую точность расчета в пределах значительной части частотного диапазона. Вместе с тем он исключает элемент предположительности, присущий классическому методу расчета по характеристическим параметрам.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Веселов Г.И. Микроэлектронные устройства СВЧ: Учеб. пособие для радиотехнических специальностей вузов / Г. И. Веселов, Е. Н. Егоров, Ю. Н. Алехин и др. М., 1988.
- [2] Вольман В.И. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / В.И. Вольмана. М., 1982.
- [3] Малорацкий Л.Г. Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях. / Л.Г. Малорацкий, Л.Р. Явич. М., 1972.
- [4] Маттей Д. Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи / Д.Л. Маттей, Л. Янг, Е. М. Т Джонс. М., 1972.

Альберт Зайнуллович Аллагулов, ОмГУ им. Ф.М. Достоевского, ОАО «ОНИИП»,
644077, г. Омск, пр. Мира 55-А, goonnors@mail.ru

Приближённые методы расчёта внедрённых диэлектрических волноводов

В.В. Андреев, магистрант

В данной работе рассматриваются приближённые методы расчета полосковых внедрённых диэлектрических волноводов. Рассмотрены методы сведения полоскового волновода к двум планарным и метод эффективного показателя преломления. Выполнено сравнение результатов, полученных данными методами, с результатами, полученными ранее методом Гоэлла.

Ключевые слова: волноводы, приближённые методы расчёта.

В настоящее время оптоэлектроника является одним из самых востребованных направлений современной электроники. Её приборы используются, и довольно успешно, во многих системах для передачи, хранения и обработки информации. А перспективы развития данного направления поистине очень велики.

Интерес к использованию для передачи и обработки информации оптических пучков, вместо обычных электрических импульсов, возник в самом начале 60-х гг. Тогда были изобретены источники когерентного излучения – лазеры, впоследствии доказавшие свою эффективность. Она заключается, прежде всего, в скромных энергозатратах, удобности использования и малых размерах изделий. Эти и некоторые последующие открытия и дали начало новому научному направлению – интегральной оптике.

Диэлектрические волноводы представляют собой структуры, которые служат для направления и ограничения света в устройствах интегральной оптики [6,7]. Они, конечно, бывают различными. В данной работе рассматриваются полосковые внедрённые волноводы. Для внедрённых волноводов не существует точных аналитических решений. Для их расчётов используются различные численные методы, в частности метод Гоэлла, использующий разложения напряжённости электрического и магнитного полей в ряды, содержащие произведения тригонометрических функций и функций Бесселя или модифицированных функций Бесселя. Этим методом мною были рассчитаны постоянные распространения и распределения полей в выпускной работе бакалавра. Он требует больших затрат времени.

Если показатель преломления окружающей среды мало отличается от показателя преломления волновода, то можно использовать приближённые методы расчёта, требующих меньших вычислительных мощностей. К ним относятся метод сведения задачи о полосковом волноводе к задаче о двух планарных волноводах, метод эффективного показателя преломления.

Цель настоящей работы – рассчитать постоянные распространения в полосковом внедрённом диэлектрическом волноводе приближёнными методами и сравнить полученные результаты с результатами, полученными ранее методом Гоэлла.

Приближённые методы расчёта полосковых волноводов.

На рис.1 изображено поперечное сечение полоскового диэлектрического волновода размером $2a \times 2d$, сердцевина которого имеет показатель преломления n_1 и окружена с четырёх сторон средами с показателями преломления n_2, n_3, n_4, n_5 . Ось z направлена вдоль оси волновода. Волновод неограничен вдоль оси z . В таком волноводе распространяются моды двух типов. Моды одного типа, обозначаемые E_{NM}^x , поляризованы в основном вдоль оси x , а моды иного типа, обозначаемые E_{NM}^y - вдоль оси y . Индексы N и M показывают число нулей в распределении поля в направлениях x и y соответственно. Для такой структуры не существует точных аналитических решений волновых уравнений.

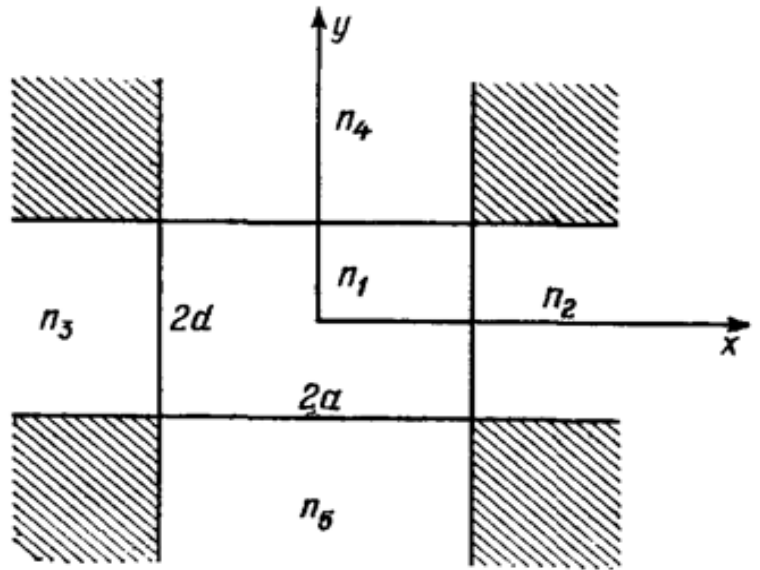


Рис.1. Сечение полоскового диэлектрического волновода.

Будем считать, что электромагнитные волны локализованы в области 1 и быстро затухают в областях 2, 3, 4, 5. Предположим, что в заштрихованные на рис.1 области поле проникает ещё меньше, поэтому полями в этих областях можно пренебречь. Наиболее точным это приближение будет для мод, далёких от отсечки.

Будем искать решения системы уравнений Максвелла [2,3,4,5] в виде (1) и (2):

$$\vec{E} = \vec{E}_0(x, y)e^{-i(\omega t - \beta z)}; \quad (1)$$

$$\vec{H} = \vec{H}_0(x, y)e^{-i(\omega t - \beta z)}; \quad (2)$$

где \vec{E} – напряженность электрического поля, \vec{H} – напряженность магнитного поля, β – проекция волнового вектора на ось z , называемая постоянной распространения.

Из уравнений Максвелла следует, что поперечные составляющие напряжённостей E_x, E_y, H_x, H_y можно выразить через продольные составляющие E_z и H_z . Следовательно, для того чтобы определить электрическое и магнитное поля в волноводе и окружающей среде достаточно найти E_z и H_z .

Найдем поля в волноводе, то есть в области 1. Волновое уравнение на E_z в области 1 имеет вид (3):

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + h_1^2 E_z = 0, \quad (3)$$

где $h_1^2 = \frac{\omega^2}{c^2} n_1^2 - \beta^2 = k^2 n_1^2 - \beta^2$, k – волновое число для вакуума.

Предполагая, что переменные в уравнении (3) разделяются, получаем его решение в виде:

$$E_z = A \cos(k_x(x + \xi)) \cos(k_y(y + \eta)), \quad (4)$$

где k_x и k_y – проекции волнового вектора на оси x и y .

Постоянные A , ξ , η можно подобрать так, чтобы H_x обратилось в нуль. Тогда, используя уравнения Максвелла, H_z можно найти через E_z :

$$H_z = -\frac{\omega \varepsilon_0 n_1^2 k_y A}{k_x \beta} \sin(k_x(x + \xi)) \sin(k_y(y + \eta)). \quad (5)$$

Волны, распространяющиеся в волноводе, называются слабонаправляемыми, если показатели преломления n_2, n_3, n_4, n_5 мало отличаются от n_1 .

Для слабонаправляемых волн $\beta \approx kn_1$. Это можно показать, используя лучевое рассмотрение. Из рис. 2 следует, что $\beta = k_z = kn_1 \sin \theta$.

Для того чтобы волна распространялась в волноводе, угол падения должен быть больше угла полного внутреннего отражения: $\theta > \theta_{np}$.

$$\sin \theta_{np} = \frac{n_j}{n_1} \approx 1 \rightarrow \theta_{np} \approx 90^\circ$$

Из чего следует, что $\theta \approx 90^\circ$ и $\beta \approx kn_1$. Следовательно, для

слабонаправляемых мод h_1 мало и $k_x \ll \beta$ и $k_y \ll \beta$.

Вычисляем E_x и E_y , используя E_z и H_z , получаем (6) и (7):

$$E_x = -\frac{iA(\beta^2 + k_y^2)}{k_x \beta} \sin(k_x(x + \xi)) \cos(k_y(y + \eta)); \quad (6)$$

$$E_y = \frac{ik_y A}{\beta} \cos(k_x(x + \xi)) \sin(k_y(y + \eta)). \quad (7)$$

$k_x / \beta \ll 1$, $k_y / \beta \ll 1$, следовательно $E_y \ll E_z \ll E_x$. Таким образом, мы рассматриваем E_{NM}^x -моды, поляризованные в основном вдоль оси x .

Переходим к определению полей в окружающей волновод среде. Волновое уравнение на E_z в области 2 имеет вид (8):

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + h_2^2 E_z = 0, \quad (8)$$

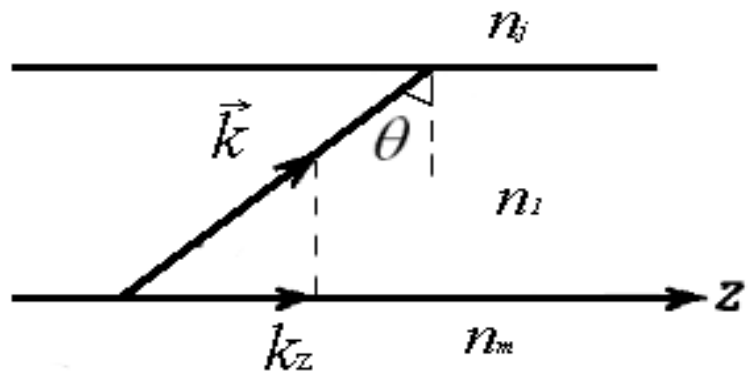


Рис.2. Лучевое рассмотрение плоского диэлектрического волновода.

где $h_2^2 = \frac{\omega^2}{c^2} n_2^2 - \beta^2 = k^2 n_2^2 - \beta^2$.

Предполагая, что переменные в уравнении (8) разделяются, получаем его решение в виде:

$$E_z = B \cos\left(\sqrt{h_2^2 + \gamma_2^2} (y + \alpha)\right) e^{-\gamma_2 x}, \quad (9)$$

где B и α - постоянные.

γ_2 находится из условия непрерывности E_z на границе областей 1 и 2.
 $\gamma_2^2 = k_y^2 - h_2^2$.

H_z в области 2 находим, используя уравнения Максвелла и условие $H_x = 0$:

$$H_z = \frac{\omega \varepsilon_0 n_2^2 A k_y}{\beta \gamma_2} \cos(k_x (a + \xi)) \sin(k_y (y + \eta)) e^{-\gamma_2 (x-a)}. \quad (10)$$

Аналогичным образом находятся E_z и H_z в области 3:

$$E_z = A \cos(k_x (\xi - a)) \sin(k_y (y + \eta)) e^{\gamma_3 (x+a)}, \quad (11)$$

$$H_z = -\frac{\omega \varepsilon_0 n_3^2 A k_y}{\beta \gamma_3} \cos(k_x (\xi - a)) \sin(k_y (y + \eta)) e^{\gamma_3 (x+a)}, \quad (12)$$

где $\gamma_3^2 = k_x^2 - h_3^2$.

Из непрерывности H_z на границе областей 1 и 2 следует равенство:

$$\sin(k_x (a + \xi)) = -\frac{n_2^2 k_x}{n_1^2 \gamma_2} \cos(k_x (a + \xi)). \quad (13)$$

Из непрерывности H_z на границе областей 1 и 3 следует равенство:

$$\sin(k_x (\xi - a)) = \frac{n_3^2 k_x}{n_1^2 \gamma_3} \cos(k_x (\xi - a)). \quad (14)$$

Преобразуем (13) и (14) так, чтобы исключить ξ , и получаем:

$$\operatorname{tg} 2k_x a = \frac{n_1^2 k_x (n_3^2 \gamma_2 + n_2^2 \gamma_3)}{n_2^2 n_3^2 k_x^2 - n_1^4 \gamma_2 \gamma_3}. \quad (15)$$

Уравнение (15) совпадает с дисперсионным уравнением для ТМ-мод планарного волновода, изображенного на рис. 3.

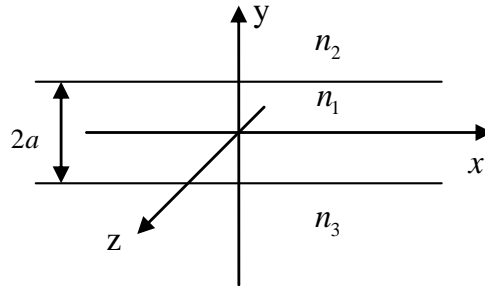


Рис. 3. Сечение планарного волновода, для которого дисперсионное уравнение совпадает с (15).

Проводя вычисления для областей 4 и 5, получаем второе дисперсионное уравнение:

$$\operatorname{tg} 2k_y d = \frac{(\gamma_4 + \gamma_5)k_y}{k_y^2 - \gamma_4 \gamma_5}. \quad (16)$$

При выводе (16) использовалась непрерывность составляющих напряжённостей E_x и H_z на границах областей 1 и 4, 1 и 5. Составляющая напряжённости E_z не является непрерывной на этих границах, её невозможно сделать непрерывной в рамках рассматриваемого приближения.

Уравнение (16) совпадает с дисперсионным уравнением для ТЕ-мод плоского волновода, изображенного на рис. 4.

Решая уравнение (15), можно найти k_x при различных значениях k , а решая (16) - k_y . Постоянные распространения находятся по формуле $\beta = \sqrt{k^2 n_1^2 - k_x^2 - k_y^2}$.

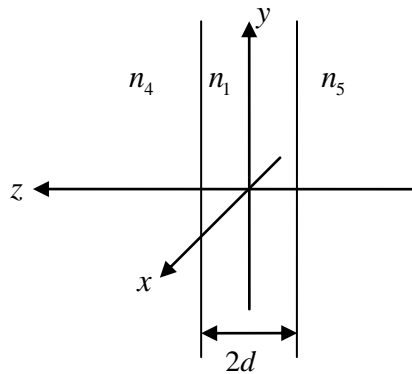


Рис.4. Сечение плоского волновода, для которого дисперсионное уравнение совпадает с (16).

E_{NM}^y -моды можно рассчитать аналогично E_{NM}^x -модам.

Модификацией рассмотренного метода расчета является метод эффективного показателя преломления [8]. В этом методе в случае E_{NM}^x -мод решается уравнение (15), находятся k_x , через которые находятся эффективные показатели преломления:

$$n_{eff} = \sqrt{n_1^2 - \left(\frac{k_x}{k}\right)^2}. \quad (17)$$

Для каждого k_x и n_{eff} находятся k_y из уравнения (16).

Постоянные распространения β вычисляются с помощью k_x и k_y таким образом:

$$\beta = \sqrt{k^2 n_{eff}^2 - k_y^2}. \quad (18)$$

Выполнение расчётов.

Расчеты выполнены для волновода квадратного сечения с размерами $a = d = 5$ мкм. Показатели преломления принимались равными $n_1 = 2.234$ (ниобат лития с примесью титана), $n_2 = n_3 = n_4 = n_5 = 2.214$ (ниобат лития).

При вычислениях были использованы безразмерные величины \mathbf{B} и \mathbf{P} , которые выражаются формулами (19) и (20):

$$\mathbf{B} = \frac{kd}{\pi} \sqrt{\frac{n_1^2}{n_2^2} - 1}; \quad (19)$$

$$\mathbf{P}^2 = \frac{(\beta/k_2)^2 - 1}{n_1^2/n_2^2 - 1} = 1 - \frac{(k_x^2 + k_y^2)d^2}{\pi^2 \mathbf{B}^2}. \quad (20)$$

\mathbf{B} пропорциональна частоте. \mathbf{P} играет роль постоянной распространения. Величина \mathbf{P} удобна тем, что она принимает значения от 0 до 1.

Были созданы программы, реализующие данные методы и построены графики постоянных распространения на основе полученных данных. Результаты расчётов приведены на рис. 5.

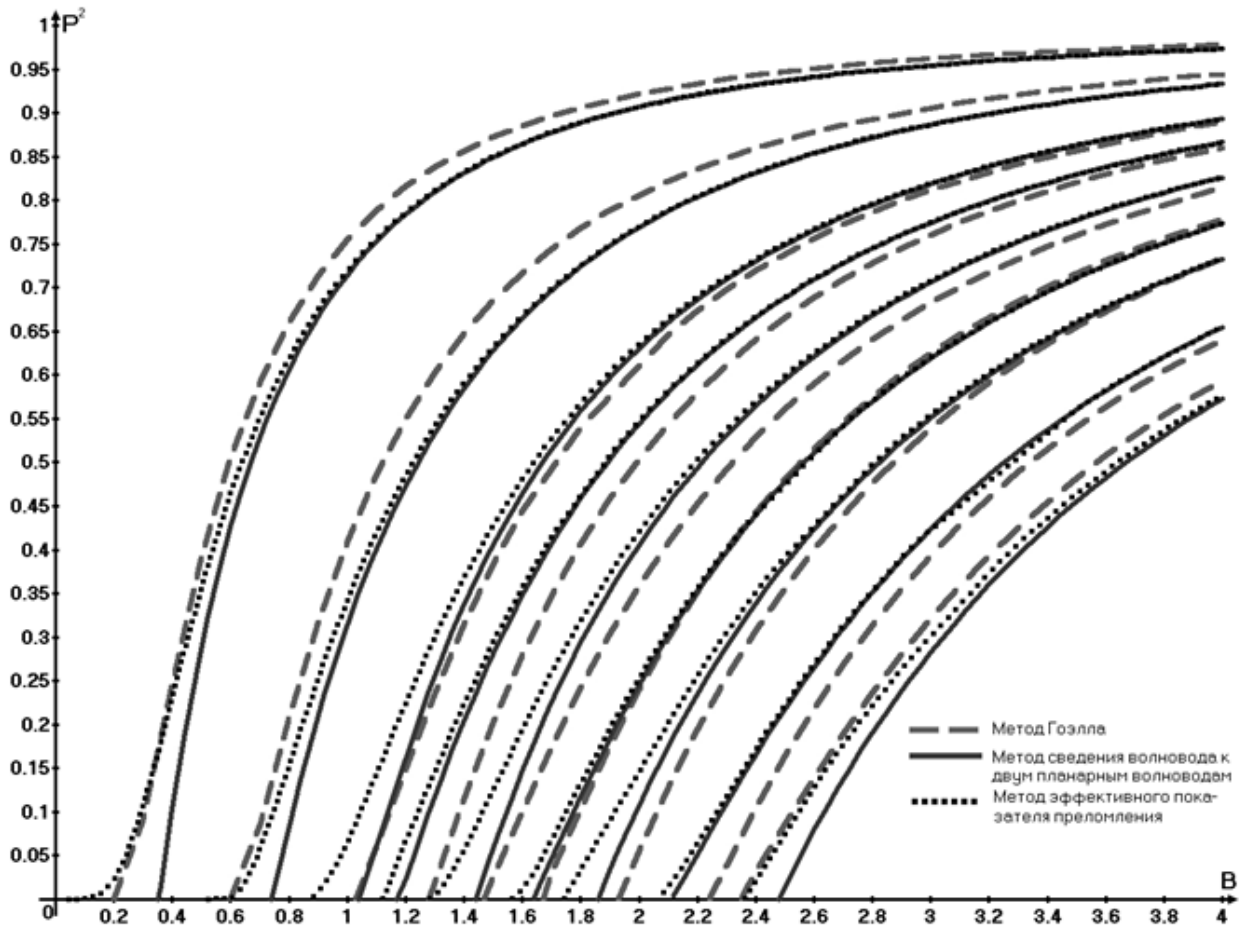


Рис.5. Зависимость квадрата безразмерной постоянной распространения от безразмерной частоты \mathbf{B} .

Из рис. 5 хорошо видно, что результаты, полученные с помощью приближённых методов, хорошо согласуются с результатами, полученными

методом Гоэлла [1] особенно вдали от частот отсечки. Метод сведения к двум планарным волноводам и метод эффективного показателя преломления отличаются друг от друга только вблизи частот отсечки. Вдали от частот отсечки они совпадают. Метод эффективного показателя преломления в некоторых случаях даёт результаты лучше, чем метод сведения к двум планарным волноводам.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Андреев, В. В. Расчёт электромагнитных полей в прямоугольных диэлектрических волноводах. Выпускная квалификационная работа на степень бакалавра. / В.В. Андреев. – Омск, 2013. – 34 с.
- [2] Клэр, Ж. Введение в интегральную оптику / Ж. Клэр; Перевод с фр. Н.Г. Соколова. – М.: Советское радио, 1980. – 104 с.
- [3] Маркузе, Д. Оптические волноводы / Д. Маркузе; Перевод с англ. В.В. Шевченко. – М.: Мир, 1974. – 579 с.
- [4] Семенов А.С. Интегральная оптика для систем передачи и обработки информации / А.С. Семенов, В.Л. Смирнов, А.В. Шмалько. – М.: Радио и связь, 1990. – 227 с. – ISBN – 5-256-00738-6.
- [5] Снайдер, А. Теория оптических волноводов / А. Снайдер; Перевод с англ. В.В. Шевченко. – М.: Радио и связь, 1987. – 656 с.
- [6] Тамир, Т. Интегральная оптика / Т. Тамир; Перевод с англ. В.А. Сычугов. – М.: Мир, 1978. – 344 с
- [7] Тамир, Т. Волноводная оптоэлектроника / Т. Тамир; Перевод с англ. Г.В. Конюшенко. – М.: Мир, 1991. – 575 с. – ISBN 5-03-001903-0.
- [8] Унгер, Х. Планарные и волоконные оптические волноводы / Унгер Х.; Перевод с англ. В.В. Шевченко. – М.: Мир, 1980. – 640 с.

Виктор Викторович Андреев, ОмГУ им. Ф.М. Достоевского, физический факультет,
644077, г. Омск, пр. Мира 55-А, vit1992max@yandex.ru

Оптические волноводы для интегрально-оптических устройств

А.Л. Ворожцов, инженер-технолог, магистрант,
В.В. Шкуркин, доцент

В данном докладе будет дано определение оптическому волноводу, приведена его классификация, определены его основные виды в интегральных оптических схемах. Приведен пример технологии изготовления оптического волновода в интегральной оптической схеме.

Ключевые слова: Оптический волновод, классификация оптического волновода, основные виды оптического волновода в интегральных оптических схемах.

Введение

Основным элементом в оптических устройствах и системах является оптический волновод. Его роль аналогична металлическому проводнику в электронных схемах, в первую очередь – это среда распространения сигнала. Но если в 19 веке основным материалом для этого было стекло, то в 20 веке спектр применяемых материалов значительно расширился. Причиной послужило появление в 60-х годах прошлого века технологии планарной реализации оптической схемы. В качестве материалов подложек и тонких пленок, помимо стёкол, стали использовать монокристаллические диэлектрики и полупроводники, а также металлы и композитные материалы.

Всё это сформировало технологии передачи и управления сигнала в самостоятельные отрасли науки и техники. Так, вопросы распространения оптических сигналов на большие расстояния решаются волоконной оптикой, а задачи управления оптическими сигналами реализуются в интегральных оптических схемах и изучаются интегральной оптикой (интегральной фотоникой).

Настоящий доклад будет посвящен оптическим волноводам для интегральных оптических схем.

Определение оптического волновода

Оптический волновод – это протяженная структура, обладающая определенной геометрией и профилем показателя преломления, окруженная средой с иным показателем преломления (как правило, более низким). В приближении геометрической оптики (лучевой) – оптический волновод определяется законами отражения, и преломления света на границе раздела сред.

В приложениях интегральной оптики, оптический волновод – это, как правило, диэлектрик прямоугольного сечения с дальностью передачи сигнала в несколько сантиметров. В волоконной оптике – это диэлектрик круглого сечения (оптическое волокно) с максимальной дальностью передачи в десятки и сотни километров.

Классификация оптических волноводов

На сегодняшний день всё разнообразие оптических волноводов (рис.1) можно условно разбить на 4 группы и квалифицировать по двум параметрам:

геометрии волновода и профилю показателя преломления (диэлектрической проницаемости) в продольных и поперечных сечениях.



Рис.1. Основные виды оптических волнопроводов
(С. Воробьев и др., Вычислительная фотоника, 2012)

По геометрии – волноводы делятся на регулярные и нерегулярные.

К **регулярным** относятся волноводы имеющие равномерную и гладкую границу между сердцевиной волновода и окружающей средой, а также

отсутствие модуляции показателя преломления в продольном направлении. Например, полосковые или цилиндрические (оптоволокно)

Нерегулярные волноводы имеют пространственно-периодическую модуляцию либо геометрических параметров, либо показателя преломления. В первую очередь это брэгговские волноводы (волоконные или интегральные) и фотоннокристаллические.

Волноводы могут выступать не только как пассивные, но как активные устройства передачи сигнала. Волноводы с **усиливающей средой** используются в волоконных лазерах и усилителях.

Четвертая группа волноводов – это **плазмонные** волноводы. Они реализуются, как правило, в виде протяженной полоски металла, шириной много меньшей длины волны излучения. Оптический сигнал распространяется не внутри плазмонного волновода, а по его поверхности, в виде поверхностной электромагнитной волны.

Базовые элементы волноводов и интегрально-оптических структур

Существует дополнительные признаки классификации оптических волноводов, частично представленных на рис.1.

В зависимости от совокупности этих признаков можно выделить основные конфигурации волноводных структур (рис.2) реализуемых в интегральной оптической схеме. С некоторым допущением, эти структуры можно назвать базовыми интегрально-оптическими элементами, по аналогии с базовыми элементами пассивной части электронных схем – проводниками, резисторами, индуктивностями и конденсаторами.



Рис.2. Основные виды направляющих структур интегральной фотоники
(С. Воробьев и др., Вычислительная фотоника, 2012)

Большое разнообразие физической реализации оптических волноводов вызвано сложным поиском оптимального соотношения заявленных требований к интегрально-оптическим схемам и волноводам – и технологической возможности воплощения их в данном конструктиве с приемлемыми затратами. На рис.3 показаны некоторые реализации оптических волноводов разделённых по геометрии поперечного сечения.

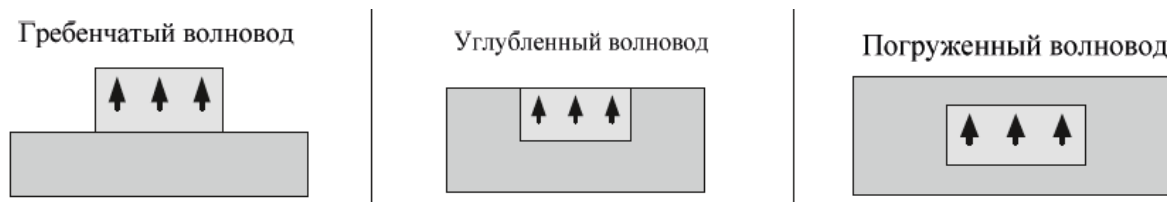


Рис.3. Основные виды геометрии поперечного сечения волноводных структур
(С. Воробьев и др., Вычислительная фотоника, 2012)

Ниже будет приведен пример технологии получения углублённого волновода.

Технология получения полосковых оптических волноводов на примере $Ti:LiNbO_3$ и ионного обмена

Одними из первых материалов потеснивших стекло в современных интегрально-оптических схемах стал ниобат лития $LiNbO_3$. Благодаря своим высоким электрооптическим и акустооптическим коэффициентами, а также широкому промышленному производству для смежных отраслей (например, акустоэлектронике) ниобат лития и в 21 веке является одним из востребованных материалов для интегральных оптических устройств.

На сегодняшний день для формирования волноводных структур на подложках ниобата лития используются два метода:

- Термодиффузия титана
- Ионный обмен (протонное замещение)

Термодиффузия титана. Технология получения волноводных структур или оптических каналов достаточно проста и известна. Рисунок волноводов на поверхности формируется согласно технологии изготовления гибридных интегральных схем. В качестве примера выбран маршрут «взрывной» фотолитографии с металлизированным фотошаблоном на окиси железа. Основные этапы представлены на рис. 4. Предварительно поверхность кристалла $LiNbO_3$ полируется до 2-го класса чистоты по ГОСТ11141-84. Перед нанесением фоторезиста (как правило, центрифугированием) пластина очищается от органических и неорганических загрязнений. После экспонирования, проявления рисунка, сушки и дублирования фоторезиста на подложку осаждается пленка титана. Титан осаждается методами магнетронного или ионно-плазменного распыления в вакууме, после чего помещается в растворитель фоторезиста. В результате, фоторезистивная маска с нанесенным на неё титаном удаляется, а на пластине остаются только полоски титана осажденные в окна фоторезистивной маски. После замера ширины полоски титана и её толщины, пластина помещается в печь на 10-20 ч. при температуре 1000-1050 °С. Для предотвращения обратной диффузии Li_2O из кристалла, в печь подаётся влажный аргон. Параметры получаемого оптического канала (диаметр модового пятна, затухание и т.п.) значительно

зависят от количества титана внедрённого в ниобат лития, времени и температуре диффузии.

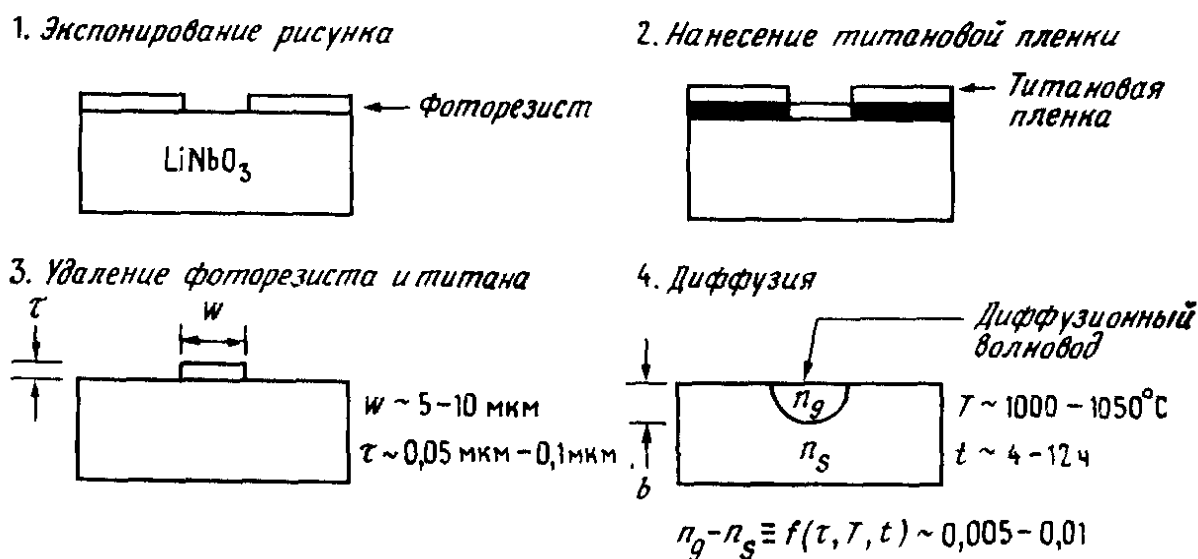


Рис.4. Основные этапы создания полосковых волноводов из $\text{Ti}:\text{LiNbO}_3$
(Т. Тамир Волноводная оптоэлектроника, 1991)

Ионный обмен (протонное замещение). Изменение показателя преломления в LiNbO_3 возможно не только за счёт внедрения атомов титана, но и за счёт замещения ионов лития протонами. В отличие от $\text{Ti}:\text{LiNbO}_3$, ионный обмен позволяет получать волноводы со ступенчатым профилем показателя преломления. В качестве источника протонов наиболее часто используется бензойная кислота. Метод ионного обмена относительно прост. На предварительно подготовленной пластине LiNbO_3 методами вакуумного осаждения и фотолитографии формируется металлическая маска с окнами для будущих волноводных структур. Затем образец погружается в жидкостный электролит – расплав бензойной кислоты ($\text{C}_6\text{H}_5\text{COOH}$), которая при комнатной температуре находится в твердой фазе, а при нагреве до 122°C расплавляется. В процессе обмена температура поддерживается в диапазоне $200-249^\circ\text{C}$. Глубина слоя, в котором происходит замещение ионов Li^+ ионами H^+ , зависят от температуры и времени процесса. Ионный обмен сильно меняет показатель преломления $\Delta n = 0,12$ для $\lambda = 0,63 \text{ мкм}$, т.е. в десятки раз больше, чем для $\text{Ti}:\text{LiNbO}_3$. К сожалению, после процесса ионного обмена, в полученных волноводах наблюдается снижение электрооптических, акустооптических и нелинейно-оптических свойств. Такие волноводы имеют большие оптические потери.

Заключение

В докладе основное внимание было уделено типовым оптическим волноводам для интегрально-оптических схем. Но нужно отметить, что рост функциональности оптоэлектронных устройств неизбежно ведёт к освоению новых материалов и технологий интегрально-оптических схем и волноводных

структур. Уже сегодня термин «типовой оптический волновод» носит весьма условный характер.

Например, задача увеличения объёмов передачи информации формирует требование к увеличению скорости обработки данных. Привлечение оптических методов и создание оптических процессоров – рождает новый взгляд на оптический волновод и конфигурацию его интегральной структуры.

А неизбежное стремление к увеличению интеграции на плате и формированию на одной подложке источника излучения, средств его управления и преобразования, а также других функциональных устройств – будет только наращивать многообразие оптических волноводов для интегральных оптических схем.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] С. Воробьев, А. Андросик, С. Мировицкая Вычислительная фотоника. Основы, задачи, методы анализа / LAP, 2012. 192 с.
- [2] Т. Тамир Волноводная оптоэлектроника / М. «Мир», 1991. 575 с.
- [3] А. Блистанов Кристаллы квантовой и нелинейной оптики / М. «МИСИС», 2000. 462 с.
- [4] А. Сидоров, Н. Никаноров Материалы и технологии интегральной оптики. Учебное пособие / Спб: СПбГУ ИТМО, 2009. 107с.

Александр Леонидович Ворожцов, ОАО «ЦКБА», ОмГУ
им. Ф.М. Достоевского,

Владимир Владимирович Шкуркин, ОмГУ им. Ф.М. Достоевского,
644077, г. Омск, пр. Мира 55-А

Методы позиционирования в сетях Wi-Fi

Е.И. Дудяк, аспирант, инженер-программист

В статье рассмотрены известные подходы применяющиеся для определения координат клиентов Wi-Fi сетей. Приведен сравнительный анализ их достоинств и недостатков.

Ключевые слова: Wi-Fi, позиционирование, локация, трилатерация.

В связи с распространением мобильной техники, получили сильное развитие, так называемые, location based services(LBS) - сервисы основанные на местоположении. Спутниковые системы ГЛОНАСС и GPS наиболее часто используются для определения местоположения в этих службах, однако, в ряде случаев, эффективнее применять другие технологии, основанные на использовании сетей GSM или Wi-Fi. Навигация в сетях Wi-Fi в основном применяется внутри зданий, где невозможно использование спутниковых систем. Для решения задачи позиционирования в данном случае можно использовать инфраструктуры существующих сетей передачи данных.

Рассматриваемые подходы, применяемые для определения местоположения в Wi-Fi сетях, могут быть разделены на четыре основные группы:

1. Метод поиска ближайшей точки доступа.
2. Методы основанные на измерении углов.
3. Методы основанные на оценке расстояний.
4. Методы основанные на сравнении сигнатур сигнала.

Метод поиска ближайшей точки доступа

Суть подхода заключается в определении ближайшей к клиенту точки доступа, с известными координатами. За координаты клиента принимаются координаты выбранной точки. Ближайшая точка определяется исходя либо из информации о текущей точке к которой подключен мобильный клиент, либо из данных об уровне сигнала: точка, регистрирующая наибольшую мощность сигнала, принимается за ближайшую. Использование уровня сигнала более предпочтительно, так как по ряду причин клиент может выбирать для подключения не ближайшую точку доступа [3]. Таким образом координаты устройства можно определить с точностью до зоны покрытия точки (до 100 метров в помещении).

Методы основанные на измерении углов

Методы данной группы основаны на измерении угла прихода сигнала на регистрирующий сенсор. Определив направление на сигнал на нескольких антеннах, используя геометрические соотношения можно определить координаты источника сигнала [3].

Общим недостатком подобных методов является низкая точность в помещениях и условиях плотной городской застройки, вызванная эффектом многолучевого распространения сигнала. Также сложности возникают, в случае интерференции, при наличии нескольких источников сигнала.

Вместо использования вращающейся антенны можно использовать антенную решетку, состоящую из множества сенсоров. Зная частоту регистрируемого сигнала, по разности фаз на отдельных элементах решетки, определяется время запаздывания.

Угломерные методы слабо применимы в отношении Wi-Fi сетей, так как требует разработки дорогостоящего специфического оборудования.

Методы основанные на оценке расстояний

Данный подход строится на оценке расстояния между мобильным клиентом и точкой доступа по мощности сигнала (RSSI). Измеряя мощность сигнала, при известных характеристиках передающей и принимающей антенн, мощности передатчика и выбрав модель затухания сигнала, можно оценить расстояния между клиентом сети и точками доступа. Полученный радиус определяет окружность, в точках которой может находиться клиент. Используя геометрические соотношения, на основе расстояний до нескольких точек доступа (минимум 3 в двухмерном случае), можно вычислить координаты мобильного клиента [1], как это отражено на рисунке 1.

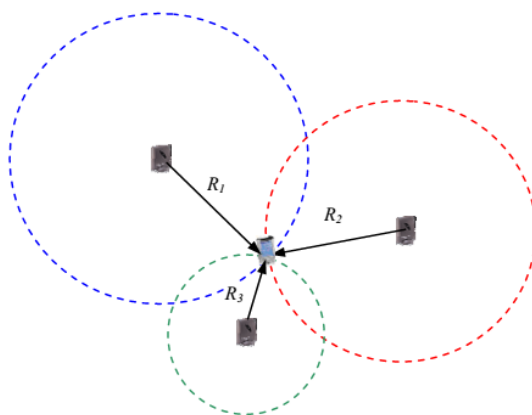


Рис.1. Метод трилатерации по трем точкам доступа.

Выбор подходящей модели распространения сигнала позволяет учесть характер среды в которой осуществляется позиционирование.

Метод трилатерации достаточно эффективен и не требует значительных затрат, так как его использование возможно с применением стандартного Wi-Fi оборудования. С применением точных моделей затухания сигнала, он дает хорошую точность в зоне прямой видимости. Однако в зданиях, из-за неоднородного характера среды, реальное распространение сигнала может сильно отличаться от модели и ошибка достигает значительных величин.

Методы основанные на сравнении сигнатур сигнала

Метод сравнения сигнатур сигнала (в иностранной литературе часто используется термин fingerprinting) использует заранее накопленную базу сохраненных векторов значений RSSI для заранее выбранной сетки опорных

точек. При этом, перед использованием системы для определения местоположения пользователей, должна быть проведена фаза обучения.

В фазе обучения в каждой опорной точке $O_i=(x_i, y_i)$ производятся измерения сигнатур сигнала $s_i=(ss_1, ss_2, \dots, ss_n)$, представляющих собой вектор значений RSSI измеренных на каждой точке доступа. Таким образом множество радиоотпечатков (сигнатур) опорных точек составляет радиокарту. Полученные записи (o_i, s_i) сохраняются в базу, либо используются для обучения системы [4].

После завершения фазы обучения, для определения местоположения мобильного клиента, на вход системы подается вектор s_c , измеренный в текущем положении. Система, на основании данных полученных на этапе обучения, по определенному алгоритму определяет координаты объекта. Для вычисления координат объекта по текущей сигнатуре применяются различные алгоритмы: метод ближайшего соседа, вероятностные модели, теория машинного обучения и нейронные сети. Точность данных методов достигает 2м [2, 4].

Недостатком данного подхода является необходимость построения радиокарты, что что может требовать значительных трудозатрат.

Сравнительный анализ методов

Особенности вышеописанных методов сведены в сравнительную таблицу 1.

Таблица 1. Сравнительный анализ методов позиционирования в сетях Wi-Fi.

Метод	Точность	Достоинства	Недостатки
Ближайшей точки доступа	Не более зоны покрытия точки доступа.	Простота реализации. Низкая вычислительная сложность.	Низкая точность.
Измерение углов	Практических данных нет, предположительно высокая. Зависит от характера среды.	Потенциально высокая точность.	Требуется дополнительное оборудование. Сложность практической реализации.
Оценка расстояния по мощности	До 2м в на открытых пространства. Зависит от характера среды.	Высокая точность. Не требует дополнительного оборудования и обучения.	Большая ошибка позиционирования в условиях неоднородной среды распространения сигнала.
Сравнение сигнатур сигнала	До 1.5м. Зависит от шага опорной сетки.	Высокая точность. Не требует дополнительного оборудования. Сравнительно прост в реализации.	Сложность обучения. Необходимость периодического обновления радиокарты. Вычислительная сложность при использовании некоторых алгоритмов.

Рассмотренные методы могут быть применены для решения задач позиционирования в помещении. Большие трудности представляют методы ангуляции, требующие использования нестандартного оборудования.

Метод ближайшей точки доступа, из-за его простоты и сравнительно дешевого внедрения, следует применять в задачах не требующих высокой точности позиционирования.

Метод сигнатур сигнала наиболее точный и часто применяющийся на практике, сложен на этапе внедрения. Его следует применять в задачах требующих максимальной точности позиционирования.

Метод латерации, показывающий хорошую точность при моделировании [1], может давать значительную ошибку на практике из-за расхождения модели с реальным распространением сигнала Wi-Fi. Лучше всего подходит для применения на открытых пространствах и зданиях с простой планировкой.

ЛИТЕРАТУРА

[1] О.А. Вишнякова, Д.Н. Лавров, С.Ю. Лаврова. Математическая модель обнаружения точки беспроводного доступа по измерениям мощности излучения разнесенными наблюдателями // Математические структуры и моделирование. 2013. №2. С. 49-59.

[2] S. Chan G. Sohn. Indoor localization using wi-fi based fingerprinting and trilateration techniques for LBS applications // International Archives of Photogrammetry, Remote sensing and Spatial Information Sciences. 2012. XXXVIII. P. 26.

[3] Cisco wi-fi location-based services 4.1 design guide.

[4] R. Battini, M. Brunato, A. Villani. Statistical learning theory for location fingerprinting in wireless LANs.

Дудяк Егор Игоревич, ОмГУ им. Ф.М. Достоевского, ОАО «ОНИИП»,
644077, г.Омск, пр. Мира 55-А, gggorec@gmail.com

Алгоритм частотной синхронизации сигналов с OFDM

И.С. Землянов, аспирант, инженер-программист,
Е.Х. Доцанов, аспирант, инженер-конструктор

В статье рассмотрены методы частотной синхронизации сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM), и предложен эффективный по быстродействию и точности синхронизации алгоритм, способный нивелировать возникающие частотные сдвиги.

Ключевые слова: частотная синхронизация, пилот сигналы, поднесущие, среднеквадратичное отклонение, доплеровский сдвиг, помехоустойчивость

Сигналы с ортогональным частотным мультиплексированием (orthogonal frequency-division multiplexing, далее OFDM) обладают рядом свойств, определяющих перспективность их применения в системах передачи дискретных сообщений, в первую очередь это их высокая спектральная эффективность и возможность передачи информации по каналам с многолучевостью, которая обуславливает появление межсимвольной интерференции сигналов, однако они весьма чувствительны к смещению частот, которое может возникать из-за доплеровского сдвига. В связи с этим актуальной задачей является обнаружение и компенсация доплеровского сдвига частоты.

Обычно в OFDM сигнале часть поднесущих используется для передачи служебной информации, которая априори известна на приёмном конце и служит для подстройки эквалайзера, компенсирующего возникающие в канале искажения амплитуды и фазы, а также позволяет выбирать избыточность кода и длину интервала перемежения.

Апостериорная информация, передаваемая пилот-сигналами, может использоваться для частотной синхронизации [1,2,3,4], при том, частотная расстройка определяется по минимуму суммарной ошибки между принятой и передаваемой последовательностями. Недостатком данного метода является его низкая помехоустойчивость, так как для сохранения информационной емкости передаваемого сообщения, для передачи служебной информации используется незначительная часть поднесущих (пилот сигналов), суммарная энергия которых так же мала (рисунок 1).

С целью повышения помехоустойчивости необходимо увеличить количество используемых для синхронизации поднесущих. Метод частотной синхронизации по минимуму среднеквадратичного отклонения от ближайших точек созвездия [5,6] позволяет использовать все поднесущие в полосе передачи OFDM сигнала, что приводит к увеличению суммарной энергии сигнала и, как следствие, к увеличению помехоустойчивости рассматриваемого метода (рисунок 2).

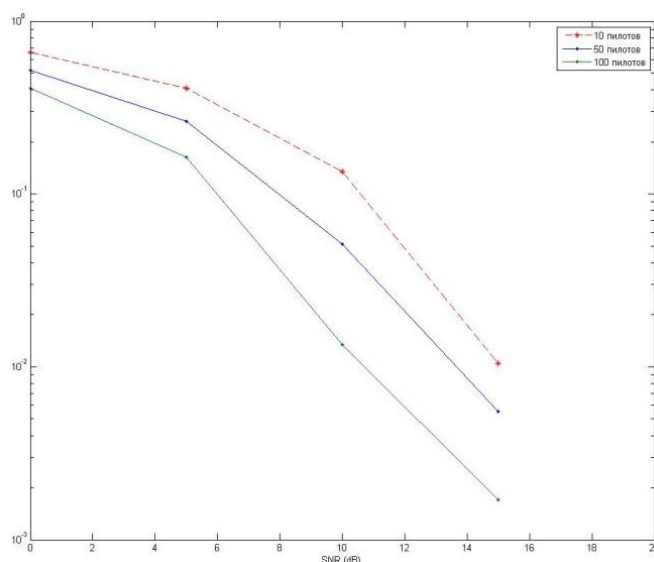


Рис.1. Помехоустойчивость метода частотной синхронизации на основе апостериорной информации, передаваемой пилот-сигналами при различной длине служебной информации.

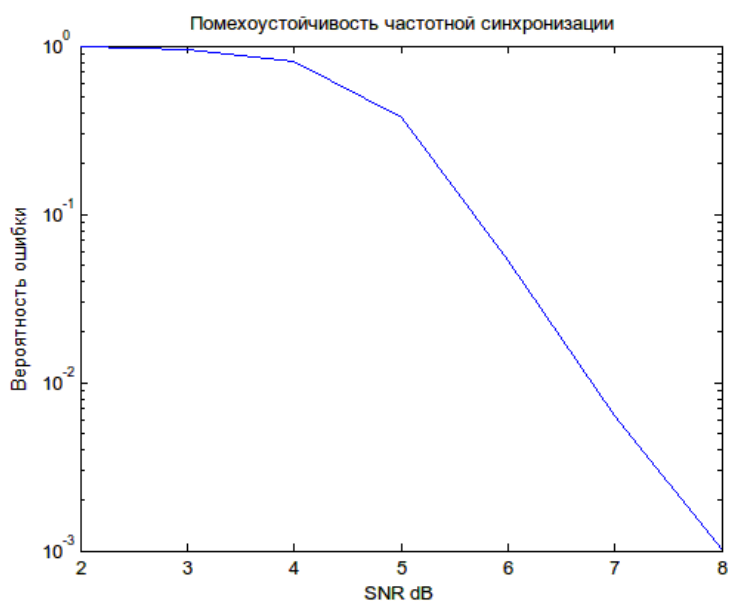


Рис.2. Помехоустойчивость синхронизации от отношения сигнал шум

Суть данного метода заключается в том, что для каждого частотного сдвига определяется среднее квадратичное отклонение расстояния между текущим положением векторов всех поднесущих и ближайшими точками созвездия.

Несмотря на все преимущества, данный метод не даёт одного глобального минимума, в связи с чем он работает только в случае когда частотный сдвиг не превышает половины расстояния между поднесущими, а среднее квадратичное отклонение от ближайших точек созвездия периодически интервалу ортогональности (рисунок 3 и 4).

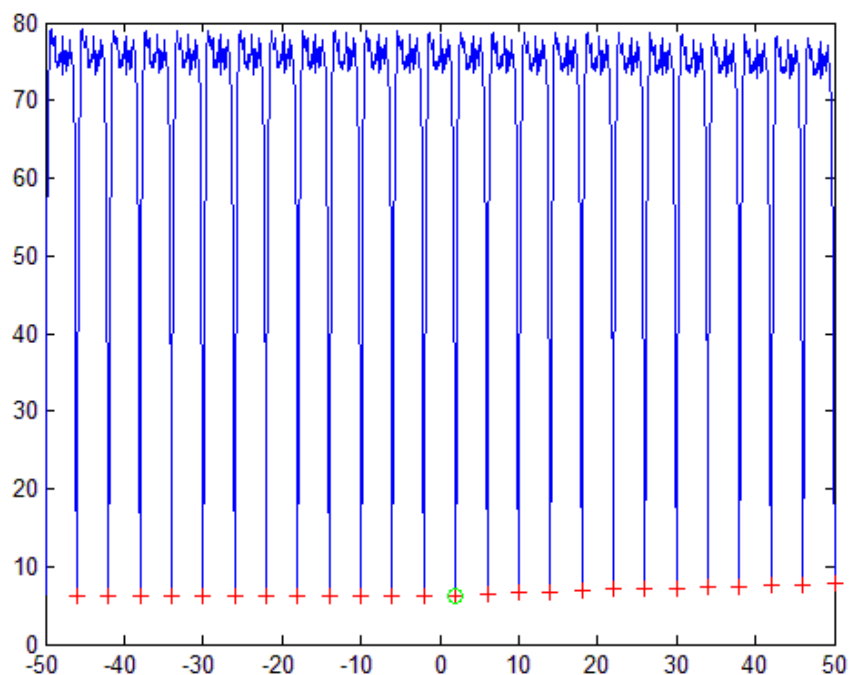


Рис.3. Величина среднеквадратичного отклонения от ближайших точек созвездия в зависимости от доплеровского смещения частоты.

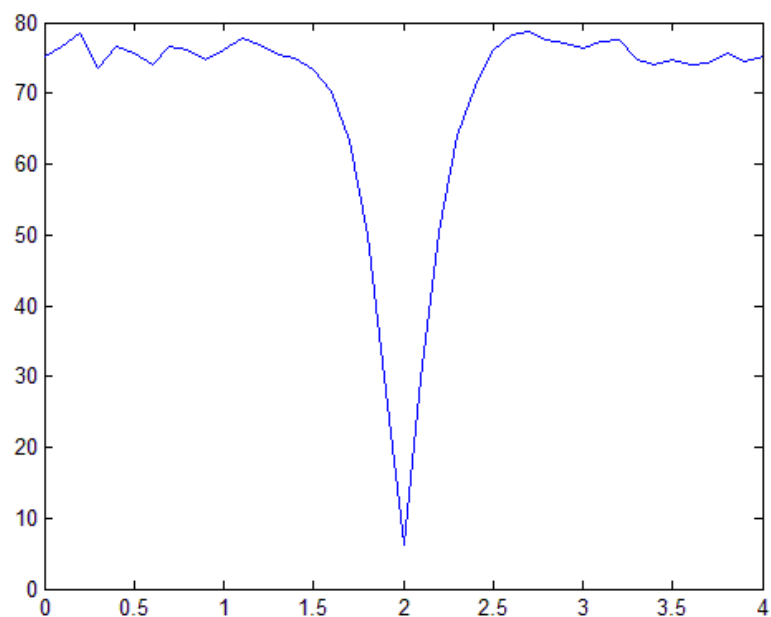


Рис.4. Величина среднеквадратичного отклонения от ближайших точек созвездия в зависимости от доплеровского смещения частоты на интервале ортогональности.

Для того чтобы метод среднеквадратичного отклонения от ближайших точек созвездия работал при больших значениях частотного рассогласования предлагается определять локальные минимумы по методу частотной синхронизации на основе апостериорной информации, передаваемой пилот-сигналами, а затем для каждого из частотных сдвигов, соответствующего этим минимумам, оценивать суммарную ошибку приёма служебной

последовательности по минимуму среднеквадратичного отклонения от ближайших точек созвездия. Алгоритм данного интегрального метода приведен на рисунке 5.

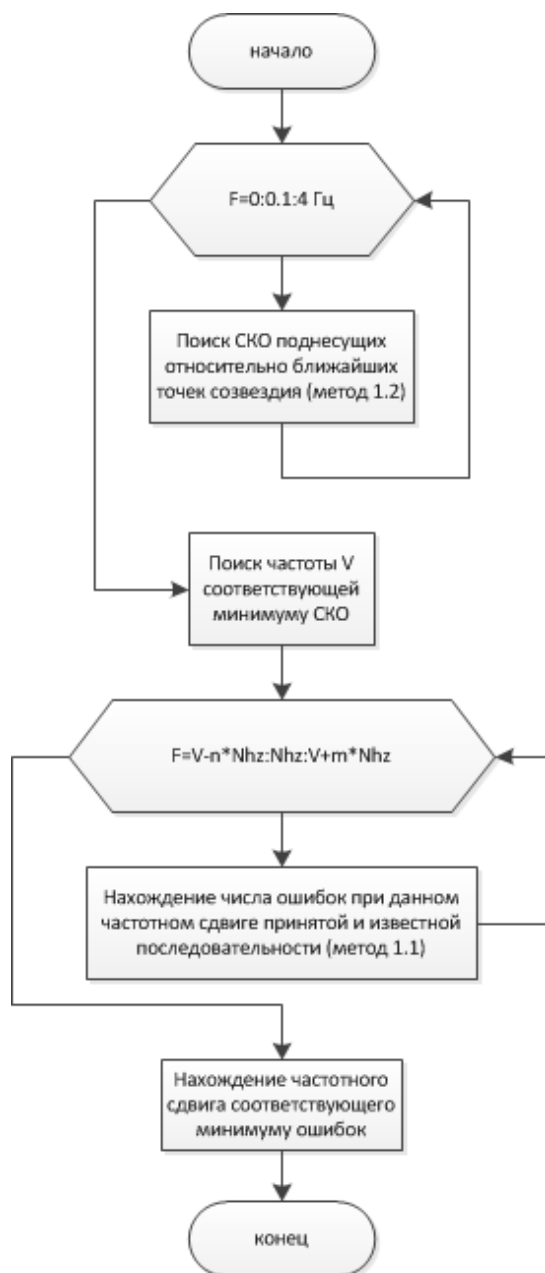


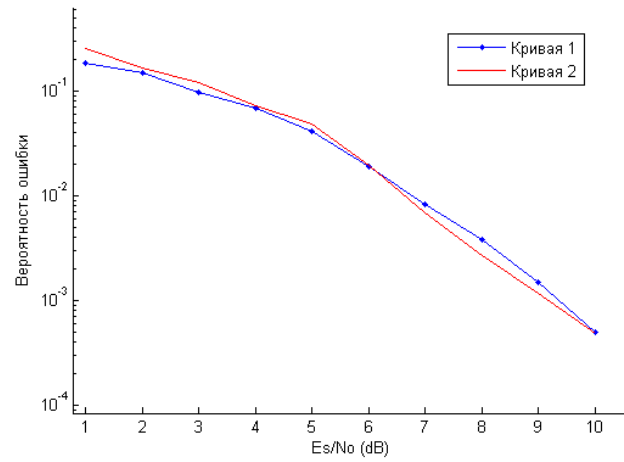
Рис.5. Алгоритм интегрального метода частотной синхронизации

Nhz - величина интервала ортогональности между каналами;

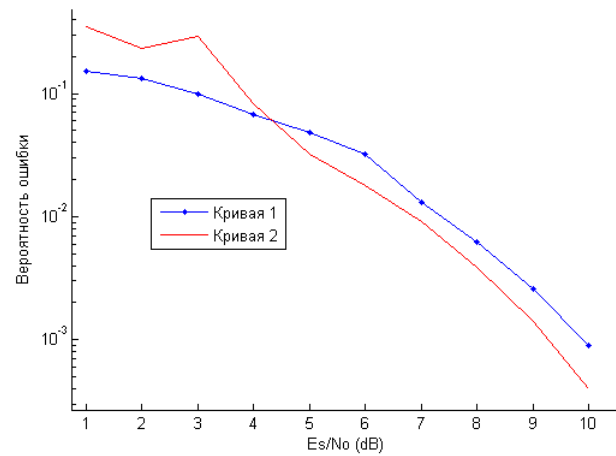
n - целое число интервалов ортогональности, при котором $V-(n+1)*Nhz < -50\text{Гц} < V-n*Nhz$,
 m - целое число интервалов ортогональности, при котором $V+m*Nhz < 50\text{Гц} < V+(m+1)*Nhz$.

Результаты математического эксперимента, позволяющие оценить эффективность предложенного алгоритма приведены на рисунке 6 для различных видов относительной (дифференциальной) фазовой модуляции поднесущих (DPSK - Differential Phase Shift Keying), а на рисунке 7 для квадратурной амплитудной модуляции поднесущих (QAM - Quadrature Amplitude Modulation). На обоих рисунках кривая 1 соответствует

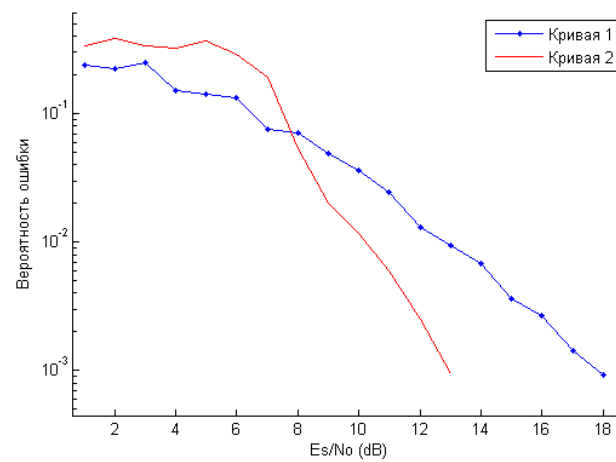
синхронизации на основе апостериорной информации, передаваемой пилот-сигналами, а кривая 2 - синхронизации по интегральному методу



DBPSK модуляция поднесущей

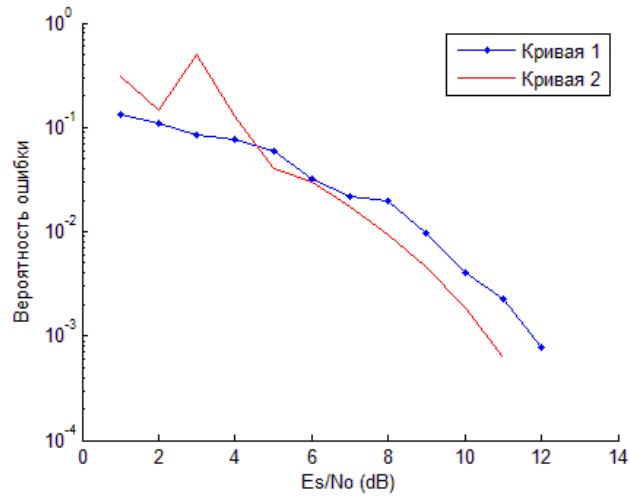


DQPSK модуляция поднесущей

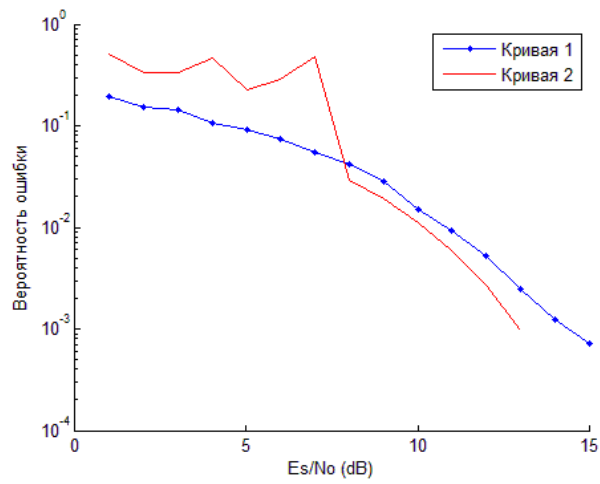


DPSK-8 модуляция поднесущей

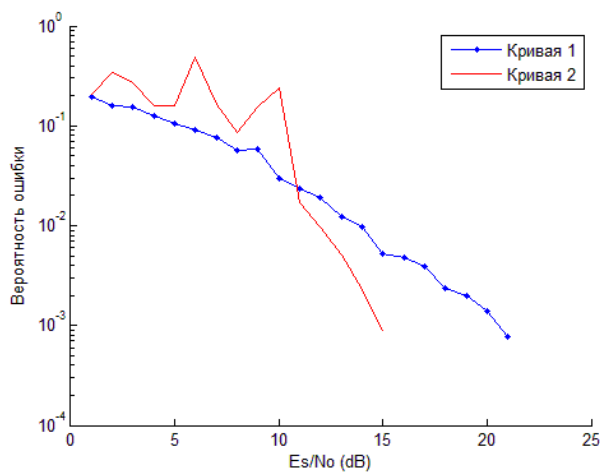
Рис.6. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум в точке приема при DBPSK модуляции и различных методов частотной синхронизации



QAM-16 модуляция поднесущей



QAM-32 модуляция поднесущей



QAM-64 модуляция поднесущей

Рис.7. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум в точке приема при QAM модуляции и различных методов частотной синхронизации

При проведении математического эксперимента, результаты которого приведены на рисунках 6 и 7, величина частотного рассогласования выбиралась по случайному закону в диапазоне ± 50 Гц, и была одинаковой для исследуемых видов синхронизации. При таких значениях частотного рассогласования, как уже отмечалось, среднеквадратичного отклонения от ближайших точек созвездия не работает, поэтому на рисунке 6 он не приводится. Как видно из рисунка 6, при низкой спектральной эффективности сигналов (DPSK) оба исследуемых метода дают близкие результаты, но с увеличением спектральной эффективности сигналов DQPSK, DPSK-8 помехоустойчивость интегрального метода частотной синхронизации начинает возрастать в области вероятностей ошибки от 10^{-2} до 10^{-3} наиболее интересной с точки зрения цифровой радиосвязи. Энергетический выигрыш интегрального метода частотной синхронизации по сравнению с методом синхронизация на основе апостериорной информация, передаваемой пилот-сигналами, достигает от 3 до 5 дБ эквивалентной мощности передатчика для сигналов с DPSK-8. Аналогичная картина наблюдается при использовании квадратурной амплитудной модуляции поднесущей при увеличении спектральной эффективности сигналов с QAM-16 до QAM-64 энергетический выигрыш интегрального метода частотной синхронизации по сравнению с методом синхронизация на основе апостериорной информация, передаваемой пилот-сигналами, достигает 5 дБ.

Эффективность предложенного алгоритма частотной синхронизации проверялась в реальных условиях на радиотрассе Омск – Ногинск с использованием трансивера BARRETT 2050, пиковой мощностью 125 Вт. Испытания велись при различных скоростях передачи данных, полосе частот и имитации частотного рассогласования ± 40 Гц. Результаты испытаний приведены в таблице 1, из которой следует, что при использовании описанного метода частотной синхронизации надежность связи практически не зависит от частотного рассогласования.

Таблица 1

Доплеровский сдвиг	0 Гц		+40 Гц		-40 Гц	
Полоса сигнала, Гц	500	1800	500	1800	500	1800
Скорость, бит/с	232	832	232	832	232	832
Вероятность ошибки	$1.2 \cdot 10^{-3}$	$4.5 \cdot 10^{-4}$	$1.6 \cdot 10^{-3}$	$6.1 \cdot 10^{-4}$	$1.2 \cdot 10^{-3}$	$1.7 \cdot 10^{-3}$

Заключение

Объединение методов частотной синхронизации на основе апостериорной информации, передаваемой пилот-сигналами, и по минимуму среднеквадратичного отклонения от ближайших точек созвездия, позволяет увеличить эффективность частотной синхронизации, что было подтверждено математическим экспериментом, а так же при проведении натуральных испытаний для значений частотного рассогласования 0 и ± 40 Гц.

ЛИТЕРАТУРА:

- [1] Barbarossa S., Pompili M., Giannakis G.B. Channel-Independent Synchronization of Orthogonal Frequency Division Multiple Access Systems//IEEE Journal on selected areas of communications.-2002. – vol. 20,, No. 2, - pp. 474-486.
- [2] Classen, F. and Myer, H. (June 1994) Frequency synchronization algorithm for OFDM systems suitable for communication over frequency selective fading channels. IEEE VTC'94, pp. 1655–1659.
- [3] Moose, P.H. (1994)A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. IEEE Trans. Commun., 42, 2908–2914.
- [4] J. Lei and T. Ng. A Consistent OFDM Carrier Frequency Offset Estimator Based on Distinctively Spaced Pilot Tones // IEEE Trans. Wireless Commun., Mar. 2004, vol. 3, no. 2, pp. 588–599.
- [5] Сергиенко А.Б. Цифровая связь: Учеб. Пособие .СПб.: Изд-во СЗ2 СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2012. 164 с.
- [6] Song, H.K., You, Y.H., Paik, J.H., and Cho, Y.S. (2000) Frequency-offset synchronization and channel estimation for OFDM-based transmission. IEEE Trans. Commun., 4(3), 95–97.

Иван Сергеевич Землянов, ОмГТУ, ОАО «ОНИИП»

Ерлен Хаджимуратович Доцанов, ОмГТУ, ОАО «ОНИИП»

Применение технологии CUDA для решения задач демодуляции сигналов

М.П. Зубков, аспирант, инженер-программист

Рассматривается возможность применения программно-аппаратной архитектуры параллельных вычислений CUDA для решения задач демодуляции сигналов. Приводятся результаты вычислительного эксперимента сравнения последовательных и параллельных алгоритмов демодуляции.

Ключевые слова: радиосвязь, радиосигнал, демодуляция, программно-аппаратная архитектура параллельных вычислений CUDA.

Одной из современной тенденцией повышения эффективности использования радиочастотного спектра и надежности радиосвязи является применение сложных видов модуляции сигналов и частотное уплотнение. При последующей демодуляции сигнала необходимо применять сложные алгоритмы обработки, требующие больших вычислительных ресурсов. Также во многих современных системах связи, такие как сотовая, необходимо одновременное обслуживание сотен абонентов, что влечет за собой возрастание потребляемых вычислительных ресурсов. Одним из способов решения данной проблемы является увеличение количества устройств обработки. Альтернативный способ – применение параллельных вычислений и высокопроизводительных вычислительных устройств. Одним из популярных способов ускорения вычислений является применение программно-аппаратной архитектуры параллельных вычислений CUDA с использованием современных графических процессоров (GPU – Graphics Processing Unit). Технология CUDA успешно применяется для ускорения вычисления различных задач, таких как ускорения вычислений в нейронных сетях, моделирование различных процессов и систем, обработка изображений и распознавания образов, кодирование и декодирование видео.

Почему именно параллельные вычисления на графических процессорах?

Согласно закону Амдала, максимальное ускорение, которое можно получить от распараллеливания программы на N процессоров (ядер), рассчитывается по формуле:

$$S = \frac{1}{(1-P) + \frac{P}{N}}$$

В этой формуле P это часть времени выполнения программы, которая может быть распараллелена на N процессоров. При увеличении числа процессоров N максимальный выигрыш стремится к $\frac{1}{1-P}$. Именно поэтому крайне важно использование хорошо распараллеливаемых алгоритмов и методов.

Одним из наиболее ярких представителей многоядерных устройств является графический процессор. Графический процессор изначально создавался как многоядерная структура, предназначенная для обработки

компьютерной графики. Впоследствии он стал мощным программным устройством, пригодным для решения широкого класса задач, никак не связанный с графикой. Сейчас современные графические процессоры представляют собой массивно-параллельные вычислительные устройства с очень высоким быстродействием и большим объемом собственной памяти.

Почему именно CUDA?

Существует ряд технологий для написания компьютерных программ, связанных с параллельными вычислениями на различных графических и центральных процессорах (CPU – Central Processing Unit). Наиболее известными являются MPI, OpenMP, OpenCL, CUDA. В настоящее время одной из наиболее популярных является программно-аппаратная архитектура параллельных вычислений CUDA. Программа на CUDA задействует как CPU, так и GPU. Задача для вычисления на GPU разбивается на множество отдельно выполняющихся процессов – нитей. Таким образом, чтобы полностью реализовать преимущество GPU, нужны специальные алгоритмы. Они должны быть «существенно» параллельными, т. е. их выполнение должно разбиваться на тысячи потоков, которые выполняют одни и те же действия над разными данными. Многие операции цифровой обработки сигналов, в частности демодуляции, удовлетворяют данному требованию, поэтому целесообразно исследовать возможность применения параллельных вычислений технологии CUDA для решения задач демодуляции сигналов.

Для исследования возможности применения технологии CUDA для демодуляции сигналов проводился сравнительный анализ скорости вычисления последовательных и параллельных алгоритмов цифровой обработки сигналов, соответственно на центральном и графическом процессорах, а также проводилось измерение максимально-возможного количества каналов демодуляции различных сигналов на графическом процессоре. Измерения проводились на центральном процессоре Intel Core i7-2600, графическом процессоре GTX 560 Ti характеристики которых приведены в таблице 1.

Таблица 1. Характеристики процессоров

	Intel Core i7-2600	GTX 560 Ti
Число ядер	4	384
Частота работы ядра	3400 МГц	822 МГц
Пиковая производительность	57,8 ГФлопс	842,24 ГФлопс
Средняя стоимость	9000 руб.	6000 руб.

Для проведения сравнительного анализа скорости вычисления последовательных и параллельных алгоритмов цифровой обработки сигналов была выбрана операция передискретизация (изменение частоты дискретизации). В данном эксперименте проводилась передискретизация цифрового потока данных с частоты дискретизации 64 кГц на 96 кГц (интерполяция на 3, фильтрация ФНЧ 78 порядка и последующая децимация на

2). Замеры проводились для массива входных данных разной длины. Для расчетов на GPU, измерялось время, затраченное на вычисления, а также суммарное время копирования данных с оперативной памяти в память GPU с последующим вычислением и копированием данных обратно. Результаты измерения приведены в таблице 2.

Таблица 2. Сравнительная таблица времени обработки массивов данных

Размер массива	Δt_{CPU} , мсек	Δt_{GPU} , мсек	$\Delta t_{GPU+копирование}$, мсек	$\Delta t_{CPU} / \Delta t_{GPU}$	$\Delta t_{CPU} / \Delta t_{GPU+копирование}$
16	0,014	0,013	0,027	1,08	0,52
32	0,029	0,012	0,025	2,42	1,16
128	0,11	0,012	0,026	9,17	4,23
256	0,22	0,012	0,027	18,33	8,15
512	0,43	0,012	0,028	35,83	15,36
1024	0,93	0,013	0,028	71,54	33,21
2048	1,9	0,018	0,037	105,56	51,35
4096	3,7	0,023	0,048	160,87	77,08
8192	7,2	0,032	0,078	200	92,31
16384	14	0,046	0,14	318,18	100
32768	30	0,085	0,27	352,94	111,11
64000	58	0,16	0,51	362,5	113,73

Графики относительных времен обработки одного отсчета данных в зависимости от общего размера обрабатываемого массива приведены на рисунке 1.

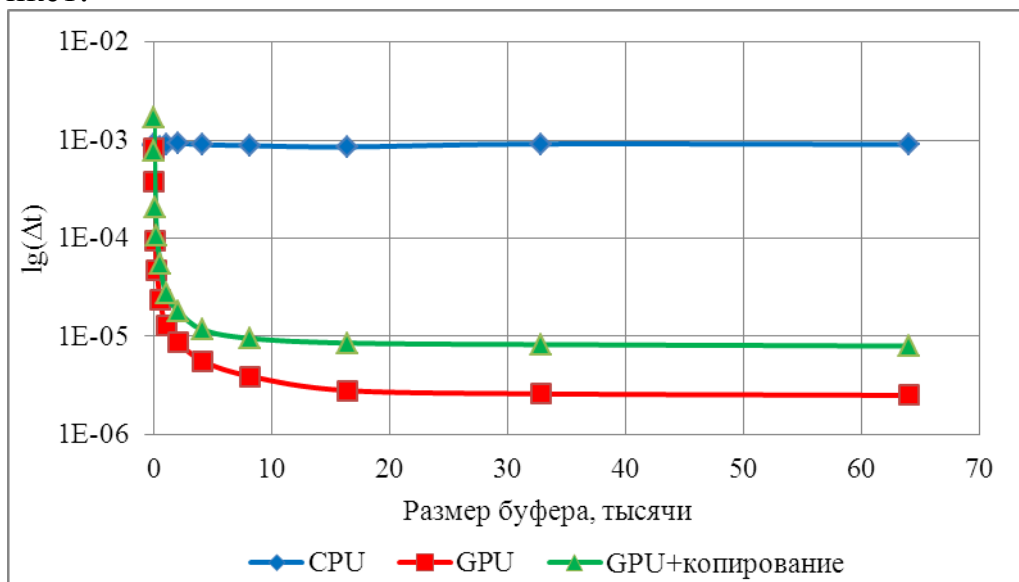


Рис. 1. График зависимости времени обработки на один отсчет от размера входного буфера

Из результатов измерения можно сделать следующие выводы:

- Время обработки одного отсчета на CPU не зависит от общего размера обрабатываемого буфера.

- Время обработки одного отсчета на GPU уменьшается при возрастании общего размера обрабатываемого буфера до определенного значения, дальше время обработки практически не изменяется.
- При возрастании размера обрабатываемого буфера увеличивается выигрыш вычислений на GPU относительно вычисления на CPU и, при размере буфера в 64000 отсчетов, составляет 362,50 и 113,73 без учета и с учетом копирования соответственно.

Для определения максимально возможного количества каналов обработки радиосигнала на графических процессорах было реализовано тестовое программное обеспечение проводящее демодуляцию радиосигнала, представленного в виде квадратурного сигнала с частотой дискретизации 64 кГц.

Тестовое программное обеспечение было построено по многопоточной архитектуре. Измерения проводились для массива входных отсчетов различной длины. В данном эксперименте использовалась та же графическая плата, что и в предыдущем эксперименте.

Исследовались следующие алгоритмы демодуляции сигналов:

- Демодуляция сигнала частотно-временных матриц (ЧВМ).
- Демодуляция сигнала частотной телеграфии (ЧТ).
- Демодуляция сигнала относительной фазовой телеграфии (ОФТ).
- Демодуляция многоканального сигнала относительной фазовой телеграфии (МОФТ).

График зависимости количества каналов обработки приведен на рисунке 2.

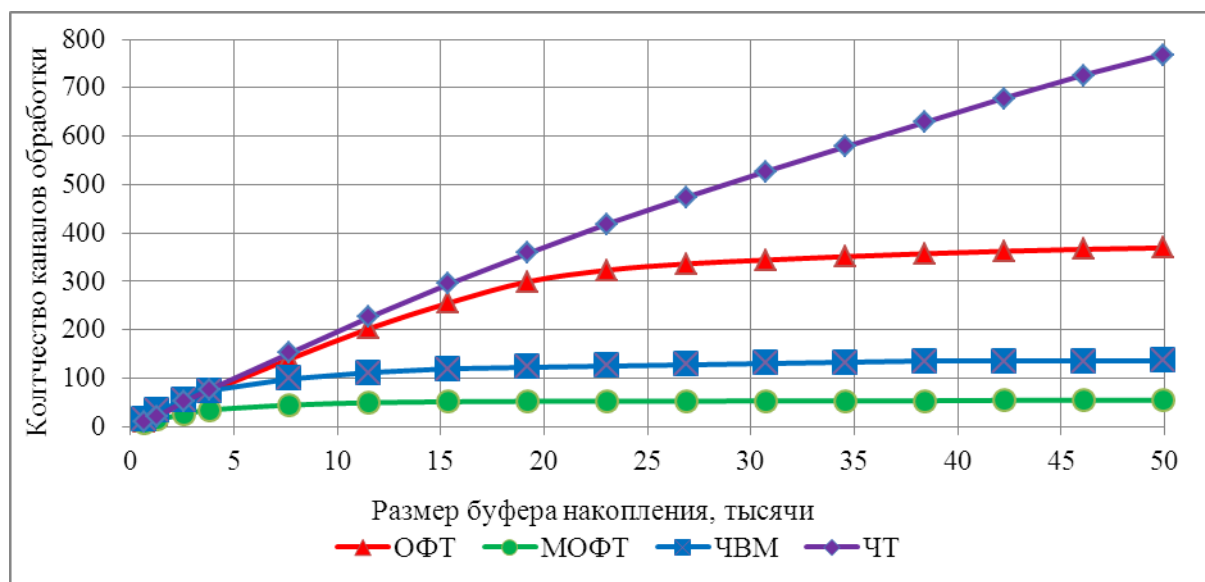


Рис.2. График зависимости количества каналов демодуляции сигнала от размера буфера накопления

Из результатов эксперимента можно сделать следующие выводы:

- Максимальное количество обрабатываемых каналов демодуляции зависит от алгоритма демодуляции и размера входного буфера.
- Увеличение входного буфера влечет за собой увеличение времени реакции системы.

- Значение реакции системы, следовательно, и количество каналов обработки, необходимо выбирать из условий решаемой задачи.
- Максимальное количество каналов обработки достигнуто при демодуляции ЧТ сигнала и равняется 767, при времени реакции системы 390 мсек.
- Оптимальное количество каналов обработки при демодуляции ОФТ сигнала равняется 323, при времени реакции системы 180 мсек.
- Оптимальное количество каналов обработки при демодуляции ЧВМ сигнала равняется 119, при времени реакции системы 120 мсек.
- Оптимальное количество каналов обработки при демодуляции МОФТ сигнала равняется 44, при времени реакции системы 60 мсек.

Таким образом, из результатов проведенных измерений, можно сделать вывод о целесообразности применения технологии CUDA для демодуляции сигналов. Следует также отметить, что примерная стоимость процессора Intel Core i7 – 2600 в полтора раза больше стоимости видеокарты NVIDIA GTX 560Ti. Поэтому, использование программно-аппаратной архитектуры параллельных вычислений CUDA и графического процессора дает существенный экономический эффект.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Боресков А.В., Харламов А.А. Основы работы с технологией CUDA. – М.: ДМК Пресс, 2010 – 232 с.
- [2] Сандерс Дж., Кэндрот Э. Технология CUDA в примерах: введение в программирование графических процессоров. – М.: ДМК Пресс, 2011. –232 с.
- [3] Айнфичер Э.С., Джервис Б.У. Цифровая обработка сигналов: практический подход, 2-е издание. : Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. – 992 с.
- [4] Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов – СПб.: Питер, 2002. – 608 с.
- [5] Официальный сайт компании Nvidia. Режим доступа: <http://www.nvidia.ru/object/product-geforce-gtx-560ti-ru.html>

Михаил Павлович Зубков, ОмГУ им. Ф.М. Достоевского, ОАО «ОНИИП»,
E-mail: mihail-zubkov@inbox.ru

Технология встраивания компонентов в печатную плату

Б.А. Косарев, аспирант, младший научный сотрудник,
Т.Н. Танская, аспирант, научный сотрудник,
И.А. Корж, к.т.н., начальник сектора

В докладе приведен обзор современных решений в технологии изготовления многослойных печатных плат со встроенными компонентами. Рассмотрены основные аспекты конструирования многокомпонентных многофункциональных модулей, содержащих как активные, так и пассивные встроенные компоненты.

Ключевые слова: многослойная печатная плата, встроенный компонент, классификация методов встраивания компонентов.

В последние годы возрос интерес к технологии и конструкции изготовления многослойных печатных плат (МПП) со встроенными активными и пассивными компонентами. Это связано с тем, что активные и пассивные компоненты развиваются в направлении резкого увеличения количества выводов при значительном снижении размера контактных площадок. Использование традиционных способов присоединения выводов компонентов (проволочные, столбиковые, балочные) не удовлетворяют требованиям, предъявляемым к уменьшению габаритов узлов. Альтернативой традиционным методам сборки является технология изготовления узлов на МПП со встроенными активными и пассивными компонентами. Известно, что узлы, построенные на основе таких МПП имеют существенные преимущества перед узлами, построенными на обычных МПП, в частности [2]:

- увеличивается плотность компоновки;
- уменьшается длина соединительных проводников, увеличивается частота;
- увеличивается помехозащищенность;
- снижается себестоимость;
- снижаются массогабаритные показатели.

В литературе встречаются различные названия конструкций МПП со встроенными компонентами [1]: CSP (корпус, соизмеримый с размером кристалла), МСМ (многокристальные модули), ИМВ (плата со встроенными модулями) и др. Для изготовления МПП используются различные технологии, в частности традиционные технологии изготовления печатных плат, тонкопленочные и толстопленочные технологии, а также комбинация технологий.

Цель работы - классифицировать известные конструкции и технологии изготовления МПП со встроенными активными и пассивными компонентами, ознакомиться с достоинствами и недостатками рассмотренных конструкций и технологий. Дать рекомендации по выбору оптимальной конструкции и технологии.

Технологию встраивания компонентов в печатные платы можно разбить на следующие группы: формирование пассивных компонентов в процессе изготовления платы и внутренний монтаж дискретных компонентов (рис.1) [3]. Формирование пассивных компонентов осуществляют по известным

технологиям, поэтому подробно будет рассмотрен только внутренний монтаж дискретных компонентов.

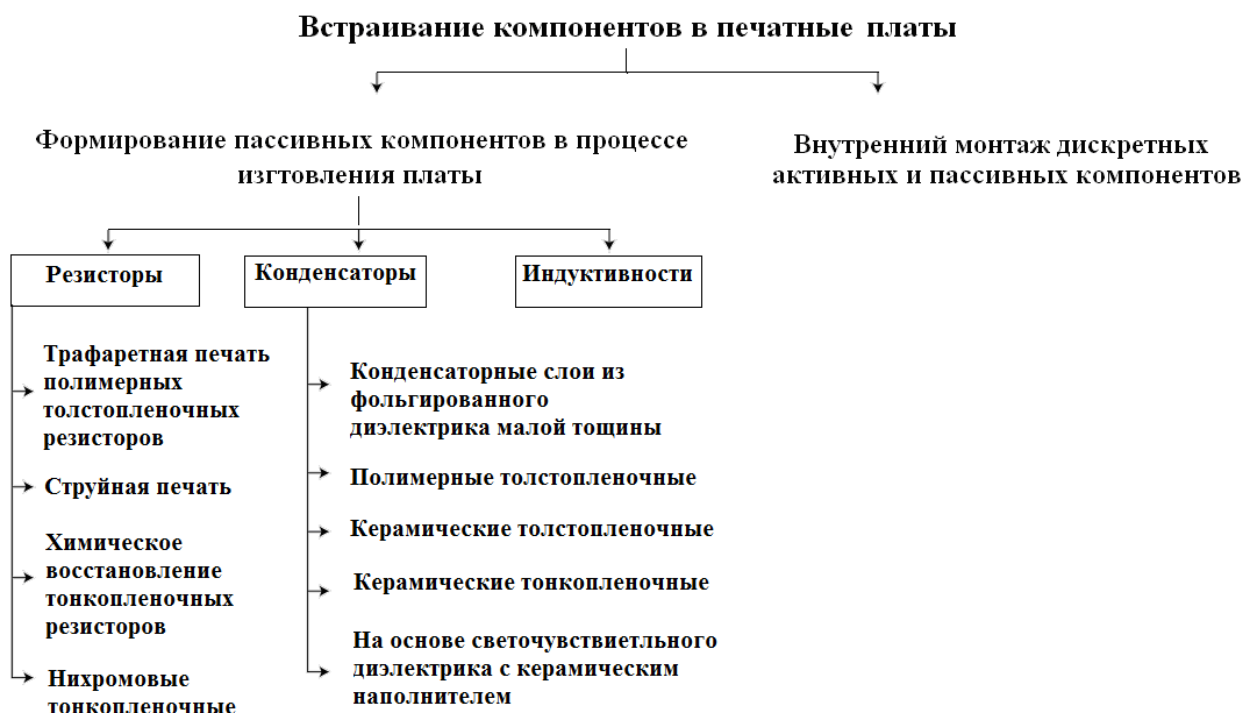


Рис.1 Встраивание компонентов в печатные платы

Рассмотрим технологии, описывающие встраивание дискретных компонентов в многослойную плату, а именно: технологию BVUL (технология безударно наращиваемого слоя) [8]; электронную сборку, включающую встроенные компоненты [5]; методы формирования структуры путем полностью внутреннего наращивания слоев [6]; Оккам процесс [4]; метод встраивания компонентов в основание [7].

Суть описываемых технологий встраивания компонентов заключается в следующем. Компоненты встраиваются в несущее основание, после чего наращивается тонкопленочная коммутация. Слои могут наращиваться послойно - HDI (платы повышенной плотности) технология, по печатной технологии или с использованием комбинации технологий.

Основными недостатками перечисленных выше технологий встраивания компонентов является высокая температура задубливания (печатная технология), а также отслаивание тонкопленочной коммутации от контактных площадок встраиваемых компонентов и разрыв коммутации (HDI технология).

На основании литературного обзора предложена следующая технологическая схема (рис. 2) встраивания дискретных компонентов в многослойные платы.

В керамическом основании 1 толщиной h выполняются отверстия 2 диаметром d . В керамическом основании 4 выполняется сквозное отверстие 3 под встраиваемый компонент. Керамическое основание 1 и 4 жестко склеиваются высокотемпературным клеем 5. Компонент 7 встраивается в

основание 4 и фиксируется клеем 6. Отверстия 2 металлизуются. В данной технологии возможны 3 проблемы:

1. При термоциклировании за счет различия температурных коэффициентов линейного расширения в системе компонент – клей – основание разрушается электрический контакт площадок компонента 8 и переходных отверстий 9;

2. Для формирования переходных отверстий 9 используется технология электрохимического осаждения меди. Для гарантированного заполнения переходного отверстия 9 отношение диаметра отверстия d к глубине отверстия h должно быть больше 1. В результате имеем ограничение по размерам и шагу контактных площадок встраиваемых дискретных компонентов;

3. При формировании сквозных отверстий в основании 1 методами механического или лазерного сверления минимальный диаметр отверстий ограничен возможностями современного оборудования (около 10 мкм). При этом расстояние между сквозными отверстиями в основании 1 ограничено его механическими параметрами (вероятность трещин). Значит, размер и шаг контактных площадок встраиваемых дискретных компонентов ограничен.

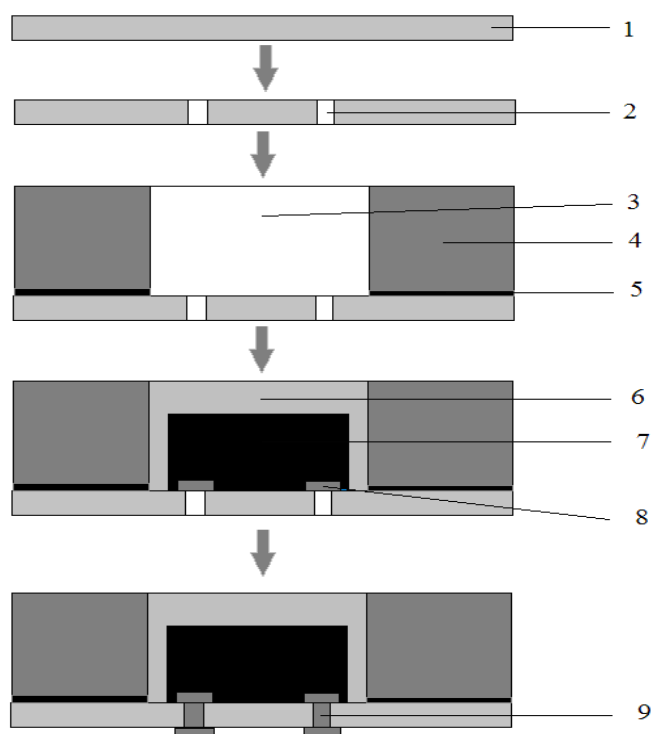


Рис. 2 Технологическая схема сборки пакета

Существует второй вариант встраивания компонентов. Основание 1 после встраивания компонента 7 удаляется, тогда размер и шаг контактных площадок компонента 7 не лимитируется, но возникает проблема планарности. Клей 6 образует мениски, соответствующие плоскости компонентов 7 и основания 4 не совпадают. В итоге нарушается планарность, возможен обрыв слоев коммутации.

Таким образом, для изготовления многослойных гибридных плат со встроенными компонентами рекомендуются следующие технологии: МСМ

(основана на патенте ВВUL) или технология планарного внутреннего монтажа кристаллов Назарова Е.С. (основана на патенте ВВUL); Оккам процесс для жестких плат (поверхностный монтаж компонентов с одной стороны тонкой керамической подложки с последующей заливкой диэлектриком и наращивание слоев по тонкопленочной технологии – с другой стороны платы).

Для внутреннего монтажа следует использовать компоненты с керамическими корпусами типа CSP (обладают минимальным габаритами) или кристаллы бескорпусных компонентов. Типы выводов компонентов для технологии ВВUL и Оккам процесса – LGA (корпус с матрицей контактных площадок).

ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Медведев А.М.* Технология производства печатных плат / Л.Ю. Богатова. М.: Техносфера, 2005. С. 43-60.
- [2] *Назаров Е.С.* Будущее нашей электроники – планарный внутренний монтаж // Технологии в электронной промышленности. 2010. № 1. С. 28-30.
- [3] *Нусан А.* Встраивание пассивных и активных компонентов в печатные платы – альтернатива печатному монтажу // Новые технологии. 2011. № 6. С. 84 – 92.
- [4] Патент № 0315302 US. Occam process for components having variations in Part Dimensions / Fjelstad J.C. 2011. – Приоритет от 08.05.2007.
- [5] Патент №0015572 US. Electronic assembly including an embedded electronic component / Ostmann A., Manassis D. – Приоритет от 17.01.2013.
- [6] Патент №8580616 US. Methods of forming fully embedded bumpless build-up layer packages and structures formed thereby / R. K. Nalla, M. J. Manusharow, P. Malatkar. – Приоритет от 24.10.2010.
- [7] Патент №7294529 US. Method for embedded a component in a base / Tuominen R. – Приоритет от 31.01.2002.
- [8] *Braunisch H., Towle S.N., Emery R.D., Hu C., Vandentop G.J.* Electrical Performance of Bumpless Build-Up layer Packaging // Proceeding of the IEEE Electronic Components and Technology Conference. 2002. P. 353-358.

Борис Андреевич Косарев, ОмГТУ, ОАО «ОНИИП»,
644050, г. Омск, пр. Мира 15, (3812) 514952, BorisK_88@mail.ru

Татьяна Николаевна Танская, ОмГУ им. Ф.М. Достоевского, ОАО «ОНИИП»,
644009, г. Омск, ул. Мира 55-А, (3812) 647787, tanskaya-89@mail.ru

Иван Александрович Корж, ОАО «ОНИИП»,
644009, г. Омск, ул. Масленникова, 231, (3812) 514952, info@oniip.ru

Щелочное травление в производстве кварцевых резонаторов

Т.В. Ложникова, ведущий инженер-химик,
С.А. Галашова, младший научный сотрудник.

В работе проведен анализ литературы по химическому травлению срезов кварца в различных травителях и проведено экспериментальное исследование шероховатости образцов методом атомно-силовой микроскопии.

Ключевые слова: химическое травление, кристаллические элементы, АТ-срез, БТ-срез, ТД-срез, кварцевые резонаторы.

Развитие различных направлений техники связи в первую очередь связано с повышением ее надежности, стабильности генерируемых частот и избирательности приемной аппаратуры. Эти задачи были решены применением в радиосхемах пьезоэлектрических кварцевых резонаторов (КР). Использование кварцевых резонаторов в электрических генераторах позволяет обеспечить высокую стабильность частоты без значительного усложнения схемы. Электрические фильтры с кварцевыми резонаторами обладают значительно более высокими параметрами, чем фильтры с катушками индуктивности и конденсаторами.

Производство пьезоэлектрических кварцевых резонаторов состоит из разнохарактерных технологических процессов с использованием большого количества разнообразного оборудования и приборов.

В процессе производства кварцевых резонаторов и кварцевых резонаторов термостатов используется химическое травление кристаллических элементов (КЭ). В качестве травителей в настоящее время применяются растворы на основе HF и NaOH. Растворы на основе HF являются анизотропными травителями и позволяют получать КЭ с необходимыми электрическими параметрами только для АТ-срезов кварца. Травление в растворе NaOH – более изотропно и пригодно для травления как АТ-, так БТ- и ТД-срезов как шлифованных, так и полированных пластин без ухудшения качества поверхности и параметров резонаторов.

Цель: изучить влияние щелочного травления на состояние поверхности кварцевых резонаторов АТ, БТ и ТД срезов и возможность его использования в производстве резонаторов БТ и ТД срезов.

Сырье

Прежде чем рассматривать травление КЭ в растворе NaOH, остановимся на процессе изготовления КЭ для КР. Основным сырьем для изготовления резонаторов служат однородные кристаллы кварца, лишенные каких-либо дефектов в виде трещин, включений и дефектов строения.

Кристалл кварца имеет вид шестигранной призмы с двумя шестигранными пирамидами на концах. В настоящее время для производства КР используют искусственно выращенные кристаллы кварца.

Разделка кристаллов и ориентация заготовок

При рассмотрении пьезоэлектрических явлений в кварце удобно пользоваться прямоугольной системой координат с обозначением осей X , Y , Z , принятым в математике и физике. Их расположение в кристалле кварца показано на рис. 1.

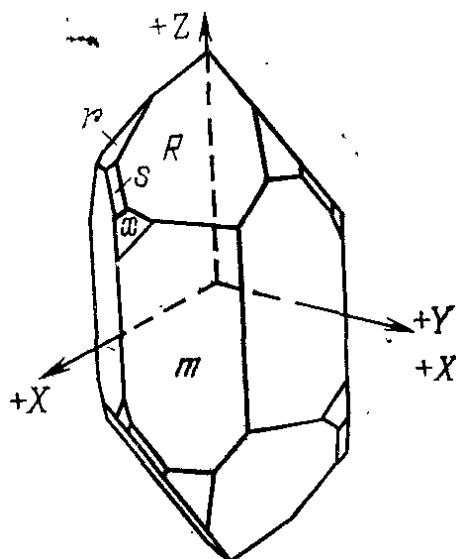


Рис. 1. Расположение кристаллографических осей в кристалле кварца.

По оси X механические силы вызывают наиболее интенсивное возникновение электрических зарядов на ребрах призмы, т. е. в направлении этой оси кристалл кварца обладает наибольшими пьезоэлектрическими свойствами. Напряжение, приложенное вдоль оси X , вызывает механические напряжения вдоль оси Y . Ось Z (оптическая ось) направлена перпендикулярно плоскости, образуемой осями X и Y , она совпадает с продольной осью кристалла. Направление Z называется оптической осью потому, что когда в этом направлении через кристалл проходит поляризованный свет, плоскость поляризации поворачивается.

Первоначально кристаллические элементы вырезались перпендикулярно электрической оси X и назывались кристаллическими элементами x -среза. Они были прямоугольной формы, и их длина располагалась вдоль оси Y . Этот срез считался наиболее перспективным, так как пьезоэлектрический эффект в кристаллических элементах, вырезанных перпендикулярно оси X , выражен наиболее сильно. Вместе с тем кристаллические элементы x -среза: имеют ряд недостатков — плохую стабильность частоты при изменении температуры и ряд нежелательных резонансов в частотной характеристике. Это обусловило поиски других, более совершенных срезов, число которых в настоящее время достигло нескольких десятков.

В таблице 1 приведены условные обозначения типовых срезов кварцевых кристаллических элементов, на рис.2 представлены соответствующие изображения срезов и их ориентация относительно кристаллографических осей [5].

Таблица 1 Условные обозначения типовых срезов кварцевых кристаллических элементов

Срез (обозначение по стандарту)	Срез (обозначение для справок)	Значение угла поворота	Рис. 2
yx	Y-срез	-	<i>a</i>
$yxl/+\beta^\circ$	АТ	От $+34^\circ 00'$ до $+35^\circ 30'$	<i>б</i>
$yxl/+\beta^\circ$	ЦТ	От $+36^\circ 00'$ до $+38^\circ 00'$	<i>б</i>
$yxl/+\beta^\circ$	АЦ	$+31^\circ$	<i>б</i>
$yxl/+\beta^\circ$	ЕТ	От $+64^\circ$ до $+66^\circ$	<i>б</i>
$yxl/-\beta^\circ$	БТ	От -47° до -50°	<i>в</i>
$yxl/-\beta^\circ$	ФТ	От -56° до -58°	<i>в</i>
$yxl/-\beta^\circ$	БЦ	-60°	<i>в</i>
$yxl/-\beta^\circ$	ДТ (с длиной вдоль оси x)	От -51° до -54°	<i>в</i>
$yzb/-\gamma^\circ$	ДТ (с длиной вдоль оси z')	От -51° до -54°	<i>и</i>
xy	X-срез	-	<i>з</i>
$xys/\pm\alpha^\circ$	$\alpha^\circ X$	От -2° до $+9^\circ$	<i>д, e</i>
$xys/-\alpha^\circ$	$-18,5^\circ X$	$-18^\circ 30'$	<i>e</i>
$zyb/\pm\gamma^\circ$	$\gamma^\circ X$	От -2° до $+6^\circ 30'$	<i>ж, з</i>

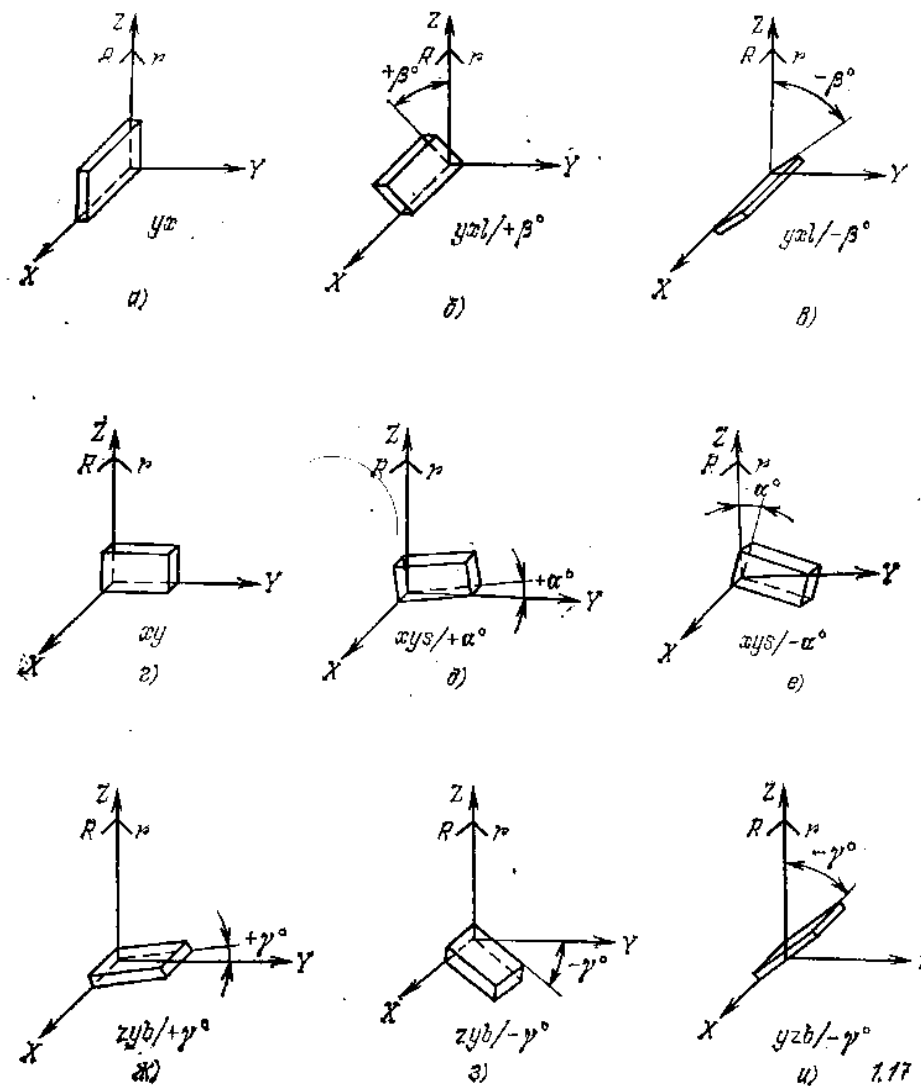


Рис. 2 Примеры изображения одноповоротных типовых срезов кристаллических элементов

Механическая обработка и очистка кварцевых пластин

Вырезанные заготовки кристаллических платин подвергаются дальнейшей механической обработке для придания им окончательной формы и размеров, а также нужной чистоты обработки поверхности. Форма и размеры пластины определяют частоту и другие электрические характеристики, а чистота обработки – уровень потерь при колебаниях и стабильность частоты во времени. В работе [2] установлено, что толщина нарушенного слоя в кварце на мелкозернистых корундах превышает 10 мкм.

После каждой операции механической обработки производят чистку заготовок промывкой различными растворителями и водой, травление для снятия нарушенного слоя. Последней операцией механической обработки КЭ является полировка.

Несмотря на то, что механическая полировка позволяет получить «идеальную» поверхность, она не свободна от недостатков: существенны ограничения по толщине КЭ, доступных для обработки, а также не исключено появление дефектов-царапин и сколов как непосредственно при полировке, так и в результате недостаточного снятия нарушенного механической полировкой поверхностного слоя.

Контролируя время травления и полировки, можно с большой точностью снять нарушенный слой.

Травление глубокое химическое

Для получения тонких (менее 50 мкм) КЭ используется глубокое химическое травление КЭ.

Наиболее изученным является травление АТ-среза кварца. При этом исследовалось травление как шлифованных, так и полированных КЭ. По данным [1] при поэтапной обработке (механическая полировка + травление в растворе NH_4F) удалось получить шероховатость поверхности ~5 нм, в работе [6] посредством двухэтапной обработки шлифованных пластин в полирующих растворах на основе HF удалось получить шероховатость поверхности 15-30 нм.

В работе [3] описывается получение КЭ АТ-среза в форме обратной мезаструктуры в насыщенных растворах NaOH . Для травления использовался раствор NaOH с мольным соотношением гидроокиси Na и воды 0,56:1. Раствор становится при температуре 180°C. Травления в данном растворе – более изотропный процесс относительно кристаллографических осей кварца по сравнению с кислотным травлением и не деформирует полированную поверхность даже при травлении на глубину в несколько десятков микрометров.

При этом при формировании обратной мезаструктуры на профиле травления выявляются пологие и крутые склоны, которые связаны с направлениями $+x$ и $-x$ (рис. 3). Причиной появления пологих и отвесных склонов является более высокая скорость травления кварца в направлении нормали к плоскости PP .

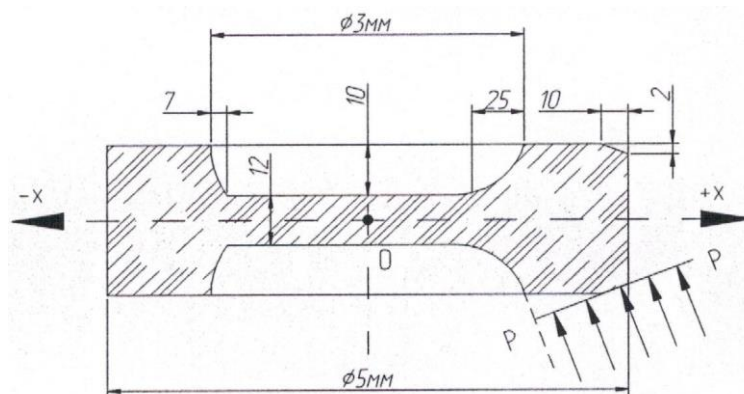


Рис. 3 Профиль травления кристаллического элемента

Следует отметить, что авторы [1] и [6] также отмечают появление подобных профилей травления в растворах бифторида аммония и плавиковой кислоты, которые отличаются только размерами.

Травление в растворе NaOH позволяет получать КЭ с частотой 500МГц и выше без ухудшения параметров резонаторов. Верхнее ограничение частоты обусловлено лишь механической прочностью получаемых мембран. Пример получаемых параметров резонаторов приведен в таблице 2. Шероховатость поверхности по данным атомно-силовой микроскопии лежит в диапазоне 2..3 нм.

Таблица 2 Параметры получаемых резонаторов

F, кГц	R _д , Ом	Q	Рис. 3 Профиль травления кристаллического Q·F, Гц
130430,5	22	37250	5,1·10 ¹²
130430,5	23	39194	
130431,4	23	35631	
130432,1	21	39195	
130432,4	23	39195	
130431,4	21	39025	
130432,8	23	35632	
130430,6	24	34146	
130431,3	20	40976	
130431,3	20	40976	

Травление БТ и ТД (SC) срезов менее изучено. Это связано в первую очередь, с тем, что травление в кислотных травителях деформирует поверхность пластин БТ и ТД срезов, вызывая существенное ухудшение параметров резонаторов. В [4] исследовалось травление пластин БТ и ТД срезов и выявлено образование дефектов в виде «каналов травления», а также были подобраны режимы травления и полировки, позволяющие улучшить качество КЭ БТ-среза. Для ТД-среза были выявлены существенные различия в шероховатости на двух поверхностях (рис. 4), а также выявлены дефекты поверхности в виде каналов, ямок травления.

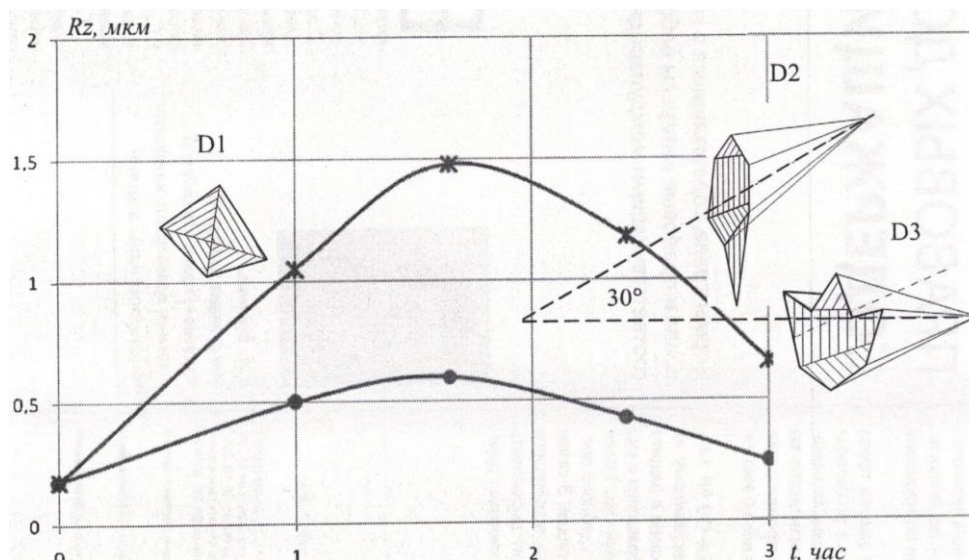
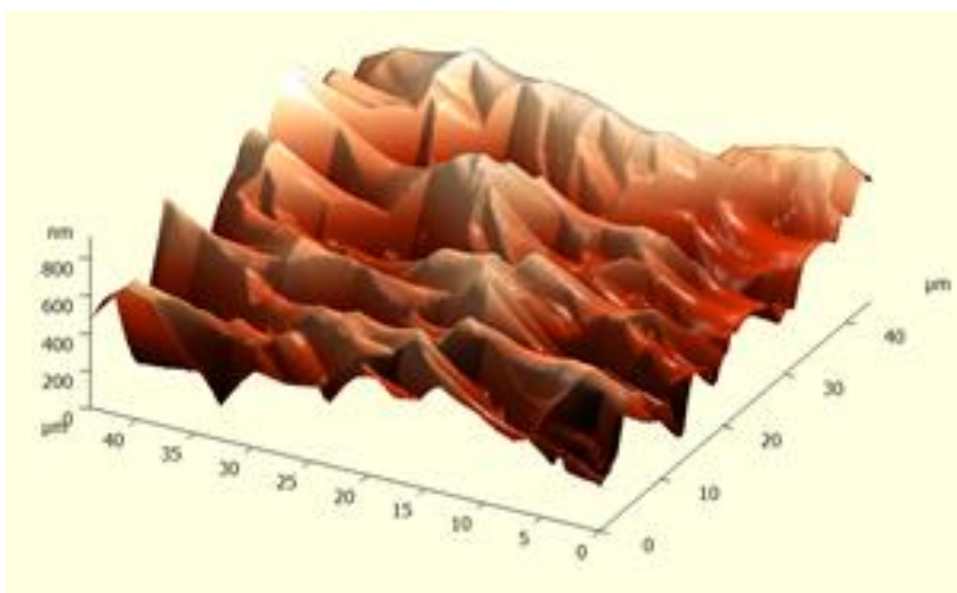


Рис. 4. Измерение шероховатости на двух сторонах кварцевых пластин ТД-среза в процессе травления.

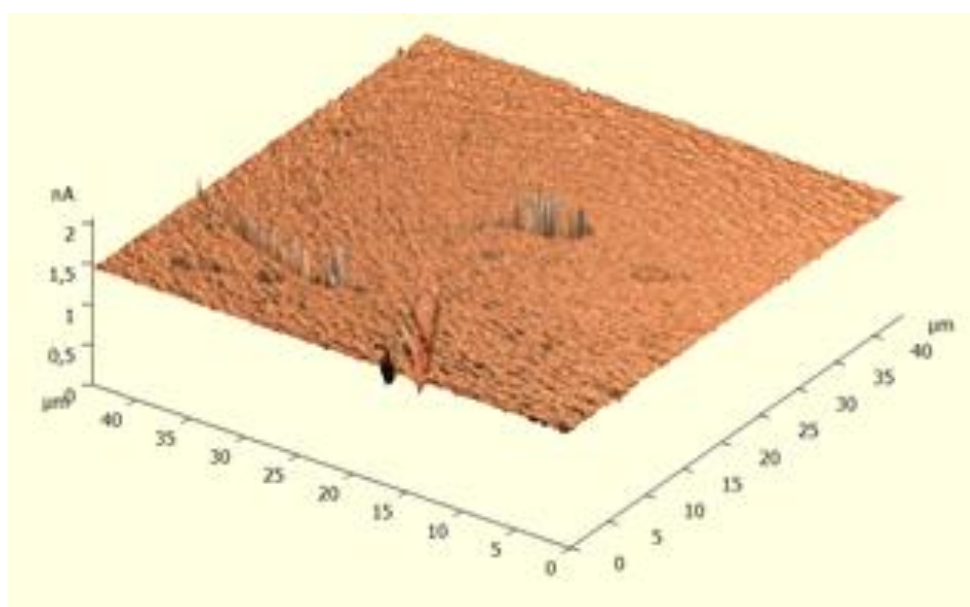
В работе исследовались поверхности АТ, БТ, ТД-срезов кварца, прошедших глубокое химическое травление, методом атомно-силовой микроскопии.

На рис. 5 а, б приведены 3D изображения поверхностей ТД-среза кварца, а - изображение поверхности после травления шлифованного образца, б - полированного. Очевидно, механическая полировка является хорошим средством для удаления слоя, поврежденного шлифовкой. После травления в щелочном растворе качество поверхности не ухудшается, однако и сильно не улучшается. В случае шлифованной поверхности дополнительно к приобретенным неровностям после шлифовки, добавляются и дефекты травления в виде каналов, ямок и т.д. В результате травления полированного образца, поверхность остается гладкой. Дефектами в этом случае будут каналы травления и каналы, которые являются последствием растравливания заполированных царапин, появившихся в результате шлифовки.

На поверхности всех без исключения образцов срезов кварца формируются фигуры травления. Наблюдаются различия в травлении разных сторон образца. Например, для образца БТ-среза шероховатость первой стороны составила 0,8-1,1 мкм, а второй - 0,5-0,6 мкм. Несмотря на значение шероховатости, значительно превышающее шероховатость полированных пластин, параметры, полученные для КЭ БТ и ТД-срезов не хуже, чем полированных, полученных обычным способом. При этом не нарушается сферический профиль пластины, что существенно при изготовлении КР.



a



б

Рис.5. 3D изображения поверхностей ТД-среза кварца, а - изображение поверхности после травления шлифованного образца, б - полированного.

Выводы. Травление в растворе NaOH является универсальным, позволяющим травить наиболее часто используемые для изготовления КР срезы (АТ, БТ и ТД). Параметры резонаторов полученных из шлифованных пластин, травленных в растворе NaOH не хуже, чем у полированных, полученных обычным методом.

Травление в NaOH возможно на любую глубину без ухудшения качества поверхности и параметров резонаторов.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Laffey S., Hendrickson M. and Vig J.R. Polishing and Etching Langasite and Quartz Crystals // IEEE International Frequency Control Symposium. - 1994. - P.

245-250.

[2] Pentovelis G., Collet P. High Frequency Quartz Resonators Manufactured by Chemical Process // 8th European Frequency and Time Forum with Exhibition, Germany. - 1994. - Vol. 1, march 9-11. - P. 263-272.

[3] Безматерных Г.В., Петриди Д.И., Прохоренко О.В., Ярош А.М. Химическое травление в производстве высокочастотных кварцевых резонаторов АТ-среза. // Техника радиосвязи / Омский НИИ приборостроения. - 2008. - Вып. 13. - С. 161-171

[4] Безматерных Г.В., Петриди Д.И., Прохоренко О.В., Ярош А.М. Изготовление полированных кристаллических элементов АТ, БТ и ТД-срезов для прецизионных кварцевых резонаторов. // Техника радиосвязи / Омский НИИ приборостроения. - 2009. - Вып. 14. - С. 133-140.

[5] Глюкман Л.И. Пьезоэлектрические кварцевые резонаторы. - М.: Радио и связь. - 1981. - 232с.

[6] Кибирев С.Н., Ресненко О.А., Ярош А.М. Унифицированные технологии химического травления в производстве кварцевых резонаторов // Техника радиосвязи / Омский НИИ приборостроения. - 1998. - Вып. 4. - С. 148-158.

Ложникова Татьяна Владимировна, ОАО «ОНИИП»,
644009, г. Омск, ул. Масленникова 231, tlozhnikova@yandex.ru;

Галашова Светлана Александровна, ОАО «ОНИИП»,
644009, г. Омск, ул. Масленникова 231, galashovasa@mail.ru.

Аутентификация пользователей ЭВМ по динамике рукописной подписи с применением специализированных устройств

А.Б. Лысак, руководитель группы разработки систем связи, аспирант

В докладе рассматриваются методы аутентификации пользователей ЭВМ по динамическим характеристикам рукописной подписи и инструменты, которые традиционно применяются для решения данной задачи. Описывается разработанное автором специализированное устройство, базирующееся на считывании механических колебаний, производимых пользователем в процессе подписи. Дается краткий обзор разработанного программного обеспечения, его возможностей, а также дальнейшего направления исследований

Ключевые слова: биометрия, аутентификация, встраиваемые системы

Необходимость разграничения доступа к постоянно возрастающим объемам информации в современном мире остро ставит проблему проверки подлинности пользователя. Рост компьютерных сетей и интенсивности их использования также упрощает задачу злоумышленника по получению несанкционированного доступа к данным или определенным сервисам, предоставляемым компьютерными системами.

Сегодня повсеместное распространение получила аутентификация в компьютерных системах с использованием пароля. Однако практика показывает, что одним из слабых мест данного подхода является компрометация пароля в силу сознательных или случайных действий самого пользователя. Аутентификация с использованием биометрической технологии имеет несколько ключевых преимуществ, одним из которых является невозможность попадания аутентификатора в руки злоумышленника, а значит и потенциально более высокая надежность.

В настоящее время получили развитие множество различных способов биометрической идентификации, как по статическим (папиллярный рисунок на пальцах, радужная оболочка глаза, геометрия лица, сетчатка глаза, рисунок вен руки), так и по динамическим (голос, подчерк, сердечный ритм, походка) параметрам человека[1]. Несмотря на то, что статические биометрические методы получили большее распространение, часто их применение влечет дополнительные сложности. В частности, методы, имеющие наибольшую надежность, такие, как сканирование сетчатки глаза, требуют применения дорогостоящего оборудования. Кроме того, статические методы часто встречают неприятие со стороны общества по различным причинам: ассоциации с идентификацией преступников, религиозные взгляды, нежелание предоставления неизменяемой личной информации[2].

Оптимальным решением во многих случаях остается использование рукописной подписи. В сферу предпочтительного применения данного признака входит бизнес, банковское дело и другие отрасли, для которых использование подписи является нормой на протяжении уже значительного времени. Уже сейчас существует множество коммерческих систем, как от российских, так и от зарубежных компаний, в которых в качестве устройства считывания подписи

используются графические планшеты. В отличие от традиционного сравнения изображения подписи с некоторым эталоном данные системы анализируют кинематические параметры в процессе создания подписи. С помощью графических планшетов можно получать сигналы, характеризующие зависимость положения кончика пера в двухмерной системе координат и силы нажатия от времени. Более дорогие устройства также позволяют определять угол наклона пера относительно плоскости планшета[3]. Достаточно широко распространенными за рубежом также являются авторучки со встроенной цифровой камерой, фиксирующей процесс подписи на видео.

Однако использование подобных устройств не лишено существенных недостатков, не позволяющих получить данному виду аутентификации пользователей широкое распространение. Во-первых, изначальная ориентация на иные задачи (для графических планшетов), нестандартные размеры и форма пишущего устройства зачастую не позволяют получить эталон подписи с достаточно хорошей воспроизводимостью, особенно для недорогих устройств, доступных для массового использования. Во-вторых, отсутствие единого открытого стандарта взаимодействия устройств с ЭВМ серьезно затрудняет разработку соответствующих модулей аутентификации в операционных системах и прикладном программном обеспечении. Кроме того, использование эталонов получаемых в системе координат на плоскости ограничивает количество возможных используемых параметров аутентификации.

В качестве решения вышеописанных недостатков автором предлагается идея нового устройства, основанного на отслеживании механических колебаний пишущего устройства в процессе воспроизведения рукописной подписи.

Устройство представляет собой авторучку со встроенным электронным модулем, который содержит:

- акселерометр, осуществляющий измерение ускорения устройства в процессе воспроизведения подписи в трех взаимно перпендикулярных плоскостях;
- микроконтроллер, реализующий алгоритмы управления устройством;
- преобразователь интерфейсов, обеспечивающий подключение к ЭВМ на физическом уровне.

Дополнительно в корпусе устройства установлен пьезодатчик, обеспечивающий определение нажатия устройства на пишущую поверхность.

Структурная схема разработанного устройства приведена на рисунке 1. Была разработана электрическая принципиальная схема, топология печатной платы и изготовлены образцы электронных модулей.

Как видно из структурной схемы, устройство физически подключается к ЭВМ по интерфейсу USB. Тем не менее, интерфейс обмена данными разрабатывался на основе многоуровневого подхода с учетом возможного применения других, в том числе и беспроводных технологий передачи данных на физическом уровне. В данном случае оптимальным архитектурным решением, представленным на рисунке 2, явилось использование виртуального последовательного порта. Его реализации существуют как для проводного

интерфейса USB - Communication Device Class, так и для беспроводной технологии IEEE 802.15.1 Bluetooth - Serial Port Profile. Работа с последовательным портом поддерживается всеми современными операционными системами общего пользования, что обеспечивает максимальную совместимость на стороне ЭВМ.

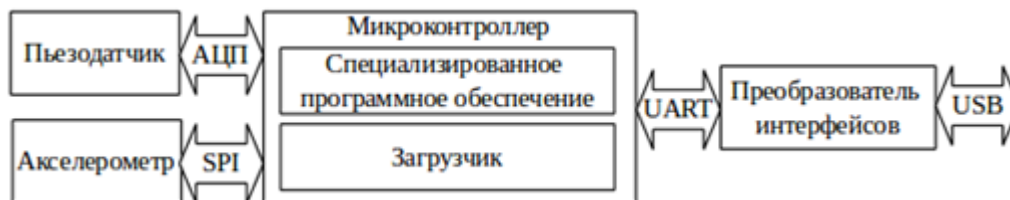


Рис.1. Структурная схема устройства

Также на языке Си было разработано специализированное программное обеспечение микроконтроллера, включающее в себя библиотеку, реализующую протокол взаимодействия устройства с ЭВМ и управляющую программу.

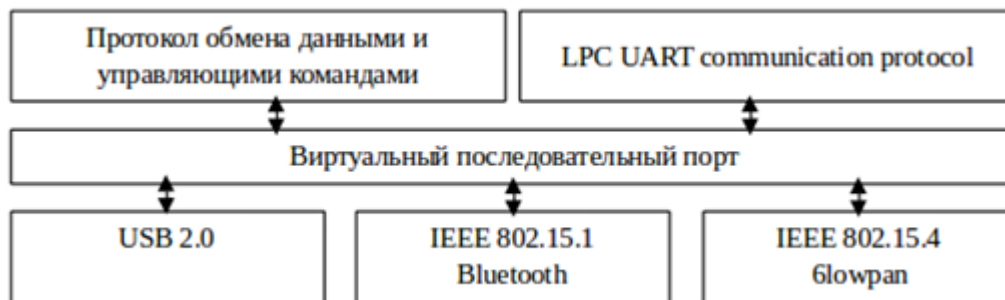


Рис.2. Архитектура интерфейса обмена данными с ЭВМ

На основе изготовленных электронных модулей был собран полнофункциональный макет устройства. Был использован корпус от авторучки с лазерной указкой, часть деталей изготовлена методом 3d-печати. Таким образом, эргономически устройство практически неотлично от обычной авторучки, и даже USB-кабель существенно не влияет на воспроизводимость подписи.

Для разработки и отладки специализированного программного обеспечения на языке C++ с использованием фреймворка Qt была написана технологическая программа для ЭВМ, реализующая протокол взаимодействия с устройством. Программа позволяет:

- обновлять специализированное программное обеспечение электронного модуля по протоколу, поддерживаемому загрузчиком микроконтроллера;
- вручную изменять конфигурационные регистры микросхемы акселерометра и микроконтроллера;
- отображать в реальном времени графики ускорения по трем ортогональным осям;
- сохранять принятые данные в текстовом формате, позволяющем легко импортировать их в различные пакеты прикладных программ, например SciLab,

для проведения различных математических преобразований.

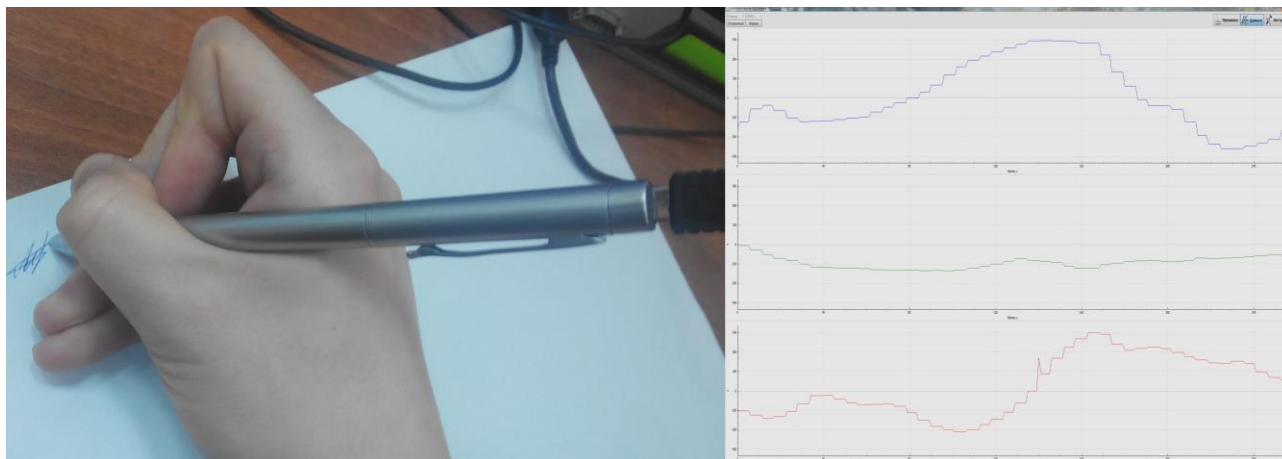


Рис.3. Процесс воспроизведения подписи с помощью макета устройства

Отладка устройства выявила ряд ошибок допущенных при проектировании электрической схемы, которые, в том числе, не позволяют получить сигнал с пьезодатчика устройства. Существующие в настоящее время задачи:

- корректировка электрической принципиальной схемы и доработка электронных модулей по результатам данной корректировки;
- разработка и отладка алгоритма автоматического выделения из шаблона информативной части на основе данных пьезодатчика;
- разработка и отладка алгоритма первичного преобразования шаблонов для их дальнейшего сравнения.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] В. Моржаков, А. Мальцев Современные биометрические методы идентификации // БДИ. 2009. N 2.
- [2] Image pattern recognition. Synthesis and Analysis in Biometrics. – Singapore: World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., 2007
- [3] П.С. Ложников, А.В. Еременко Идентификация личности по рукописным паролям // Мир измерений. 2009. N 4.
- [4] ADXL345 Datasheet URL: www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADXL345.pdf (дата обращения 17.02.2015)
- [5] LPC1102 Datasheet URL: www.nxp.com/documents/data_sheet/LPC1102.pdf (дата обращения 17.02.2015)

Антон Борисович Лысак, ОАО «ОНИИП», ОмГУ им. Ф.М. Достоевского,
644009, г. Омск, ул. Масленникова, 231, +7-904-322-49-49,
antonlysak@gmail.com

Способы повышения точности измерения разности фаз сигналов фазовым пеленгатором в присутствии помехи

Д.Д. Привалов, руководитель группы

Проведен анализ прохождения потока наложенных радиосигналов через фазовые каналы пеленгатора. Рассмотрены некоторые способы решения задачи по выделению полезной информации из множества одновременно принимаемых сигналов. Определено влияние переходных процессов на динамическую погрешность измерения разности фаз сигналов при реализации разрешения по времени.

Ключевые слова: фазовый пеленгатор, погрешность измерения разности фаз, разрешение радиосигналов, помеха.

В связи с крайне высокой загруженностью электромагнитного пространства радиоэлектронными системами различного назначения в настоящее время очень важно осуществлять контроль за использованием частотно-временного ресурса. Необходимо точно выявлять наличие несанкционированных источников радиоизлучения (ИРИ) и определять их местоположение для эффективной борьбы с ними [9]. Кроме того, задача определения дислокации ИРИ стоит и в период проведения военных действий [4]. В качестве первого этапа решения данной задачи можно рассматривать определение направления на ИРИ с нескольких точек пространства. Указанный этап полностью лежит в рамках задач пеленгации, которую возможно осуществить различными методами [3]. Работа посвящена повышению точности измерения разности фаз сигналов в сложной сигнально-помеховой обстановке, под которой в данном случае понимается прием полезного сигнала в условиях воздействия помехи, превышающей по мощности полезный сигнал. При этом помеха может либо попасть в полосу приема полезного сигнала, либо незначительно отстроена по частоте так, что фильтрация требуемого радиосигнала с помощью высокоизбирательных цепей не обеспечивает подавление помехи на достаточном уровне. Ситуация особенно усугубляется, если помеха обладает высокой мощностью, что вызывает перегрузку усилительных каскадов системы [1]. Указанные условия воздействия помех определяют актуальность разработки способов повышения точности измерения разности фаз сигналов.

Работа посвящена изучению и моделированию процессов, происходящих в фазовом пеленгаторе в случае приема смеси слабого полезного сигнала и мощной помехи, а также разработке способов извлечения требуемой разности фаз копий полезного сигнала в присутствии мощной помехи.

В качестве одного из способов, повышающих устойчивость фазоизмерительных систем к воздействию мощной внеполосной помехи, предложено использование продуктов интермодуляции третьего порядка сигнала и помехи на усилителе (выражение (22)) [8]. На входе усилителя принимается узкополосная смесь полезного сигнала (индекс s) и помехи (индекс i), попадающая в полосу обзора ω входных фильтров в виде:

$$x(t) = X_s(t)\sin(\omega_s t + \psi_s) + X_i(t)\sin(\omega_i t + \psi_i) + n(t), \quad (21)$$

где $X_{s,i}(t)$ — медленно меняющаяся амплитуда, $\omega_{s,i}$ — несущая частота, $\psi_{s,i}$ — начальная фаза каждой составляющей смеси, $n(t)$ — гауссов шум. Полагаем $X_s(t) < X_i(t)$, $|\omega_s - \omega_i| \ll \omega_s$.

Запишем результирующий сигнал на выходе усилителя:

$$y(t) \approx y_\omega(t) + y_{2\omega}(t) + y_{3\omega}(t),$$

где каждое слагаемое занимает полосу частот, кратную основной полосе приема ω :

$$y_\omega(t) = \left[a_1 X_s(t) + \frac{3}{2} a_3 X_i^2(t) X_s(t) \right] \sin(\omega_s t + \psi_s) + \left[a_1 X_i(t) + \frac{3}{4} a_3 X_i^3(t) \right] \sin(\omega_i t + \psi_i) + \frac{3}{4} a_3 X_i^2(t) X_s(t) \sin((2\omega_i - \omega_s)t + 2\psi_i - \psi_s),$$

$$y_{2\omega}(t) = -a_2 \left[X_s(t) X_i(t) \cos((\omega_s + \omega_i)t + \psi_s + \psi_i) + \frac{1}{2} X_i^2(t) \cos(2\omega_i t + 2\psi_i) \right],$$

$$y_{3\omega}(t) = -a_3 \left[\frac{3}{4} X_i^2(t) X_s(t) \sin((2\omega_i + \omega_s)t + 2\psi_i + \psi_s) + \frac{1}{4} X_i^3(t) \sin(3\omega_i t + 3\psi_i) \right], \quad (22)$$

a_n — коэффициенты полинома, аппроксимирующего проходную характеристику усилителя.

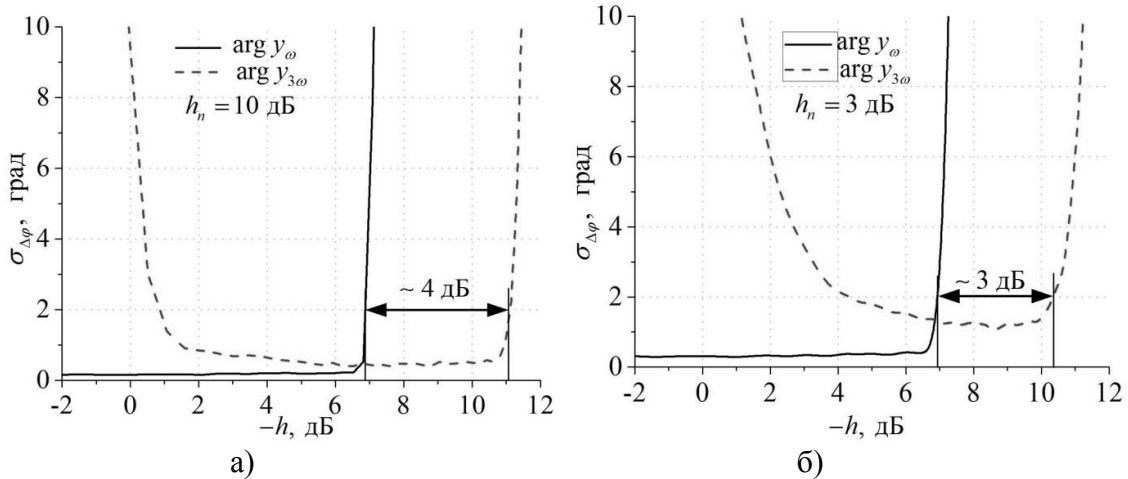


Рис. 1. Зависимость СКО разности фаз копий полезного сигнала от мощности помехи при ее отстройке по частоте на значение 0,1 МГц и при отношении сигнал/шум входной смеси
а) $h_n = 10$ дБ; б) $h_n = 3$ дБ

Сплошная линия на рис. 1 показывает среднее квадратичное отклонение (СКО) разности фаз копий полезного сигнала, измеренной в основной полосе частот, а штриховая — в полосе частот, соответствующей продуктам интермодуляции третьего порядка. СКО разности фаз для основной полосы частот начинает резко возрастать при $h = -6,5$ дБ, что определяется характеристиками фильтра основной селекции, который решает задачу

подавления всех мешающих составляющих до требуемого уровня. Низкий уровень СКО разности фаз здесь объясняется малой спектральной плотностью мощности N шума $n(t)$ в выражении (21). СКО разности фаз, измеренной в режиме нелинейности, является удовлетворительной в интервале $-h = [1, 11]$ дБ, нижний предел определяется возникновением ощутимого влияния нелинейности, а верхний — характеристиками того же фильтра основной селекции. Ощутимая зависимость нижнего предела от спектральной плотности мощности N белого шума возникает из-за снижения чувствительности устройства в режиме нелинейности на значение порядка 10 дБ. Таким образом, комбинирование измерений в основной полосе частот и с использованием продуктов интермодуляции позволяет расширить границы превышения помехи над полезным сигналом для выбранной точности измерения разности фаз ± 2 град на 3-4 дБ.

В качестве исходной фазоизмерительной системы может быть использована схема фазового пеленгатора, показанная на рис. 2. Данная схема представляет собой взаимно-корреляционный фазометрический приемник, в котором сигналы на выходе схемы переносятся на промежуточную частоту, равную частоте гетеродина [2, 5].

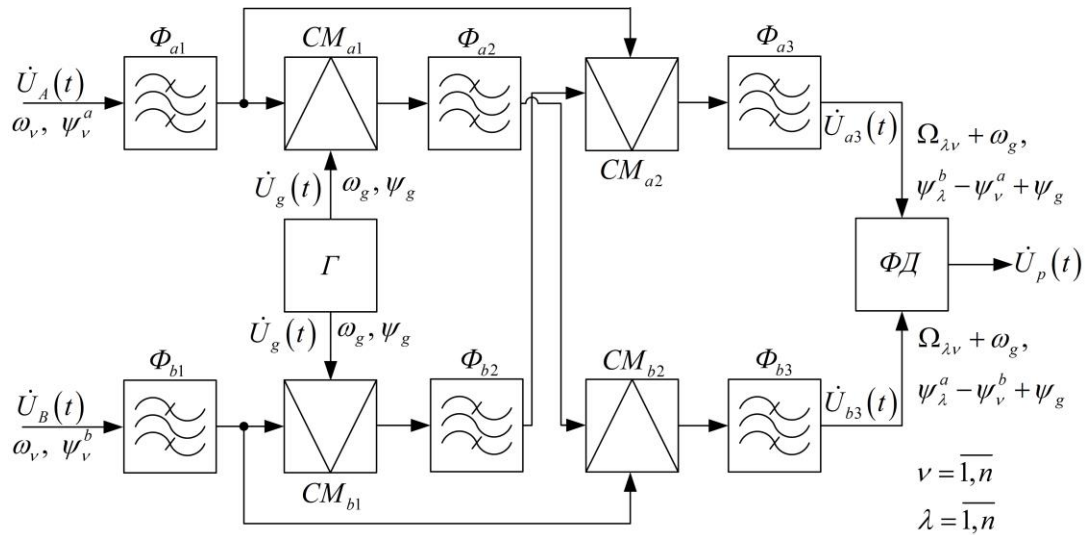


Рис. 2. Функциональная схема взаимно-корреляционного фазового пеленгатора

При наличии смеси сигнала и помехи на входе устройства получим следующее выражение для результирующих сигналов на выходе фильтров Φ_{a3} и Φ_{b3} соответственно (рис. 3):

$$\begin{aligned} \dot{z}_a(t) = \dot{x}_g(t) & \left[X_{a,s}(t) X_{b,s}(t) e^{j\Delta\varphi_s} + X_{a,i}(t) X_{b,i}(t) e^{j\Delta\varphi_i} + \right. \\ & \left. + X_{a,s}(t) X_{b,i}(t) e^{j(\Omega_{si}t + \psi_{a,s} - \psi_{b,i})} + X_{a,i}(t) X_{b,s}(t) e^{j(-\Omega_{si}t + \psi_{a,i} - \psi_{b,s})} \right], \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \dot{z}_b(t) = \dot{x}_g(t) & \left[X_{a,s}(t) X_{b,s}(t) e^{-j\Delta\varphi_s} + X_{a,i}(t) X_{b,i}(t) e^{-j\Delta\varphi_i} + \right. \\ & \left. + X_{a,s}(t) X_{b,i}(t) e^{j(\Omega_{si}t + \psi_{b,s} - \psi_{a,i})} + X_{a,i}(t) X_{b,s}(t) e^{j(-\Omega_{si}t + \psi_{b,i} - \psi_{a,s})} \right], \end{aligned} \quad (24)$$

где $\dot{x}_g(t)$ — сигнал гетеродина, $\Omega_{si} = \omega_s - \omega_i$.

Решение предполагает рассмотрение тонкой фазовой структуры результирующего сигнала на выходах фазовых каналов в случае узкополосных входных сигналов. Подход подразумевает обзор по взаимным комбинационным частотам на промежуточной частоте. При этом сохраняются информативные комбинационные составляющие и режектируются остальные [6]. Выделение ВКС (выражения (23) и (24)) с помощью высокоизбирательных полосовых фильтров для обоих фазовых каналов и измерение для каждой пары разностей фаз на каждой комбинационной частоте с помощью ФД дает

$$\Delta\varphi_s + \Delta\varphi_i = \Delta\varphi.$$

Следовательно, получаем уравнение с двумя неизвестными. В этом случае, учитывая большую мощность помехи по сравнению со слабым полезным сигналом, одно из неизвестных можно непосредственно определить, измеряя разность фаз для СКС — разность фаз помехи.

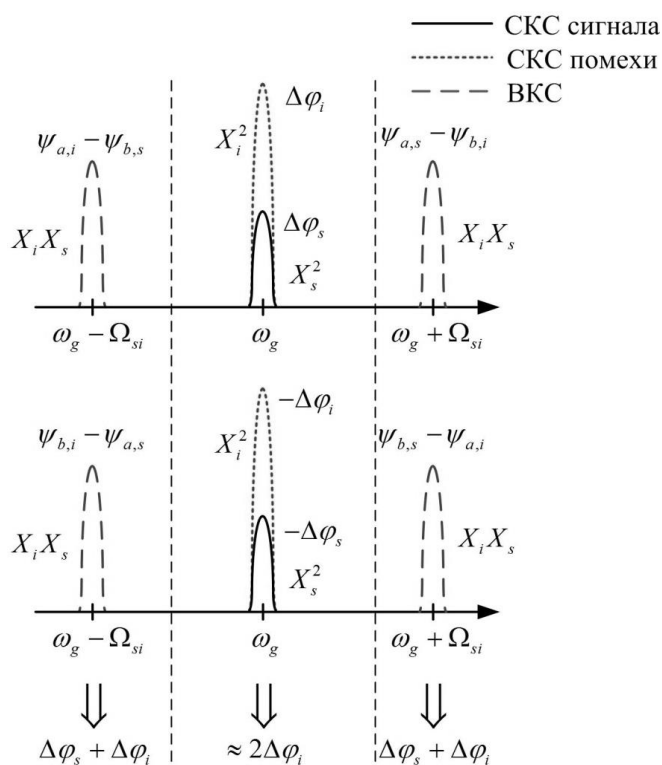


Рис. 3. Измерение разности фаз слабых сигналов при работе по ВКС

На рис. 4 представлено результирующее СКО измерения разности фаз для полезного сигнала в присутствии помехи. Видно, что при малой отстройке частоты помехи от частоты сигнала на значение порядка 0,1 МГц (рис. 4, а) полученное с помощью обычного двухканального пеленгатора СКО получается больше, чем при работе по СКС, что связано с недостаточной частотной избирательностью фильтров. Можно заметить, что при работе по ВКС происходит расширение диапазона превышения помехи над полезным сигналом на значение порядка 5 дБ при выбранной точности измерений ± 2 град. При отстройке частоты помехи от частоты сигнала на 1 МГц происходит заметное повышение точности измерений с помощью обычного пеленгатора до значений $h = -40$ дБ, в то время как СКО измерения разности фаз по СКС не

изменяется. Это объясняется тем, что на промежуточной частоте, равной частоте гетеродина, соответствующие полезному сигналу и помехе собственные составляющие накладываются друг на друга и их разрешение по частоте не представляется возможным. Тем не менее, для ВКС можно заметить увеличение допустимых значений h на 3 дБ.

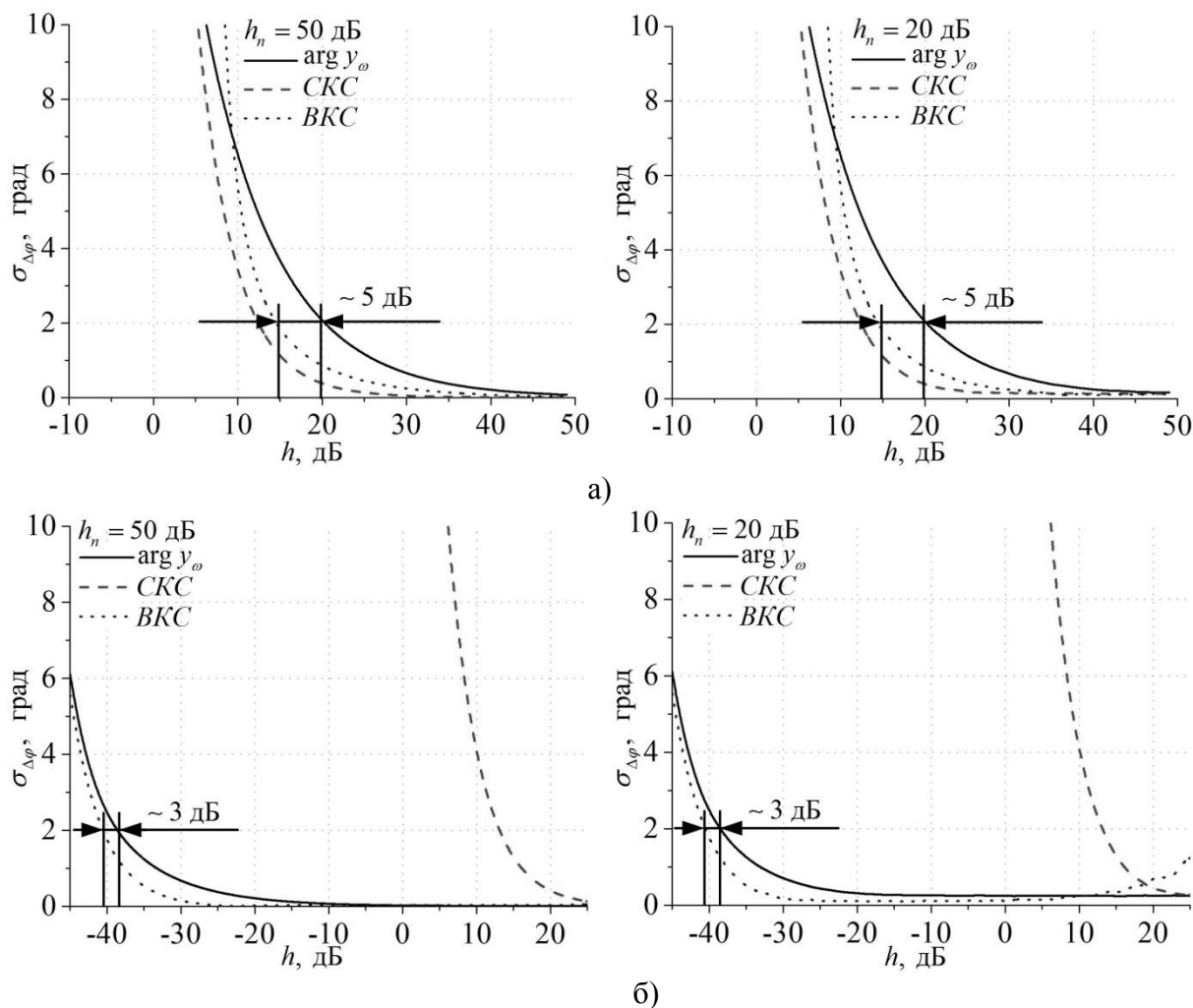


Рис. 4. Сравнение зависимостей СКО измерения разности фаз с помощью обычного пеленгатора и взаимно-корреляционного пеленгатора от отношения сигнал/помеха на входе при различном h_n и отстройке по частоте а) 0,1 МГц; б) 1 МГц

В качестве одного из решений задачи в случае импульсного характера входных сигналов можно использовать специальные схемы укорочения принимаемых радиоимпульсных сигналов, обеспечивающих разделение потока сигналов по переднему и заднему фронту на частоте гетеродина. Данная схема, реагирующая на изменения амплитуды и фазы во времени, была предложена Я.Д. Ширманом [10], однако в его работах не проведено исследований поведения фазовой структуры радиосигнала при наличии переходных процессов, что крайне важно для импульсного режима работы. Заметим, что в отличие от обычного подхода при анализе динамического режима работы схемы, когда считается, что вынужденная составляющая переходного процесса (ВСПП) несет полезную информацию, а свободная составляющая переходного

процесса (ССПП) разрушает ее, в данном случае, напротив, полезная информация о фазе при переходном процессе содержится в ССПП и тем самым определяются возможности разрешения наложенных сигналов, а ВСПП препятствует разрешению таких сигналов. Поэтому предлагается мостиковая реализация схемы ВЧ-дифференциатора, в котором обеспечивается компенсация ВСПП (рис. 5) [7].

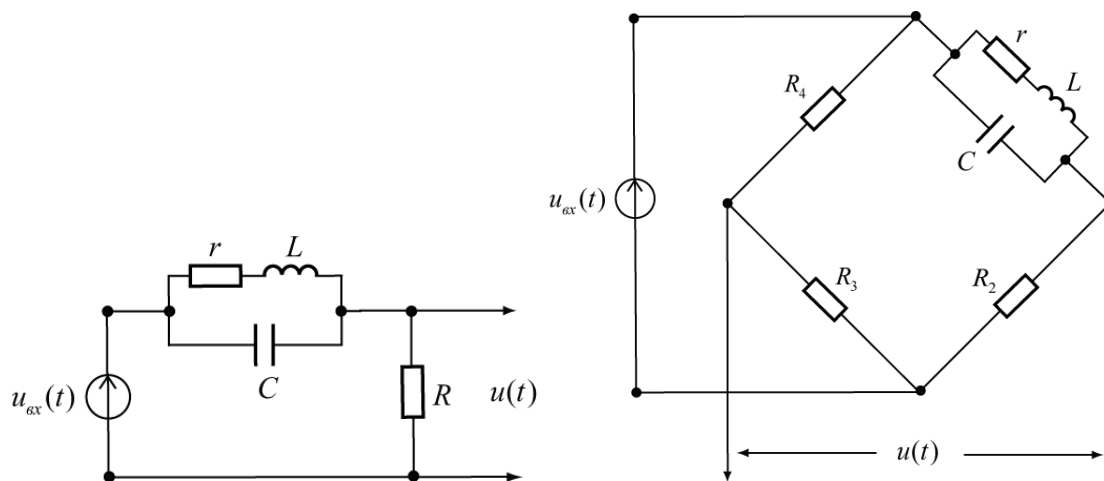


Рис. 5. Схемы разрешения наложенных радиоимпульсных сигналов

Для данного подхода резисторы R_3 и R_4 ВЧ-дифференциатора подбираются из условия баланса моста на резонансной частоте

$$R_3 / R_4 = R_2 / |\dot{Z}(j\omega_p)|, \quad (25)$$

где $Z(j\omega_p)$ – сопротивление параллельного контура при резонансе: $Z(j\omega_p) = \rho^2 / r$, $\rho = \sqrt{L/C}$ – характеристическое сопротивление контура. При выполнении условия (25) вынужденные составляющие для сигнала в правом и левом плече моста компенсируются.

На рис. 6 приведена входная смесь радиоимпульсных сигналов и результат ВЧ-дифференцирования. Как видно из данного рисунка, после дифференцирования исходного сложного сигнала на выходе дифференцирующей цепи имеется 4 «пика», следовательно в исходном сигнале присутствуют два сигнала. Возникновение «пиков» на фронтах импульсов объясняется наличием быстро затухающей во времени свободной составляющей.

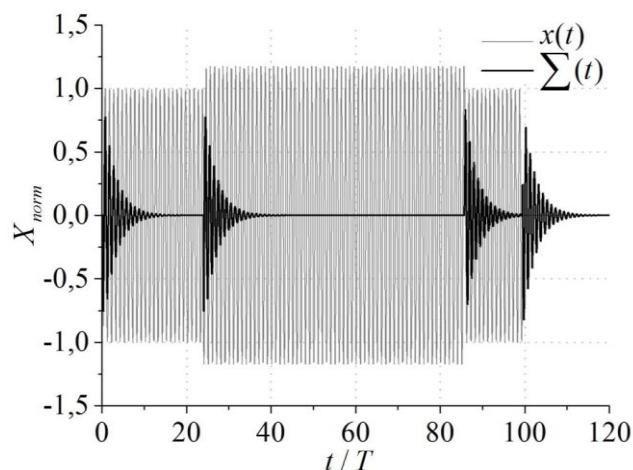


Рис. 6. Разрешение двух наложенных сигналов

Как показано на рис. 7, при отсутствии помехи динамическая погрешность не превышает одного градуса на всем интервале существования сигнала, что определяется влиянием переходных процессов от начальной фазы. При увеличении мощности помехи ($h < 0$ дБ) погрешность становится удовлетворительной только на определенных интервалах времени. Их длительность незначительна по сравнению с длительностью полезного сигнала, что накладывает дополнительные требования на устройства измерения разности фаз. При $h = -40$ дБ погрешность составляет 2 градуса в момент включения сигнала.

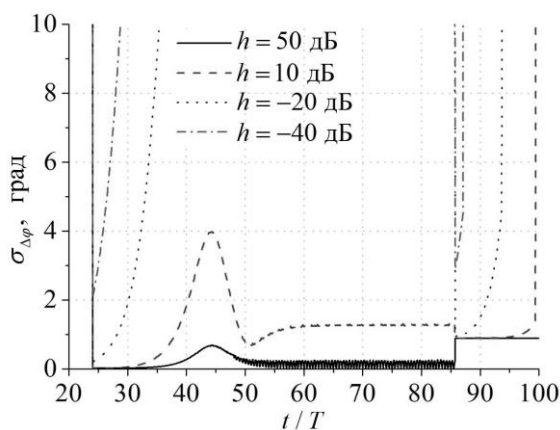


Рис. 7. Зависимость погрешности измеренной разности фаз копий полезного сигнала в зависимости от мощности помехи

Заключение

В современной ситуации, когда радиоэфир перегружен множеством излучаемых радиосигналов и помех, требуется значительное усложнение аппаратуры с целью достижения заданных показателей работоспособности системы. В частности, необходима комбинация нескольких подходов, чтобы обеспечить функционирование пеленгатора в различных сложных условиях. Таким образом, в ходе проведенных исследований были получены следующие результаты:

1. Продукты интермодуляции, возникающие на нелинейном элементе, можно использовать для повышения устойчивости фазоизмерительных систем к воздействию мощной помехи. Целесообразно комбинирование измерений в основной полосе частот и в полосе частот продуктов интермодуляции. Такое объединение измерений позволяет повысить отношение сигнал/помеха на значения порядка 3-4 дБ.

2. Возможно использование комбинационных составляющих для выделения полезной информации, возникающих при прохождении смеси сигнала и помехи через смесители пеленгатора при его реализации по взаимно-корреляционной схеме. В этом случае отношение сигнал/помеха возрастает на 3-4 дБ.

3. Использование специальной схемы укорочения, выполняющей ВЧ-дифференцирование колебаний, в случае различия времени прихода сигнала и помехи, а также их длительности обеспечивает подавление помехи на 60 дБ и более. Погрешность измерения разности фаз копий сигнала становится динамической, что не позволяет использовать полученную разность фаз на всем интервале измерений, а лишь в те промежутки времени, когда мощность полезного сигнала превышает мощность помехи на 20 дБ и более.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Абызов, А. А. Выделение полезного сигнала на фоне помех, превышающих динамический диапазон информационно-измерительных систем: дис. ... к-та физ.-мат. наук: 01.04.03 / Александр Алексеевич Абызов. – Нижний Новгород, 2003. – 126 с.

[2] Белавин, О. В. Основы радионавигации / О. В. Белавин. – М. : Сов. радио, 1977. – 320 с.

[3] Бычков, С. И. Космические радиотехнические комплексы / С. И. Бычков, Д. П. Лукьянов, Е. Н. Назимок и др. ; под ред. С. И. Бычкова. – М. : Сов. радио, 1967. – 582 с.

[4] Вакин, С. А. Основы радиовзаимодействия и радиотехнической разведки / С. А. Вакин, Л. Н. Шустов. – М. : Сов. радио, 1968. – 448 с.

[5] Кирьяков, А. В. Исследование чувствительности фазометрических приемников / А. В. Кирьяков // Вопросы радиоэлектроники. – Сер. ОТ. – 2004. – Вып. 1. – С. 11-20.

[6] Пат. 2482508 Российская федерация, МПК⁷ G 01 S 3/14. Фазовый способ пеленгации / Золотарев И. Д., Березовский В. А., Лапшин С. А., Привалов Д. Д. ; заявитель и патентообладатель ОАО «ОНИИП». – № 2011135120/28 ; заявл. 22.08.11 ; опубл. 20.05.13, Бюл. № 14. – 9 с.

[7] Привалов, Д. Д. Исследование разрешения наложенных радиоимпульсных сигналов от разнесенных в пространстве источников излучения использованием мостикового ВЧ-дифференциатора / В. А. Березовский, И. Д. Золотарев, Д. Д. Привалов // Сборник докладов конференции «RLNC-2010». – Воронеж. – НПФ «САКВОЕЕ» ООО. – 2010. – С. 348-356.

- [8] Привалов, Д. Д. Повышение устойчивости фазоизмерительных систем к воздействию помехи, превышающей по мощности полезный сигнал / Д. Д. Привалов // Научно-технический сборник «Техника радиосвязи». – Омск. – ОАО «ОНИИП». – 2014. – Вып. 3 (23). – С. 25-30.
- [9] Рембовский, А. М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А. М. Рембовский, А. В. Ашихмин, В. А. Козьмин; под ред. А. М. Рембовского. – М. : Горячая линия – Телеком, 2006. – 492 с.
- [10] Ширман, Я. Д. Разрешение и сжатие сигналов] / Я. Д. Ширман. – М. : Сов. радио, 1974. – 360 с.
-

Денис Дмитриевич Привалов, ОАО «ОНИИП»,
644009, г. Омск, ул. Масленникова, 231, privalovdd.post@gmail.com

Сравнительная оценка некоторых методов интерполяции, применяемых для построения карт полного электронного содержания.

Сустанов А.В., инженер, магистрант

В работе рассмотрены основные методы интерполяции, применяющиеся для построения карт полного электронного содержания. Построена зависимость от плотности точек интерполяции среднеквадратического отклонения и быстродействия. Сделаны выводы об эффективности применения каждого метода при различных плотностях узлов.

Ключевые слова: ионосфера, полное электронное содержание, интерполяция, линейный метод, метод ближайшей окрестности, сплайновый метод, кригинг.

Введение. Один из самых часто используемых параметров, характеризующих состояние ионосферы, является полное электронное содержание [1-2] (ПЭС) определяемое, как количество электронов в вертикальном столбе единичной площади. Совокупность значений ПЭС, упорядоченная в зависимости от соответствующих этим значениям географических координат, называется картой ПЭС. Наличие регулярно обновляемой карты ПЭС с возможностью визуализации даёт возможность не только определять значение ПЭС в конкретных точках для расчёта трассы на коротких волнах, но и проводить исследования глобальной картины состояния ионосферы и динамики её изменения [1-3]. Для построения этой карты используется процесс, называемый интерполяцией.

К настоящему времени разработано большое количество методов и алгоритмов интерполяции с различными модификациями. Проведя обзор существующей литературы, можно выделить ряд алгоритмов, применяемых в задачах исследования ионосферы: линейный метод [4], метод естественной окрестности [5], сплайновый метод [5,6] и метод кригинга [5,7-9]. Но несмотря на большое количество работ в этом направлении, данные методы изучены недостаточно. Таким образом, целью данной работы является исследование методов интерполяции, применяемых для построения карт ПЭС с выявлением их особенностей и ограничений в применении.

Результаты моделирования методов. Методы интерполяции сравнивались путём численного моделирования. В качестве эталонной карты использовалась карта ПЭС с координатами в диапазоне от 0 до 90° северной широты, от 0 до 180° восточной долготы с шагом в один градус. Из этой карты в качестве узлов интерполяции случайным образом выбирались n точек, при этом n принимало значение от 4 до $0,5N$ с шагом 40. В результате строилась зависимость $\sigma_{\text{ПЭС}}(\%)$ от плотности узлов $\rho = n/N$. N – общее количество точек.

Среднеквадратическое относительное отклонение между матрицей **A**, содержащей значения исходной карты и матрицей **B**, содержащей значения интерполированной карты, рассчитывалось по формуле

$$\sigma_{ПЭС}(\%) = \sqrt{\frac{1}{N_1 N_2} \sum_{i=1}^{N1} \sum_{j=1}^{N2} \left(\frac{A_{ij} - B_{ij}}{A_{ij}} \right)^2}$$

где A_{ij} – элементы матрицы \mathbf{A} , B_{ij} – элементы матрицы \mathbf{B} , $N1, N2$ – размерности матриц.

Рассчитанные значения относительного среднеквадратичного отклонения для четырёх рассмотренных методов представлены на следующем графике, показанном на рисунке 3.

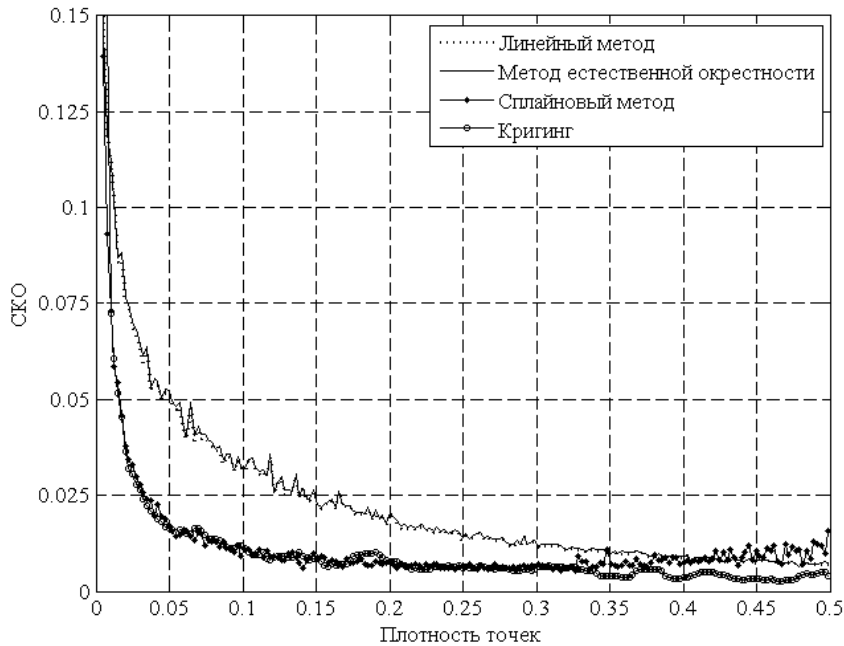


Рис 1. График зависимости относительного СКО от плотности точек.

Из графика следует, что при малой плотности точек наилучший результат дают кригинг и сплайновый метод. По мере повышения плотности точек разница в СКО между различными методами начинает нивелироваться.

Также, из графика видно, что при повышении количества исходных точек интерполяции и, соответственно, их плотности, начиная с величины порядка 0,1 для кригинга и сплайнов, не приводит к существенному повышению точности восстановления карты. Этот вывод актуален в случае применения интерполяции в моделировании, где имеется возможность произвольно выбирать количество точек, рассчитанных с помощью модели и точек, полученных с помощью интерполяции. Для сплайнового метода точность не превышала 1% при любой плотности узлов.

Для измерения времени выполнения использовались функции MatLab tic и toc, вторая из которых возвращает время, прошедшее с момента вызова первой функции. Результаты приведены на графиках, представленных на рисунке 2.

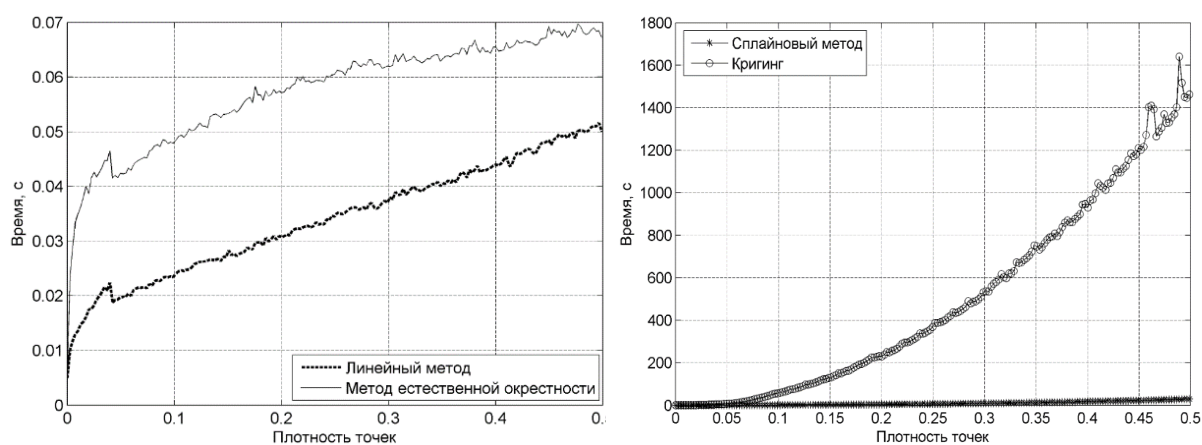


Рис 2. График зависимости времени выполнения от плотности точек.

Из графика видно, что линейный метод и метод естественной окрестности на несколько порядков отличаются по быстродействию от метода кригинга и сплайнового метода (например, при плотности точек 0,1 время выполнения для кригинга составляло 120 с., для сплайнового метода 1,6 с., для метода естественной окрестности 0,049 с, для линейного метода 0,024 с.). Самый медленный из рассматриваемых методов – это метод кригинга. Следующий по быстродействию сплайновый метод, который быстрее метода кригинга при достаточно большом числе точек. Быстродействие метода естественной окрестности меньше, чем у линейного метода примерно в 2 раза. Линейный метод продемонстрировал большее быстродействие, чем остальные методы, что соответствует теории.

Выводы. В результате моделирования рассмотренных алгоритмов интерполяции, можно заключить, что при плотностях узлов от 0,05 до 0,35 наиболее эффективен сплайновый метод, но он не даёт возможность достичь значений СКО менее 1%, напротив, дальнейшее увеличение плотности узлов приводит к снижению точности. Линейный метод имеет низкую точность при малых значениях плотности, однако, в отличие от сплайнового метода его СКО стремится к нулю по мере повышения плотности точек, что, с учётом его высокого быстродействия, позволяет эффективно использовать этот метод при плотности узлов 0,5 и выше. Метод естественной окрестности в рамках данного исследования показал сопоставимые результаты с линейным методом. Кригинг позволяет получить высокую точность на всём диапазоне плотностей, но отличается значительным временем выполнения.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Перевалова Н. П. Исследование ионосферных возмущений методом трансionoсферного GPS-зондирования. – Иркутск, 2014.

- [2] Kersley L. / Total electron content – A key parameter in propagation: measurement and use in ionospheric imaging / D. Malan, S. E. Pryse, L. R. Cander, R. A. Bamford, A. Belehaki , R. Leitinger , S. M. Radicella , C. N. Mitchell, P. S.J. Spencer // *Annals Of Geophysics* – 2004 – С. 1067-1091.
- [3] Orus R. / Improvement of global ionospheric VTEC maps by using kriging interpolation Technique / R. Orus, M. Hernandez-Pajares, J.M. Juan, J. Sanz // *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics* – 2005 – С. 1-12.
- [4] Айзель Г.В. / Расчеты речного стока на основе модели SWAP для водосборов с недостаточным информационным обеспечением // дис. канд. тех. наук – Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Институт водных проблем Российской академии наук – 2014 – 155 с.
- [5] Foster M. P. / An Evaluation of Interpolation Techniques for Reconstructing Ionospheric TEC Maps / M. P. Foster, A. N. Evans // *Ieee Transactions On Geoscience And Remote Sensing*, Vol. 46, No. 7 – 2008 – С. 2153-2164.
- [6] Ricardo N. / Mitigation of Ionospheric Threats to GNSS: an Appraisal of the Scientific and Technological Outputs of the TRANSMIT Project / F. Dowis, G. de Franceschi, M. Aquino – Torino: Workshop Apporiscal of Scientific and Technological output – 2014 – 233 с.
- [7] Барабашов Б. Г. / Ионосферное обеспечение однопозиционных пеленгаторов-дальномеров диапазона декаметровых волн / Б. Г. Барабашов, О. А. Мальцева // *Труды научно-исследовательского института радио* – 2003 – С. 120-126.
- [8] Deviren M. N. / Automatic Regional Mapping Of Total Electron Content Using A Gps Sensor Network And Isotropic Universal Kriging / M. N. Deviren, F. Arikan, O.Arikan // 16-th international conference on Information, Fusion – 2013 – С. 1664-1669.
- [9] Ricardo N. / Mitigation of Ionospheric Threats to GNSS: an Appraisal of the Scientific and Technological Outputs of the TRANSMIT Project / F. Dowis, G. de Franceschi, M. Aquino – Torino: Workshop Apporiscal of Scientific and Technological output – 2014 – 233 с.
-

Сустанов Алексей Викторович, ОАО «ОНИИП», г. Омск ул. Масленникова 231
ОмГУ им. Ф. М. Достоевского, г. Омск, ул. Мира 55а

Микроэлектронные устройства на основе акустических волн

Т.Н. Танская, аспирант, научный сотрудник

В докладе приведены результаты анализа устройств, работающих на поверхностных (ПАВ) и объемных (ОАВ) акустических волнах. Отмечены области применения пьезокварцевых устройств, устройств на ПАВ и ОАВ в приемо-передающей радиоэлектронной аппаратуре. Указаны достоинства и недостатки таких устройств. Особое внимание уделено проблемам разработки СВЧ-резонаторов на ОАВ. Рассмотрены конструкции и технология их изготовления. Показана перспективность применения СВЧ-резонаторов в беспроводных системах связи.

Ключевые слова: акустические волны, устройства на ПАВ, СВЧ-резонатор, Брэгговский отражатель.

Целью данной работы является рассмотрение вопросов изготовления частотно-избирательных устройств в широком диапазоне частот.

В настоящее время в современной радиоаппаратуре широко используется элементная база, работающая на поверхностных (ПАВ) и объемных (ОАВ) акустических волнах. Можно выделить три направления работ по изготовлению элементной базы, которые работают на основе акустических волн: кварцевое производство (на основе ОАВ); устройства на ПАВ и устройства ОАВ продольного типа.

В кварцевом производстве в качестве пьезоэлектрика используется кварц. К достоинствам таких устройств на основе кварца можно отнести: температурную стабильность, временную стабильность, высокую добротность порядка 10^4 - 10^6 единиц. Однако необходимо отметить и некоторые недостатки указанных устройств: ограничение по частоте ($n \cdot 100$ МГц), ограничение по входной мощности, сложность технологии изготовления, чувствительность к загрязнению поверхности. Такие устройства находят применение в качестве фильтров, опорных генераторов, генераторов управляемых напряжением, в часовых схемах и др. Для более высоких частот используют устройства на ПАВ.

Существует несколько видов ПАВ, но наиболее распространены ПАВ релеевского типа. К достоинствам устройств на ПАВ относят: достаточно широкий диапазон рабочих частот 30 МГц – 2 ГГц, уменьшение массогабаритных показателей, расширение количества разрабатываемых приборов за счет составляющей электрического поля (оптические модуляторы, корреляторы и др.), полученные фильтры на ПАВ имеют большую полосу пропускания. Отметим недостатки данных устройств: чувствительность к загрязнению поверхности, температурная стабильность хуже, чем у кварца, низкая добротность. В качестве подложек для ПАВ устройств используются танталат и ниобат лития, кварц SiO_2 , лангасит.

В настоящее время с возникновением и развитием беспроводных систем связи, работающих на частотах до 10 ГГц, стало необходимым изготовление малогабаритных устройств с малым весом. Поиск путей создания таких устройств показал, что они могут быть созданы на основе тонких

пьезоэлектрических пленок (ОАВ) [1-3]. Основным элементом резонаторов на ОАВ является акустоэлектрический преобразователь. Он представляет собой тонкопленочную резонансную структуру металл-пьезоэлектрик-металл (МПМ), расположенную на диэлектрической подложке. В настоящее время разработано 4 вида конструкций тонкопленочных резонаторов на основе структуры МПМ: многочастотный резонатор, резонатор мембранного типа, резонатор с воздушным зазором и резонатор с акустическим отражателем. Одной из перспективных конструкций СВЧ-резонаторов является конструкция резонатора с акустическим Брэгговским отражателем, которая представлена на рис. 1 [4-5].

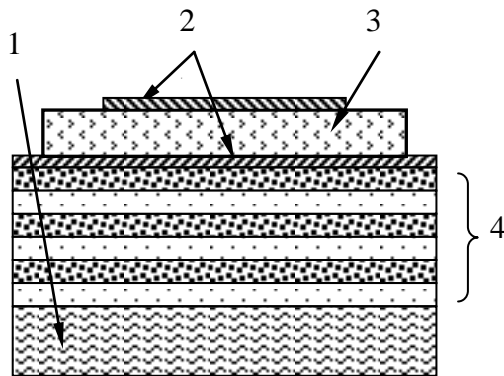


Рис. 1. Конструкция СВЧ-резонатора с Брэгговским отражателем:
 1 – подложка; 2 – электроды; 3 – пьезоэлектрическая пленка;
 4 – Брэгговский отражатель.

У такой конструкции акустоэлектрический преобразователь изолирован от подложки с помощью четвертьволнового отражателя, состоящего из многослойной тонкопленочной структуры (Брэгговский отражатель). В конечном итоге, подложка не влияет на работу акустоэлектрического преобразователя и это позволяет расширить перечень используемых материалов в качестве подложек. Конструктивно Брэгговский отражатель выполнен в виде чередующихся тонкопленочных слоев с различными значениями акустических импедансов. При правильном подборе материалов тонкопленочных слоев достаточно сформировать 6-8 слоев Брэгговской структуры, чтобы достичь полного отражения акустической волны. В результате этого резонатор оказывается нагружен на очень маленький акустический импеданс. Это практически эквивалентно свободной границе, как у резонаторов на основе монокристаллической пьезоэлектрической подложки. Такой тип резонаторов имеет ряд преимуществ по сравнению с устройствами на поверхностных акустических волнах. Структура резонатора планарная и хорошо адаптирована к технологии тонкопленочных интегральных схем. Электрическая прочность резонаторов в несколько раз выше, чем у ПАВ-устройств. Созданные на основе резонаторов фильтры имеют размеры несколько квадратных миллиметров, а их толщина составляет порядка микрометра и менее. В результате снижается общий вес СВЧ-устройства. Данные СВЧ-резонаторы имеют высокую механическую прочность, а Брэгговские отражатели являются широкополосными.

Тонкопленочные СВЧ-резонаторы на ОАВ находят свое применение не только в беспроводных системах связи (спутниковой, навигационной, сотовой и др.), а также используются в системах передачи данных, телекоммуникационных системах, автомобильной и медицинской аппаратуре, устройствах формирования и обработки сложных сигналов в радиолокационных станциях ближнего и дальнего обнаружения, в системах наведения и сопровождения цели, датчиках различных физических величин.

В данной работе исследуются экспериментально полученные опытные образцы СВЧ-резонаторов с Брэгговским отражателем. СВЧ-резонаторы состоят из Брэгговского отражателя на основе 5 пар слоев молибдена и алюминия, пьезоэлектрической пленки оксида цинка и верхнего алюминиевого электрода. Полученную структуру формировали методом магнетронного распыления в одном технологическом цикле. Измерение электрических характеристик СВЧ-резонаторов проводилось с помощью векторного анализатора цепей Agilent E5071C. На рис.2 представлены электрические характеристики СВЧ-резонаторов: диаграмма Смита проводимости, активная проводимость, модуль электрического импеданса и коэффициент отражения. Резонансная частота составила порядка 2,5-3 ГГц, а добротность $Q \sim 75-150$ единиц.

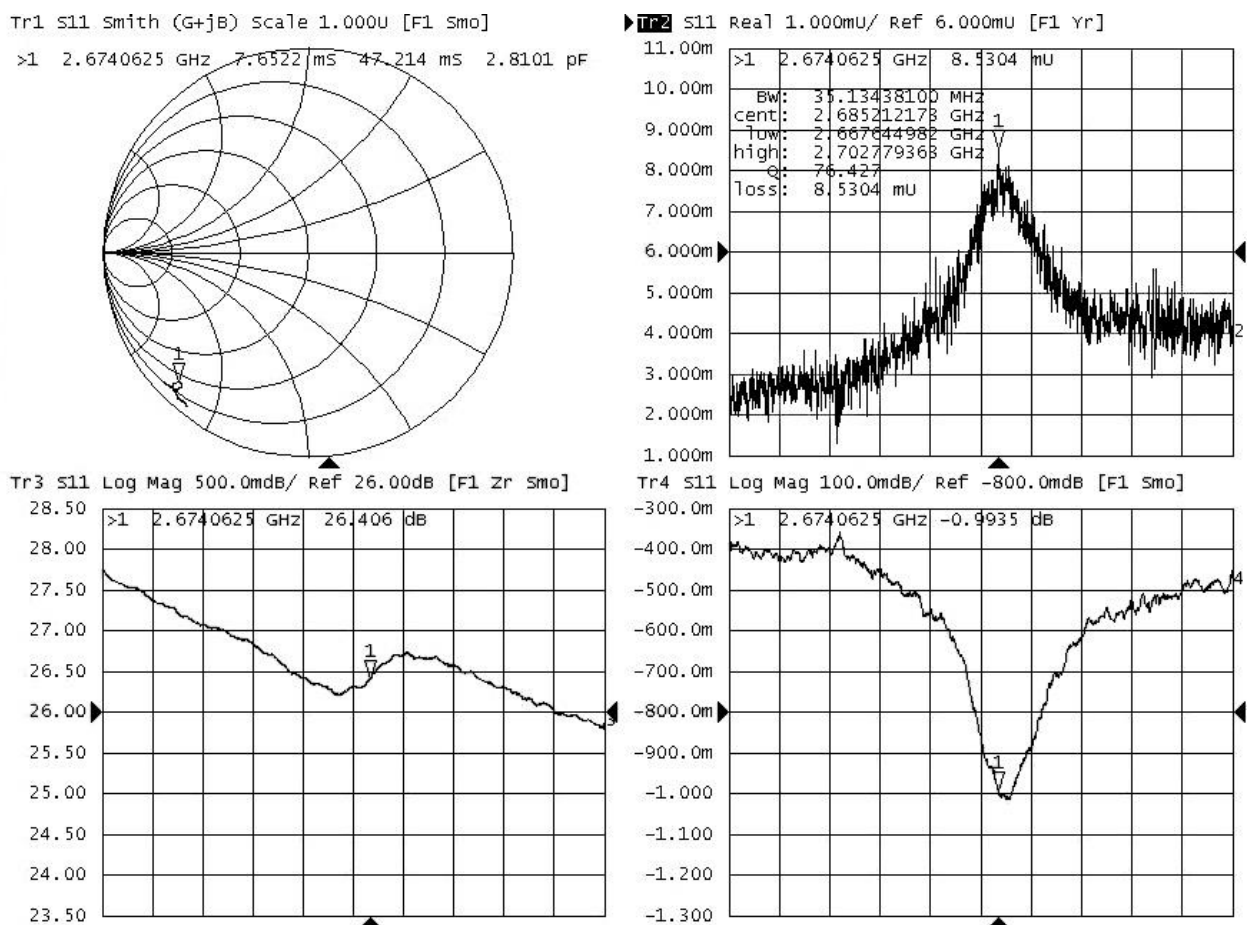


Рис. 2. Электрические характеристики СВЧ-резонатора с Брэгговским отражателем: $f_s = 2,674$ ГГц; $Q = 76,4$.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Бальшиева О.Л., Григорьевский В.И., Гуляев Ю.В., Дмитриев В.Ф., Мансфельд Г.Д. Акустоэлектронные устройства обработки и генерации сигналов. Принципы работы, расчета и проектирования. М.: Радиотехника, 2012. – 576 с.
- [2] Гуляев Ю.В., Мансфельд Г.Д. Резонаторы и фильтры сверхвысоких частот на объемных акустических волнах – современное состояние и тенденции развития // Успехи современной радиоэлектроники. – №5-6. – 2004. С. 13-28.
- [3] Новиков В. Новые направления создания перспективных изделий на ПАВ и ОАВ // Электроника. – 2008. – С. 52-55.
- [4] Amsanpally A., Enjamuri S., Raju K.C.J. Design and Analysis of Solidly Mounted Resonator Utilising a Conductive Bragg Reflector to Improve Q and Resonant Frequency // 5th International Conference on Computers and Devices for Communication. – 2012. – P. 1-4.
- [5] Marksteiner S., Kaitila J., Fattinger G.G., Aigner R. Optimization of Acoustic Mirrors for Solidly Mounted BAW Resonators // IEEE Ultrasonics Symposium. – 2005. – P. 329-332.
-

Танская Татьяна Николаевна, ОмГУ им. Ф.М. Достоевского, ОАО «ОНИИП», 644077, г. Омск, пр. Мира 55а, tanskaya-89@mail.ru

Проверка электромагнитной совместимости печатных плат

А.Л. Шрайбер, магистрант, инженер-конструктор

Статья посвящена проверке электромагнитной совместимости печатных плат. Рассмотрены общие вопросы проверки радиоаппаратуры на ЭМС. Сделан обзор существующих программ анализа электромагнитной совместимости печатных плат.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, печатные платы, пакеты прикладных программ.

Общие вопросы проверки радиоаппаратуры на ЭМС

Электромагнитная совместимость (Electro-Magnetic Combatibility — EMC) — это способность электрооборудования удовлетворительно функционировать в условиях электромагнитных воздействий со стороны окружающей среды, а также не оказывать недопустимого воздействия на эту окружающую среду, которая включает в себя другое электрооборудование.

Для прогнозирования ЭМС радиоэлектронной аппаратуры используется три группы средств:

1. Электродинамические модели на основе решений уравнений Максвелла, которые моделируют электрические и магнитные поля в различных местоположениях в частотной и временной области.

2. Модели на основе теории цепей, они, эти модели должны соответствовать различным элементам цепи и включать в себя соотношения токов и напряжений по Кирхгофу.

3. Программы поведенческого моделирования, которые используют модели, основанные на таблицах, линиях передачи и других моделях пассивных элементов, базирующиеся на передаточных функциях, которые позволяют быстро рассчитать напряжения и токи в различных узлах.

Ранее проверка радиоэлектронной аппаратуры на ЭМС проводилась только по полученному физическому прототипу. По результатам проверки делался вывод о необходимости возврата на более раннюю стадию проектирования (рис. 1), что требовало новых затрат на каждую стадию.



Рис. 1 Проверка на ЭМС, базирующаяся на физическом прототипе

В настоящее время все больше находят применение концепция "сдвига влево" (рис. 2), что означает поглощение в процедуру проверки на основе виртуального прототипа все более ранних стадий проектирования.

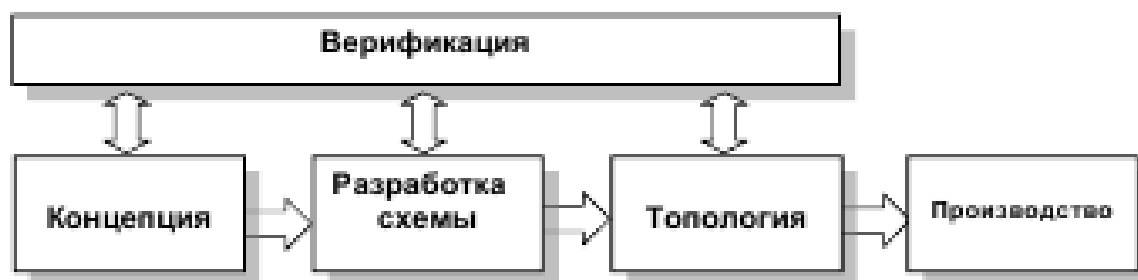


Рис. 2 Проверка на ЭМС, базирующаяся на концепции "сдвига влево"

Такой метод позволяет сэкономить средства, затрачиваемые ранее на проведение повторных работ на стадиях разработки схемы, проектирования топологии, изготовления физического прототипа.

Результатами выполнения проверки на ЭМС являются [1]:

- для стадии разработки концепции:
 - рекомендации о реализуемости требований технического задания по быстродействию;
 - рекомендации по выбору материалов и технологии изготовления;
- для стадии схмотехнического проектирования:
 - уточнение требований к электрическим параметрам микросхем;
 - получение рекомендаций по установке помехоподавляющих элементов;
 - получение рекомендаций по выбору корпусов микросхем;
- для стадии топологического проектирования:
 - выработка топологических норм и рекомендаций для трассировки платы;
 - получения данных для расположения компонентов на плате;
 - определение требований к шинам питания и заземления, а также рекомендации по их расположению;
 - определение структуры многослойной печатной платы (МПП);
 - определение требований к экранам и их расположению.

Обзор существующих программ анализа электромагнитной совместимости печатных плат

Во многих системах проектирования ПП имеются программы анализа перекрестных помех в цепях. Можно выделить три типа программ [2]:

1) интегрированные с программами трассировки, в которых определение перекрестных помех производится в процессе трассировки цепей, и каждая трасса корректируется, как только вычисленное значение помехи превосходит некоторую заданную величину; например, следующий отрезок проводника прокладывается с увеличенным зазором по отношению к генерирующей помехи цепи;

2) интегрированные в систему проектирования ПП, в которых определение перекрестных помех производится после окончания трассировки всех цепей ПП; далее определяются цепи, наиболее подверженные помехам, и производится повторная трассировка этих цепей;

3) автономные программы, которые производят анализ перекрестных помех полностью спроектированных ПП.

Приведем краткую характеристику существующих программных продуктов в области целостности сигнала и ЭМС.

HyperLinx компании Mentor Graphics [3] — средство анализа целостности сигналов и ЭМС. В настоящее время включает два продукта: LineSim и BoardSim. Первая программа предназначена для предварительной оценки проблем ЭМС, а вторая — для более подробного посттопологического анализа целостности сигналов, перекрестных помех и параметров ЭМС. Имеются средства моделирования перекрестных помех и анализа ЭМС, которые позволяют рассчитать наводимые сигналы в цепях, их спектры, а также оценивать электромагнитное излучение вокруг них с учетом режима переключения и сравнивать с разрешенными пороговыми значениями.

LineSim позволяет представить печатный узел в виде эквивалентной схемы, микросхемы и дискретные элементы которой представляются соответствующими IBIS-моделями (I/O Buffer Information Specification models), а печатные проводники на плате — моделями линий передачи. Библиотеки компонентов содержат около 7000 моделей и легко могут быть пополнены. Пользователь может получить начальную информацию о работоспособности после задания последовательности слоев платы. Результат анализа позволяет конкретизировать требования к топологии, а модуль — передать их в систему проектирования.

BoardSim работает с реальным чертежом платы. В данный модуль может быть загружен проект плат, разработанный практически в любом современном пакете проектирования. Имеются средства расчета полных сопротивлений проводников с учетом многослойной структуры платы, оценки степени согласования их с нагрузкой и оптимизации топологии для решения проблемы целостности сигналов.

Другим известным программным продуктом является пакет CADSTAR компании Zuken.

Программа CADSTAR предоставляет широкий набор инструментов [4]:

- модули для создания обширных библиотек,
- доступ к on-line библиотекам,
- инструменты создания принципиальных схем, размещения компонентов и качественной трассировки проводников с учетом налагаемых ограничений,
- средства верификации проектов для уменьшения числа итераций (особенно при проектировании высокоскоростных схем),
- генерация данных для производства печатных плат.

Интегрированные средства создания принципиальных схем позволяют осуществлять безошибочный перенос данных на плату, а использование функций OLE дает возможность проводить проверку проекта в специализированных системах верификации третьих фирм. Пакет CADSTAR имеет инструменты повторного проектирования, что позволяет снижать трудозатраты, а средства трехмерного просмотра и редактирования помогают

получить оптимальные варианты размещения компонентов в заданном корпусе. Программа CADSTAR разработана таким образом, что она может быть незаметно интегрирована в другое программное обеспечение и системы, что также повышает производительность. Программа может быть интегрирована с широко используемым пакетом проектирования печатных плат высокого уровня сложности CR-5000 и средствами управления жизненным циклом изделия (e-PLM). Такой подход обеспечивает передачу данных внутри предприятия с минимальными затратами и максимальной эффективностью. Тесное взаимодействие с пользователями позволяет постоянно расширять возможности продукта CADSTAR с учетом новых технологий и потребностей разработчиков.

Модуль CADSTAR SI Verify, который представляет собой программу посттопологического анализа целостности сигналов, полностью интегрированную в систему CADSTAR. Точная методика моделирования проводников как линий передач позволяет анализировать эффекты отражения и перекрестных искажений в них, а также оценить время прохождения сигналов и относительные задержки.

Средства CADSTAR SI Verify включают в себя управление верификацией проекта, анализ сценариев "что-если", определение и моделирование стека слоев. Во всех случаях используется единая библиотека моделей EMC устройств компании Zuken (EDL). Пользователи могут импортировать имеющиеся у них модели устройств в стандарте IBIS или определять свои собственные модели, выполнить графическую проверку их поведения и качества. Модуль CADSTAR SI Verify выполняет моделирование дифференциальных пар, которые рассматриваются как единое электрическое целое. Необходимые электрические параметры линий передач (фазовая скорость, погонная емкость и индуктивность, характеристическое сопротивление) определяются анализатором двухмерных полей с помощью метода граничных элементов (BEM). Моделирование целостности сигнала во временной области позволяет быстро выполнить расчет уровней отраженных и перекрестных искажений на печатных платах с учетом нелинейных характеристик нагрузок.

Из программ, реализующих классический подход к анализу EMC, следует продукт Omega PLUS компании QUANTIC EMC [5]. Данный пакет предназначен для высокоскоростного анализа целостности сигнала и моделирования ЭМС, он также использует МГЭ и позволяет решать задачи экранирования платы:

- экранирование одной группы микросхем от другой;
- анализ линий связи с учетом перекрестных помех и потребностей в экранировании.

Также пакет позволяет проводить расчет паразитных эффектов и моделировать электромагнитное излучение на стадии трассировки. Анализ целостности сигналов может быть проведен до и после выполнения трассировки платы. Имеется средство контроля выполнения технологических

ограничений. Отдельные модули предназначены для создания собственных моделей источников сигналов и нагрузок, проведения более детального анализа в частотной области. Рассчитываются комплексные амплитуды токов и напряжений и напряженности электрического и магнитного полей на заданных частотах. При превышении допустимого уровня излучения диагностируется цепь или область платы, вносящая наибольший вклад в уровень излучения, и производится повторная трассировка, изменяются типы компонентов, вводятся слои металлизации и проводятся другие мероприятия на этапах от виртуального прототипирования до изготовления реальной конструкции.

Рассмотрим также известный пакет программ Altium Designer [6] – это комплексная система проектирования высокоскоростных электронных устройств на базе печатных плат, которая позволяет разработчику создавать проекты, начиная с принципиальной схемы и VHDL-описания ПЛИС, проводить моделирование полученных схем и VHDL-кодов, подготовить файлы для производства, а концепция Live Design, так называемое живое проектирование, позволяет завершить проект его отладкой на плате NanoBoard. Контроль целостности проекта позволяет отслеживать изменения в частях проекта и синхронизировать их.

Для анализа целостности сигналов используется модуль Signal Integrity. Предварительный расчет импеданса и возможных отражений может быть выполнен на схемотехническом уровне еще до этапа компоновки и трассировки печатной платы, позволяя предотвратить возможные проблемы на ранних стадиях проектирования и правильно подобрать элементную базу. Импедансы, отражения и возможные перекрестные отражения могут быть уточнены (пересчитаны) на заключительных этапах разработки и контроля топологии. Целостность сигналов может быть проанализирована при верификации (функция DRC) топологии. В этом случае ограничения на возможные искажения задаются как и прочие правила проектирования (о нарушении которых выдаются соответствующие сообщения). В случае обнаружения проблем, связанных с целостностью сигналов, функция Termination Advisor поможет разработчику подобрать необходимую схему согласования для устранения выявленных недостатков.

Встроенный помощник импорта проектов позволяет импортировать схемы, платы, библиотеки из систем PCAD, OrCAD, PADs, DxDesigner, Allegro PCB, преобразовывая их в проекты Altium Designer.

Трансляции подлежат проекты, сохраненные хоть в бинарной (Binary), хоть в ASCII кодировке, что позволяет без проблем работать в данной системе с проектами, ранее созданными в других САПР.

Существуют также и Российские программы для анализа целостности сигнала и ЭМС. Одна из них – это программа анализа перекрестных помех в цепях печатных плат (АПП) компании «Прософт–Технолоджи» г. С.-Петербург.

Перекрестные помехи в цепях ПП представляют собой смесь синусоидальных сигналов различных амплитуд и частот, и сравнивать между

собой такие помехи довольно сложно. Поэтому было решено использовать для оценки влияния одной цепи на другую синусоидальный сигнал частоты следования импульсов, а также синусоидальные сигналы, соответствующие нескольким гармоникам. Для каждой частоты проводился отдельный расчет. Это упрощает оценку возможной величины перекрестных помех в цепях ПП. Появляется возможность автоматической сортировки цепей по их чувствительности к помехам.

В программе определение перекрестных помех производится при условии, что все электрически длинные линии передачи согласованы. Для этого в программе предусмотрен расчет волновых сопротивлений для всех слоев анализируемой ПП с учетом ширины всех используемых в ПП проводников, что позволяет выбрать необходимые согласующие сопротивления. Программа полностью автоматизирована и исключает необходимость ручных манипуляций пользователя с помощью указателя на экране по выбору анализируемых цепей, заданию видов и режимов анализа, форме и содержанию выводимой информации. Все это задается в файле формализованного технического задания (ФТЗ).

Важным преимуществом программы является высокая скорость проведения анализа и достаточно высокая точность. Так, реализованная в настоящее время версия программы проводит полный анализ в частотной области взаимного влияния цепей двухсторонней ПП, содержащей 200 цепей, за 10 с.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Кечиев Л. Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры.— М.: ООО «Группа ИДТ», 2007.
- [2] Сиротко В. К. Программа анализа перекрестных помех в цепях печатных плат. Технология и конструирование в электронной аппаратуре. -2008.- № 6.- с.11-22.
- [3] Компания Mentor Graphics:[Электронный ресурс]. <http://www.mentor.com/>
- [4] Компания Zuken: [Электронный ресурс]. <http://www.zuken.com/en/products/pcb-design/cadstar>
- [5] Компания Quantic EMC:[Электронный ресурс]. www.quantific-emc.com
- [6] Компания Altium Designer:[Электронный ресурс]. <http://altium.com/>

Анна Леонидовна Шрайбер, ОмГУ им. Ф.М. Достоевского, физический факультет,
644077, г. Омск, пр. Мира 55-А, ann-schr@mail.ru

Для заметок

Научное издание

Доклады
Омского научного семинара
«Современные проблемы радиофизики и радиотехники»

Выпуск 3

Ответственный редактор – С.В. Кривальцевич

В авторской редакции

Дизайн обложки – А.Л. Ворожцов

Подписано в печать 30.03.2015
Формат 60x84 1/16 Бумага типографская.
Усл. печ. л. 5,1 Уч.-изд. л. 5,0 Тираж 50 экз.

Отпечатано в типографии ОАО «ОНИИП»