

РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ И ИХ КОМПЬЮТЕРНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ

АЗИМУТАЛЬНЫЕ КОЛЕБАНИЯ В ЭКРАНИРОВАННОМ ЛЕЙКОСАПФИРОВОМ РЕЗОНАТОРЕ

В.А.Бажиллов

Нижегородский государственный технический университет

Среди множества конструкций диэлектрических резонаторов (ДР), являющихся неотъемлемым элементом генераторов и цепей частотной селекции приёмопередающих СВЧ-трактов современной радиоэлектронной аппаратуры, можно выделить резонаторы, изготавливаемые из высококачественных материалов с низким значением диэлектрической проницаемости $\varepsilon \sim 5 \dots 15$ и очень малыми потерями $\text{tg } \delta \leq 10^{-5}$. Такие ДР, работая на азимутальных колебаниях (АК) типа “шепчущей галереи” с порядком $n = 3 \dots 10$, позволяют достичь очень высоких значений собственной добротности, определяемой в основном потерями в диэлектрике. Например, дисковые резонаторы из монокристаллического лейкосапфира обладают добротностью не менее 10^5 при $T \approx 300\text{K}$ и не менее 10^7 при криогенных температурах.

Не смотря на значительный рост числа публикаций по методам расчёта параметров и практическому использованию таких резонаторов за последние тридцать лет, целый ряд вопросов, связанных с особенностями работы таких ДР в условиях их полной или частичной экранировки, остаётся весьма актуальным до настоящего времени.

Настоящая работа посвящена исследованию спектральных свойств цилиндрической экранированной колебательной системы (КС) с дисковым лейкосапфировым резонатором (Рис.1), работающим в режиме АК. Анализ рассматриваемой резонансной структуры производился с использованием метода частичных областей [1]. При составлении характеристического уравнения относительно собственных частот исследуемой КС использовался базис собственных функций плоскопараллельного радиального слоистого волновода. Расчет значений добротности производился методом возмущений с учетом потерь в металлических стенках экрана и диэлектрике резонатора.

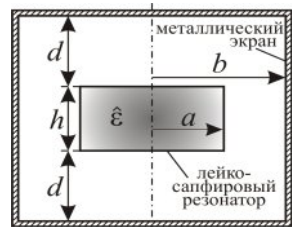


Рис.1

В докладе показано, что для колебаний $GE_{n,1}$ (В приведенной классификации буква G указывает на гибридный характер колебания с азимутальным индексом $n \geq 1$, вторая буква E означает, что в плоскости симметрии резонатора может быть расположена электрическая стенка, второй индекс – номер корня характеристического уравнения резонатора.) даже в случае использования в качестве материала экрана металла с потерями ($\sigma \sim 10^{-8} \dots 10^{-7}$) для $n \geq 3 \dots 6$, собственная добротность КС, связанная с потерями в диэлектрике $Q_d \sim 1 / \operatorname{tg} \delta$ намного меньше добротности, обусловленной потерями в металле Q_m , 95% которых приходится на боковую цилиндрическую стенку. Кроме того, в ходе проведенных исследований выяснилось, что зависимость Q_m от диаметра экрана b имеет экстремальный характер (Рис. 2). Максимум добротности Q_m достигается при соотношении диаметров экрана и диэлектрического резонатора $b/a \approx 2.8 \dots 3.2$ ($a = 15$ мм, $h = 20$ мм, $d = 10$ мм), при этом (Рис. 3) отмечается очень слабая зависимость частоты $f_{GE_{n,1}}$ рассматриваемого колебания от b , крутизна $\partial f_{GE_{n,1}} / \partial b \leq 1 \text{ МГц} / \text{мм}$.

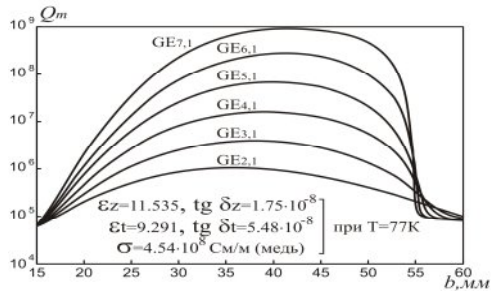


Рис. 2

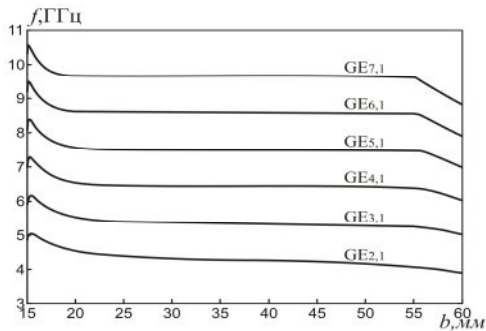


Рис. 3

Представленные в докладе результаты будут полезны при проектировании ультрастабильных генераторов с малым уровнем шумов вблизи основной частоты, а также узкополосных фильтров сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн.

- [1] Бажилов В.А., Титаренко А.А. //В кн.: Тезисы докладов и сообщений III Международной научно-технической конференции «Физика и технические приложения волновых процессов». /Ред. Неганов В.А., Яровой Г.П. –Волгоград: НП ИПД «Авторское право», 2004, с.268.

ОЦЕНКА ИНФОРМАЦИОННОЙ ЁМКОСТИ РЕАЛЬНОГО ВЫСОКОСКОРОСТНОГО КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

В.С.Васильев¹⁾, Д.Н.Ивлев²⁾, В.А.Односецев²⁾, И.Я.Орлов²⁾

¹⁾ФГУП НИИИС

²⁾Нижегородский госуниверситет

Проблема передачи телеметрической информации с мобильных высокоскоростных объектов, например, гиперзвуковых летательных аппаратов (ГЛА) наряду с актуальностью характеризуется значительной сложностью, обусловленной динамичностью траектории и большим диапазоном высот полёта ГЛА, малым временем сеанса связи, пространственным перемещением диаграмм направленности антенн.

Принципиальным аспектом этой проблемы является выбор оптимальной структуры сигналов с целью обеспечения максимальной информационной ёмкости канала. Для детальной оценки параметров канала разработана трёхкомпонентная модель, учитывающая основные механизмы прохождения сигнала по трассе ГЛА – приёмный пункт:

- прямое прохождение сигнала,
- квазизеркальное отражение от подстилающей поверхности,
- диффузное рассеяние неоднородностями поверхности.

Модель сигнала на входе приёмного устройства в рамках сделанных предположений представляется в виде

$$x(t) = s(t) + \mu s(t - \Delta t) + h \xi(t),$$

где $s(t)$ – сигнал по трассе прямого прохождения, μ – относительный уровень квазизеркальной компоненты, запаздывающей на время Δt , h – относительный уровень шумовой компоненты, $\xi(t)$ – узкополосный гауссовский шум с дисперсией, равной мощности сигнала $s(t)$.

Анализ результатов моделирования с учётом отражающих и рассеивающих характеристик реальных поверхностей [1] показывает, что параметр $\mu \approx 1$ при малых высотах ГЛА и приёмных антенн, а уровень шумовой компоненты соизмерим с уровнем сигнала ($h \approx 1$), если в диаграмму направленности приёмной антенны попадает значительная часть подстилающей поверхности. Типичная форма сигнала в этом случае показана на рис. 1, при этом предполагается, что излучаемый сигнал представляет собой последовательность 100 информационных импульсов общей длительностью 100 мкс. На рис. 2 показан профиль временного рассеяния канала, т.е. распределение во времени мощности приходящего на приёмный пункт излучения.

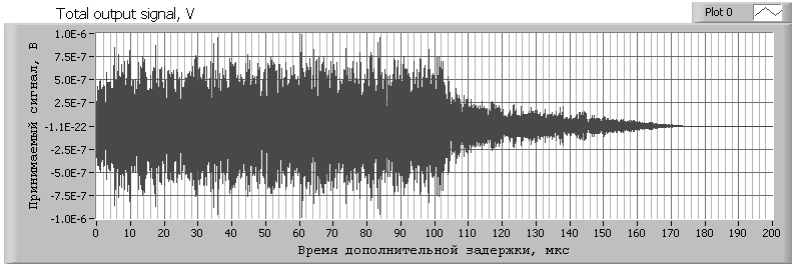


Рис. 1

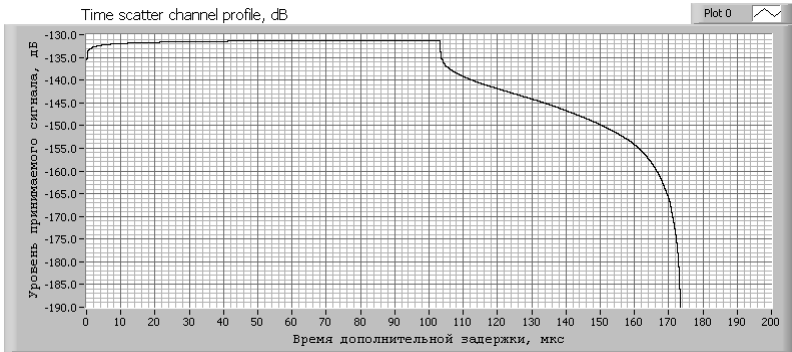


Рис. 2

В условиях высокого уровня квазизеркальной и шумовой компонент достаточно высокую скорость передачи информации можно обеспечить, используя для передачи одного информационного бита сложный (например, составной) сигнал. На основе известных оценок [2] можно показать, что пропускная способность канала в условиях лимитированной мощности сверху ограничена величиной

$$C = \frac{E_0}{\tau_0 N_0 \ln 2} = \frac{\Delta f}{h^2 \ln 2} \left[\frac{\text{бит}}{\text{с}} \right],$$

где Δf – полоса канала, E_0 , τ_0 – энергия и длительность одного элемента составного сигнала, N_0 – спектральная плотность мощности гауссовского шума.

Детальные оценки, основанные на имитационном моделировании, показывают, что в канале с полосой $\Delta f = 10$ МГц на частоте $f = 1$ ГГц и расстояниях порядка 30-100 км удастся обеспечить пропускную способность $C = 2-5$ Мбит/с при средней мощности излучения $P = 20$ Вт.

- [1] Справочник по радиолокации. Т.1. Основы радиолокации /Под ред. М.Сколника. –М.: Сов. радио, 1976, 456с.
- [2] Левин Б.Р., Шварц В. Вероятностные модели и методы в системах связи и управления. –М.: Радио и связь, 1985, 312с.

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ УЗЛА ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОГО ЛОКАТОРА

Л.В.Вдовин, Д.А.Головачев, П.В.Ковалев, И.С.Шишалов

Нижегородский госуниверситет

Последние годы характеризуются ростом интереса к проблеме создания устройств, предназначенных для ближней радиолокации. Такие устройства могут быть использованы в охранных системах, в системах контроля перемещений людей в здании и в качестве компонентов сенсорных сетей, предназначенных для мониторинга окружающей среды. По этому разработка таких устройств является важной и актуальной задачей.

В данной работе рассматривается система управления узла экспериментального интерферометрического локатора (ИЛ), предназначенного для радиолокации в пределах комнаты [1]. Данное устройство представляет собой распределенную систему узлов, переизлучающих поле подсветки, преобразованное на нелинейном элементе (диоде), встроенном в антенны узлов, и управляющую ими базовую станцию. Анализируя излучение на удвоенной, относительно подсветки, частоте можно восстановить пространственное расположение объектов в комнате. Интенсивность второй гармоники поля подсветки, порождаемой на нелинейном элементе, зависит от множества факторов, в частности, от напряжения смещения, подаваемого на диод.

На узел ИЛ (рис.1) накладываются следующие требования: малое энергопотребление, простота технической реализации, низкая стоимость и возможность дистанционного управления низкочастотным периодическим сигналом, подаваемым на диод. Разработанная система удовлетворяет всем этим требованиям.

Основным элементом системы управления узла ИЛ является 8- bit микроконтроллер Atmel ATmega 8515 с тактовой частотой 8МГц. Использование данного устройства оправданно его низкой ценой и малым энергопотреблением. Генерация периодического сигнала, используемого в качестве напряжения смещения нелинейного элемента, осуществляется на базе простейшего цифроаналогового преобразователя, основанного на интегрировании широтно-импульсно модулированного (ШИМ) сигнала, заполнение которого изменяется по закону, соответствующему виду получаемого сигнала. Программа, разработанная для узла ИЛ, позволяет генерировать прямоугольный и треугольный периодические сигнал, смещение (U_0) которых варьируется от 0 до 5 вольт, а амплитуда (A) – от 0 до 2,5 вольт, при

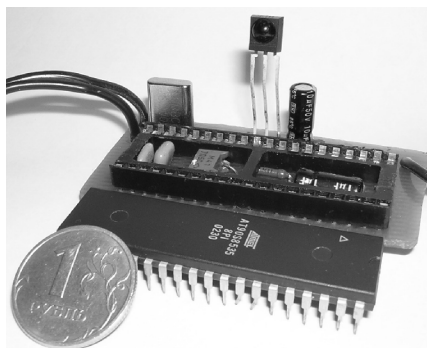


Рис. 1

выполнении соотношения $U_0 - A > 0$ и $U_0 + A < 5$. Частота сигналов может варьироваться от 100 Гц до 3 КГц.

Управление системой осуществляется по инфракрасному каналу связи по специально разработанному протоколу. Команды передаются в виде 16-bit слов, предвараемых стартовым битом, первые три бита которой отводятся под идентификационный номер устройства, следующие пять, используются для кодирования передаваемой команды, старший байт в слове хранит аргумент передаваемой команды. Всего в системе реализовано 7 команд: включить, выключить, и перезапустить генерацию периодического сигнала, остальные команды предназначены для управления параметрами сигнала, подаваемого на нелинейный элемент. Так же предусмотрена возможность широковещательной передачи команд.

Алгоритм работы программного обеспечения узла ИС представлен на рис. 2. В начале система находится в режиме низкого потребления энергии. При возникновении прерывания на входе микроконтроллера, связанном с инфракрасным приемником система переходит в состояние приема команды. В соответствии с принятой командой система либо переходит в состояние генерации ШИМ сигнала, либо изменяет, параметры генерации и возвращается в предыдущее состояние, либо просто переходит в состояние с низким потреблением энергии. Система может одновременно находиться в состоянии приема команды и генерации ШИМ последовательности, но при этом не возможно изменение параметров генерации без ее предварительной остановки.

Представленная система расширяет экспериментальные возможности исследуемого ИЛ, позволяет управлять амплитудой переизлученных вторых гармоник, а так же варьировать частоту их низкочастотной модуляции в достаточно широких пределах. При этом стоимость представленной системы минимальна, так как основная часть ее функциональности реализуется программно.



Рис. 2

- [1] Умнов А.Л., Головачев Д.А., Филимонов В.А., Шишалов И.С. //Нелинейный мир. 2004. Т.2, №5-6. С.327.
- [2] Евстифеев А.В. Микроконтроллеры AVR семейства Classic фирмы "Atmel". –М: Издательский дом «Додэка XXI», 2002, 288с.

АКУСТИЧЕСКОЕ КОДИРОВАНИЕ ВОКАЛИЗОВАННОГО СИГНАЛА НА ОСНОВЕ СОБСТВЕННЫХ ВЕКТОРОВ РАЗЛОЖЕНИЯ ЕГО АВТОКОРРЕЛЯЦИОННОЙ МАТРИЦЫ

А.В.Герасимов, О.А.Морозов, В.Р.Фидельман

НИФТИ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Этап акустической обработки сигнала, несмотря на обилие применяемых методов, характеризуется слабой устойчивостью по отношению к аддитивным помехам, что обуславливает дальнейшие разработки в данном направлении. Так, в данной работе предлагается отойти от традиционного для подобных задач семейства алгоритмов спектрального оценивания на основе Фурье-преобразования и рассчитывать кепстральные коэффициенты по коэффициентам линейного прогноза. В качестве набора коэффициентов линейного прогноза предлагается использовать собственный вектор автокорреляционной матрицы (АКМ) сигнала, соответствующий минимальному собственному значению. Использование этих данных позволяет устойчиво закодировать формантную картину речевой последовательности с минимальным шумовым искажением. Кепстральные коэффициенты используются из соображений о наличии удобной метрики сравнения и приведении задачи классификации к традиционному виду.

Кодирование смысловой структуры сигнала означает выявление закономерностей (признаков), несущих лишь необходимую для обработки информацию о сигнале. Для кодирования структуры полигармонических сигналов традиционно применяется преобразование Фурье, но в общем случае выбор базиса разложения определяется структурными свойствами сигнала [1]. Наиболее оптимальным (в информационном смысле) является разложение по собственным векторам, т.к. учет векторов с максимальными весами позволяет игнорировать неинформативные вариации сигнала. Предлагается в качестве оптимального базиса кодирования выбрать набор собственных векторов его АКМ. Теплицевы свойства АКМ позволяют применить для поиска собственных векторов и значений устойчивый алгоритм сингулярного разложения. Выбор АКМ также обладает тем преимуществом, что автокорреляционная последовательность вокализованного сигнала сохраняет свою периодическую структуру на всем своем протяжении, а слабо коррелированный (в идеальном случае дельта-коррелированный) шум входит в ее первые значения. Это приводит к ортогональности сигнальных и шумовых векторов разложения, что облегчает процесс разделения собственных векторов на векторы, принадлежащие сигнальному и шумовому подпространствам, в соответствии со сформулированными выше требованиями.

Так как для каждого входного сигнала получается свой собственный набор собственных векторов АКМ, для вычисления акустических признаков предлагается использовать не информацию о распределении весовых коэффициентов (спектр матрицы в фиксированном базисе), а непосредственно векторы разложения (базис). Часть векторов такого разложения соответствует сигнальному подпростран-

ству, а часть – шумовому. Манипулируя порядком АКМ можно добиться случая, когда шумовому подпространству будет соответствовать один вектор разложения с минимальным весом [2, 3]. В силу свойств ортогональности и полноты базиса разложения, из этого вектора может быть извлечена необходимая информация о сигнале [2]. Таким образом, закодировать структуру сигнала возможно с помощью единственного вектора шумового подпространства. Имеющийся вектор может быть интерпретирован как вектор линейного прогноза [3], что дает возможность построить по ним авторегрессионную оценку спектра и вычислить на ее основе кепстральные коэффициенты.

- [1] Ватанабе С. Разложение Карунена-Лоэва и факторный анализ. Теория и приложения. Сборник переводов. –М.: Мир, 1969, 308с.
 [2] Хорн Р., Джонсон Ч. Матричный анализ. Пер с англ. –М.: Мир, 1989, 655 с.
 [3] Минеев С.А., Морозов О.А., Плеханов А.А., Солдатов Е.А. //Изв. ВУЗов. Радиофизика. 2000. Т.42, №1. С.66.

ДАТЧИК МАГНИТНОГО ПОЛЯ НА ОСНОВЕ АНИЗОТРОПНОЙ ТОНКОЙ МАГНИТНОЙ ПЛЕНКИ С МИКРОПОТРЕБЛЕНИЕМ

А.Н.Громогласов, А.П.Феоктистов

ОАО «Завод имени Г.И. Петровского», г. Нижний Новгород

В настоящее время наиболее чувствительными среди магнитометрической аппаратуры являются приборы на основе квантовых эффектов, в которых используются сверхпроводники. Существенный недостаток такой аппаратуры это относительно большие размеры и необходимость использования низкотемпературной среды. Альтернативой таким приборам может быть серийно выпускаемый нашим предприятием экономичный датчик магнитного поля (ДМП) на основе анизотропной тонкой магнитной пленки (ТМП).

Наше предприятие имеет многолетний опыт разработки магнитометрической аппаратуры, в том числе, датчиков на основе ТМП. Такие датчики могут быть использованы в аппаратуре для обнаружения движущихся объектов по их собственному магнитному полю.

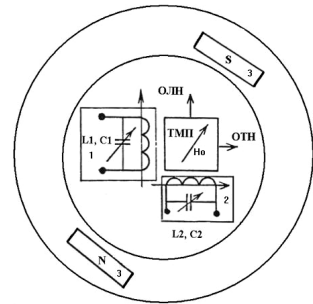


Рис. 1

Датчик содержит генератор высокой частоты, чувствительный элемент с ТМП, двумя взаимно перпендикулярными обмотками: возбуждающей 1 (см. рис. 1), ориентированной вдоль оси легкого намагничивания (ОЛН), и измерительной 2, ориентированной вдоль оси трудного намагничивания (ОТН), а также постоянный магнит 3, создающий поле подмагничивания ТМП H_0 . Возбуждающая обмотка подключена к генератору высокой частоты и создает переменное поле перемагничивания ТМП. Измерительная обмотка подключена к детектору.

Работа датчика основывается на изменении магнитной восприимчивости χ ТМП под действием измеряемого поля $H_{из}$ [1]:

$$\chi = \frac{M_0 \sin \varphi \cos \varphi}{H_K \cos 2\varphi + H_0 \cos(\alpha - \varphi) + H_{из} \cos(\beta - \varphi) + H_{из} \cos(\omega t)} \quad (1)$$

где M_0 и H_K - соответственно магнитный момент и поле анизотропии ТМП; H_0 - поле подмагничивания ТМП, формируемое постоянным магнитом; $H_{из}$ - величина измеряемого магнитного поля; $H_{из}$, ω - амплитуда и частота синусоидального поля перемагничивания ТМП; α , β , φ - углы, образованные направлением ОЛН ТМП и соответственно векторами H_0 , $H_{из}$, M_0 (см. рис. 2).

На рис.3 представлено взаимодействие поля перемагничивания и измеряемого поля. Можно видеть, что измеряемое поле $H_{из}$ смещает сектор прецессии магнитного момента M_0 ТМП на угол $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$. При этом изменяется величина проекции вектора магнитного момента на направление ОТН, величина создаваемого им магнитного потока и, следовательно, напряжение на выходе измерительной катушки L2. Напряжение на выходе датчика будет определяться как:

$$U_{вых} = KQ\omega H_{из} M_0 \chi \cos(\omega t) \quad (2)$$

где K - безразмерный коэффициент, зависящий от соотношения числа первичной и вторичной обмоток;

Q - добротность измерительного контура 2.

Входящая в состав датчика ТМП, изготавливается методом вакуумного напыления ферромагнитного сплава на керамическую подложку. Контроль параметров ТМП после изготовления, осуществляется при помощи установки контроля параметров анизотропных тонких магнитных пленок собственной разработки [2]. Данная установка прошла атте-

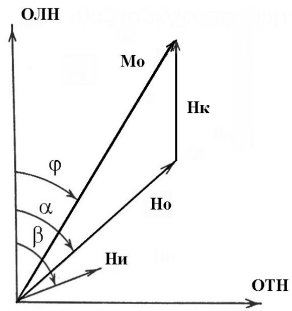


Рис. 2

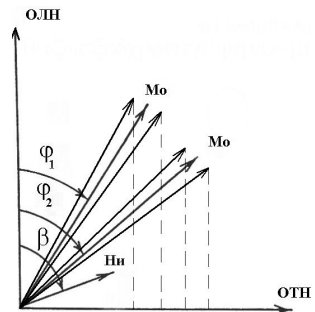


Рис. 3

станцию в ФГУП «ВНИИМ им. Д.И.Менделеева» и внесена в Государственный реестр средств измерений РФ.

Применение в датчике многослойной анизотропной ТМП, обладающей рядом определенных контролируемых параметров, а также оригинальной конструкции системы подмагничивания позволило добиться следующих технических характеристик:

- диапазон измеряемого магнитного поля в полосе частот от 0 до 10 Гц составляет ± 100 мкТл;
- коэффициент преобразования датчика, не менее 50 мВ/мкТл;
- среднеквадратическое типовое значение уровня магнитных шумов составляет 0,08–0,1 нТл;
- токи потребления датчика по цепям питания ± 5 В, не более 250 мкА;
- диапазон рабочих температур от минус 20 до плюс 60°С.

В заключение следует отметить, что рассмотренный экономичный датчик магнитного поля может быть с успехом применен в автономных системах периметровой охраны важных государственных объектов.

Новизна и полезность датчика подтверждена патентом №43654 Федерального института промышленной собственности РФ.

- [1] Буслаев И.П., Громогласов А.Н., Феоктистов А.П. Датчик магнитного поля. Патент на полезную модель №43654. – Бюл. №3, 2005.
- [2] Буслаев И.П., Евстигнеев О.А., Феоктистов А.П., Харитонов В.А. Устройство для измерения магнитных характеристик ферромагнитных материалов. Патент на полезную модель №37836. – Бюл. №13, 2004.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА СИНТЕЗИРОВАНИЯ АПЕРТУРЫ

В.И.Ирхин¹⁾, С.Н.Матюгин¹⁾, В.А.Односецев²⁾

¹⁾Нижегородский НИИ радиотехники, ²⁾Нижегородский госуниверситет

Как известно (см., например, [1]), разрешающая способность δx радиолокатора с синтезированной апертурой (РСА) по путевой дальности x определяется как

$$\delta x = \lambda R / 2X, \quad (1)$$

где X – длина синтезированной апертуры, R – дальность, λ – длина волны.

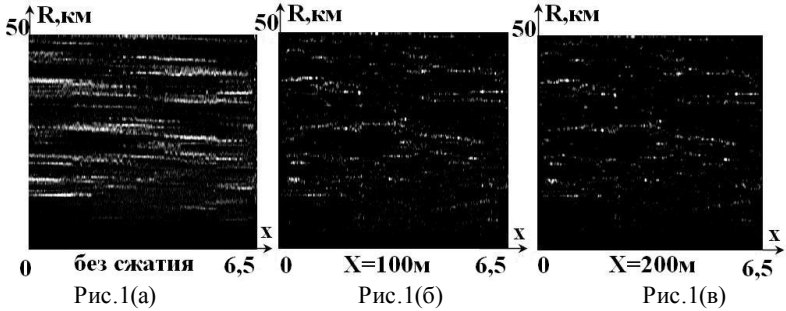
Из (1) при $X=100-200$ м, $R=40$ км для L-диапазона получаем $\delta x \sim 40-80$ м.

На рис.1 представлены результаты реализации метода синтеза апертуры при боковом обзоре и прямолинейном полете носителя. Обработка реальных голограмм, записанных в процессе измерений, проводилась на РС Pentium IV. На рис.1(а) приведены данные, полученные без сжатия, на рис.1(б) – результаты синтеза при $X=100$ м, на рис. 1(в) – при $X=200$ м.

Видны «блестящие точки» (БТ), обусловленные отражениями от местных предметов. Из сравнения рис.1(б) и 1(в) и проведенного анализа следует, что с

увеличением X элемент разрешения δx в целом уменьшался, что соответствует оценкам (1). Элемент разрешения по дальности составлял примерно $\delta R \sim 300$ м.

В соответствии с [1] максимальная длина синтезированной апертуры X_m равна



линейной ширине диаграммы направленности (ДН) антенны при заданном R

$$X_m = R \cdot \Theta_0, \quad (2)$$

где Θ_0 – угловая ширина ДН.

Поэтому предельно достижимая линейная разрешающая способность будет

$$\delta x_m = d/2 \quad (3)$$

где d – раскрыв антенны.

Предельные значения δx_m достигаются при компенсации влияния дестабилизирующих факторов при полете носителя.

Для основной массы сигналов, наблюдавшихся на средних дальностях R , минимальный размер БТ (близкий к δx) уменьшался с ростом X в соответствии с (1). При обработке РЛ данных было обнаружено, что размер пачки сигналов, сформированной в результате отражения от местных предметов, оказался меньше определяемого из (2). Этому можно дать следующее объяснение: в облучении наземного объекта помимо прямого луча участвуют лучи отраженные от земли. В результате возбуждается "светящаяся" дорожка [2] или "фоновая" апертура [3]. Условием возбуждения "фоновой" апертуры является малость углов падения. Параметры «фоновой» апертуры определяют размеры пачки и ее обужение. В соответствии с расчетами [2], зоны Френеля, определяющие "светящуюся" дорожку, а значит и размеры "фоновой" апертуры, имеют вид сильно вытянутых эллипсов, примыкающих к наземно-

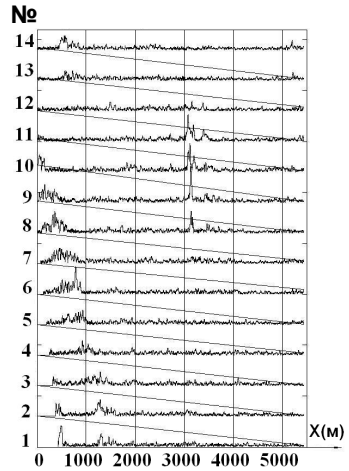


Рис.2

му объекту. Для проверки вся область X_m из (2) была разбита на N зон, в каждой из которых разность фазовых набегов на краях зоны составляла π . Поскольку в каждой зоне сигналы синфазны, то для выделения сигналов применялось когерентное накопление. Для этого выполнялось перемножение РЛ данных с гармоническим колебанием, соответствующим доплеровской частоте углового направления данной зоны Френеля и фильтрация ФНЧ. На рис. 2 приведены сигналы для зон Френеля с заданным номером N . Для выбранных параметров задачи общее число зон составило $N=14$. Оказалось, что реальная зона засветки не превышает двух зон, что меньше величины X_m , определенной из (2).

Таким образом, уменьшение (обужение) пачки сигналов по азимуту и ограничение δx , по-видимому, объясняются появлением вторичной апертуры, возникающей на шероховатой границе раздела двух сред. В этом случае при малых углах падения возможно заметное увеличение коэффициента переотражения (амплитуды отраженного сигнала) по сравнению с прямым сигналом и характеристики δx и X_m будут определяться не параметрами бортовой антенны, а параметрами вторичной "фоновой" апертуры. Данное обстоятельство следует учитывать при реализации потенциальных характеристик разрешения в РСА.

- [1] Радиолокационные станции воздушной разведки /Под ред. д.т.н. проф. Г.С.Кондратенкова. –М.: Изд. Мин. Обороны СССР, 1983.
- [2] Островитянов Р.В., Басалов Ф.А. Статистическая теория радиолокации протяженных целей. –М.: Радио и связь, 1982.
- [3] Вопросы перспективной радиолокации. /Под ред. д.т.н. проф. А.В. Соколова. – М.: Радиотехника, 2003.

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ УСТАНОВОК ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ГАЗОДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ РАДИОИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

В.А.Канак

Нижегородский госуниверситет

При исследовании быстро протекающих газодинамических процессов к числу важнейших характеристик относятся скорости и перемещения границ раздела сред, в которых развивается процесс. В том случае, когда среда является радио-прозрачной, эти характеристики могут быть измерены посредством зондирования среды электромагнитными волнами. В конце прошлого века получил широкое распространение радиоинтерферометрический метод измерений. Достоинствами метода являются непрерывность измерений и отсутствие возмущений, вносимых измерительными средствами в объект исследования. Весьма высокая точность измерений может быть получена в миллиметровом диапазоне длин волн [1].

Принцип работы интерферометра можно пояснить следующим образом. Исследуемый объект облучался непрерывным гармоническим сигналом $\sin(\omega_0 t)$. От каждой движущейся отражающей границы, присутствующей в объекте, на вход

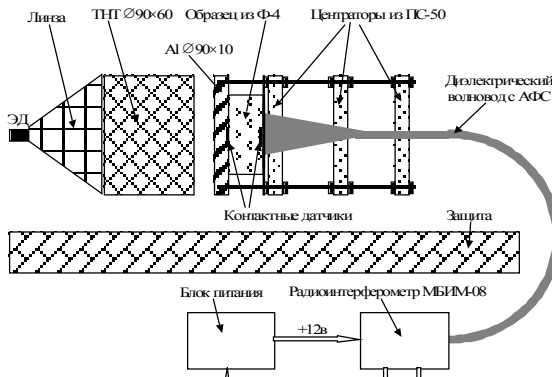
каждой движущейся отражающей границы, присутствующей в объекте, на вход приемника возвращается сигнал $\sin(\omega_0 t + \Omega t + \varphi_0)$ с соответствующими доплеровским сдвигом угловой частоты Ω и избыточным набегом фазы φ , определяемым особенностями отражения от объекта. На выходах интерферометра формируются два квадратурных (отличающихся по фазе на $\pi/2$) сигнала: $\sin(\Omega t + \varphi_0)$ и $\cos(\Omega t + \varphi_0)$. Эти сигналы записываются при помощи двухканального цифрового регистратора и составляют интерферограмму эксперимента. По отсчетам интерферограммы можно вычислить мгновенную скорость движущейся отражающей границы:

$$2\pi\Omega = \Delta f = 2V\sqrt{\frac{\varepsilon}{\lambda}},$$

где Δf – доплеровский сдвиг частоты, V – проекция скорости перемещения отражающей границы на линию визирования, λ – длина волны зондирующего сигнала в свободном пространстве, ε – диэлектрическая проницаемость невозмущенной среды. Перемещения можно получить путем интегрирования функции $V(t)$.

Однако как показал опыт проведения измерений, этот простой алгоритм обработки далеко не всегда дает удовлетворительные результаты. Причиной этого обычно являются действие шума приемника, нарушение квадратуры канальных сигналов, возникающее при неидеальном согласовании антенны с зондируемой средой из-за присутствия в спектре входного сигнала компонент с частотой ω_0 , а также наличие многократных отражений радиоволн в исследуемом объекте (среде с движущимися границами раздела).

Адекватный алгоритм вычисления скорости фронта газодинамического процесса по выходным сигналам интерферометра определяется режимом распространения радиоволн в исследуемом объекте, который, в свою очередь, определяется конструкцией антенны и экспериментальной сборки. Различаются два режима: одномодовый – в однородном бесконечном полупространстве или волноводе (полем металлическом или диэлектрическом) и многомодовый – в слоистом



неоднородном бесконечном полупространстве или в волноводе большого сечения. При волноводном многомодовом режиме распространения радиоволн в тех случаях, когда длины волн электромагнитных колебаний на различных модах значительно отличаются, возможна частотная селекция сигналов различных мод с последующей обработкой алгоритмом для одномодового режима.

Электродинамические

модели экспериментальных установок с одномодовым распространением радиоволн обычно тривиальны.

В качестве примера реализации многомодового режима рассмотрим эксперимент по изучению свойств ударно-сжатых диэлектрических материалов. Схема проведения эксперимента показана на рисунке. Исследуемый образец представляет собой цилиндр из фторопласта Ф-4. Конструкция нагружающего устройства такова, что по фторопласту распространяется плоская ударная волна. В данном случае имеется три границы раздела – граница между антенной и образцом, фронт ударной волны и металлический экран. Радиоволна испытывает бесконечное количество отражений от каждой границы раздела, и каждой моде соответствует свой доплеровский сдвиг частоты. При этом целесообразен отличный от рассмотренного выше подход к обработке интерферограмм. Его суть состоит в аппроксимации интерферограммы по параметрам электродинамической модели исследуемого объекта, учитывающей наличие в нем многократных отражений от трех границ раздела. Для установления связи этих параметров с регистрируемыми сигналами используется модель распространения радиоволн в плоскостной слабонеоднородной среде.

Аппроксимация выполняется путем минимизации разности энергий реально измеренного и аппроксимирующего сигналов по восьми параметрам: скорости фронта ударной волны, произведения скорости экрана на показатель преломления сжатого вещества, комплексному коэффициенту отражения от антенно-фидерной системы (АФС), расстоянию от фронта процесса до точки отражения в АФС, комплексному коэффициенту отражения от фронта ударной волны и набегу фазы электромагнитной волны при прохождении через фронт. Помимо скоростей движения границ раздела исследуемой среды, этот метод позволяет получить оценку другой важной характеристики ударно-волнового процесса – показателя преломления ударно-сжатого диэлектрика за фронтом ударной волны.

- [1] A. Stelzer, Chr. G. Diskus, K. Lübke, H.W. Thim //IEEE Trans. on MTT. 1999. V.47, No12. P.2621.

АНАЛИЗ СИСТЕМАТИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ГАЗОДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ РАДИОИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКИМ МЕТОДОМ И СПОСОБЫ ИХ КОМПЕНСАЦИИ

В.А.Канаков¹⁾, С.Ю.Лупов¹⁾, А.В.Родионов²⁾

¹⁾Нижегородский госуниверситет, ²⁾Институт физики взрыва РФЯЦ-ВНИИЭФ

Радиоинтерферометрический метод измерения скорости и перемещения границ раздела сред является весьма эффективным, т.к. обеспечивает непрерывность измерений и отсутствие возмущений, вносимых измерительными средствами в объект исследования. Однако как показал опыт, этот метод не всегда дает удовлетворительные результаты. Причинами этого обычно являются действие шума

приемника, нарушение квадратуры канальных сигналов, возникающее при неидеальном согласовании антенны с зондируемой средой из-за присутствия в спектре входного сигнала компонент с частотой зондирующего сигнала, а также неполная идентичность измерительных каналов.

Рассмотрим алгоритм обработки интерферограмм для экспериментальных установок с одномодовым режимом распространения радиоволн. В этом случае регистрируемый в каждом квадратурном канале интерферометра сигнал является аддитивной смесью случайного узкополосного процесса, несущего информацию о перемещениях и скорости исследуемой границы раздела, низкочастотного сигнала, возникающего из-за отражений зондирующей волны от неподвижных границ исследуемого объекта и неоднородностей высокочастотного тракта интерферометра, и стационарного широкополосного гауссова шума. Для этого типа сигналов известен оптимальный алгоритм оценки фазы и частоты, которые однозначно связаны с параметрами движения исследуемого фронта [1]. Однако для устранения систематических ошибок измерения необходимо выполнить ряд дополнительных процедур.

Первый шаг обработки интерферограммы состоит в полосовой фильтрации входного канального сигнала $u_{1,2}(t)$ и представлении его в виде суммы полезного сигнала $s_{1,2}(t)$ и мешающего шума $n_{1,2}(t)$. Оценивается средняя мощность остаточного шума в отфильтрованном сигнале (P_n). Эффективным способом подавления высокочастотных составляющих мешающего сигнала является аппроксимация отрезка интерферограммы полиномом высокого порядка в скользящем “окне”. Низкочастотные составляющие мешающего сигнала выделяются путем вычисления разности огибающих максимумов и минимумов интерферограммы. Мощность остаточного шума в отфильтрованных сигналах нужна для оценки погрешности измерений и оценивается по гистограммам спектральных амплитуд, из которых за несколько итераций исключаются компоненты полезного сигнала, превышающие порог в три выборочных стандартных отклонения распределения.

Второй шаг состоит в ортонормировании канальных сигналов и вычислении аналитического сигнала $z(t)$, соответствующего полезному сигналу: $z(t)=s_1(t) + js_2(t)$. При ортогонализации отфильтрованных канальных сигналов сначала выполняется их нормировка по амплитуде, затем вычисляются разность и сумма нормированных сигналов и, наконец, полученные разностный и суммарный сигналы вновь нормируются по амплитуде.

Для полного исключения систематических погрешностей измерения скорости, связанных с неполной идентичностью измерительных каналов и присутствием аperiodических и низкочастотных составляющих в спектре интерферограммы, на первом и втором шагах алгоритма используется процедура оптимизации значений амплитудных множителей и постоянных составляющих канальных сигналов в скользящем “окне” по критерию минимума суммы квадратов вторых производных функции $V(t)$. Выбор критерия определяется априорной информацией о плавном законе движения исследуемого объекта.

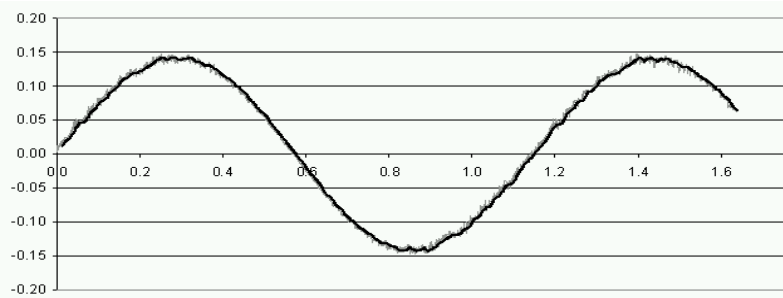
Третий шаг состоит в вычислении мгновенных скоростей $V(t_i) = V_i$ исследуемого объекта по следующим формулам.

$$\Omega_i = \frac{\operatorname{Re} z_i (\operatorname{Im} z_i)' - \operatorname{Im} z_i (\operatorname{Re} z_i)'}{\operatorname{Re} z_i^2 + \operatorname{Im} z_i^2}, V_i = \frac{\Omega_i \lambda}{4\pi \sqrt{\varepsilon}},$$

где Ω - текущий доплеровский сдвиг частоты, ε - диэлектрическая проницаемость среды, λ - длина волны.

Применение описанного выше алгоритма для обработки экспериментальных сигналов хорошо иллюстрируется тестовым опытом измерения параметров колебаний физического маятника с помощью интерферометра 3-х мм диапазона длин волн. Результат измерения скорости маятника представлен на рисунке.

В диапазоне скоростей от $-0,15$ м/с до $+0,15$ м/с максимальное отклонение измеренной скорости от расчетного значения составляет $0,015$ м/с, что соответствует среднеквадратической относительной погрешности $2,5\%$. Отметим, что относительная погрешность вычисления перемещений маятника составляет $0,01\%$. Отклонения формы графика измеренной скорости от гармонической носят регулярный характер и объясняются сложной формой отражающей поверхности груза маятника.



- [1] Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 2. –М.: Сов. радио, 1968, 504с.

ОСОБЕННОСТИ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ О ПАРАМЕТРАХ ГАЗОДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ МЕТОДОМ АППРОКСИМАЦИИ ИНТЕРФЕРОГРАММ МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЙ МОДЕЛЬЮ

В.А.Канаков¹⁾, С.Ю.Лупов¹⁾, А.В.Родионов²⁾

¹⁾Нижегородский госуниверситет, ²⁾Институт физики взрыва РФЯЦ-ВНИИЭФ

Особенностью радиоинтерферометрического метода измерения параметров газодинамических процессов с несколькими движущимися границами раздела сред является многомодовый режим распространения радиоволн. При этом каж-

дой моде распространения электромагнитной волны соответствует свой доплеровский сдвиг частоты, спектр интерферограммы имеет сложный характер, соответственно для таких сигналов неприменим алгоритм обработки узкополосных сигналов. Так как частотная селекция мод не всегда возможна, в этой ситуации целесообразен другой подход к обработке интерферограмм. Суть этого подхода состоит в оценке параметров газодинамического процесса по параметрам электродинамической модели экспериментальной установки, учитывающей сложный характер распространения радиоволн и определяющей амплитудно-фазовые соотношения между спектральными компонентами интерферограммы.

После создания адекватной электродинамической модели экспериментальной установки процедура извлечения информации о параметрах газодинамического процесса из полученной в результате эксперимента интерферограммы включает в себя два этапа. На первом этапе выполняется аппроксимация экспериментальной интерферограммы сигналом, синтезированным по электродинамической модели. При аппроксимации минимизируется энергия разности экспериментального и синтезированного сигналов посредством вариации параметров электродинамической модели, определяющих амплитудно-фазовые соотношения спектральных компонент сигнала.

На втором этапе выполняется аппроксимация характеристик и подбор параметров газодинамического процесса по теоретической (априорно принятой) модели процесса. При этом минимизируется среднеквадратическое отклонение значений существенных параметров электродинамической модели, полученных на первом этапе обработки, и соответствующих варьируемым параметрам модели процесса. Если оцениваются разнородные параметры газодинамического процесса, то невязка вычисляется по безразмерным параметрам с соответствующими весовыми коэффициентами, обеспечивающими равную точность оценки всех параметров.

В качестве примера эксперимента по оценке параметров газодинамического процесса радиоинтерферометрическим методом рассмотрим опыт измерения скорости распространения ударной волны, массовой скорости и показателя преломления сжатого вещества при ударном воздействии. В качестве объекта исследования был использован фторопласт-4. Ударное воздействие формировалось взрывным устройством таким образом, чтобы по фторопласту распространялась плоская ударная волна. Ударное воздействие передавалось в образец фторопласта через плоский алюминиевый экран, который в процессе воздействия двигался с массовой скоростью сжатого фторопласта. К противоположному по отношению к металлическому экрану торцу образца была прижата рупорная антенна, соединенная диэлектрическим волноводом с входом интерферометра миллиметрового диапазона длин волн. Находящийся под ударным воздействием образец фторопласта зондировался непрерывным гармоническим сигналом. При этом на выходе интерферометра регистрировалась интерферограмма со сложным спектром. Структура спектра определялась скоростью распространения ударной волны, произведением скорости движения экрана и показателя преломления сжатого фторопласта, комплексными коэффициентами отражения и прохождения электромагнитной волны через плоские полупрозрачные границы раздела (фронт ударной

волны и апертура антенны). Кроме того, на форму интерферограммы влияло расстояние между точкой отражения сигнала от антенно-фидерной системы и движущимся фронтом ударной волны, а также антенная функция, определяемая для конкретной конструкции антенны как зависимость амплитуды принимаемого антенной сигнала, отраженного плоской мишенью, от расстояния между мишенью и апертурой антенны.

Все перечисленные параметры были включены в электродинамическую модель экспериментальной установки, учитывающую многократные отражения электромагнитной волны от трех взаимно перемещающихся плоских границ раздела. Вектор значений этих параметров определяет форму модельного сигнала, аппроксимирующего интерферограмму. Варьируя вектор значений параметров, можно получить реализацию модельного сигнала, соответствующую минимуму энергии разности этого и экспериментально измеренного сигналов. В эксперименте была получена средняя относительная ошибка аппроксимации около 10% (по напряжению) на каждую отсчетную точку интерферограммы. Каждая экспериментальная реализация интерферограмм содержала около 300 статистически значимых отсчетов.

Из полученного оптимального значения произведения скорости экрана (массовой скорости) и показателя преломления сжатого фторопласта с помощью формул Френеля можно получить значения сомножителей, удовлетворяющие оптимальным значениям коэффициентов отражения и прохождения фронта ударной волны. Эксперимент показал, что эти коэффициенты имеют комплексные значения. С учетом отсутствия ионизации фторопласта в данной постановке эксперимента последний факт может быть объяснен наличием конечного градиента показателя преломления фторопласта вдоль вектора скорости ударной волны. Независимые исследования [1] показывают, что профиль показателя преломления вещества в окрестности фронта ударной волны должен иметь вид ступеньки с последующим плавным ростом до максимального значения. Вариация параметров этого профиля позволила получить среднеквадратическую ошибку в определении реальных и мнимых частей коэффициентов отражения и прохождения не более 2%.

Полученные в результате эксперимента значения всех измеряемых параметров газодинамического процесса отличаются от контрольных не более чем на 5%.

- [1] Караханов С.М., Бордзиловский С.А. //Физика горения и взрыва. 2000. Т.36,№5. С.109.

ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ВЗРЫВЧАТЫХ ВЕЩЕСТВ ПУТЁМ ЗОНДИРОВАНИЯ ДЕТОНИРУЮЩЕГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДА

В.А.Канаков¹⁾, В.В.Пархачёв¹⁾, А.В.Родионов²⁾

¹⁾Нижегородский госуниверситет, ²⁾Институт физики взрыва РФЯЦ-ВНИИЭФ

В настоящее время измерение параметров быстропротекающих процессов остается сложной научно-технической задачей. Существует целый ряд различных методов измерений, среди которых очевидным преимуществом обладают бесконтактные или невозмущающие процесс. Наиболее важным параметром процесса детонации является средняя скорость ее распространения, а также разброс её мгновенных значений. Общепринятый метод измерения скорости распространения детонации основан на применении контактных датчиков, устанавливаемых на тестируемом образце. Недостатками этого метода следует считать принципиальное присутствие возмущений, вносимых датчиками в объект исследования, а также измерение только средних значений скорости на интервалах между соседними датчиками.

Альтернативным методом измерения скорости детонации является радиоинтерферометрический метод. Преимуществами интерферометрического метода является отсутствие вносимых возмущений и непрерывность получения информации о значениях мгновенной скорости зондируемого объекта. Необходимым условием применимости метода является знание диэлектрической проницаемости (ϵ) среды распространения радиоволн, которая обычно измеряется независимыми методами. Наибольшую точность измерения ϵ удается реализовать резонансным методом. Типичное значение абсолютной погрешности таких измерений составляет $\pm 0,01$, что обычно является вполне достаточным для большинства приложений. Однако погрешность определения ϵ может оказаться доминирующей в суммарной погрешности интерферометрического метода.

Целью данной работы является разработка метода одновременных измерений диэлектрической проницаемости среды и скорости движения границы раздела (например, фронта детонации) радиоинтерферометрическим методом при реализации многомодового режима зондирования.

Эксперимент, на результаты которого опирается данная работа, был поставлен в Институте физики взрыва РФЯЦ-ВНИИЭФ. В нём с помощью интерферометра 3 мм диапазона длин волн зондировался пруток взрывчатого вещества (ВВ) диаметром 6 мм на основе пластифицированного ТЭНа. Независимый от этого эксперимента результат измерения диэлектрической проницаемости ВВ резонансным методом показал $\epsilon = 2,77 \pm 0,01$. В самом эксперименте контактными датчиками была измерена средняя скорость распространения детонации $V = 7818 \pm 41$ м/с.

Возникла задача оценить параметры ВВ (скорость детонации и диэлектрическую проницаемость), основываясь на одних лишь данных о спектре интерферограммы. В случае одномодового режима возбуждения волновода можно вычис-

лить скорость детонации, зная из независимых измерений диэлектрическую проницаемость вещества и определив частоту интерферограммы. Однако когда имеет место многомодовый характер распространения волны, в спектре огибающей появляется несколько составляющих, и если имеется хотя бы две моды, появляется возможность вычислить не только скорость движения детонационного фронта, но и диэлектрическую проницаемость образца вещества. Наличие шума в системе приводит к искажениям в спектре, поэтому система уравнений для вычисления скорости детонации и диэлектрической проницаемости даст заведомо неточный результат.

Поэтому было принято решение использовать критерий максимального правдоподобия соответствия экспериментального спектра теоретически рассчитанному на основании оцениваемых параметров. Спектр экспериментально измеренной интерферограммы (в условных единицах) представлен на рис. 1 непрерывной линией, а теоретически рассчитанный - в виде четырех дискретных компонент, частоты которых соответствуют четырём младшим модам.

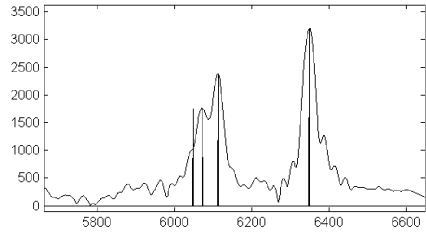


Рис. 1

Итак, пусть $R(\varepsilon, V)$ – функция корреляции спектров (рис.2). Значения параметров в максимуме следует принять за оптимальную оценку. Матрица дисперсий этой оценки получается так

$$\begin{bmatrix} \sigma_{\varepsilon}^2 & \sigma_{\varepsilon V}^2 \\ \sigma_{V\varepsilon}^2 & \sigma_V^2 \end{bmatrix} = -\frac{N_0}{2E} \begin{bmatrix} R''_{\varepsilon\varepsilon} & R''_{\varepsilon V} \\ R''_{V\varepsilon} & R''_{VV} \end{bmatrix}^{-1},$$

где N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности шума, E – энергия сигнала.

Было получено, что дисперсия диэлектрической проницаемости составила около 0,001, а скорости 0,01мм/сек, тогда как сами значения оценок величин $\varepsilon = 2,71$, $V = 7922$ м/с.

Необходимо отметить, что полученные дисперсии учитывают только погрешность, вносимую в оценку белым гауссовым шумом, тогда как в спектре присутствует возмущение, обусловленное высшими модами. Кроме того, эти дисперсии не учитывают инструментальную и систематическую погрешность, которые в данном эксперименте, безусловно, имели гораздо большее значение. Сравнение полученных результатов позволяет трактовать эти значения погрешностей, как характеристику предельно достижимой точности измерения параметров при свойственном данному интерферометру уровне шумов.

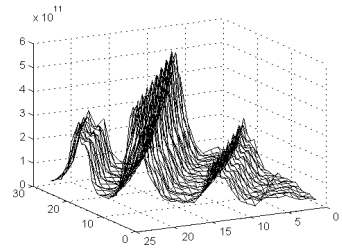


Рис. 2

ПОЛИГАРМОНИЧЕСКИЙ ЭКСТРАПОЛЯТОР КАК ВИРТУАЛЬНЫЙ ПРИБОР СРЕДЫ “LABVIEW”

С.В.Касаткин, А.П.Евсеев

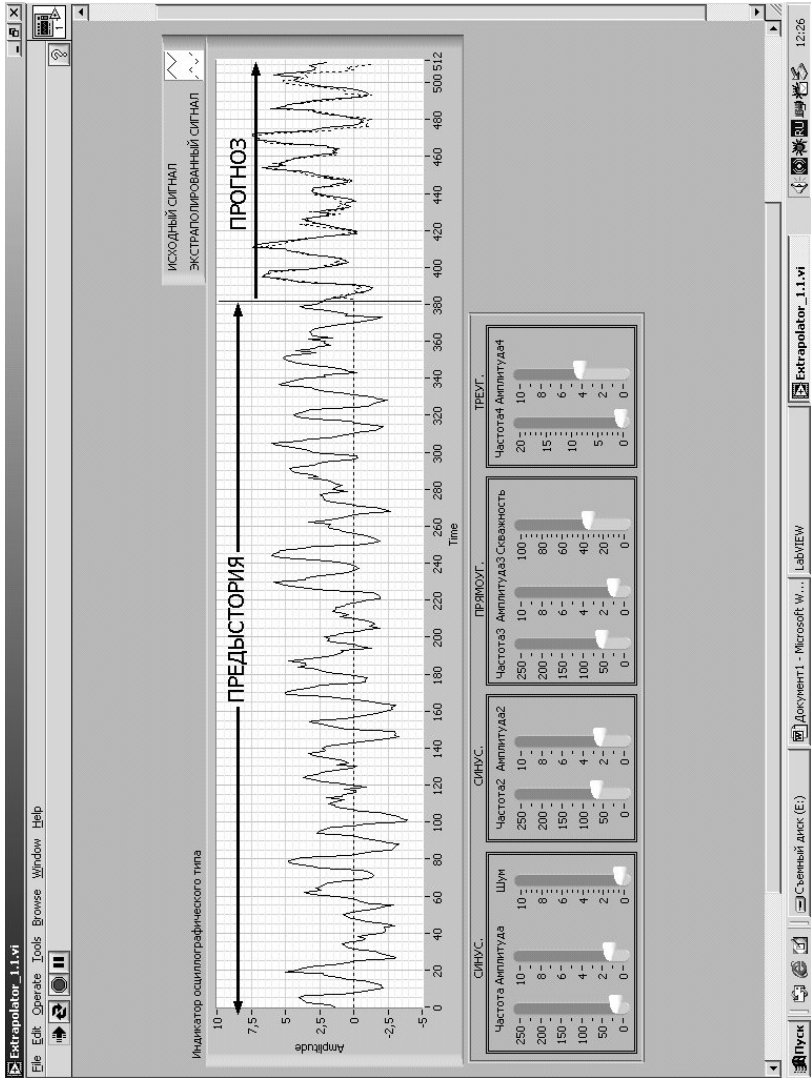
Нижегородский госуниверситет

При решении многих задач обработки сигналов и автоматического управления широко применяются алгоритмы прогнозирования (предсказания, экстраполяции). Выбор конкретного алгоритма зависит от необходимой точности, быстродействия, надежности, устойчивости, простоты применения и др., а также от модели обрабатываемого процесса. Для нестационарных сигналов состоящих из суперпозиции квазилинейного тренда, некоторого числа квазипериодических компонент произвольной формы и относительно небольшой доли чисто случайной составляющей, неплохо работает алгоритм полигармонической экстраполяции [1]. С целью выявления особенностей этого алгоритма для различных ситуаций предлагается использование виртуального прибора, реализующего полигармонический экстраполятор средствами “LabVIEW”.

Вид передней панели этого виртуального прибора приведен на Рис. Индикатор осциллографического типа позволяет наблюдать реализацию предьстории размером 384 точки и экстраполированную её часть размером 128 точек. Для оценки степени совпадения предсказанных значений с отсчетами реального сигнала их графики выводятся совместно (прогноз – прерывистой линией). Конкретная реализация сигнала задается органами управления в виде движков, расположенных ниже индикатора. Могут независимо регулироваться уровни и частоты двух синусоид, треугольного и импульсного сигналов, а также скважность импульсного сигнала и уровень белого нормального шума. При задании периода треугольного сигнала более 1000 отсчетов его влияние эквивалентно присутствию линейного тренда с регулируемой крутизной в экстраполируемом сигнале. Влияние белого гауссова шума на качество прогноза (т.е. на его точность) сводится увеличению его уровня в предсказанной реализации по сравнению с реализацией предьстории. Это является серьезным недостатком алгоритма, поскольку ставит ограничение на его применение для отношения сигнал/шум порядка единицы и менее. Однако для коротких нестационарных рядов достоверная оценка отношения сигнал/шум практически невозможна и это снижает остроту проблемы.

Другим источником погрешности прогноза исследуемой версии алгоритма полигармонической экстраполяции является присутствие в сигнале нелинейного тренда и колебательных компонент с непериодически меняющейся частотой.

Результаты расчетов на предлагаемом виртуальном приборе полностью подтверждают ранее полученные в среде “MATLAB” результаты, что позволяет рассматривать его как основу для дальнейших модификаций алгоритма направленных на расширение класса обрабатываемых сигналов.



- [1] Евсеев А.П., Баданов В.А. //В кн. Труды шестой научной конференции по радиофизике. 7 мая 2002г. /Ред. А.В.Якимов. –Н.Новгород: ТАЛАН, 2002, с.169.

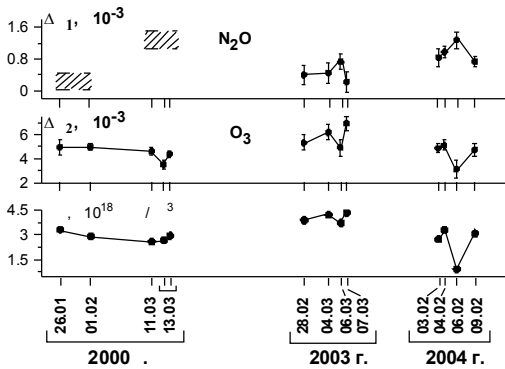
ВАРИАЦИИ ОПТИЧЕСКОЙ ТОЛЩИ АТМОСФЕРЫ ЗЕМЛИ В ЛИНИЯХ ВРАЩАТЕЛЬНЫХ СПЕКТРОВ МОЛЕКУЛ ОЗОНА И ЗАКИСИ АЗОТА

А.Г.Кисляков¹⁾, Е.И.Шкелев¹⁾, Д.В.Савельев¹⁾, В.Л.Вакс²⁾

^{1)Нижегородский госуниверситет, ^{2)Институт физики микроструктур РАН}}

Наземные средства микроволнового зондирования атмосферы Земли позволяют на относительно коротком интервале времени наблюдать несколько спектральных линий, свойственных одной или разным примесным составляющим. В данной работе представлены результаты измерений поглощения атмосферы в линиях закиси азота (N_2O) и озона (O_3) с резонансными частотами 100492 МГц и 101736 МГц соответственно. Измерения проводились в зимне-весенние периоды 2000-2005 годов и основной их целью было исследование вариаций параметров спектральных линий, в том числе, проверка наличия корреляции временных зависимостей интенсивностей линий O_3 и N_2O . Последнее обусловлено тем, что закись азота содержит главную часть атмосферного связанного азота и служит стратосферным источником окислов азота, играющих роль стоков озона. Измерения проводились с помощью перестраиваемого по частоте радиометра (спектро радиометра) 3-мм диапазона длин волн с фильтровым способом спектрального анализа [1], способного контролировать примесные составляющие в области высот 15...60 км.

По наблюдениям 2000, 2003, 2004 г.г. над г. Н.Новгородом было установлено, что изменение параметров линии O_3 и прежде всего её интенсивности в периоды атмосферных возмущений происходит на фоне изменения поглощения Γ в линии N_2O . Подобное явление наблюдалось в арктической области (см., например, [2]), но с применением разных методов измерений – линия N_2O измерялась радиометрическим, а параметры озонового слоя баллонным методами. Здесь представлены

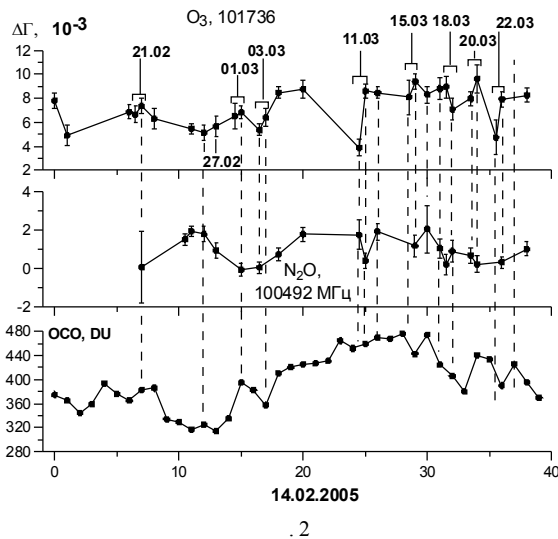


с. 1

данные совместных наблюдений линий озона и закиси азота, полученные радиометрическим методом. Впервые в атмосфере средних широт была обнаружена связь между вариациями интенсивностей линий O_3 и N_2O и зафиксированы изменения формы линии O_3 в периоды значительных изменений интенсивности линии N_2O . Последнее позволило сделать ряд предположений относительно характера временных вариаций высотного распределения O_3 в перио-

ды прохождения через зондируемую область атмосферных фронтов.

В обобщенном виде измеренные в периоды 2000, 2003, 2004 г.г. вариации декрементов поглощения атмосферы $\Delta\Gamma_1$ и $\Delta\Gamma_2$ в линиях N_2O и O_3 , а также полученные с помощью процедуры восстановления высотного профиля изменения содержания озона (СО) в области высот 23-55 км представлены на рис. 1. Поскольку в 2000 г. линии N_2O были получены путем усреднения данных двух серий наблюдений (22.01–2.02 и 11.03–28.03.2000), то области значений декремента $\Delta\Gamma_1$ в эти периоды времени на рис. 1 представлены заштрихованными полосами. Видно, что при увеличении $\Delta\Gamma_1$ декремент $\Delta\Gamma_2$ линии O_3 и содержание озона уменьшаются.



Результаты наблюдений в феврале-марте 2005 г. приведены на рис. 2. В них также прослеживается взаимозависимость декрементов поглощения $\Delta\Gamma$ в линиях O_3 и N_2O . Наряду с крупномасштабными во времени изменениями $\Delta\Gamma$ имеют место суточные вариации. Так 11.03 в течение светлого времени дня содержание озона возросло на $(0,5 \pm 0,2) \cdot 10^{-3}$ Нп, 20.03 – на $(0,3 \pm 0,2) \cdot 10^{-3}$ Нп, а 20.03 – на $(0,45 \pm 0,2) \cdot 10^{-3}$ Нп. В те же дни отмечалось существенное уменьшение

декремента поглощения в линии N_2O . Заметна также общая тенденция к увеличению декремента поглощения в линии O_3 от февраля к марту, что согласуется с данными Всемирной Метеорологической Организации, характеризующими общее содержание озона (СО) в атмосфере над Н.Новгородом (нижний график на рис. 2; СО – в единицах Добсона DU).

Таким образом, показано, что увеличение поглощения атмосферы Γ в линии N_2O в периоды атмосферных возмущений сопровождается уменьшением Γ в линии O_3 . Это служит косвенным подтверждением того, что содержание закиси азота в атмосфере Земли относится к числу факторов, влияющих на параметры озонового слоя.

[1] Шкелев Е.И., Кисляков А.Г., Савельев Д.В. //ПТЭ, 1995, № 6. С. 132.

[2] Emmons L.K., Reeves J.V., Shindell D.T. and Zafra R.L. //Geophys. Res. Lett. 1994. V.21, No.13. P.1275.

РАЗРАБОТКА МАЛОПОТРЕБЛЯЮЩЕГО УЗЛА СЕНСОРНОЙ СЕТИ

П.В.Ковалёв, И.С.Шишалов, Д.А.Головачёв

Нижегородский госуниверситет

Работа посвящена актуальному разделу современной науки, а именно сенсорным сетям и их практической реализации.

Основная единица такой сети – устройство сбора и предварительной обработки информации (УСПИ, information gathering and preprocessing device, IGPD). Главная задача в проектировании узла – его малое энергопотребление, т.е. возможность работать без замены батарей в течение 1-3 лет.

Обязательные компоненты УСПИ: приемник, передатчик, устройство управления, сенсор.

Центральным элементом разработанного прототипа «нАнт-2» (рис. 1) выбран промышленный программируемый микроконтроллер MSP 430 [1]. Данная серия специально разработана для управления автономными устройствами, имеет 5 режимов пониженного энергопотребления. Раздельные шины данных и адреса, фон-неймановская модель памяти дают высокую скорость работы.

В качестве принимающего устройства на «нАнт-2» выступает радиоприемник RR8-433.92, максимальная скорость которого 2Кбит/с. Передатчиком узла сети выбран нелинейный рассеиватель (НР), предложенный в [2] (рис. 2).

На языке высокого уровня для УСПИ разрабатывается операционная система. Ведется создание более функциональных, чем «нАнт-2», базовых станций (БС), которые разбивают множество сенсоров на кластеры (рис. 3).

Программное обеспечение чипа практически полностью базируется на внутренних прерываниях, которые периодически выводят его из «спящего» режима с потреблением $1.6\mu\text{A}$. В активном режиме MSP 430 требуется $280\mu\text{A}$. Кластеры создаются стандартным способом с помощью кварца (32768 Гц).

С частотой ~ 50 Гц (32768 Гц/8/82) срабатывает прерывание, по которому проверяются буферы входящих данных. Если они не пусты, то команды обрабатываются в порядке прихода на УСПИ.

Учитывая специфику разработанного узла «нАнт-2» (скорость передачи данных, помехоустойчивость каналов, требования к функцио-

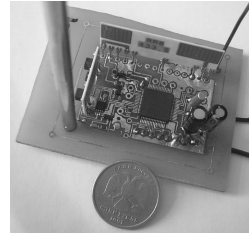


Рис. 1

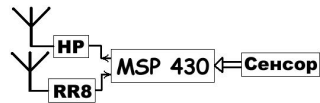


Рис. 2

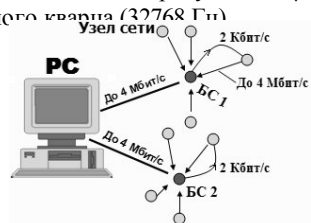


Рис. 3

нальности сети), был спроектирован пакет данных, передаваемый по каналу связи. Он имеет вид:

Смещение	Длина	Описание
-1	1	Синхросимвол. Значение – 0x4D, оно позволяет синхронизировать скорость приёма
0	1	Длина пакета, байт
1	1	Резерв для номера группы
2	2	Адрес УСПИ – получателя
4	2	Адрес УСПИ – отправителя
6	1	Порт (номер сервиса) получателя
7	?	Данные, до 24 байт
макс.31	1	Контрольная сумма
макс.32	1	Синхросимвол. Значение – 0x4D.

Реализована следующая функциональность УСПИ: вход и выход из зоны действия БС, изменение скорости передачи данных между «нАнт-2» и БС, управление модулированием напряжения смещения на нелинейном элементе, получение данных со встроенного температурного сенсора.

Экспериментально была изучена помехоустойчивость системы сенсоров с передачей данных, основанной на НР. Получены следующие результаты (для послышки длиной 24 бита, закодированной 7-битной последовательностью Баркера):

- Минимальная вероятность битовой ошибки приблизительно равна 10^{-4} .
- В 60% случаев вероятность ошибки при передаче составляет 10^{-2} .

Для работы с высокоскоростным синхронным SPI интерфейсом задействована встроенная в микроконтроллер RC – цепочка с частотой ~800 КГц. Со скоростью до 33.3 КГц меняется напряжение на выходе последовательного 16-битного DAC8531, оборудованного триггером Шмитта на логическом входе.

Замеры данных с сенсоров (температура, напряжение и т.п.) реализуются через встроенный в MSP 430 программируемый 12-битный ЦАП. Есть возможность выбирать между качеством и скоростью измерений. Температуру, например, часто проверять не нужно, гораздо важнее точность значения. А при работе с аналоговыми сигналами необходимо быстро считать набор выборок. Для 32768 Гц кварцевого резонатора максимально достигнутая скорость измерений равна ~15 Ксмплов в секунду, чего зачастую вполне достаточно для практических задач.

Разработанный узел «нАнт-2» является дешевым и малопотребляющим прототипом УСПИ сети сенсоров. Он дает широкие возможности для практического изучения протоколов работы сенсорных сетей, исследования нелинейных рассеивателей в качестве устройств передачи данных и может служить прототипом промышленного устройства сбора информации.

[1] Texas Instruments. Семейство микроконтроллеров MSP430: Рекомендации к применению. – М.: Компэл, 2005, 544с.

- [2] Умнов А.Л., Головачев Д.А., Филимонов В.А., Шишалов И.С. //Нелинейный мир. 2004. Т.2, № 5-6.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭКСТРАПОЛЯТОРА ТЕКУЩЕЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКИ

В.В.Кузьмин, В.В.Баданов, А.П.Евсеев

Нижегородский госуниверситет

Одним из перспективных путей повышения качества функционирования радиоэлектронных систем (РЭС) в условиях сложной электромагнитной обстановки (ЭМО) является быстрое адаптивное управление частотно-временными параметрами излучаемых сигналов на основе критерия минимизации пересечения областей локализации энергии принимаемых сигналов с помехами в плоскости частота-время.

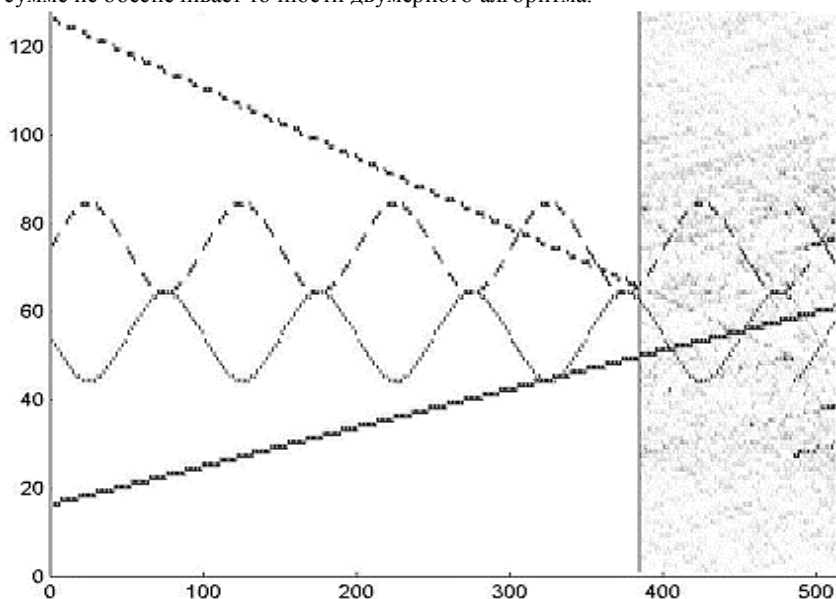
Однако, вследствие принципиального разнеса во времени моментов излучения и приема сигналов (как для радиолокации, так и для связи), а также конечного времени для перестройки передатчиков и приемников необходимо выполнить оценку **будущего** распределения энергии помех в плоскости частота-время. Как следует из постановки задачи, эта оценка должна выполняться в темпе реального времени и одновременно для некоторого участка частотно-временной плоскости. Размеры и упреждение во времени этого участка определяются конкретными параметрами РЭС и её режимом работы.

Анализ большинства известных алгоритмов экстраполяции и прогнозирования не выявил среди них сколько-нибудь подходящих для решения поставленной задачи в силу вышеуказанной специфики. Наиболее предпочтительным представляется применение экстраполятора на основе алгоритма полигармонической экстраполяции [1-3]. Текущая ЭМО, как объект экстраполяции, представляет из себя двумерный массив отсчетов спектральной плотности мощности. Одна из координат точки этого массива соответствует частоте, а другая – времени взятия этого отсчета. Практически, наиболее просто получить это распределение можно используя «гребенку» узкополосных фильтров, входы которых подключены к выходу приемной антенны, а выходы фильтров нагружены на детекторы огибающей с последующей оцифровкой.

Алгоритм экстраполяции текущей ЭМО является двумерным обобщением одномерного алгоритма полигармонической экстраполяции и, по аналогии с исходным, состоит из двумерного Фурье-преобразования двух частично перекрывающихся участков частотно-временного распределения сдвинутых относительно друг друга по оси времени [4]. Далее производятся аналогичные линейные операции с амплитудно-частотными и фазо-частотными характеристиками этих двумерных спектров, а полученный в результате спектр, подвергается обратному двумерному Фурье-преобразованию и образует третий участок частотно-временной плоскости, частично перекрывающийся с вторым. Оставшаяся часть образует некоторую оценку будущего распределения энергии помех в плоскости частота-время.

Моделирование алгоритма в пакетах “MATLAB” и “LabVIEW” на гипотетических распределениях суперпозиции помех с амплитудной и широкополосной час-

тотной модуляцией по различным законам показало его работоспособность. Рис. 1. Особенности, присущие одномерному алгоритму воспроизводятся и двумерном варианте. Так, для удовлетворительной точности прогноза, необходимо чтобы закономерности присущие текущей совокупности помех были представлены на большей части протяженности области предьистории во времени. Мощность чисто шумовой компоненты на экстраполированной области удваивается, что следует из аналитических соотношений преобразования спектров. Вместе с тем, применение двумерного Фурье-преобразования даёт новое качество поскольку позволяет учесть связи в соседних частотных сечениях. Это объясняет тот факт, что последовательное применение одномерного алгоритма для всех частотных сечений в сумме не обеспечивает точности двумерного алгоритма.



- [1] Евсеев А.П. //В кн. Сб. тезисов межреспубликанской конференции.– Н.Новгород: НИИПИ “КВАРЦ”, 1992, с.31.
- [2] Евсеев А.П., Баданов В.А. //В кн. Труды шестой научной конференции по радиофизике. 7 мая 2002г. /Ред. А.В.Якимов. –Н.Новгород: ТАЛИАМ, 2002, с.169.
- [3] Баданов В.В.,Евсеев А.П. //Тез. докл. конф. «Будущее технической науки», Нижний Новгород 16 мая 2003 года, –Нижний Новгород: Изд ННГУ, с.6
- [4] Евсеев А.П., Евсеев Д.А., Баданов В.В.// В кн. Вестник Нижегородского университета им.Н.И.Лобачевского. Серия Радиофизика. Вып.1(2),Н.Новгород:Изд-во ННГУ, 2004. 268с.

АДАПТИВНЫЙ ЦИФРОВОЙ АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКИ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

А.А.Логинов, О.А.Морозов, В.Р.Фидельман

НИФТИ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Распространенной задачей ряда областей физики и техники является задача определения временной задержки коротких информационных сигналов известной формы в условиях многоканального распространения на фоне других сигналов и шумов. Знание временной задержки между принятыми сигналами позволяет, в частности, получать необходимую информацию о состоянии среды распространения и определять местоположение источников сигналов.

Традиционные подходы к решению подобных задач, основанные на свойствах взаимной корреляционной функции принимаемых сигналов обладают существенным недостатком. Произвольное изменение параметров одного из обрабатываемых сигналов, в частности несущей частоты приводит к тому, что результат взаимной корреляции исходных сигналов теряет однозначность, а это, в свою очередь, влечет за собой значительное снижение эффективности данного подхода. Компенсация неизвестного частотного сдвига, необходимая для применения традиционных методов, приводит к большим вычислительным затратам. С другой стороны, существуют алгоритмы решения подобных задач, позволяющие избежать компенсации неизвестного частотного сдвига и значительно сократить время вычислений [1].

В работе предлагается метод определения взаимной временной задержки сигналов опорного $x_1(t)$ и исследуемого $x_2(t)$, регистрируемых независимыми, но синхронизированными по времени приемниками. Структура сигналов задается синусоидальной составляющей с фазовыми или частотными манипуляциями. Сигнал $x_2(t)$ содержит в себе сдвинутую по времени искаженную копию сигнала $x_1(t)$.

В основе предлагаемого алгоритма лежит подход минимальной дисперсии Кейпона, заключающийся в минимизации дисперсии сигнала на выходе некоторого линейного фильтра при ограничении на его частотную характеристику. Такой подход позволяет сохранить энергию выходного сигнала фильтра на заданной частоте, при этом предполагается, что спектральные компоненты на прочих частотах будут в достаточной степени подавлены [2].

Определение коэффициентов фильтра с требуемой частотной характеристикой основано на увеличении размерности автокорреляционной матрицы сигнала и ее искусственном вырождении с целью создания дополнительных параметров, варьирование которых может приблизить частотную характеристику к желаемой форме.

Вырождение автокорреляционной матрицы приводит к существованию не единственного вектора \mathbf{a} , минимизирующего дисперсию выходного сигнала и пропускающего без искажений синусоиду частоты f_0 . Множество векторов реше-

ний дает дополнительную возможность выбрать из них тот, который обладает предпочтительными свойствами. Предпочтительным считается такой вектор \mathbf{a} , который соответствует оптимуму некоторого функционала. В условиях данной задачи оправдано формирование функционалов, основанных на идее «минимизации спектральной полосы». Примером такого подхода может служить функционал:

$$\Phi = \int (f - f_0)^2 |H(f)|^2,$$

где $H(f)$ – частотная характеристика разрабатываемого фильтра. Условие оптимальности выражения (2) приводит к тому, что коэффициент передачи фильтра на частоте f определяется ее близостью к несущей частоте f_0 и уменьшается с ростом величины $f - f_0$. Необходимая ширина частотной характеристики фильтра, определяемая максимальным смещением несущей частоты сигнала, может быть получена выбором соответствующего значения параметра p . Выбор функционала «минимизации спектральной полосы» позволяет снизить уровень боковых лепестков частотной характеристики фильтра по сравнению с альтернативными методами. Таким образом, задача определения коэффициентов фильтра представляет собой вариационную задачу минимизации дисперсии выходного сигнала, при ограничении на частотную характеристику фильтра и условия минимальности спектральной полосы.

Алгоритм цифровой фильтрации качественно напоминает процедуру демодуляции сигнала и сводится к прохождению исходных сигналов через разработанный цифровой фильтр, в результате чего отсчеты сигнала заменяются отсчетами другой функции $\sigma(t)$, неявно зависящей от мгновенной частоты. Функция $\sigma(t)$ представляет собой дисперсию сигнала на выходе адаптивного фильтра и вычисляется согласно выражению:

$$\sigma(t_i) = \mathbf{a}^H \mathbf{R}_p^H \mathbf{a},$$

где \mathbf{R}_p^i – теплицева автокорреляционная матрица сигнала, вычисляемая по короткой выборке с использованием «скользящего окна». Получаемая функция «текущей дисперсии» представляет собой отклонение наблюдаемого сигнала от чисто гармонического с частотой f_0 и в неявном виде содержит информацию о манипулирующей функции. Взаимная корреляционная функция таких последовательностей для процессов $x_1(t)$ и $x_2(t-t_0)$, будет иметь глобальный максимум в точке задержки t_0 .

Предлагаемый алгоритм может быть достаточно просто реализован на базе цифровой программируемой логической интегральной схемы и сигнального процессора и имеет высокую вычислительную эффективность. Поскольку алгоритм малочувствителен к плавным изменениям частоты заполнения сигнала, его практическое применение должно быть ограничено классом фазо- и частотно-манипулированных функций. В настоящее время алгоритм реализован на программной модели и успешно протестирован на реальных сигналах.

- [1] У Бендат Дж., Пирсол А. Прикладной анализ случайных данных. –М.: Мир, 1989, 540 с.
- [2] Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. –М.: Мир, 1990, 551 с.

ПРИМЕНЕНИЕ СПЕКТРАЛЬНО-ВРЕМЕННОГО АНАЛИЗА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКИХ ДАННЫХ

С.Ю.Лупов¹⁾, В.А.Канаков¹⁾, А.В.Родионов²⁾, В.И.Кривошеев¹⁾,
Е.П.Фрадкина¹⁾

¹⁾Нижегородский госуниверситет, ²⁾ИФВ РЯЦ-ВНИИЭФ (г. Саров)

Для исследования интерферометрических данных часто применяют метод оптимальной оценки мгновенной частоты узкополосного сигнала на фоне аддитивного гауссова шума. При этом из исследуемого сигнала X_i создается аналитический сигнал $S_i = X_i + jY_i$ и, далее, на каждый отсчет времени вычисляются мгновенная частота и мгновенная скорость по формулам:

$$\omega_i = \frac{X_i \dot{Y}_i - Y_i \dot{X}_i}{X_i^2 + Y_i^2}, \quad V_i = \frac{\lambda}{4\pi\sqrt{\varepsilon}} \omega_i.$$

Недостатки, присущие этому методу, рассмотрим на примере сигнала радиоинтерферометра в эксперименте по зондированию процесса инициирования детонации ударной волной во взрывчатом веществе [1].

Эксперимент заключался в следующем: во взрывчатом веществе инициировали ударную волну, которая, в свою очередь, возбуждала детонационную волну. По доплеровскому сдвигу частоты отраженного сигнала необходимо определить скорость этих волн в каждый момент времени.

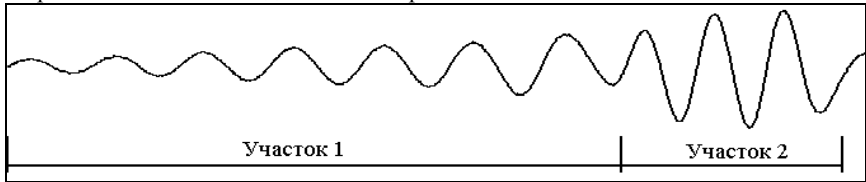


Рис. 1

На рис. 1 представлена интерферограмма, содержащая 790 отсчетов, оцифрованных АЦП с частотой дискретизации 200 МГц. На ней хорошо различимы два участка. Участок 1 (с более низкой частотой) соответствует области распространения ударной волны, а участок 2 соответствует области распространения детонационной волны.



Рис. 2

На рис. 2 представлен график мгновенной частоты (или соответствующей ей скорости), вычисленной по методике описанной выше. По оси абсцисс отложено время (слева – направо), по оси ординат – частота от 0 до 4 МГц (снизу – вверх). На графике можно выделить участки, соответствующие распространению ударной и детонационной волн. На обоих участках хорошо заметны связанные с периодом интерферограммы изменения частоты, не соответствующие равномерному закону движения фронта газодинамического процесса. Эти периодические изменения могут возникнуть, если в сигнале есть дополнительные, пусть даже очень слабые компоненты. Чтобы убедиться в этом рассмотрим рисунки 3 и 4.

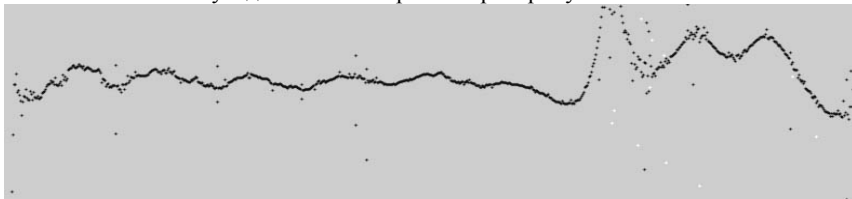


Рис. 3

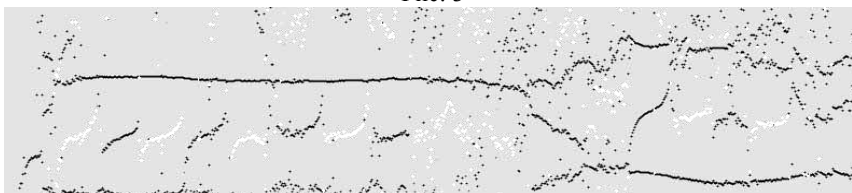


Рис. 4

На них представлено распределение Вигнера – Вилля [2], вычисленное по модифицированному алгоритму со скользящим окном размером 20 (рис. 3) и 140 (рис. 4) отсчетов. Модификация заключалась в замене быстрого преобразования Фурье на метод Прони [3], что дало возможность работать со скользящим окном размером от 10 до 200 отсчетов, сохраняя высокое разрешение по частоте. По оси абсцисс отложено время, по оси ординат – частота в тех же масштабах, что и на рис. 2. Более темные участки распределения соответствуют большей спектральной плотности мощности.

На рис. 3 также хорошо заметны периодические изменения частоты, тогда как на рис. 4 они почти исчезли. Это связано с тем, что в окне в 140 отсчетов удалось разделить частотные компоненты.

- [1] Родионов А.В., Канаков В.А., Лупов С.Ю. // В кн.: VII Харитоновские чтения. Сборник тезисов докладов. 14-18 марта 2005г. – Саров: РФЯЦ–ВНИИЭФ, 2005, с.298.
- [2] Коэн Л. // ГИИЭР. 1989. Т.77, №10. с.72.
- [3] Марпл С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М.: Мир, 1990, 584с.

ОБНАРУЖЕНИЕ И ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ФМ-СИГНАЛОВ ПРИ МНОГОКАНАЛЬНОМ РАСПРОСТРАНЕНИИ

М.М.Сорохтин, О.А.Морозов, Е.М.Сорохтин

НИФТИ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Во многих современных радиотехнических системах используется передача информации с помощью модулированных радиоимпульсов, чаще всего модуляция или манипуляция производится по частоте или фазе импульса. При реализации коммуникационных систем часто приходится сталкиваться с многоканальным распространением сигнала, причем иногда ставится задача дополнительно исследовать параметры искажения сигнала при передаче по другому пути, а именно – временной и частотный сдвиг (например, такая задача возникает при реализации системы отслеживания перемещения грузов).

Традиционное решение задачи обнаружения фазоманипулированного пакета в сигнале, пришедшем по альтернативному пути, с помощью взаимной корреляционной функции может быть применено только в том случае, если в альтернативном канале наблюдается временной сдвиг сигнала, но нет частотного. Кроме того, влияние сильного шума может приводить к смещению, искажению и даже полному подавлению главного максимума взаимной корреляционной функции.

В данной работе рассматривается применение алгоритма определения временного и частотного сдвига между двумя каналами распространения сигнала на основе алгоритма построения тела неопределенности [1], модифицированного путем замены линейного метода спектрального оценивания нелинейным. Обозначим за $v_1(t)$ сигнал, принятый по основному каналу, за $v_2(t)$ – сигнал в альтернативном канале:

$$v_1(t) = A_1 \sin(f(\omega_1, t)) + n_1(t), \quad v_2(t) = A_2 \sin(f(\omega_2, t - t_0)) + n_2(t),$$

где A_1 и A_2 – амплитуды гармонических сигналов, $f(\omega, t)$ – модулирующая функция, определяющая вид модуляции сигналов; $n_1(t)$ и $n_2(t)$ – аддитивный некоррелированный шум.

Лежащая в основе метода тела неопределенности функция взаимной корреляции спектра $V_1(\omega)$ сигнала $v_1(t)$ и $V_2(\omega)$ сигнала $v_2(t+\Delta t)$, сдвинутого по времени на величину Δt , будет выглядеть следующим образом:

$$G(\omega, \Delta t) = V_1(\omega) \otimes V_2(\omega) = F\{v_1(t)\} \otimes F\{v_2(t + \Delta t)\} = F\{v_1(t) \cdot v_2(t + \Delta t)\}.$$

Функция $G(\omega, \Delta t)$ представляет собой поверхность в пространстве $(\omega, \Delta t)$. Если в исследуемом сигнале альтернативного канала содержится копия сигнала опорного канала, то на этой поверхности будет присутствовать экстремум в точке $(\Delta\omega, \Delta t)$, координаты которой – соответственно значение доплеровского сдвига $(\Delta\omega = |\omega_2 - \omega_1|)$ и временного сдвига Δt . Таким образом, решение задачи обнаружения математически сводится к следующему виду:

$$\left\{ \begin{array}{l} (\Delta\omega, \Delta t) = \arg \max_{\Delta\omega, \Delta t} G(\Delta\omega, \Delta t) \\ C > L_c \end{array} \right., \quad C = \frac{\max\{G(\Delta\omega, \Delta t)\} - \overline{G(\Delta\omega, \Delta t)}}{\sqrt{\text{var}\{G(\omega, \Delta t)\}}},$$

где C – безразмерный критерий, характеризующий степень надежности обнаружения, а L_c – пороговое значение для принятия решения об обнаружении.

Использование традиционных линейных алгоритмов спектрального оценивания (БПФ) является наиболее простым для технической реализации, но накладывает ограничения на эффективность обнаружения. Данные ограничения могут быть устранены путем использования нелинейных методов спектрального оценивания, позволяющих получать частотное сверхразрешение. Оптимальным при обработке коротких выборок сигнала является метод максимума информационной энтропии. Однако практическая реализация данного метода сводится к медленно сходящейся процедуре многомерной оптимизации. В работе предлагается использовать нелинейный метод спектрального анализа, основанный на аналитической аппроксимации решения по принципу максимума энтропии, и получении множителей Лагранжа в явном виде [2]. Данный метод позволяет свести количество операций к фиксированному значению и получить решение, обладающее достоинствами нелинейных спектральных оценок.

Аналитическое выражение для спектральной оценки по методу максимума энтропии Шеннона при линейных автокорреляционных ограничениях выглядит следующим образом:

$$\mathbf{P}(\mathbf{x}) = \exp(-\lambda \mathbf{f}(\mathbf{x})), \quad \mathbf{f}_k(\mathbf{x}) = \exp(2\pi i k \mathbf{x}),$$

где λ – вектор неопределенных множителей Лагранжа, при традиционном подходе получаемых подстановкой $\mathbf{P}(\mathbf{x})$ в функционал энтропии и нахождением его максимума. Однако, несмотря на то, что этот функционал выпуклый и одноэкстремальный, процедура его численной оптимизации сходится достаточно медленно. Метод инверсии состоит в обращении выражения для спектральной оценки и непосредственном получении вектора множителей Лагранжа в явном виде:

$$\lambda = -\mathbf{f}^+ \ln(\mathbf{f}^+ \mathbf{R}),$$

где \mathbf{R} – вектор отсчетов автокорреляционной последовательности. Вектор множителей Лагранжа затем подставляется в выражение для оценки СПМ $\mathbf{P}(\mathbf{x})$.

Алгоритм определения временного и частотного сдвига был исследован методом компьютерного моделирования, по результатам можно сделать вывод об удобстве применения этого алгоритма во встроенных вычислительных системах (на базе программируемой логики или сигнальных процессоров).

- [1] Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях т. 2 – М.: Мир, 1983, с.199.
- [2] Аратский Д.Б., Морозов О.А., Солдатов Е.А., Фидельман В.Р. //Радиоэлектроника. 1992. №11. С.45.

О ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ КАНАЛА КОЛЛЕКТИВНОГО ПОЛЬЗОВАНИЯ

О.В.Пустовалов

Нижегородский госуниверситет

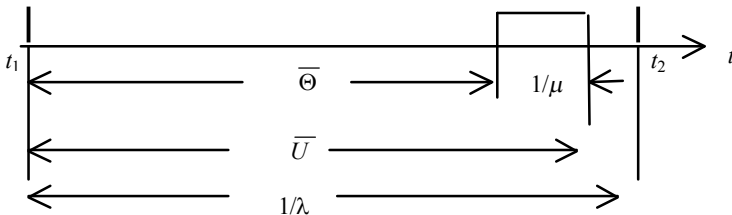
Пропускной способностью C канала, следуя Шеннону [1] называют максимально возможную скорость передачи информации, при которой обеспечивается сколь угодно малая вероятность ошибки. Это фундаментальное понятие теории информации имеет важное прикладное содержание: при передаче от некоторого источника сообщения с объемом информации I бит минимально возможная длительность сигнала в канале определяется величиной τ_0

$$\tau_0 = I/C. \quad (1)$$

В данном сообщении обсуждаются особенности применения понятия пропускной способности канала коллективного пользования (ККП), который нагружен на N независимых источников сообщений. Каждый источник с периодичностью T генерирует сообщения объемом I , которые поступают в ККП в виде сигналов длительностью τ_0 (1). Если поток сигналов упорядочен (например, мультиплексорный режим), то при $T = N\tau_0$ средняя скорость передачи равна C . Иначе обстоит дело когда поток сообщений от N источников на входе ККП является случайным. При передаче по ККП со скоростью C каждое сообщение занимает канал на случайный интервал времени τ со средним значением, равным τ_0 . Случайный интервал между сообщениями одного источника в среднем равен T . В терминах теории массового обслуживания обсуждаемая задача может быть интерпретирована следующим образом: на вход открытой системы массового обслуживания (ОСМО) с одним каналом обслуживания поступает пуассоновский поток требований с интенсивностью λN ($\lambda = 1/T$); интенсивность обслуживания $\mu = 1/\tau_0$. Суммарная загрузка системы обслуживания Ψ_C должна соответствовать условию статистической устойчивости ОСМО:

$$\Psi_C = \frac{N\lambda}{\mu} < 1. \quad (2)$$

На рисунке



отражены этапы прохождения требования через ОСМО: t_1 и t_2 – моменты поступления очередного и последующего требований в систему; интервал обслуживания (в среднем) $1/\mu$, $\bar{\Theta}$ – среднее ожидание обслуживания; \bar{U} – среднее время пребывания требования в системе.

При использовании модели СМО для анализа пропускной способности ККП необходимо учитывать, что при передаче сообщения объемом I со скоростью C интенсивность обслуживания $\mu=I/C$, а минимально допустимая средняя по времени скорость передачи $\bar{V} = I\lambda$. При скорости передачи меньшей, чем V произойдет "сгущивание" сообщений, что недопустимо. Отсюда:

$$V = \frac{C\lambda}{\mu} = C\Psi_0, \quad (3)$$

где Ψ_0 – загрузка от единичного источника.

Чтобы не допустить сгущивания при загрузке ОСМО в соответствии с (2), необходимо выполнить дополнительное условие: средняя длительность времени пребывания требования в системе \bar{U} не должна превышать интервал $1/\lambda$. Заимствуя выражение для \bar{U} в [2], получаем:

$$\frac{1}{\mu} \frac{1}{1 - \Psi_C} \leq \frac{1}{\lambda}. \quad (4)$$

Рассматривая (4) как равенство, преобразуя его, получаем соотношение между интенсивностями λ и μ , необходимое для выполнения поставленных выше условий:

$$\mu = \lambda(N+1).$$

После подстановки в (2) получаем максимально возможное значение Ψ_C :

$$\Psi_C = \frac{N}{N+1}.$$

Следовательно, минимально допустимая, а одновременно максимально достижимая средняя скорость передачи V равна:

$$V = C\Psi_C = C \frac{N}{N+1}.$$

С ростом N предел V равен C . Отсюда вывод: пропускная способность канала при коллективном его использовании совпадает с определением К. Шеннона.

Практическая полезность проведенного анализа заключается в том, что установлена связь между рациональным формированием загрузки КПП и эффективностью его использования.

[1] Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. – М.: ИЛ, 1963.

[2] Кофман А., Крюон Р. Массовое обслуживание. Теория и приложения. – М.: Мир, 1965.

ПОСТРОЕНИЕ РАДИОИЗОБРАЖЕНИЯ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ И ВОДЫ С ОПРЕДЕЛЕНИЕМ НАЛИЧИЯ И ТОЛЩИНЫ ЗАГРЯЗНЯЮЩЕГО СЛОЯ НЕФТЕПРОДУКТА, РАЗЛИТОГО НА ВОДНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

**П.Б.Шавин, В.П.Бирульчик, И.Н.Мордвинкин, М.Ю.Советкин,
В.А.Андрианов, М.З.Богданов, М.И.Советкина**

ФГУП «НПП «Полёт», г.Нижний Новгород

В связи с ростом объемов добычи, переработки и транспортирования нефтепродуктов решение задачи обеспечения экологической безопасности территорий, прилегающих к промышленным зонам, становится все более актуальным. С целью обеспечения экологического мониторинга окружающей среды на базе создаваемого отечественного вертолёта – разведчика, специализирующегося на определении параметров нефтеразливов на водной поверхности, ФГУП «НПП «Полёт» проводит разработку технологии комплексного авиационного контроля экологического состояния окружающей среды, при этом основой служит модифицированный поляризационный микроволновый радиометрический метод [1,2] использующий в качестве опорного отсчёта разность антенных температур для двух поляризаций при наблюдении чистой водной поверхности [3]. Для поляризационного метода важными являются точность установки антенной системы по углам места и крена и неидеальность характеристики селектора сигналов ортогональных поляризаций приёмника, приводящие к искажению наблюдаемых радиояркостных контрастов. В работе показано, что метод определения толщины плёнки нефти с калибровкой «по чистой воде» нечувствителен к взаимопроникновению в соответствующие каналы приёмника сигналов ортогональных поляризаций и небольшим кренам носителя.

Разработан сканирующий радиометрический датчик, работающий в диапазоне 33-35 ГГц. В ходе экспериментальных работ с ним на стенде главного конструктора, расположенном на территории предприятия, были проведены измерения с построением радиоизображения заполненной водой тестовой ванны размером 4x4 м, состоящей из двух одинаковых секций, в одну из которых наливалось моторное масло типа М6-14Г, в другой оставалась чистая водная поверхность. Сам датчик при этом был размещён на высоте 10.3 м от поверхности земли, сканирование производилось при ориентации диаграммы направленности приёмной антенны под углом 55° к надиру. Ширина диаграммы направленности антенной системы – порядка 3° .

Методика построения радиоизображения состоит в следующем: одновременно измеряются уровни сигналов на вертикальной и горизонтальной поляризациях, после чего вычисляется разность этих уровней. Область с максимальным значением разности считается занятой чистой водой. Далее производится оконтуривание областей, в которых уровень сигнала с вертикальной поляризацией близок к уровню сигнала в области с максимальным поляризационным контрастом. После этого вычисляются теоретические значения разности коэффициентов отражения от

водной поверхности, покрытой слоем нефтепродукта различной толщины для известного угла наблюдения, температуры и солёности воды, которые сравниваются со значениями, полученными экспериментально на оконтуренной поверхности. Используя максимальную разность уровней сигнала как калибровочный коэффициент, проводилось построение радиоизображения движущейся тестовой ванны в единицах толщины плёнки нефти, причём информация о толщине имеет смысл лишь для областей, занятых водой, как чистой, так и покрытой плёнкой нефти. Результат построения радиоизображения при толщине плёнки налитого масла в левой половине тестовой ванны 2,3 мм приведён на рис.1., а расчёт разности коэффициентов отражения – на рис.2.

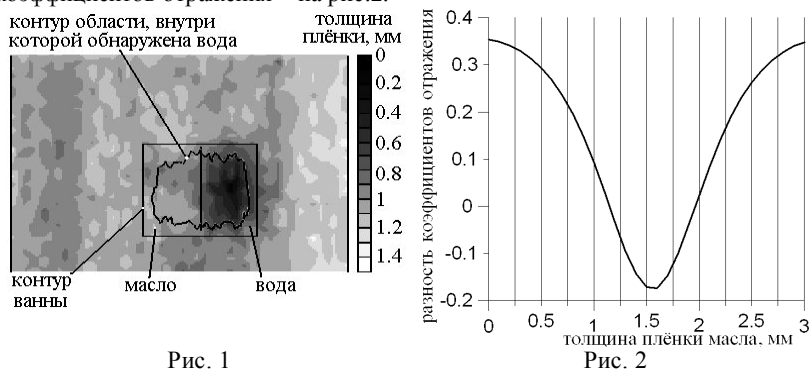


Рис. 1

Рис. 2

Толщина плёнки масла может быть интерпретирована двумя областями толщины (0,9÷1,1) и (2÷2,2) мм, как это следует из рис.2, на котором приведена теоретическая зависимость разницы коэффициентов отражения на ортогональных поляризациях от толщины плёнки налитого масла. Данный результат обусловлен тем, что область однозначности определения толщины при данных параметрах масляной пленки ($\epsilon=2,4+i*0.01$) имеет протяженность приблизительно до 1,5÷1,6 мм.

Дальнейшее совершенствование описанной технологии будет связано с введением в состав датчика второго радиометрического канала диапазона 26 мм, аналогично разработанному на ФГУП «НПП «Полёт» переносному прибору КТС РМК-Н [4], что позволит избавиться от указанной выше неоднозначности в определении толщины плёнки нефти и расширить рабочий диапазон определения толщины плёнки до 10-12 мм.

- [1] Pelyushenko S.A. //Spill Science & Technology Bull. 1995. V.2, No.4. P.249.
- [2] Громов Н.Н., Писарев О.В. Шавин П.Б. //Газовая промышленность. Спец. Выпуск, 2000, с.62.
- [3] Пелюшенко С.А., Мордвинкин И.Н., Ракуть И.В., Пелюшенко А.С. //В кн. Тр. XX Всероссийской науч. конф. «Распространение радиоволн». –Н.Новгород, ТАЛИАМ, 2002, с.384.

- [4] Бирульчик В. П., Рынин А. Ю., Советкин М. Ю. //Современные технологии автоматизации, №2, 2003, с.52.

МЕТОД АДАПТИВНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В CDMA ПРИЕМНИКАХ

Е.И.Шкелев, А.К.Якимов

Нижегородский госуниверситет

В каналах сотовой связи существенной является многолучевость распространения радиоволн. Поэтому для уверенного приема передаваемой информации мобильными средствами связи важен вклад в энергетическую выходного сигнала приемника всех многолучевых компонент. Для определения характера многолучевости используется пилот-сигнал, по отклику на который формируются требуемые характеристики приемника.

Целью данной работы является исследование способа приема сигнала в условиях многолучевости применительно к CDMA стандарту сотовой мобильной связи.

Пусть \mathbf{d} – тестовый сигнал, передаваемый по каналу связи, копия которого имеется в приемном устройстве. Принимаемый сигнал в k -й момент времени

$$\mathbf{X}_k = [X_k \ X_{k+1} \ \dots \ X_{k+L}]^T \quad (1)$$

результат многолучевого распространения \mathbf{d} . Дискретность времени определяется битовой последовательностью посылаемого сигнала. Задачей приемного устройства является оптимальная обработка \mathbf{X}_k для получения максимальной полезной мощности выходного сигнала.

Выполнить ее можно методами цифровой фильтрации и, в частности, путем применения КИХ-фильтров. В этом случае

$$y_k = \sum_{l=0}^L w_{lk} x_{k-l} = \mathbf{x}_k^T \mathbf{w}_k = \mathbf{w}_k^T \mathbf{x}_k \quad (2)$$

Для определения весовых коэффициентов фильтра

$$\mathbf{W}_k = [W_{0k} \ W_{1k} \ \dots \ W_{Lk}]^T \quad (3)$$

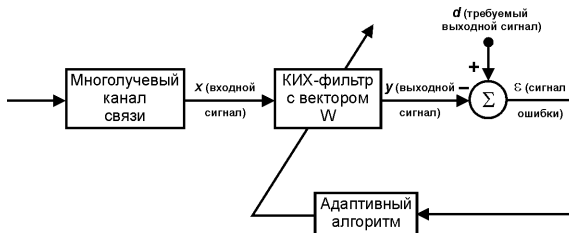


Рис. 1

предлагается использовать адаптивный алгоритм, работающий по критерию минимума средней квадратичной ошибки

$$\varepsilon_k = d_k - x_k \quad (4)$$

Величина СКО равна

$$\zeta = E[\varepsilon_k^2] = E[d_k^2] + \mathbf{W}^T \mathbf{R} \mathbf{W} - 2\mathbf{P}^T \mathbf{W} \quad (5)$$

где

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{X}_k \mathbf{X}_k^T] \text{ и } \mathbf{P} = E[d_k \mathbf{X}_k] \quad (6)$$

Дифференцируя и приравнявая к 0 выражение (5) получаем оптимальный вектор коэффициентов КИХ-фильтра [1]:

$$\mathbf{W}^* = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P} \quad (7)$$

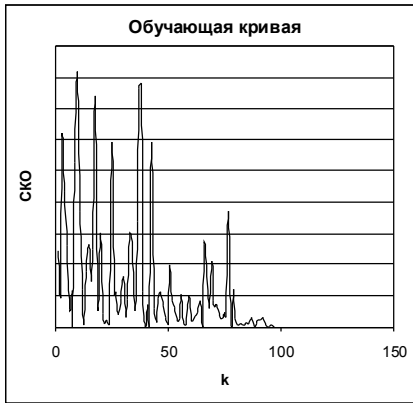


Рис. 2

Была построена математическая модель многолучевого канала связи и на её основе проведено исследование представленного на рис. 1 устройства адаптации, включая исследование переходного режима и времени адаптации. На рис.2 представлена временная диаграмма процесса адаптации при числе весовых коэффициентов равном 100. Для этого случая время адаптации составило 100 временных интервалов, т.е. около 80 мкс [2].

Полученные с помощью адаптивного алгоритма параметры цифровой фильтрации применимы для оценки качества существующих и разрабатываемых CDMA каналов связи.

- [1] Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. –М.: Радио и связь, 1989, с.28.
- [2] Vijay K. Garg IS-95 CDMA and cdma2000: Cellular/PCS Systems Implementation. – Department of Electrical Engineering and Computer Science University of Illinois at Chicago, p.62.

ИЕРАРХИЯ В МНОГОПРОЦЕССОРНЫХ СИСТЕМАХ

С.Н.Азин

Нижегородский госуниверситет

Предлагаемая система состоит из произвольного количества абсолютно идентичных, примитивных фон Неймановских процессоров (далее элемент) с простейшим набором команд и полной страницей памяти (например, 64 кб для 16-разрядного процессора). Один из них является основным или ведущим элементом ("император"), он имеет каналы программного, прямого доступа к памяти (ПДП) всех элементов нижнего яруса, они, в свою очередь, имея аналогичные каналы, распределяют между собой управление следующим ярусом и т.д. до самого низа пирамиды, по этим каналам происходит загрузка программ и данных. Имея доступ к регистрам управления подчиненного элемента, командир может обращаться к памяти всех нижних элементов до основания пирамиды, минуя непосредственных командиров. Наличие ПДП дает командиру полную власть над подчиненным, например, чтобы остановить выполнение программы достаточно установить ловушку в вектор прерывания и вызвать его и, заменив ловушку новым указателем, запустить другую программу. Командный элемент может наблюдать за работой программы подчиненного элемента, например, считывая значения указателей буферов или стека и даже помогать ему. Система имеет выход наружу канала ПДП в память "императора" для первоначальной загрузки системы, характерно отсутствие какой бы то ни было энергонезависимой памяти, не нужен даже начальный загрузчик и терминал, достаточно чтобы элементы стартовали с команды WAIT. Механизм ПДП должен иметь аппаратную систему сменных приоритетов, чтобы изолировать программное ядро для защиты от несанкционированных действий внешней программы. Более того, максимальный приоритет совсем запрещает ПДП (например, у "императора") при этом система становится недоступной для постороннего вмешательства – вирусов, несанкционированного клонирования и т.п., открыть систему можно только "убив" ее выключением питания.

Получился простой и удобный механизм управления любым количеством элементов, но на самом деле это ничего еще не значит т.к., чтобы система заработала, требуется написать для нее программу и загрузить (считать) данные. Тут встает философский вопрос, почему параллельные вычисления ограничиваются конвейерами и матрицами с жестким алгоритмом (сетевые вычислители в расчет не берем т.к. эффективность их близка к нулю)? Причина, по всей видимости, в том, что человек не способен создавать параллельные программы, синхронизировать 3 - 4 процесса – это предел его возможностей. Идея заключается в том, что программист должен работать не с последовательностью операций, а оперировать взаимосвязями потоков данных. Потоки данных могут быть внешними, например, оцифрованный сигнал с микрофона, видео сигнал или магистральный канал оптического волокна, и внутренними, например, мантисса числа с плавающей запятой. При описании потока достаточно определить два его параметра, тип числа (на-

пример, `int` или `float`) и его скорость (количество тактов системы для передачи одного значения). Если, например, заданы два потока A -`int` и B -`float`, то при связи $B = \sin A$, интенсивность потока B в два раза больше A . **Тут нужна вычислительная система, способная легко создавать достаточное количество таких потоков, устанавливать связи между ними и самостоятельно согласовывать их интенсивности.** Тогда программист может спокойно писать любые формулы, подразумевая под переменными - потоки данных. Для этого удобнее всего использовать стробоскопический общий канал (ОК). С помощью установки регистров управления, программируется его цикличность и каждому элементу назначается тайм-слоты из этого цикла для чтения или записи, как это делается в телекоммуникационных каналах связи. Ясно, что ОК не может быть бесконечно длинным из-за ограниченной нагрузочной способности, поэтому он состоит из лучей, объединяющих некоторый сегмент элементов, в идеале находящихся на одном чипе с единственным командиром. Один из элементов сегмента выполняет функции узла связи между сегментами, если в элементе предусмотрено 2 и более ОК, любой элемент может быть узлом. Пространственное расположение ОК может быть: параллельные ОК, решетка, звезда, дерево и т.д. для этого не нужно менять материнскую плату, достаточно перепрограммировать узловыe элементы. Если применить классификацию Флина, то ОК выполняет функции одиночного потока данных, а элементы - множественного потока команд. Все элементы нижнего яруса пирамиды имеют свободными выходы своих интерфейсных регистров, к которым подключается множественный двунаправленный поток данных, это любые внешние устройства, внешняя память, диски, терминалы, каналы связи и т.д.

В заключении хочу заметить, что система команд элемента должна быть максимально простой, фактически это интеллектуальная страница памяти. Никаких команд умножения и деления, тем более плавающей арифметики не требуется, поскольку ничего не стоит достичь любой скорости вычислений простой перемножкой элементов, к тому же выгодно комбинировать сразу весь комплекс вычислений, а не отдельные арифметические действия. При этом получается большая экономия в операциях, например, достаточно одной операции нормировки на весь комплекс, при этом устраняется накопленная ошибка. К тому же вы можете работать с любым, своим числом с плавающей запятой, а не с числом процессора плавающей арифметики. Ориентация на режим реального времени накладывает специфические требования на конструкцию процессорного элемента, например, бесполезность стека и вложенных прерываний, вместо стека целесообразно иметь аппаратные эластичные буфера типа "очередь" для демфирования скоростей потоков данных и программы, эти буфера занимают всю оставшуюся выше программы память элемента. Что касается технической стороны вопроса, то сегмент с 16-ти разрядным ОК и селективным 16-ти разрядным каналом ПДП, одним командиром и произвольным количеством подчиненных и ярусов, по грубым прикидкам, укладывается в 100 контактный ЧИП.

ОСОБЕННОСТИ ЦИФРОВОЙ ИНДИКАЦИИ ЧАСТОТЫ В СИНТЕЗАТОРЕ РЕГЛАМЕНТИРУЕМЫХ КОЛЕБАНИЙ

Р.А.Большаков, Е.В.Прокофьев

Нижегородский госуниверситет

В разрабатываемом синтезаторе регламентируемых колебаний (СРК) нашел применение новый тип перестраиваемого генератора (ПГ)[1] в виде управляемого по частоте генератора пилообразного напряжения (ГПН) [2].

В СРК реализована фазовая автоподстройка (ФАП) физической частоты F в ПГ к виртуальной частоте F_3 , набираемой на клавиатуре на входе фазового вычислителя (ФВ). Нелинейная математическая модель контура ФАП имеет вид:

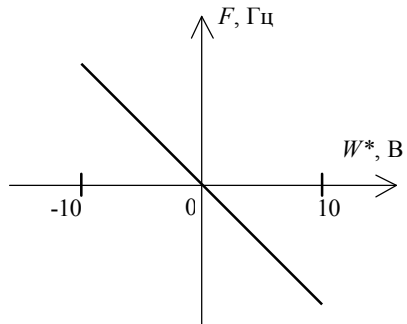
$$\begin{aligned}\Phi_D &= -\left(\frac{1}{RC}\right) \int_{t_{i-1}+t_i}^t W dt \leftarrow \text{ПГ}, \\ W &= \left(\frac{1}{T_{II}}\right) \int_0^t (\zeta + \Phi_D) dt + a(\zeta + \Phi_D) \leftarrow \text{АЗ}, \\ \zeta &= \delta \phi \leftarrow \text{ФВ}, \\ \phi &= \Theta F_3,\end{aligned}\quad (1)$$

где Φ_D , W и ζ напряжения на выходах ПГ, астатического звена (АЗ) и ФВ, ϕ – безразмерная, текущая дробная часть мгновенной фазы регламента по заданной виртуальной частоте F_3 , а символом Θ обозначена ее пилообразная зависимость от текущего времени, δ – крутизна цифроаналогового преобразователя (ЦАП) в ФВ, RC , T_{II} – постоянные времени, a – безразмерное усиление в АЗ. Введем $\Psi = \Phi_D / 2\pi\Phi_0$ – безразмерную фазу, где Φ_0 – масштаб моделирования.

В установившемся режиме из системы (1) следует, что физическая частота $F = \dot{\Psi} = -\left(\frac{1}{2\pi\Phi_0 RC}\right) W^*$, а $\zeta^* = -\Phi_D^*$. откуда $W^* = 2\pi \Phi_0 RC F_3$ и следовательно $F = F_3$. При наиболее целесообразном $\Phi_0 = 9 \text{ В}/\pi$ для частоты F получим:

$$F = -\frac{1}{18RC} W^* \quad (2)$$

Поскольку физическая частота F и установившееся напряжение W^* стабилизированы цифровым кодом заданной частоты F_3 , то соотношение (2), показанное на рисунке, удобно применить для цифровой индикации частоты генерируемого регламентируемого колебания (РК), путем измерения типовым цифровым вольтметром (ЦВ) напряжения W^* . Высокая точность



ния W^* . Высокая точность современных ЦВ, прецизионность R , C компонентов (0,1% – 0,05%), а также высокая степень линейности характеристики ПГ в пределах всего диапазона рабочих напряжений современных операционных усилителей (ОУ) обеспечивают высокую точность измерения генерируемой частоты более простым способом, по сравнению с обычными частотомерами [3], что дает существенный конструктивный выигрыш в создаваемом СРК по габаритам и весу. R , C компоненты в СРК будут подобраны так, чтобы единица измерения напряжения численно совпадала с единицей измерения частоты (например, 1 мВ совпадает с 1 Гц). Такое совпадение также целесообразно в связи с многоцелевым применением СРК, в частности, для формирования сетки прецизионных тестовых напряжений в диапазоне ± 10 в с шагом 1 мВ. Таким образом, калибровка типового вольтметра не будет нарушаться, что также дает существенный конструктивный выигрыш, т.к. индикаторный блок типового ЦВ может использоваться как готовый узел в СРК. Типовой ЦВ обеспечивает наряду с высокоточным измерением частоты также индикацию знака генерируемой частоты, при этом в СРК, в режиме измерения частоты, будет предусмотрена инверсия знака частоты в связи с отрицательной крутизной характеристики ПГ (см. рисунок).

Таким образом, в создаваемом СРК для цифровой индикации физических параметров синтезируемых РК (частота, напряжение) предусмотрено применение измерительного блока типового ЦВ.

В СРК предусмотрена также еще одна цифровая индикация для виртуальной частоты F_3 , набираемой на клавиатуре на входе фазового вычислителя (ФВ) в виде двоично-десятичного кода. Введение еще одной индикации объясняется следующими соображениями:

1. Совмещение обоих типов индикации резко усложняет конструкцию СРК.
2. Устраняет влияние на процесс синтеза РК подготовки кода нового значения F_3 , т.к. предусмотрено переключение синтезируемой частоты по команде специальной кнопки после завершения набора F_3 .
3. Обеспечивает вычисление двоичного кода по набранному двоично-десятичному коду F_3 , не нарушая процесс синтеза РК.
4. Обеспечивает техническую диагностику СРК в процессе его эксплуатации, т.к. после переключения частоты коды обоих цифровых индикаций должны непрерывно совпадать.

- [1] Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. – М.: Связь, 1972, 372с.
- [2] Зайцев С.В. Колесников С.Н. //В кн.: Тр. 8-й научн. конф. по радиофизике. 7 мая 2004 г. /Ред. А.В. Якимов. –Нижний Новгород: ТАЛЛМ, 2005.
- [3] Благоев В.А. и др. //В кн. Аппаратура для частотных и временных измерений. /Ред. А.П. Горшков.–М.: Сов. радио, 1971.

КОМПЬЮТЕРНАЯ ЭКСПЕРТИЗА БИЗНЕС–ПРОЦЕССОВ

О.А.Бугрова, В.Н.Бугров

Нижегородский госуниверситет

Реинжиниринг бизнес-процессов (Business Process Reengineering) является современным и эффективным подходом к реконструкции финансово-экономической деятельности бизнеса на основе современных информационных технологий. Одним из эффективных компьютерных инструментов в проведении реинжиниринга бизнеса является экспертная оболочка MORFEX, разработанная в ННГУ им. Н.И. Лобачевского и позволяющая проводить как сравнительную экспертизу различных бизнесов, так и морфологический синтез оптимальной бизнес-модели. Сущность морфологического метода [1] состоит в формировании так называемой морфологической (экспертной) таблицы, однозначно характеризующей внутреннюю структуру исследуемого бизнеса, его бизнес-модели, с последующей специфической обработкой данных морфологической таблицы на основании формальных процедур или алгоритмов.

Можно указать следующие достоинства морфологического метода экспертизы бизнес-процессов:

а) Возможность проведения многокритериальной экспертизы и синтеза оптимальной структуры бизнес-модели по совокупному качеству, то есть с учетом совокупности заданных требований.

б) Простая и наглядная форма представления внутренней структуры бизнеса в виде двумерной таблицы (морфологической матрицы). Табличное представление структуры дает общее наглядное представление о бизнес-модели, бизнесе в целом и не вызывает никаких осложнений при работе с таблицей внешнего пользователя.

в) Минимальная субъективность как экспертизы бизнес-модели, определяемая только субъективностью экспертных оценок. Только метод экспертных оценок бизнес-процессов носит субъективный характер. На всех остальных этапах морфологического метода, в отличие от других известных подходов, используются строгие формализованные процедуры.

г) Результатом морфологической экспертизы структуры бизнес-модели является, в отличие от других известных методов, конкретное **численная оценка**, пропорциональная совокупному качеству бизнес-модели по выбранным функциональным критериям и формируемая из частных экспертных оценок. По такой оценке можно объективно сравнивать различные бизнес-машины, определять насколько то или иное решение повысит совокупное качество бизнеса.

д) Относительно недорогая компьютерная реализация морфологического метода реинжиниринга бизнеса за счет отсутствия базы знаний и эвристик, характерных при использовании экспертных систем [1].

Ниже приводится пример морфологической экспертизы конкретного бизнеса группы компаний АЛТЭКС. Заголовками столбцов морфологической таблицы в данном случае являются основные бизнес-процессы компании. В первой же стро-

ке таблицы указаны конкретные реализации этих бизнес-процессов, т.е. указана структура анализируемого бизнеса. В третьей же строке таблицы приведен вектор экспертных оценок данных реализаций по шести экспертным критериям.

Закупка	Транспорт	Склад/обр	Ценообраз	Выкладка	Продажа	Оценка
наличные	самовывоз	рас/пункт	процентов	макет	в кредит	
3 5 1 5 2 5	1 2 5 2 7 6	3 4 2 4 2 5	5 6 5 6 3 5	4 7 5 6 3 3	2 7 3 7 2 4	107,2

В данном случае для экспертизы были выбраны такие критерии, как сумма прибыли с весом 1, объем продаж (вес 0,75), рентабельность продаж (0,9), оборот капитала (0,5), торговая наценка (0,75) и доля рынка с весом 0,9. При проведении анализа рассчитывалась усредненная оценка по всем указанным критериям с учетом веса каждого критерия [1]:

$$O_{ij} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \alpha_k O_{ij}^k \quad (1)$$

где O_{ij} - усредненная оценка бизнес-процесса, α_k - вес критерия, M – количество критериев по которым оценивается бизнес-структура. Суммарная оценка всего бизнеса определялась как усредненная по длине L бизнес-структуры оценка (1):

$$O_i = \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L O_{ij} \quad (2)$$

Итоговая оценка анализируемой структуры бизнеса составляла 107,2 балла в биквадратной шкале, или 3,27 в шкале линейной.

На основании проведенной экспертизы может быть поставлена задача синтеза оптимальной структуры бизнеса по выбранным критериям.

[1] Городнов А.Г. Суходоева Л.Ф. Бугров В.Н. Организационный потенциал и реинжиниринг бизнес процессов. –Н.Новгород.: Изд. ВВАГС, 2005.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МОРФОЛОГИЧЕСКОГО МЕТОДА ПРИ РЕИНЖИНИРИНГЕ ПРОМЫШЛЕННОГО ПРЕДПРИЯТИЯ

С.Л.Кустова, В.Н.Бугров

Нижегородский госуниверситет

Реинжиниринг – это фундаментальное и радикальное перепроектирование производства, производственных процессов, имеющее целью резкое улучшение показателей деятельности предприятия [1]. Одним из весьма эффективных инструментов в проведении реинжиниринга является морфологический метод.

Целью данной работы было применение морфологического метода при реинжиниринге производственного процесса изготовления прибора магнитотерапии «Магнитер» на предприятия НПП «ПОЛЕТ».

Морфологический реинжиниринг состоит из следующих этапов:

Первый этап - выделение структуры производственного процесса прибора «Магнитер» (см. Табл. 1).

Табл. 1

Функция	Описание функции	Номенклатурная позиция
Ф1	Закупка материалов и комплектующих	Материалы и комплектующие
Ф2	Транспортировка	Транспортировка
Ф3	Складская обработка	Обработка материалов и комплектующих на складе
Ф4	Документооборот	Документы
Ф5	Технологический процесс изготовления изделия	Изделия
Ф6	Контроль, испытания	Контроль, испытания
Ф7	Реализация	Реализация
Ф8	Информационная система	Информация

На втором этапе определяются критерии, по которым будут оцениваться производственные процессы. В нашем случае экспертной группой выбраны следующие основные критерии и их весовое значение:

Рентабельность	1.00
Уровень затрат	0.80
Себестоимость	0.90
Внедрение инновационных технологий производства	0.60
Сроки выполнения	0.60
Конкурентоспособность	0.80

Следующим этапом производится оценка существующего производственного процесса по 9-ти бальной шкале оценок. Для подчеркивания разброса итоговых оценок используется биквадратная шкала. При проведении анализа оценок текущих структурных единиц рассчитывается усредненная оценка по критериям с учетом значимости каждого критерия [2]:

$$O_{ij} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \alpha_k O_{ij}^k \quad (1)$$

где O_{ij} - усредненная оценка структурной единицы, α_k - значимость критерия, M - количество критериев по которым оценивается структура.

Для каждой заданной i -той структуры анализа, рассчитывается средневзвешенная, по числу производственных процессов в модели (длине структуры L), итоговая оценка O_i :

$$O_i = \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L O_{ij} \quad (2)$$

Итоговая оценка текущей структуры 124,1 балла.

Четвертым этапом морфологического метода является формирование морфологической (экспертной) таблицы (см. Табл. 2).

Табл. 2

Закупка\МК	Транспорт	Склад\об-т	Док\об-т	Тех\пр-с	Контроль	Инф. сист.	Реализ-я
Безналич	Сановывоз	Ручная	Ручной	Медко\сер	На_гл. П-п	ПС	Наличн.
Наличн.	Жел\дорог	Рас\пункт	Автоматиз	Мас\пр-во	Незав\экс	ЭкспСист	В_кредит
Предоплат	Автоперев	Автомат	Сais	К\сер\пр	Минздрав	Т-е_Сети	Безналич
Отсроч/пл	Собст\тр	Минюа_ЦСК	ПЭВМ	Неприр\пр	На_П-П_пр	СрПодРеш	Предопл.
Эл\карта	Авиаперев	Почтуч\уч				БПрСВ, ПК	Отср. Пл.
Интернет	Пневмопоч	Палети\уч				АвИн, ОТ	Эл. карта
	Речной_тр					ВыспрКом	Интернет
						Ин\актВП	
						Распр. БД	
						Интернет	

Далее проводится синтез (реинжиниринг), т.е. поиск оптимальной структуры производственного процесса. Поиск осуществляются путем решения следующей экстремальной задачи:

$$O(S^o) = \max_{S \in MT} O_i(S) \quad (3)$$

$$SZ \subset S^o$$

Оценка совокупного качества производства показала, что после реинжиниринга оптимальная структура набрала 1143,1 балла. Притом, что до реинжиниринга структура имела оценку 124,1 балла. Отсюда можно утверждать, что проведение морфологического реинжиниринга на порядок может повысить качество производственного процесса по функциональным показателям.

[1] Суходоева Л.Ф., Бугров В.Н., Городнов А.Г. Морфологический реинжиниринг промышленного предприятия. Учебное пособие “Моделирование ситуаций в коммерческих задачах”. –Н.Новгород: Издательство ННГУ, 2004, 66с.

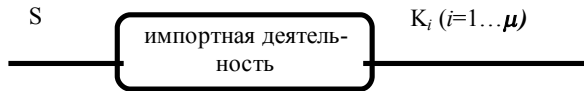
[2] Воинов Б.С. Информационные технологии и системы. –Н.Новгород: Издательство ННГУ, 2001.

МОРФОЛОГИЧЕСКАЯ ЭКСПЕРТИЗА ИМПОРТНОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ НИЖЕГОРОДСКОЙ ОБЛАСТИ

Е.З.Михеева, В.Н.Бугров

Нижегородский госуниверситет

Морфологическая экспертиза импортной деятельности была проведена на примере импорта товаров в Нижегородскую область, т. к при развитии партнерских отношений с зарубежными странами необходимо комплексно анализировать импортную деятельность. Объект экспертизы – импортная деятельность, может быть охарактеризована следующим образом:



Где S – структура импорта. В данном случае структура импорта в Нижегородскую область такова: машины и оборудование (доля импорта в общем объеме 41,2%); продукция химической промышленности (15,4%); стекло и металлы (13,1%); продовольственные товары и с/х сырье (12,9%); древесина и целлюлозно-бумажные изделия (5,1 %); текстиль и текстильные изделия (2,7 %); минеральная продукция (0,4%); прочее (9,2%).

$K_i (i=1 \dots \mu)$ – показатели качества импорта. К ним относятся: средние импортные цены (100% значимости), качество товара (90%), страхование внешнеэкономических рисков (60%), форма международных расчетов (40%), наличие таможенных ограничений (20%), политическая стабильность в стране-импортере (50%).

При исследовании импортной деятельности можно выделить две основные задачи.

1. Задача анализа импортной деятельности Нижегородской области.

$$S \Rightarrow K \tag{1}$$

2. Задача синтеза импорта, т.е. определение оптимальной структуры импорта.

$$K_T \Rightarrow S_{\text{опт}} \tag{2}$$

После формирования экспертной таблицы, заголовками которой является структура импорта, а строками – сравниваемые структуры импортеров, проводится экспертная оценка импорта по заданным критериям качества. Далее проводится анализ, результаты которого приведены в таблице 1. При этом рассчитывается усредненная по всем экспертным критериям оценка (3) а затем для каждой строки, то есть каждой заданной структуры импорта, высчитывается итоговая оценка O_i (формула 4).

$$O_{ij} = \frac{1}{\mu} \sum_{k=1}^{\mu} \alpha_k O_{ij}^k \tag{3}$$

$$O_i = \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L O_{ij} \quad (4)$$

α_k – значимость критерия, L – длина (номенклатура) структуры импорта.

Табл.1

№	Оценка	Маш. и оборуд.	Хим. Прод.	Продов. и с/х прод.	Древесина	Текстиль	Мин. Прод.	Стекло,металлы	Прочие
1	244,5	Германия 4,9	Германия 3,9	Индонезия 4,4	Италия 4,3	Турция 4,0	Иран 2,9	Греция 4,2	Азербайджан 3,3
2	249,1	Белорусия 4,2	Нидерланды 4,6	Испания 3,4	Эстония 4,7	Польша 4,6	Узбекистан 4,0	Франция 3,9	Венгрия 2,4
3	258,1	Украина 4,2	Китай 4,5	Белорусия 4,2	США 3,7	Китай 2,9	Корея 4,6	Великобритания 5,0	Чехия 3,0
4	212,2	Франция 4,7	Бельгия 3,7	Латвия 4,7	Швеция 4,1	Индия 2,5	Тайвань 3,8	Египет 4,1	Австрия 3,0

Проведение синтеза сводится к поиску на всей экспертной таблице сочетаний альтернатив, обладающих максимальными итоговыми оценками. В экспертной таблице синтеза заголовками является заданная структура импорта, а столбцами – сравниваемые страны-импортеры. Синтез проводится в той же последовательности, что и анализ [1]. Результаты синтеза представлены в таблице 2.

Табл.2

№	Оценка	Машинны и оборуд	Хим. продукция	Продукты вые товары и с/х продукция	Древесина	Текстиль	Минеральная продукция	Стекло, металлы	Прочие
1	416,2	Германия 4,9	Нидерланды 4,6	Латвия 4,7	Эстония 5,3	Польша 4,6	Корея 4,6	Великобритания 4,2	Азербайджан 3,3
2	413,1	Германия 4,9	Китай 4,5	Латвия 4,7	Эстония 5,3	Польша 4,6	Корея 4,6	Великобритания 4,2	Азербайджан 3,3
3	408,5	Германия 4,9	Нидерланды 4,6	Латвия 4,7	Эстония 5,3	Польша 4,6	Корея 4,6	Египет 4,1	Азербайджан 3,3
4	405,5	Германия 4,9	Китай 4,5	Латвия 4,7	Эстония 5,3	Польша 4,6	Корея 4,6	Египет 4,1	Азербайджан 3,3
5	404,0	Германия 4,9	Китай 4,5	Латвия 4,7	Эстония 5,3	Польша 4,6	Корея 4,6	Греция 4,1	Азербайджан 3,3

Оценка совокупного качества импорта до экспертизы 244,5. После экспертизы 416,2 единицы, таким образом, используя морфологический метод анализа и синтеза можно значительно улучшить качество импорта.

[1] Бугров В.Н., Суходоева Л.Ф. Моделирование ситуаций в коммерческих задачах. /Методические указания по изучению специального курса. –Н.Новгород: ННГУ, 2004.

ДИСКРЕТНЫЙ ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ СЕЛЕКТИВНЫХ ЦЕПЕЙ ТРАНСПОНАТОРА

А.А.Быкадоров, А.Н.Кузьмин, С.Д.Ханов

ЗАО НПП "Салют-27"

При использовании схемы транспонатора, см. рис.1, с частотами гетеродинов F_{z1} и F_{z2} возникает необходимость селекции полосы зеркального канала. Что позволит снять неоднозначность приема входного сигнала при разностном виде преобразования (т.е. $F_{nc} = F_z - F_c$, при $F_z > F_c$) [1]. Таким образом, преселектор с полосой пропускания 0,5-0,75 МГц и полосой зеркального канала 0,875-1,125 МГц был реализован с помощью дискретного параметрического синтеза.

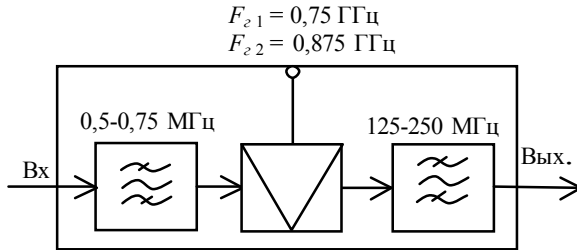


Рис. 1

Задачу дискретного математического программирования, являющуюся основной дискретного синтеза, можно записать так:

$$\overset{o}{F}(X) = \min_{X \in S^n} F(X)$$

где: $\overset{o}{X}(x_1, x_2, \dots, x_n)$ – вектор оптимальных дискретных параметров преселектора, $X(x_1, x_2, \dots, x_n)$ – вектор варьируемых дискретных параметров, S^n – допустимая область изменения дискретных параметров.

Дискретизация пространства параметров S^n осуществляется по стандартным рядам Е6, Е12, Е24, Е48 и Е96, которым соответствуют номиналы дискретных радиоэлектронных компонентов, выпускаемых промышленностью. Таким образом, найденные в процессе синтеза значения оптимальных параметров преселектора будут всегда принадлежать соответствующему ряду, и проблемы их практической реализации не возникает [2].

На рис. 2 изображена АЧХ макета преселектора полученная с помощью векторного анализатора цепей ANRITSU 37347С. Где маркерам 1 и 2 соответствует полоса пропускания, а маркерам 3 и 4 полоса зеркального канала.

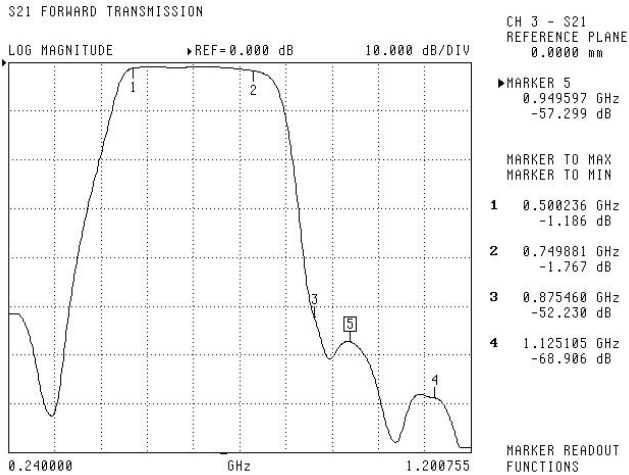


Рис. 2

В таблице представлены данные технического задания, синтеза на ЭВМ и результаты эксперимента. После сравнения и анализа полученных данных можно сделать следующий вывод: применение дискретного параметрического синтеза для решения поставленной задачи позволило реализовать преселектор с характеристиками близкими к рассчитанным теоретическим значениям.

Показатели преселектора	Техническое задание	Синтез на ЭВМ	Результаты эксперимента
1. Диапазон, МГц	500 - 750	490 - 760	500 - 750
2. Полоса зеркального канала, МГц	875 - 1125	870 - 1132	875 - 1125
3. Подавление в полосе зеркального канала, дБ	- 50 дБ	- 70 дБ	- 52 дБ
4. Потери в полосе, дБ	- 2.0	- 1.0	- 1.3
5. Неравномерность, дБ	1.5	0.8	0.84
6. КСВ в полосе	1.8	1.33	1.43

[1] Шарапов Ю.И. //Радиотехника. 2002. №4. С.31.

[2] Богатырёв Ю.К., Бугров В.Н., Воронков Ю.В. Компьютерный анализ и синтез радиотехнических устройств. –Н.Новгород: Учебное пособие. НГТУ, 1996.

СИНТЕЗАТОР РЕГЛАМЕНТИРУЕМЫХ КОЛЕБАНИЙ

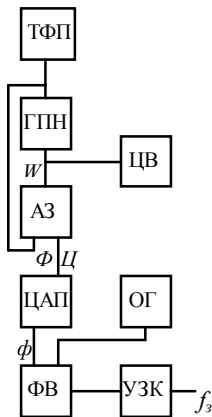
С.В.Зайцев, А.В.Тюрин

Нижегородский государственный университет

Регламентируемыми колебаниями (РК) предлагается называть новый тип гармонических колебаний, основанных на синтезе колебаний по заданному регламенту без традиционных колебательного контура и активного нелинейного элемента (электронная лампа, транзистор и т.п.) [1].

Уже предпринимались попытки цифрового синтеза РК с использованием структуры синтеза типа Digiphase [2]. Однако эти структуры нами не рекомендуются для развития из-за наличия в их составе громоздких и инерционных узлов (реверсивные счетчики, делители частоты с переменным коэффициентом деления и т.п.).

Для нового развития синтеза частот в настоящей статье предлагается использование возможностей, заложенных в управляемом по частоте генераторе пилообразных колебаний (ГПН) [3], моделирующего развитие во времени мгновенной фазы гармонического колебания. Цифровую обратную связь в астатической системе ИФАПЧ [2] предлагается исключить и вместо нее включить аналоговую путем замыкания выхода ГПН на один из суммирующих входов астатического звена (АЗ).



Рассмотрим структурную схему синтезатора частоты. Код заданной частоты с устройства задания кода частоты (УЗК) поступает на фазовый вычислитель (ФВ), где происходит вычисление мгновенной фазы ϕ по тактам опорного генератора (ОГ). Потом через ЦАП, где мгновенная фаза ϕ преобразуется в напряжение U , напряжение подается на один из суммирующих входов АЗ. На другой вход АЗ поступает напряжение Φ с выхода ГПН. На выходе АЗ образуется управляющее напряжение W , которое поступает на вход ГПН, за счет чего и происходит подстройка ГПН. Процесс продолжается до тех пор, пока частота ГПН станет равной заданной частоте УЗК. Цифровой вольтметр (ЦВ) является цифровым индикатором величины и знака синтезируемой частоты.

Тогда линеаризованная математическая модель синтезатора будет иметь вид

$$\Phi = -(1/RC) \int_0^t W dt \quad \text{ГПН}$$

$$W = -(1/T) \int_0^t (U + \Phi) dt + a(U + \Phi) \quad \text{АЗ}$$

$$Ц = \delta\phi$$

$$\phi = \sum_{j=j_l}^{j=j_{l+1}} f_s \tau_j$$

ЦАП

при $f_s > 0$, то j_l из усл. $\phi > \phi^* = E[9B/\delta]$ при $f_s < 0$, то j_l из усл. $\phi < \phi^* = E[-9B/\delta]$ когда $j > j_l$ в регистр подается $E[\pm 9B/\delta]$

где Φ , W , C – переменные модели в В, ϕ – безразмерная заданная мгновенная фаза ФВ, f_s – частота задаваемого регламента в Гц, t – непрерывное время в сек., $j = E[t/\tau]$ – безразмерное дискретное время, T , RC – постоянные времени в сек., τ – период опорного генератора в сек., a – безразмерное усиление в АЗ, δ – крутизна ЦАП в В, j_l , j_{l+1} – безразмерные интервалы суммирования в ФВ, ϕ^* – безразмерная граница изменения заданной фазы.

Предлагаемый синтезатор регламентируемых колебаний (СРК) отличается от серийно выпускаемых прецизионных низкочастотных генераторов следующими особенностями.

1. Генерируемая сетка стабильных частот симметрична относительно нуля частот.
2. Нулевая частота, являющаяся центром сетки, стабилизируется наравне с другими частотами сетки.
3. СРК выдает для использования кроме сетки гармонических колебаний на выходе тригонометрического функционального преобразователя (ТФП), подключенного к выходу ГПН, следующие новые функциональные возможности.
4. Генерацию пилообразного напряжения, моделирующего развитие во времени мгновенной фазы, т.е. СРК является “генератором фазы”.
5. Генерацию сеток импульсов меток целых периодов РК.
6. Формирует сетку стабильных напряжений, стабилизированных цифровым кодом.

Таким образом, представляемый СРК многофункционален, что расширяет области его применения.

- [1] Прокофьев Е.В. //В кн.: Устройства синхронизации и формирования сигналов. Научно-технический семинар. 3–6 июля 2002 г., Н.Новгород, 2002, с.8.
- [2] Прокофьев Е.В., Тюрин А.В. //В кн.: Устройства синхронизации и формирования сигналов. Научно-технический семинар. 3–6 июля 2002 г., Н.Новгород, 2002, с.11.

- [3] Прокофьев Е.В., Тюрин А.В., Колесников С.Н., Осенчуков А.Н. //Генератор пилообразного напряжения. Заявка на патент РФ №2005103468/20(004613), заявлено 03.12.2003.

ПУЛЬТ ПРОВЕРКИ РАБОТОСПОСОБНОСТИ ПОДВОДНОГО АКУСТИЧЕСКОГО МАЯКА

А.В.Залётов, Е.В.Лютов, В.И.Пройдаков

ОАО «Завод имени Г.И. Петровского», г.Нижний Новгород

Подводный акустический маяк (ПАМ) обеспечивает обнаружение местонахождения объекта, в случае попадания его (с закрепленным ПАМ) в пресную или морскую водную среду, за счет излучения детерминированного гидроакустического сигнала.

Учитывая жесткие требования к надежности работы ПАМ в качестве указателя с индивидуальными характеристиками, актуальна задача разработки устройства оперативного контроля основных технических характеристик и параметров излучаемого детерминированного сигнала. При этом, необходимо обеспечить односторонний контроль («не меньше») уровня мощности упругих колебаний, излучаемых поверхностью и минимизировать расход внутренней батареи питания ПАМ. Кроме того, необходимо обеспечить контроль в условиях повышенного уровня электромагнитных (э/м) и акустических помех, например, в условиях аэродрома.

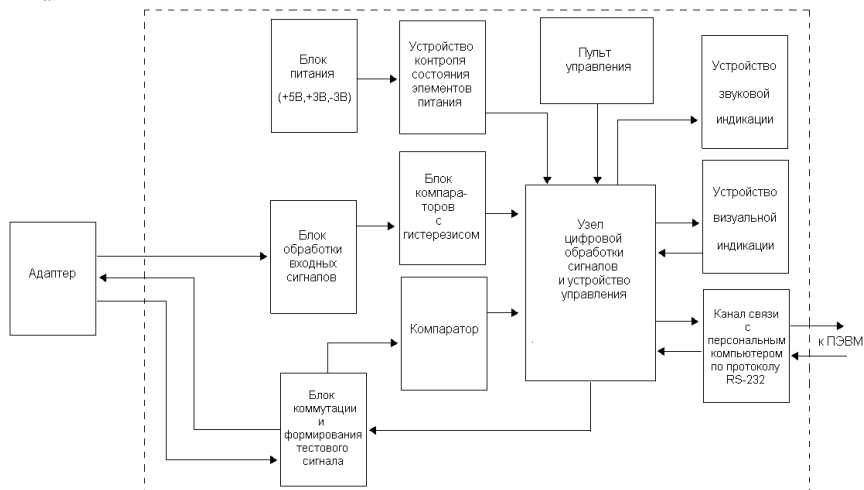
Детерминированный гидроакустический сигнал излучается ПАМ в виде периодических импульсов с фиксированными характеристиками: «Период следования», «Длительность импульса», «Частота заполнения». При этом, амплитуда импульса, принимаемая ультразвуковым микрофоном вблизи излучающей поверхности, — должна быть «не менее» заданного уровня. Следует особо отметить, что характеристики направленности ПАМ: неравномерность диаграммы направленности (%) и начальная амплитуда давления (Па), — измеряются и аттестуются в гидробассейне предприятия.

В качестве прототипа выбран ультразвуковой тестер «Модель TS200» [1]. Данный прибор тестирует функциональную работоспособность ПАМ за счет гетеродинирования последовательности излучаемых периодических ультразвуковых импульсов в область звуковых частот и их индикацию звуковым сигналом, но не выполняет допусковый контроль параметров детерминированного сигнала.

На рисунке представлена схема функциональная ППР ПАМ, позволяющего, наряду с тестированием функциональной работоспособности ПАМ, проводить допусковый контроль параметров излучаемого детерминированного сигнала.

При проектировании аналоговой части ППР ПАМ особое внимание уделялось защите от внешних э/м помех высокоомного входного тракта: «Адаптер»+ «Блок обработки входных сигналов», - и помехоустойчивости преобразования «Аналоговый сигнал (произвольной формы) → Прямоугольный импульс»: «Блок компараторов с гистерезисом». Применение схемы «Инвертирующий триггер Шмитта» [2] и использование результатов [3]: линия передачи типа «Витая пара в экране» на вход инструментального усилителя, - обеспечили суммарное подавление синфазной составляющей входного сигнала в требуемом диапазоне частот не менее 120 –

140 Дб и стабильный гистерезис переключения на уровне 15% от напряжения питания



Цифровая часть ППР ПАМ реализована на 8-и разрядных микроконтроллерах: AT89S8252 с 8Кбайт флэш памяти – «Узел цифровой обработки сигналов и управления устройством», основное устройство системы обработки сигналов осуществляет обмен информацией с пультом управления, устройством визуальной индикации и каналом связи с персональным компьютером по протоколу RS-232;

AT89C2051 с 2Кбайт флэш памяти – «Блок коммутации и формирования тестового сигнала», формирует сигнал, подобный сигналу ПАМ, который используется для проверки работоспособности аналогового тракта, линии передачи и ультразвукового микрофона после включения ППР ПАМ. Применение микроконтроллеров позволило реализовать алгоритм режима калибровки ППР ПАМ и генерации детерминированного сигнала программно, а не в виде цифрового автомата на логических элементах. В результате - достигнута адаптивность устройства к изменениям параметров сигнала ПАМ, без перенастройки и изменения аппаратной части, и, кроме того, существенно снижены аппаратные и стоимостные затраты.

Оперативный допусковый контроль параметров ПАМ осуществляется не более, чем за три «Периода следования» импульса.

- [1] DUKANE CORPORATION SEACOM DIVISION “Technical Manual Ultrasonic Test Set Model TS200”, April 20, 2001, REV. 00
- [2] Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: пер. с нем. –М.: Мир, 1982, 512 с.
- [3] Ванягин А.В., Одинцов М.В., Пройдаков В.И. Полевой измерительный усилитель. –Горький, Препринт №227 НИРФИ, 1987, 12 с.

СИСТЕМА РЕГИСТРАЦИИ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ МОРСКИХ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

Н.Е.Земнюков, И.В.Бояркин, О.А.Погодина

ОАО «Завод им. Г.И. Петровского», г. Нижний Новгород

Одними из параметров, характеризующих движение объекта в пространстве, являются продольные, поперечные и вертикальные ускорения. При испытании автономных подвижных объектов возникает необходимость в регистрации данных видов ускорений для последующего анализа. Система регистрации (СР) должна быть съемной, автономной, небольших габаритов и устойчива к перегрузкам. Для обеспечения универсальности применения СР не должна быть связана с гироскопической платформой. Для обеспечения регистрации ускорений СР должна иметь необходимый объем памяти.

Разработанная система является трехканальной (продольные, поперечные и вертикальные ускорения). В качестве датчиков ускорений используются акселерометры фирмы Analog Devices, изготовленные по iMEMs-технологии. Диапазон регистрируемых ускорений и частотная полоса акселерометров определяются типом акселерометров. СР имеет батарейное питание. Для повышения энергосбережения источников питания в СР реализована схема управления подачей электропитания на различные внутренние устройства СР.

Команда на начало регистрации поступает в СР из вне, в качестве прерывания для микроконтроллера, установленного в СР. Запись данных осуществляется на жесткую память в виде файлов продолжительностью 5 мин. каждый. При частоте дискретизации АЦП 2000 Гц в каждом канале при трехканальной регистрации, максимальное количество 5-минутных записей составляет 13 (без предварительного стирания памяти СР). Частота дискретизации АЦП выбирается с учетом частотной полосы пропускания акселерометров. Для уменьшения объема аппаратуры СР в качестве антиалиасингового фильтра используется сам акселерометр с его частотными свойствами.

Считывание зарегистрированной информации осуществляется в персональный компьютер (ПК) через последовательный порт стандарта RS-232. Выбор данного стандарта обусловлен требованиями на длину соединительного кабеля (4 – 5 метров). Скорость считывания информации из СР в последовательный порт составляет 155,2 Кбод. Взаимодействие СР с ПК осуществляется с помощью специально разработанного командного языка, посредством которого можно менять параметры регистрации СР (продолжительность регистрации, частоту дискретизации АЦП, количество регистрируемых каналов), устанавливать текущее время, очищать память СР (полностью или частично), считывать из СР зарегистрированную информацию.

Полученные из СР данные ускорений обрабатываются в ПК специально разработанной программой. В задачу обработки входит фильтрация данных ФНЧ-фильтром с частотой среза около 115 Гц. Данная частота выбрана, исходя из частотных особенностей регистрируемых параметров движения. Фазовая

тотных особенностей регистрируемых параметров движения. Фазовая характеристика фильтра в полосе пропускания линейна и не имеет переходов через 180° .

Одними из стандартных задач, возникающих при анализе параметров движения, являются:

1. определение пространственного положения объекта при нахождении его в неподвижном состоянии. Данная задача решается путем анализа информации, зарегистрированной с каналов продольного, поперечного и вертикального ускорений.
2. вычисление скорости по данным продольного ускорения. Данная процедура выполняется в ПК специальной программой. В качестве численного метода интегрирования используется метод Симпсона, общая формула которого:

$$I = \frac{h}{3} [(y_0 + y_n) + 4(y_1 + y_3 + \dots + y_{2m-1}) + 2(y_2 + y_4 + \dots + y_{2m})];$$

где: $h = \frac{b-a}{n}$;

a и b – нижний и верхний пределы соответственно;

n – четное число равноотстоящих по времени отсчетов.

Данный метод легко реализуется программно и дает погрешность порядка 10^{-6} .

Микросхемы акселерометров одного типа имеют разброс по параметрам чувствительности и разрешающей способности. Поэтому для формализации подхода, при обработке данных вводится калибровка по амплитуде ускорения, с учетом величины единицы младшего разряда применяемого АЦП.

Для устранения нежелательного шумового процесса и сохранения производных процесса движения объекта, после алгоритмов фильтрации и устранения коротких выбросов осуществляется операция линейной регрессии данных [1].

Предлагаемая система регистрации имеет возможность непрерывной регистрации продольных, поперечных и вертикальных ускорений в течении 1 часа с последующей передачей зарегистрированных данных в ПК, где с помощью специально разработанной программы данные обрабатываются, определяется пространственное положение неподвижного объекта вычисляется скорость движения объекта.

[1] Г. Корн, Т. Корн Справочник по математике –М.: Наука, 1974.

РЕЗУЛЬТАТЫ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ УСИЛИТЕЛЯ С ЛОМОНОЙ ПЕРЕХОДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ

В.А.Канаков, С.В.Панфилов

Нижегородский госуниверситет

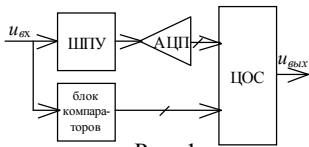


Рис. 1

Развитие современных мобильных систем связи идет по пути увеличения плотности систем, работающих в одном частотном диапазоне, и понижения энергопотребления, а значит: сужения динамического диапазона сверху. Это выдвигает повышенные требования к входному тракту цифровых радиоприемных устройств.

Целью данной работы является разработка компьютерной модели широкополосного усилителя (ШПУ) с расширенным динамическим диапазоном, подключаемого непосредственно к аналогово-цифровому преобразователю (АЦП) (рис. 1), что позволяет отказаться от использования устройств автоматической регулировки усиления (АРУ).

Расширение динамического диапазона ШПУ осуществляется за счет нелинейного преобразования (рис. 2, сплошная линия) входного сигнала в аналоговой части и осуществления обратной операции с помощью цифровой обработки. Однако для разрешения неоднозначности обратного нелинейного преобразования требуется дополнительная информация об уровне входного сигнала, которую можно получить, например, с помощью блока компараторов. Такая схема позволяет получить выигрыш по динамическому диапазону 6 дБ (без учета собственных шумов).

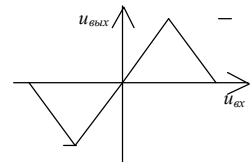


Рис. 2

На рис. 3 представлена блок-схема ШПУ, состоящая из идеализированных операционных усилителей (ОУ), которые моделируются с помощью безынерционного нелинейного преобразования (рис. 2, пунктирная линия). Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) идеализированных ОУ полагается равномерной во всей полосе частот (от 0 Гц до половины частоты дискретизации сигналов в компьютерной модели), собственные шумы моделируются аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ).

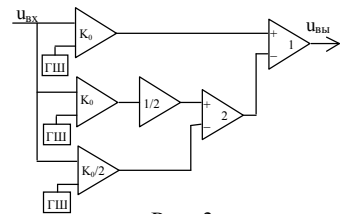


Рис. 3

Зависимости мощности шума ШПУ от уровня собственных шумов (СШ) ОУ для различных значений коэффициента усиления K_0 приведены на рис. 4. На рис. 5 те же зависимости приведены ко входу ШПУ.

Проигрыш по шумам ШПУ по сравнению с одним ОУ составляет 3 дБ, следовательно, выигрыш за счет расширения динамического диапазона ШПУ с учетом шумов составляет 3 дБ.

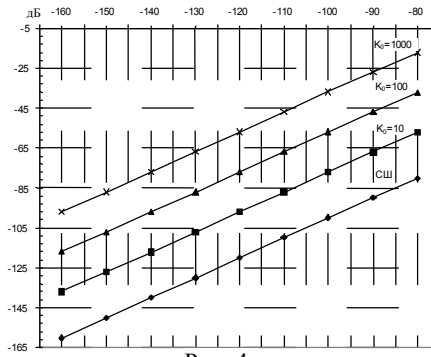


Рис. 4

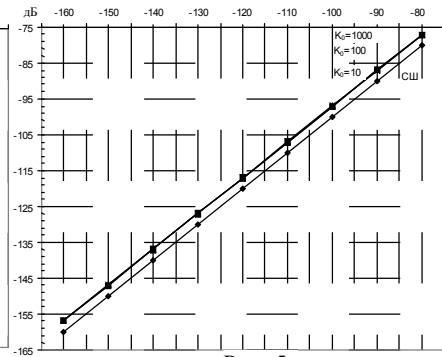


Рис. 5

Степень подавления слабого гармонического сигнала помехой можно оценить с помощью коэффициента блокирования, который представляет собой отношение изменения амплитуды сигнала при блокировании к амплитуде этого же сигнала в отсутствие блокирования: $k_{обл} = \Delta s_{вых} / s_{вых}$.

На рис. 6 и 7 приведены зависимости коэффициента блокирования гармонического сигнала ОУ и ШПУ (после цифровой обработки) от амплитуды помехи U_n для разных значений амплитуды гармонического сигнала U_c на входе. При этом были выбраны следующие значения параметров модели ОУ: коэффициент усиления $K_0 = 10$, амплитуда сигнала на выходе в режиме насыщения $U_0 = 5$.

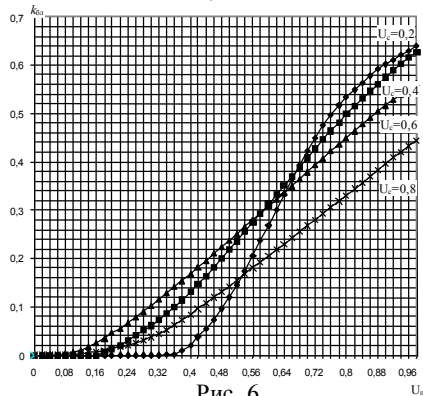


Рис. 6

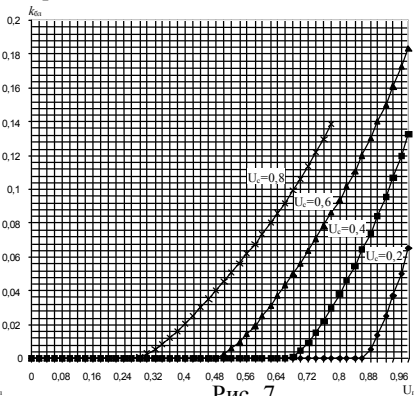


Рис. 7

МОДИФИЦИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ ВИГНЕРА-ВИЛЛЯ ДЛЯ СПЕКТРАЛЬНО-ВРЕМЕННОГО АНАЛИЗА

С.Ю.Лугов¹, В.А.Канак¹, А.В.Родионов², Е.И.Шкелев¹, Е.П.Фрадкина¹

¹Нижегородский госуниверситет, ²ИФВ РФЯЦ-ВНИИЭФ (г.Саров)

Для исследования нестационарных сигналов обычно используют алгоритмы, основанные на вычислении спектрального распределения в скользящем окне. Часто для этих целей используется распределение Вигнера – Вилля [1]:

$$P(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} s\left(t - \frac{\tau}{2}\right) s^*\left(t + \frac{\tau}{2}\right) \exp\{j2\pi f\tau\} d\tau$$

– для непрерывных сигналов или

$$P(f_k, t_m) = \sum_{i=-n/2}^{n/2-1} \left[s\left(t_m - \frac{\tau_i}{2}\right) \cdot s^*\left(t_m + \frac{\tau_i}{2}\right) \exp\{j2\pi f_k \tau_i\} \right]$$

– для дискретных сигналов, где n – размер скользящего окна.

Для ускорения вычислений, сначала внутри окна формируют новый сигнал:

$$\tilde{s}(\tau_i) = s\left(t_m - \frac{\tau_i}{2}\right) \cdot s^*\left(t_m + \frac{\tau_i}{2}\right), \quad i = -n/2, -n/2 + 1, \dots, n/2 - 1,$$

затем от этого сигнала вычисляют быстрое преобразование Фурье (БПФ).

Хорошее разрешение можно получить, увеличивая размер скользящего окна, но при этом в спектре может значительно возрасти количество побочных продуктов [1], вызванных нелинейностью преобразования Вигнера – Вилля и мешающих распознаванию полезных компонент в сигнале. Также трудно таким алгоритмом исследовать короткие выборки сигналов и сигналы, в которых полезная информация находится в начальных или конечных отсчетах.

Чтобы исследовать такие сигналы была сделана модификация алгоритма, заключающаяся в замене БПФ на метод Прони [2], что позволило работать с окном размером от 50 до 200 отсчетов, в зависимости от сигналов. Модифицированный алгоритм дает хорошие результаты при исследовании сигналов, имеющих небольшое количество спектральных компонент.

Следует добавить, что этот алгоритм, по сравнению с методом Прони, гораздо лучше выделяет частотно – модулированные компоненты в сигнале, тогда как метод Прони лучше выделяет участки компонент с постоянной частотой.

В качестве примера рассмотрим сигнал радиоинтерферометра в эксперименте по зондированию процесса инициирования детонации ударной волной во взрывчатом веществе [3]. По доплеровскому сдвигу частоты отраженного сигнала определяется скорость перемещения фронта ударной и детонационной волн в каждый момент времени. На рис. 1 представлена интерферограмма, содержащая 790 отсче-

тов, оцифрованных АЦП с частотой дискретизации 200 МГц. На ней хорошо различимы два участка. Участок 1 (с более низкой частотой) соответствует области распространения ударной волны, а участок 2 соответствует области распространения детонационной волны.

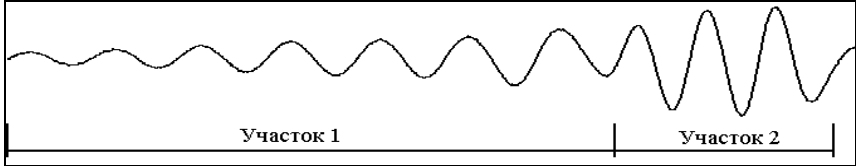


Рис. 1

На рис. 2 представлено распределение Вигнера – Вилля, вычисленное по традиционному алгоритму с помощью окна размером 1024 отсчета, а на рис. 3 – распределение, вычисленное по модифицированному алгоритму с помощью окна размером 100 отсчетов. На обоих рисунках по оси абсцисс отложено время (слева – направо), по оси ординат – частота от 0 до 4 МГц (снизу – вверх). Более темные участки распределения соответствуют большей спектральной плотности мощности.

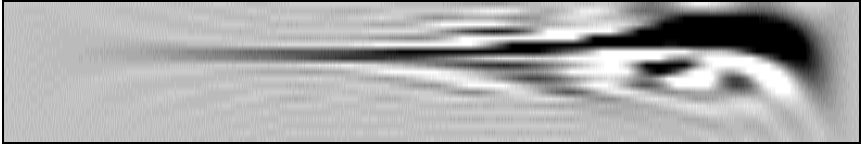


Рис. 2

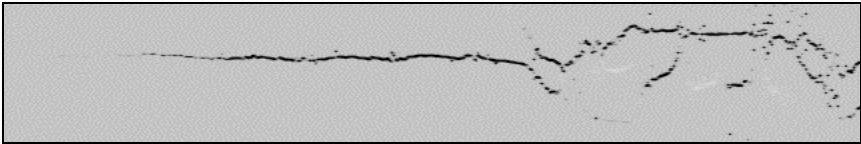


Рис. 3

На рис. 3 легко выделить участки, соответствующие распространению ударной (частота 2,4 МГц) и детонационной (частота 3,1 МГц) волн, что затруднительно сделать по распределению представленному на рис. 2. Значения скоростей в каждый момент времени могут быть вычислены из значений мгновенных частот по формуле $V_i = f_i \lambda / (2\epsilon^{1/2})$

- [1] Коэн Л. //ТИИЭР. 1989. Т.77, №10. с.72.
- [2] Марпл С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990, 584с.
- [3] Родионов А.В., Канаков В.А., Лупов С.Ю.//В кн.:VII Харитоновские чтения. Сборник тезисов докладов. 14-18 марта 2005г.–Саров: РФЯЦ–ВНИИЭФ, 2005, с.298.

ОБ АНАЛИТИЧЕСКОМ РЕШЕНИИ ЗАДАЧИ ШЛЕЙФНОГО СОГЛАСОВАНИЯ ПРОИЗВОЛЬНОЙ НАГРУЗКИ С ЛИНИЕЙ ПЕРЕДАЧИ

Э.Л.Привер

ФГУП «НПП «Салют», г. Н.Новгород

Введение

Метод шлейфного согласования произвольной нагрузки с линией передачи широко известен и часто применяется на практике [1], его сущность – в подключении к линии на некотором расстоянии от нагрузки параллельной реактивности (чаще всего – шлейфа, т.е. отрезка линии с закороченным или разомкнутым концом). Для осуществления полного согласования на некоторой частоте f_0 необходимо определить электрическую длину от нагрузки до точки подключения шлейфа (в этой точке нормированная активная составляющая входной проводимости $\text{Re}(Y_{ex})$ равна единице, а реактивная составляющая $\text{Im}(Y_{ex})$ компенсируется шлейфом). Данная задача решена в аналитическом виде только для частного случая чисто активной нагрузки [2], а для нагрузок с произвольным импедансом используется графический метод (с помощью диаграммы Волперта-Смита) [1]. Графический метод имеет невысокую точность и не всегда удобен для расчета шлейфных согласующих цепей (что связано с необходимостью перехода от диаграммы импедансов к диаграмме проводимостей), поэтому желательно найти простое аналитическое решение задачи.

Результаты и обсуждение

Известно выражение для нормированного входного импеданса отрезка линии передачи с произвольной нагрузкой [1]:

$$Z_{\theta x} = \frac{Z_n + jtg\theta}{1 + jZ_n tg\theta},$$

где Z_n - нормированная величина импеданса нагрузки; θ - электрическая длина отрезка линии.

Выражение для активной и реактивной составляющих Z_{ex} , приведенные в [1], весьма громоздки, из них невозможно вывести компактные выражения для θ (что и привело к необходимости создания графических методов). Аналогичная ситуация и с выражением для нормированной величины входной проводимости отрезка линии Y_{ex} при заданной величине проводимости нагрузки, но если выразить Y_{ex} через Z_n :

$$Y_{ex} = \frac{1 + jZ_n tg\theta}{Z_n + jtg\theta}, \quad (1)$$

то можно вывести достаточно простые соотношения между Y_{ex} и θ :

$$\operatorname{Re}(Y_{\text{ex}}) = \frac{R_n(1 + \operatorname{tg}^2 \theta)}{R_n^2 + (X_n + \operatorname{tg} \theta)^2}, \quad (2)$$

$$\operatorname{Im}(Y_{\text{ex}}) = \frac{X_n \operatorname{tg}^2 \theta + (|Z_n|^2 - 1) \operatorname{tg} \theta - X_n}{R_n^2 + (X_n + \operatorname{tg} \theta)^2}, \quad (3)$$

где R_n и X_n – активная и реактивная составляющие Z_n , $|Z_n|^2 = R_n^2 + X_n^2$.

При этом, если $\operatorname{Re}(Y_{\text{ex}}) = 1$ (условие согласования), то:

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{X_n}{R_n - 1} \pm \sqrt{\left(\frac{X_n}{R_n - 1}\right)^2 + \frac{|Z_n|^2 - R_n}{R_n - 1}}, \quad (4)$$

В частном случае, когда $X_n = 0$, $\operatorname{tg} \theta = \pm(R_n)^{1/2}$, что совпадает с выражением, приведенным в [2].

Селективные свойства шлейфного согласования характеризуются величиной нагруженной добротности эквивалентного параллельного колебательного контура Q_n , определяемой аналитически [3].

Если требуется расширить полосу согласования, то можно ввести в схему некоторое число резонансных элементов, чтобы они образовали совместно с согласующей цепью фильтр с заданной характеристикой [4].

- [1] Баскаков С.И. Радиотехнические цепи с распределенными параметрами –М.: Высшая школа, 1980, с.49.
- [2] Харкевич А.А. Теоретические основы радиосвязи. –М.: Гос. издательство технико-теоретической литературы, 1957, с.49.
- [3] Справочник по элементам волноводной техники /Под ред. А.Л.Фельдштейн, Л.Р.Явич и В.П.Смирнова. –М.: Сов.радио, 1967, с.208.
- [4] Справочник по элементам волноводной техники /Под ред. А.Л.Фельдштейн, Л.Р.Явич и В.П.Смирнова. –М-Л.: Гос. энергетическое издательство, 1963, с.277.

ОБ ОДНОМ СПОСОБЕ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ КОЛЕБАТЕЛЬНОГО ПРОЦЕССА

Е.В.Прокофьев

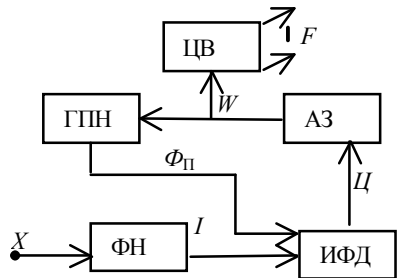
Нижегородский госуниверситет

В современной радиотехнике преобладают цифровые способы измерения частоты [1]. Существенный вклад в цифровую частотометрию был сделан в работе [2], по результатам которой в 70 – 80 гг. был налажен серийный выпуск отечественных частотомеров ЧЗ-47, ЧЗ-65 и др., что расширило область применения цифровой частотометрии на низкие частоты (вплоть до 0,001 Гц). Однако, это развитие привело к значительному усложнению частотомера, т.к. из-за замены прямого достаточно инерционного измерения самой частоты быстройдействующим измерением периода потребовало организации в приборе цифрового вычислительного процесса в реальном времени для вычисления частоты. В связи с этим предлагается простой способ измерения частоты, который также основан на замене прямого измерения частоты более удобным процессом, в качестве которого предлагается применить контур астатической импульсно-фазовой автоподстройки (АИФАП) частоты управляемого пилообразного колебания к частоте измеряемого процесса (см. рис). Колебательный процесс с неизвестной частотой, например, в виде напряжения $X=X_0\cos\phi(t)$, где амплитуда $X_0=\text{const}$, а мгновенная фаза $\phi(t)$ в рад. является неизвестной функцией времени. Для которой, однако, известно, что неизвестная подлежащая измерению частота $F(t)$ в Гц связана соотношением

$$F(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt}, \quad (1)$$

подается через формирователь узких импульсов (ФИ) на первый вход импульсно-фазового детектора (ИФД), входящего в состав узлов замкнутого контура АИФАП частоты управляемого генератора пилообразного напряжения (ГПН). Из трех узлов, входящих в контур (см. рис.), только ГПН является малоизвестным [3]. Астатическое звено (АЗ) и ИФД являются типовыми. Импульсы $I(t)$ на выходе ФИ являются носителями информации о мгновенной фазе $\phi(t)$ и частоте $F(t)$ анализируемого напряжения $X(t)$, т.к. формируются в моменты целых его периодов. В связи со спецификой функционирования типового ИФД фазу $\phi(t)$ целесообразно представить в виде двух слагаемых

$$\phi(t) = 2\pi i + \Psi(t), \quad (2)$$



где $2\pi i$ рад. – текущая целая (дискретная) часть мгновенной фазы, i – порядковый, безразмерный номер целого числа завершенных периодов, а Ψ рад. – текущая дробная (непрерывная) часть мгновенной фазы, развивающаяся с момента времени t_i .

Поскольку типовой ИФД вырабатывает напряжение рассогласования по дробным частям мгновенных фаз детектируемых сигналов, то на второй вход ИФД со стороны ГПН должно подаваться пилообразное напряжение $\Phi_{II} = \Phi_0 \Psi_{II}$, где Φ_0 В/рад. – масштаб моделирования, а Ψ_{II} рад. – перестраиваемая дробная часть мгновенной фазы ГПН. С учетом вышеизложенных пояснений нелинейная математическая модель измерительной структуры, отражающая нелинейный характер функционирования ГПН и ИФД для напряжений Φ и Ψ на их выходах и напряжении W на выходе линейного АЗ имеет следующий вид

$$\begin{aligned} \Phi_{II} &= -\frac{1}{RC} \int_{t_i}^t W dt && \text{ГПН} \\ W &= \frac{1}{T_{II}} \int_0^t \Psi dt + \Psi && \text{АЗ} \\ \Psi &= K(\Psi_{II} - \Psi) && \text{ИФД} \end{aligned} \quad (3)$$

где K – нелинейная зависимость выходного напряжения ИФД от разности дробных частей мгновенных фаз подстраиваемого и измеряемого колебаний, t_i – начало временного фрагмента дробной части генерируемой фазы, T_{II} и RC – постоянные времени. Система уравнений (3) измерительного контура АИФАП имеет второй порядок астатизма, и при $t \rightarrow \infty$ в ней возникает устойчивое состояние равновесия $\Psi_{II}^* = \Psi$, т.е. подстроенная дробная фаза пилообразного колебания отслеживает переменную во времени дробную фазу анализируемого колебания. При этом установившееся напряжение $\Psi^* = 0$, а постоянное напряжение W^* при $\Phi_0 = 9$ В/Град. позволяет цифровым вольтметром (ЦВ) измерить частоту

$$F = -\frac{1}{18RC} W^* . \quad (4)$$

Отметим следующие преимущества предлагаемого способа: 1) простота структуры, 2) нет необходимости в опорном генераторе, 3) высокое быстродействие, 4) астатизм по частоте и фазе обеспечивает высокую точность измерения частоты, 5) способ реагирует на знак измеряемой частоты.

- [1] Благоев В.А. Домбровский А.С. и др. //Аппаратура для частотных и временных измерений. /Ред. А.П. Горшкова. –М.: Сов. радио, 1971 г.
- [2] Алехин А.М., Гладконогих В.В., Дмитриев С.А. //Вопросы радиоэлектроники. 1975 г. Сер. РТ, вып. 1. С.73.
- [3] Прокофьев Е.В., Тюрин А.В. и др. Генератор пилообразного напряжения. //Заявка на патент РФ № 2005103468/20(004613), заявл. 03.12.2003 г.

ПРОСТОЙ ГЕНЕРАТОРА РЕГЛАМЕНТИРУЕМЫХ КОЛЕБАНИЙ

А.А.Сустатов

Нижегородский госуниверситет

В современной радиотехнике известны перестраиваемые генераторы с активным элементом типа радиолампа, транзистор и т.п. в качестве реактивного элемента включен запертый полупроводниковый диод (варикап), у которого емкость $p-n$ перехода изменяется под действием приложенного к нему напряжения [1]. Недостатком известных ПГ на варикапах является невозможность обеспечения эффективной перестройки частоты на низких частотах из-за отсутствия варикапов с достаточным перепадом емкости $p-n$ перехода.

Данный перестраиваемый генератор содержит ГПН (генератор пилообразного напряжения) на ОУ, который работает в режиме интегратора с цепью емкостной обратной связи, с входной резистивной цепью между шиной управления и суммирующей точкой, а также ТФП. Особенностью является то, что введена дополнительная цепь импульсной обратной связи из двух параллельных идентичных по составу узлов ветвей, каждая из которых состоит из последовательно включенных компаратора, на вход которого подано постоянное напряжение сравнения положительное для одной ветви и отрицательное для другой, элемента И, ждущего мультивибратора с регулируемой длительностью выходного импульса, и управляющего электронного ключа. Входы элементов И перекрестно подключены к выходам мультивибраторов, а разомкнутые контакты электронных ключей к напряжениям сравнения, также введены в разрыв входной цепи нормально разомкнутые контакты пускового электронного ключа (реле) на замыкание. Входной нормально замкнутый контакт, которого подключен к цепи задания начального условия; а управляющий вход к шине пуска. Первый основной выход ПГ подключен к входу ТФП одного периода косинуса, а его выход является вторым основным выходом ПГ, при этом, дополнительные выходы подключены к световому индикатору знака частоты генерируемого колебания [2].

В таком ПГ осуществляется возможность в широких пределах изменять частоту пилы и синхронно связанного с ней гармонического колебания за счет величины входного напряжения, а знак частоты управляется за счет изменения знака этого напряжения. Кроме того важной функциональной возможностью является непрерывное генерирование пилообразного напряжения, адекватного непрерывному изменению мгновенной фазы развивающегося во времени гармонического колебания, что обеспечивается обратной связью.

Структура ПГ состоит из трех составных частей, расположенных по степени усложнения структуры.

ПГ1. Самая простая структура ПГ. Эта структура имеет один выход (первый основной выход), на котором формируется управляемое по частоте пилообразное напряжение, являющееся носителем дробной части мгновенной фазы гармонического колебания, частота F которого зависит от управляющего напряжения U согласно формулам (1) – (2). Так же в ПГ1 обеспечивается

согласно формулам (1) – (2). Так же в ПГ1 обеспечивается исключение влияния конечной величины обратного хода на генерируемое в ТФП колебание [2].

ПГ2. К элементам структуры ПГ1 добавлен формирователь импульсов счета и заема, два выхода которого являются дополнительными выходами ПГ. На первом из них узкий положительный по амплитуде импульс счета появляется только при положительном наклоне пилы. На втором – узкий положительный импульс заема появляется только при отрицательном наклоне пилы. Если наклон пилы равен нулю (нулевая частота), то на обоих дополнительных выходах импульсы отсутствуют.

ПГ3. Самая сложная структура. К элементам структуры ПГ2 добавлены тригонометрический функциональный преобразователь и световой индикатор знака частоты. Эта структура имеет четыре выхода (два основных и два дополнительных).

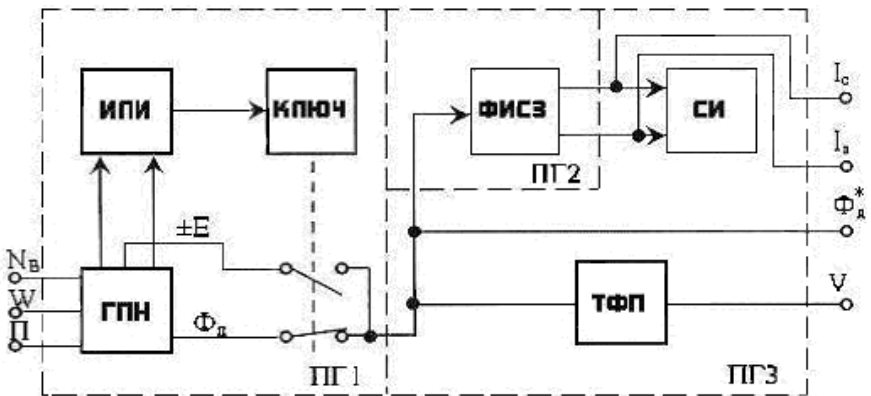
Реальную мгновенную фазу ϕ , генерируемую в ГПН по команде П, можно разделить на целую ϕ_c и дробную ϕ_d части по формуле $\phi = \phi_c + \phi_d + \phi_n$, где ϕ_n начальное значение фазы [3].

В квазипостоянном режиме, когда управляющее напряжение W , моделирующее реальную частоту ω , можно считать постоянным, выражение для F-статической характеристики ПГ может быть получено путем дифференцирования ϕ , т.е.

$$F = (d\phi / dt) / 2\pi = (d\phi_0 / dt) 2\pi = W / (2\pi\Phi_0 RC) \quad (1)$$

При масштабе моделирования фазы $\Phi_0 = 9/\pi$ В/рад. (1) принимает вид

$$F = -W / 18RC \quad (2)$$



[1] Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты – М.: Связь, 1972, 372с.

- [2] Прокофьев Е.В., Тюрин А.В. и др. Генератор пилообразного напряжения.
Заявка на патент РФ №2005103468/20(004613), заявл. 03.12.2003.

ФАЗОВЫЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬ СИНТЕЗАТОРА РЕГЛАМЕНТИРУЕМЫХ КОЛЕБАНИЙ

А.В.Тюрин

Нижегородский госуниверситет

Неотемлемой частью современных цифровых синтезаторов косвенного синтеза является вычислитель мгновенной фазы генерируемого колебания (фазовый вычислитель). Исходя из особенностей синтеза регламентируемых колебаний [1] фазовый вычислитель синтезатора регламентируемых колебаний в отличие от своих предшественников [2] вычисляет только дробную часть мгновенной фазы.

Цифровой двоично-десятичный код частоты заданный на клавиатуре (Кл) с учетом переключателя частоты (ПЧ), отвечающего за знак кода заданного на клавиатуре, поступает на входной регистр преобразователя кода (ПК). Опорный генератор (ОГ) вырабатывает импульсы синхронизации с периодом τ . Запуск работы ФВ происходит по команде «Пуск», после чего, с приходом первого синхроимпульса с ОГ происходит преобразование двоично-десятичного кода в двоичный код частоты f_j в ПК. Одновременно данный импульс является первым счетным импульсом счетчика СВ_{*j*}, который вырабатывает дискретное время j . Микропроцессор (МП) производит вычисление мгновенной фазы регламентируемого колебания по программе зашитой в постоянном запоминающем устройстве (ПЗУ) с начальными и граничными условиями, заложенными в ПЗУ. Вычисления мгновенной фазы производятся путем перемножения показания счетчика СВ_{*j*} на двоичный код частоты f_j . Цифровой код фазы ϕ_j на выходе МП вычисляется по формуле:

$$\phi_j = \phi_0 + f_i \sum_{j=0}^{j=1} \tau_j, \quad (1)$$

при $f_j > 0, j_1$ из условия $\phi_j > \phi_1 = E[V_0/\delta]$,

при $f_j < 0, j_1$ из условия $\phi_j > \phi_2 = E[-V_0/\delta]$,

при $j > j_1$, в ϕ_j заносится $\phi_{1,2} = E[\pm V_0/\delta]$,

а $V_j = \delta \phi_j$, где

f_j – код заданной частоты,

ϕ_j – безразмерный код мгновенной фазы,

V_j – напряжение на выходе ЦАП,

j – дискретное время,

τ – период опорного колебания,

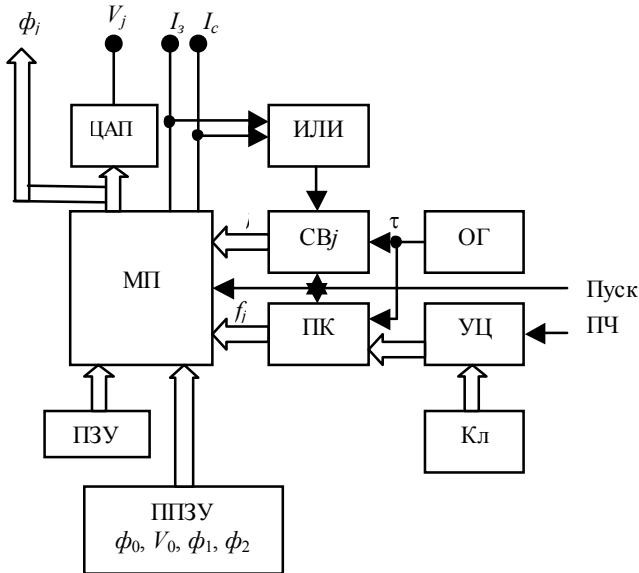
δ – крутизна ЦАП,

$\phi_0, V_0, \phi_1, \phi_2$ – начальные и граничные условия.

При достижении ϕ_j своего верхнего или нижнего порогового значения (ϕ_1 или ϕ_2) в выходной регистр мгновенной фазы заносится значение фазы противоположное по знаку. Соответственно на выходах счета или заема I_c, I_z с МП вырабатывается импульс сброса счетчика СВ_{*j*}.

Цифровой код фазы поступает на ЦАП, с выхода которого снимается пилообразное напряжение, соответствующее дробной части мгновенной фазы.

Структурная схема фазового вычислителя представлена на рисунке.



В качестве микропроцессора предлагается использовать ПЛИС или микроконтроллер быстрого действия которых позволяет вычислять фазу регламентируемого колебания до нескольких сотен мегагерц.

- [1] Прокофьев Е.В. //Сборник материалов научно-технический семинара «Устройства синхронизации и формирование сигналов». 3–6 июля 2002. Н.Новгород – Ярославль: Технический центр ЯрГУ, 2002, с.8-10.
- [2] Прокофьев Д.Е., Преображенская Л.Л. Синтезатор частот. /Авт. свид. СССР № 1591731, кл. H03L7/18, 1990.

ВИРТУАЛЬНЫЙ ПРИБОР НА ОСНОВЕ NI6060E ДЛЯ СБОРА ДАННЫХ В ЛАБОРАТОРНОМ АКУСТИЧЕСКОМ ЭКСПЕРИМЕНТЕ

Ю.В.Ушаков

Нижегородский госуниверситет

Сбор данных физических опытов всегда предпочтительнее проводить автоматизированными средствами, исключая влияние человеческого фактора на ход и результаты экспериментов. Специфика же многих прикладных задач в гидро-, аэро- и геоакустике такова, что необходимо одновременно снимать показания нескольких датчиков, размещённых в различных точках пространства. Сюда относятся, например, акустическая томография плавных температурных неоднородностей в океане, схема которой предполагает многопозиционный приём сигнала от источника звуковых волн. При этом, как правило, нет необходимости в высокоскоростных АЦП или больших частотах синхронного запуска оцифровки каналов, потому что частоты излучения акустических волн не превосходят десятков или сотен килогерц. Таким образом, используемая плата является весьма перспективной основой для автоматизации сбора данных широкого круга акустических экспериментов.

Основные характеристики платы ввода-вывода

Плата AT-MIO-16E-2 фирмы National Instruments имеет 16 аналоговых каналов ввода, которые можно объединять в 8 дифференциальных. Максимальная частота дискретизации 12-ти разрядного АЦП – 500 КГц.

Для управления запуском прибора удобно использовать 8 входных цифровых линий TTL или цифровой вход триггера, преимуществом которого является возможность фиксирования восходящих и спадающих фронтов переключения.

Целью данной работы было создание удобного в использовании программно-обеспечения для контроля сбора данных, предоставляемых платой.

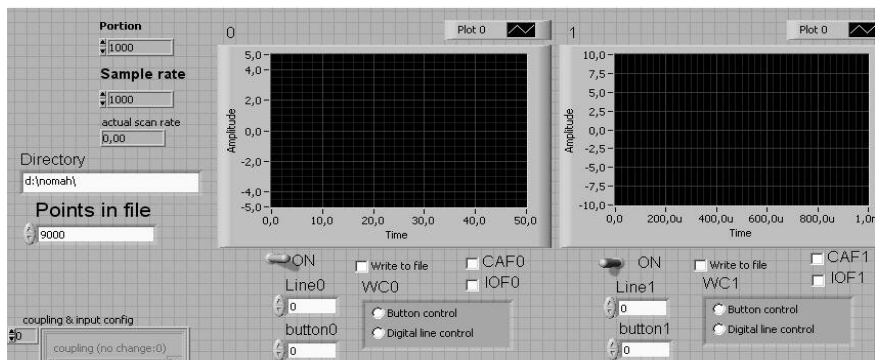
Режимы сбора данных

На лицевую панель виртуального прибора (см. рис.) выносятся 16 осциллографов, т.е. имеется возможность наблюдать временные развёртки сигналов всех 16 каналов, если требуется. Каждому каналу назначается одна из 16 кнопок и одна из 8 цифровых линий для контроля записи в файл. Можно, например, нажатием одной кнопки начать запись данных одновременно трёх каналов.

В отдельном поле вводится максимальное количество точек, которые могут быть записаны в файл данных. Эти файлы имеют уникальные названия как для каждого канала, так и для момента начала записи.

В асинхронном режиме сбора данных отсчёты сигнала следуют с частотой дискретизации, определяемой на лицевой панели.

Синхронный режим предполагает съём отсчётов сигнала по каким-либо запускающим импульсам. В данной работе такими импульсами служат восходящие фронты переключения на цифровой линии триггера.



- [1] Гончаров В.В., Зайцев В.Ю., Куртепов В.М., Нечаев А.Г., Хилько А.И. Акустическая томография океана. –Н.Новгород: ИПФ РАН, 1997.
- [2] Трэвис Д. LabView для Всех. –Н.Новгород: ТАЛИАМ, 2003.
- [3] DAQ AT E Series User Manual. – Austin, Texas: May 2002 Edition.

ОСОБЕННОСТИ СТАБИЛИЗАТОРА НАПРЯЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ РЕГЛАМЕНТИРУЕМЫХ КОЛЕБАНИЙ

А.А.Шведов

Нижегородский госуниверситет

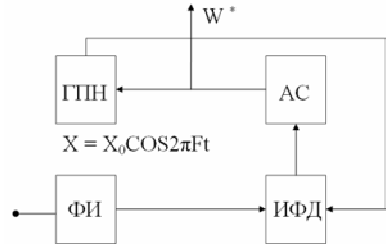
В статье предлагается новый способ стабилизации напряжения, в качестве которого предлагается применить контур астатической импульсно-фазовой автоподстройки (АИФАП) частоты управляемого пилообразного колебания к частоте входного процесса (см. рис). Колебательный процесс с известной высокостабильной частотой (например, частота сети, кварцевого генератора и др.), в виде напряжения $X = X_0 \cos 2\pi Ft$, где амплитуда $X_0 = \text{const}$, а частота $F(t)$ связана с фазой $\phi(t)$ соотношением

$$F(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt}, \quad (1)$$

подается через формирователь узких импульсов (ФИ) на первый вход импульсно-фазового детектора (ИФД), входящего в состав узлов замкнутого контура АИФАП частоты управляемого генератора пилообразного напряжения (ГПН). Из трех узлов, входящих в контур (см. рис.), только ГПН является малоизвестным [1]. Астатическое звено (АЗ) и ИФД являются типовыми. Импульсы $I(t)$ на выходе ФИ являются носителями информации о мгновенной фазе $\phi(t)$ и частоте $F(t)$ анализируемого напряжения $X(t)$, т.к. формируются в моменты целых его периодов. В связи со спецификой функционирования типового ИФД фазу $\phi(t)$ целесообразно представить в виде двух слагаемых:

$$\phi(t) = 2\pi i + \Psi(t), \quad (2)$$

где $2\pi i$ рад. – текущая целая (дискретная) часть мгновенной фазы, i – порядковый, безразмерный номер целого числа завершенных периодов, а Ψ рад. – текущая дробная (непрерывная) часть мгновенной фазы, развивающаяся с момента времени t_i . Поскольку типовой ИФД вырабатывает напряжение рассогласования по дробным частям мгновенных фаз детектируемых сигналов, то на второй вход ИФД со стороны ГПН должно подаваться пилообразное напряжение $\Phi_{II} = \Phi_0 \Psi_{II}$, где Φ_0 В/рад. – масштаб моделирования, а Ψ_{II} рад. перестраиваемая дробная часть мгновенной фазы ГПН. С учетом вышеизложенных пояснений нелинейная математическая модель измерительной структуры, отражающая нелинейный характер функционирования ГПН и ИФД для напряжений Φ и Ψ на их выходах и напряжения W на выходе линейного АЗ имеет следующий вид:



$$\begin{aligned}\Phi_{II} &= -\frac{1}{RC} \int_{t_i}^t W dt && \text{ГПН} \\ W &= \frac{1}{T_{II}} \int_0^t \zeta dt + a\zeta && \text{АЗ} \\ \zeta &= K(\Psi_{II} - \Psi) && \text{ИФД}\end{aligned}\quad (3)$$

где K нелинейная зависимость выходного напряжения ИФД от разности дробных частей мгновенных фаз подстраиваемого и измеряемого колебаний, t_i – начало временного фрагмента дробной части генерируемой фазы, T_{II} и RC – постоянные времени. Система уравнений (3) контура ИФАП имеет второй порядок астатизма, и при $t \rightarrow \infty$ в ней возникает устойчивое состояние равновесия: $\Psi_{II}^* = \Psi$, т.е. подстроенная дробная фаза пилообразного колебания отслеживает переменную во времени дробную фазу анализируемого колебания. При этом установившееся значение напряжения – $\zeta^* = 0$, то на выходе АЗ мы получаем высокостабильное постоянное напряжение W^* , стабильность которого определяется тремя параметрами: стабильностью частоты (для частоты бытовой сети $\approx 0.002\%$) и прецензионными R и C (тепловой коэф. $\approx 0.001\%$) установленными в ГПН. При $\Phi_0 = 9 \text{ В}/\pi \text{ рад.}$:

$$W^* = -18 RCF.$$

Например, при частоте 50 Гц;

$$W^* = -18RC \cdot 50$$

нужно получить напряжение 9 В;

$$9 = -900RC$$

тогда нужные параметры, например:

$$R = 10 \text{ КОм}, C = 1 \text{ мкФ}.$$

- [1] Прокофьев Е.В., Тюрин А.В. и др. Генератор пилообразного напряжения.
//Заявка на патент РФ № 2005103468/20(004613), заявл. 03.12.2003 г.