

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АЛГОРИТМА ПОЛИГАРМОНИЧЕСКОЙ
ЭКСТРАПОЛЯЦИИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ
ПРИЕМНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

И.В. Баданов, А.П. Евсеев

Нижегородский госуниверситет

Важнейшей характеристикой антенны является ее угловая разрешающая способность. Количественно это выражается через отношение длины волны (для которой определяется разрешение) к размеру апертуры антенны, то есть $\Delta\theta = \lambda/L$. Но во многих практических ситуациях размер антенны не может быть выбран достаточно большим как по конструктивным, так и по экономическим соображениям. Это приводит к поиску способов получения требуемого углового разрешения с уменьшенным размером апертуры.

В работе рассматривается метод получения «сверхразрешения», основанный на использовании алгоритма полигармонической экстраполяции и его модификаций. Суть подхода состоит в том, что по известному набору мгновенных отсчетов поля на физической апертуре антенны путем его экстраполяции получают «виртуальный» набор отсчетов, продолжающий закономерность и включаемый в алгоритм диаграммного образования.

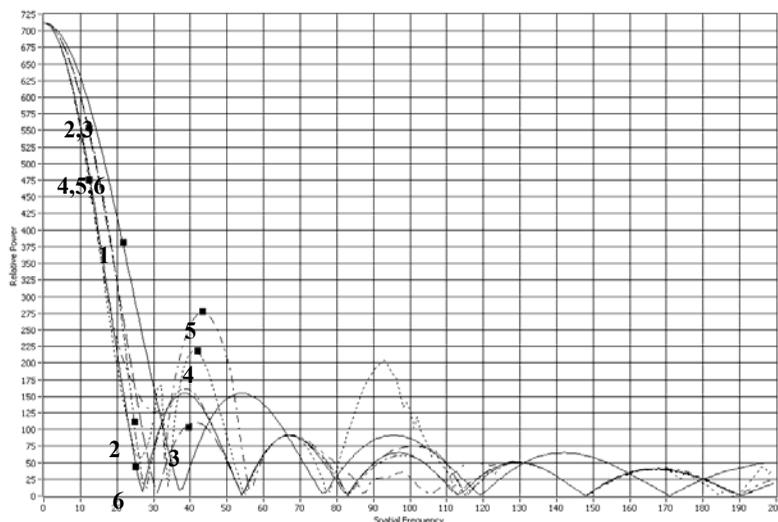


Рис. 1

На рис. 1 представлена диаграмма направленности антенны от одного источника излучения с расширенной апертурой на 40%.

Цифрами на графике представлены диаграммы направленности:

1. физической антенны;
2. антенны, расширенной за счет алгоритма полигармонической экстраполяции (АПГЭ) с двумя окнами;
3. антенны, расширенной за счет пошагового АПГЭ с двумя окнами;
4. антенны, расширенной за счет АПГЭ с тремя окнами;
5. антенны, расширенной за счет пошагового АПГЭ с тремя окнами;
6. физической антенны, но размером с расширенную.

На рис. 2 представлена диаграмма направленности антенны от двух источников излучения с расширенной апертурой на 40%.

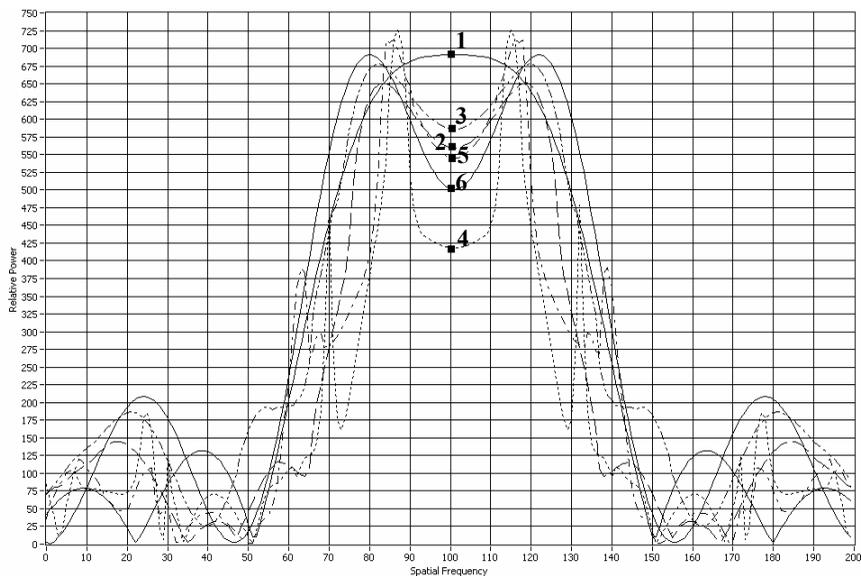


Рис. 2

Полученные результаты позволяют сделать выводы о работоспособности предложенного алгоритма для повышения разрешающей способности приемных антенных решеток.

АДАПТИВНЫЕ МОДИФИКАЦИИ АЛГОРИТМА ПОЛИГАРМОНИЧЕСКОЙ ЭКСТРАПОЛЯЦИИ

М.А. Бовыкин, А.П. Евсеев

Нижегородский госуниверситет

В предыдущих публикациях подробно описана физическая суть алгоритма полигармонической экстраполяции (АПГЭ) и его свойства [1, 2]. Показано, что, обладая приемлемой точностью и скоростью работы для сигналов, содержащих монотонные и колебательные тренды, алгоритм полигармонической экстраполяции в его первоначальной, простейшей форме неудовлетворительно обрабатывает низкочастотные сигналы, а также сигналы с высоким содержанием чисто случайной составляющей. Для устранения этих недостатков АПГЭ предлагается подход, основанный на адаптивной подстройке некоторых параметров алгоритма, что позволяет повысить точность его работы в указанных ситуациях с сохранением эффективности в остальных случаях.

Улучшение свойств алгоритма для экстраполяции сигналов с высоким содержанием шума достигается за счет введения дополнительных операций с компонентами спектра. Используется особенность спектра шумоподобной компоненты сигнала по сравнению со спектром квазидерминированной компоненты сигнала состоящая в том, что при сопоставимой мощности уровень спектральной плотности амплитуды шумоподобной компоненты значительно ниже. Если при этом использовать «ограничение снизу» для реальной и мнимой компонент спектра, то шумоподобная компонента будет в значительной степени подавлена. Порог «ограничения снизу» привязан к максимуму спектральной плотности амплитуды сигнала в целом и регулируется по критерию минимума выходной ошибки. Метод поиска оптимального значения – простой перебор.

Программная реализация метода состоит в переборе по значениям этого порога от 0% до 50% с некоторым шагом. На каждой итерации при конкретном значении порога считается ошибка экстраполяции по сравнению с исходным сигналом. Далее из всех полученных ошибок формируется массив, из которого выбирается минимум. На конечном этапе происходит взаимнооднозначное сопоставление минимальной ошибки и порога ограничения, при котором эта ошибка получена. Это значение порога ограничения и применяется при экстраполяции данного сигнала. Процедура повторяется по мере поступления новых данных.

В подтверждение применимости метода была проведена серия экспериментов, наглядно показывающих возможность всегда выбрать такой порог [2].

Когда уровень шума превышает уровень амплитуды, порог ограничения спектра возрастает. Чем больше амплитуда по отношению к уровню шума, тем меньше доля отсекаемого уровня спектра. В зависимости средней квадратичной ошибки от порога ограничения при различных фиксированных соотношениях амплитуда-шум имеется ярко выраженный экстремум, что говорит о возможности выбора порога ограничения, при котором ошибка будет минимальна.

Аналогичным образом достигается повышение точности экстраполяции низкочастотных колебательных трендов. Для этого применяется адаптация на основе автоматически подстраиваемой под период тренда длины окна преобразования. Так же, как и в случае с порогом ограничения, формируется массив из полученных путем применения окон разной длины ошибок и выбирается минимум. В конце проводится сопоставление минимальной ошибки и длины окна, которое и используется при финальной экстраполяции.

На основании всего вышеизложенного можно сделать вывод о том, что АПГЭ работоспособен для широкого класса сигналов. Механизмы возникновения ошибок физически интерпретируются, что позволяет определить пути их снижения. Предложенный и опробованный метод снижения ошибки, вызванной некоррелированной широкополосной компонентой (белый шум), позволил существенно (в несколько раз) улучшить точность экстраполяции сигнала с белым гауссовым шумом.

- [1] Евсеев А.П., Евсеев Д.А., Баданов В.В. // Вестник ННГУ. Серия Радиофизика. 2004, вып. 1(2). С. 249.
- [2] Бовыкин М.А., Евсеев А.П. // Материалы международной научно-практической конференции «Образовательные, научные и инженерные приложения в среде Lab VIEW и технологии National Instruments». М.: Изд-во РУДН, 2007. С. 534.

ПРИМЕНЕНИЕ БИСПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА В РЛС С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ АНТЕННЫ

Е.В. Василенко¹, Ф.С. Никитин¹, А.Э. Рассадин², О.А. Семьянова¹

¹Нижегородский госуниверситет

²Научное радиофизическое общество им. А.С. Попова

При гармоническом сигнале $s_0(t) = \exp(i \cdot \omega_0 \cdot t)$, излучаемом передатчиком РЛС с синтезированием апертуры антенны (РСА), отражённый от точечной цели сигнал [1] есть:

$$s_{\text{фм}}(t) = \exp[i \cdot (\omega_0 \cdot t - \mu \cdot t^2 - \varphi_0)]. \quad (1)$$

Однако реальный отражённый сигнал может весьма существенно отличаться от ожидаемого ЛЧМ-сигнала (1). Так, заметным (а в ряде случаев и доминирующим над другими) является эффект многолучевого распространения зондирующего сигнала, обусловленный возбуждением подстилающей поверхности вблизи цели [2]. Это приводит к следующей модели отражённого сигнала (при отсутствии траекторных нестабильностей воздушного носителя [1] и отношении $C/Ш \gg 1$):

$$s_r(t) = s_{\text{фм}}(t) + s_x(t). \quad (2)$$

Перспективным методом построения модели $S_x(t)$ (т. е. определения канального процесса или иных системных функций [1]) является биспектральный анализ [3] наблюдаемой модели сигнала (2):

$$K_r(\tau_1, \tau_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_r(t) \cdot s_r(t + \tau_1) \cdot s_r^*(t + \tau_2) \cdot dt$$

$$B_r(\omega_1, \omega_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} K_r(\tau_1, \tau_2) \cdot \exp(-i \cdot \omega_1 \cdot \tau_1 - i \cdot \omega_2 \cdot \tau_2) \cdot d\tau_1 d\tau_2 \quad (3)$$

Для идентификации вклада $S_x(t)$, в биспектре (3) необходимо знать вид биспектра ЛЧМ-сигнала $s_{lfm}(t)$, который легко находится согласно:

$$B_{lfm}(\omega_1, \omega_2) = \bar{S}_{lfm}(\omega_1) \cdot \bar{S}_{lfm}(\omega_2) \cdot \bar{S}_{lfm}^*(-\omega_1 - \omega_2), \quad (4)$$

где $\bar{S}_{lfm}(\omega) = \int_{-T/2}^{T/2} s_{lfm}(t) \cdot \exp(-i\omega t) dt$ – известный точный спектр ЛЧМ-сигнала [4] (T – интервал синтеза [1]).

Обработка сигнала в РСА базируется на теории оптимальной фильтрации [1, 4]. Интересно отметить, что распознавание образа биспектра ЛЧМ-сигнала при его прохождении через оптимальный фильтр не зависит от того, где анализируется биспектр: на входе или на выходе оптимального фильтра. Модуль и линии уровня биспектра ЛЧМ-сигнала на плоскости (ω_1, ω_2) представлены на рис. 1.

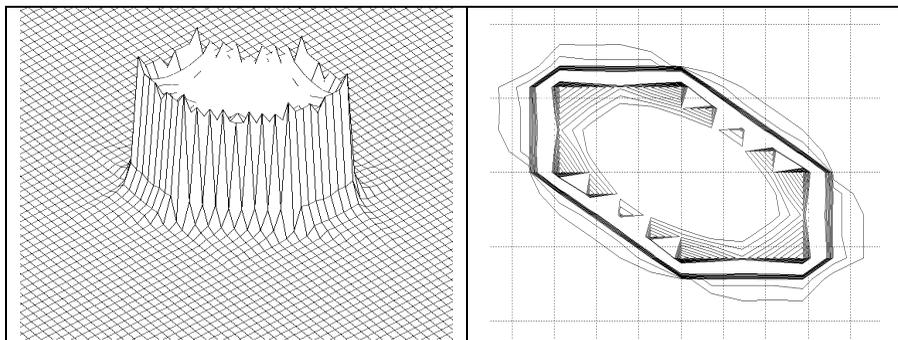


Рис. 1

Для оптимального фильтра коэффициент передачи равен [4]:

$$\bar{K}(\omega) = const \cdot \bar{S}_{lfm}^*(\omega) \cdot \exp(-i\omega t_0) \quad (5)$$

(без потери общности полагаем $const=1$), поэтому спектр прошедшего через фильтр сигнала равен:

$$\bar{S}_{of}(\omega) = \bar{K}(\omega) \cdot \bar{S}_{lfm}(\omega) = |\bar{S}_{lfm}(\omega)|^2 \cdot \exp(-i\omega t_0) \quad (6)$$

откуда легко находим:

$$B_{of}(\omega_1, \omega_2) = \overline{S_{of}}(\omega_1) \cdot \overline{S_{of}}(\omega_2) \cdot \overline{S_{of}^*}(-\omega_1 - \omega_2) = |B_{ym}(\omega_1, \omega_2)|^2. \quad (7)$$

Из приведённого вывода видно, что результат (7) не зависит от типа сигнала на входе оптимального фильтра.

В заключение авторы благодарят Г. Н. Бочкова, В. И. Ирхина и В. В. Шаронова за стимулирующие дискуссии.

- [1] Антипов В.Н., Горяинов В.Т., Кулин А.Н. и др. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны. М.: Радио и связь, 1988.
- [2] Замятина И.Н., Ирхин В.И., Рассадин А.Э. // В кн.: Материалы МНТК «ИСТ-2008». Н.Новгород: Изд-во ННГУ, 2008. С. 22.
- [3] Бочков Г.Н., Горохов К.В. // Труды Пятой научной конференции по радиофизике. 7 мая 2001 г. /Ред. А.В.Якимов. Н.Новгород: ТАЛАМ, 2001. С.15.
- [4] Лёзин Ю.С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем. М.: Радио и связь, 1986.

ИМПУЛЬСНЫЕ УЛЬТРАЗВУКОВЫЕ МЕТОДЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ГАЗОВЫХ ПУЗЫРЬКОВ

И.А. Владимиров, Г.П. Волков, А.Д. Мансфельд

Институт прикладной физики РАН

В настоящее время существует проблема обнаружения газовых пузырьков в организме человека, подвергающегося сильным изменениям внешнего давления. Большие надежды по обнаружению газовых пузырьков и измерению их размеров связывались с нелинейными ультразвуковыми методами локации. К сожалению, нелинейные методы обнаружения надежно работают только с пузырьками, резонирующими либо на частоте зондирования, либо на частотах гармоник или субгармоник. В отсутствие резонанса при локации в среде, обладающей собственной нелинейностью, сигналы от других структур могут существенно превышать сигналы от пузырьков [1]. Естественным способом определения размеров пузырьков является измерение их резонансных частот.

В данной работе предлагаются два линейных метода обнаружения движущихся газовых пузырьков и определения их размеров, основанные на возбуждении собственных колебаний пузырька с помощью коротких ультразвуковых импульсов.

Рассмотрим метод определения размеров движущихся пузырьков, основанный на фильтрации принимаемого сигнала. Для получения информации о размерах пузырька, производилось численное моделирование процесса локации на основе решения уравнения Рэлея – Плесида для радиальных колебаний пузырька, а затем частотная фильтрация принимаемого сигнала с помощью набора полосовых фильтров, настроенных на различные частоты. В результате моделирования получено, что зависимости амплитуд от радиуса пузырька неоднозначны: одна и та же амплитуда может соответствовать нескольким радиусам пузырька. Это объясняется тем,

что наряду с основным резонансом имеет место общее нарастание амплитуды сигнала с ростом радиуса пузырька, связанное с ростом его сечения рассеяния. Нормируя на значение амплитуды зондирующего сигнала на частоте фильтра и измеряя сигналы, полученные с выходов нескольких фильтров, можно оценить размер пузырька.

Для реализации методики были проведены эксперименты на установке. Генератор радиоимпульсов вырабатывал импульсные сигналы длительностью 2–16 мкс с частотой заполнения 1 МГц и частотой повторения 200 Гц. С выхода генератора импульсы поступали на излучатель с резонансной частотой 1 МГц. Амплитуда давления составляла $2 \cdot 10^5$ Па. Приемный преобразователь имел резонансную частоту 500 кГц. С выхода предварительного усилителя сигнал поступал на аналого-цифровой преобразователь и далее обрабатывался компьютером. На рис.1 представлены осциллограммы сигналов на выходах пяти частотных каналов. Эти частоты соответствуют размерам пузырьков в диапазоне 7–43 мкм. Цифрами 1, 2, 3 отмечены импульсы, возникающие в различных частотных каналах в одни и те же моменты времени.

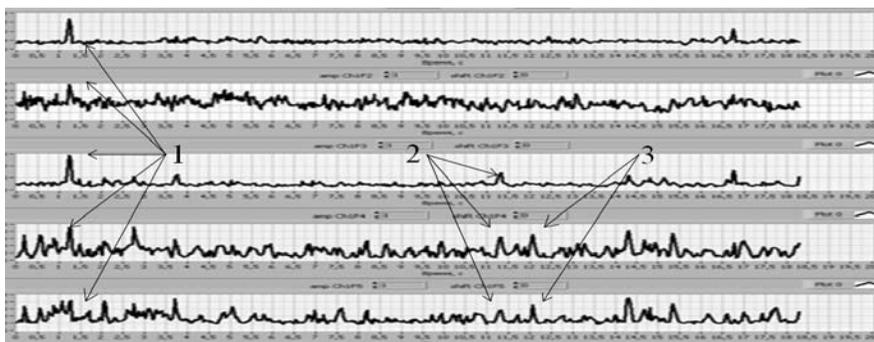


Рис. 1

Как видно из рис.1, сигналы в выбранных частотных каналах могут появляться как в разные моменты времени, так и одновременно. Так, сигнал № 1 появился во всех каналах одновременно, поэтому он связан с появлением пузырька больших размеров (более 50 мкм). Сигнал № 2 появился от пузырька, имеющего резонансную частоту в третьем частотном канале, это соответствует его радиусу порядка 15 мкм. Сигнал № 3 – от пузырька радиусом 10 мкм.

Рассмотрим второй метод, основанный на методе селекции движущихся целей. Он заключается в следующем. Из последующего кадра осциллограммы, записанной в память компьютера, вычитается предыдущий кадр. В результате сигналы от неподвижных целей практически полностью подавляются, а сигналы от движущихся целей подавляются не полностью. На рис.2, 3 представлены характерные сигналы от двух различных газовых пузырьков, в момент их пролета между датчиками.

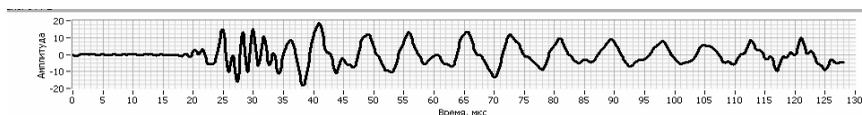


Рис. 2

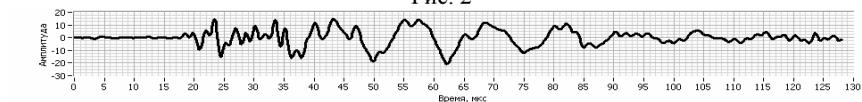


Рис. 3

Из оциллограмм, зная резонансные частоты, можно легко определить размеры газовых пузырьков.

Работа выполнена при поддержке РФФИ Грант № 06-02-17007.

[1] Мансфельд А.Д., Мансфельд Д.А., Рейман А.М. // Акустический журнал. 2005. Т. 51, № 2.

НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОГО АНАЛИЗА СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ

А.М. Герасимов, Е.И. Шкелев

Нижегородский госуниверситет

Известно, что корреляционный метод оптимален для приёма сигнала на фоне белого гауссова шума и его эффективность возрастает при использовании сложных сигналов. Применение корреляционной обработки на плоскости частота–время сводится к вычислению взаимной функции неопределённости $R(\omega, \tau)$ (ω – частотный сдвиг, а τ – временная задержка) исследуемого сигнала $s_1(t)$ по отношению к тестовому (опорному) сигналу $s_2(t)$. Для этого можно воспользоваться одним из трёх выражений [1, 2]:

$$R(\omega, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t) s_2^*(t - \tau) e^{-j\omega t} dt, \quad R(\omega, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t + \tau/2) s_2^*(t - \tau/2) e^{-j\omega t} dt,$$

$$R(\omega, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t - \tau) s_2^*(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (1)$$

в каждом из которых символ «*» обозначает комплексно сопряжённую величину. Если речь идёт об измерении частотного сдвига, то предпочтительнее использовать выражение (1), поскольку в этом случае вариации по τ реальной и мнимой частей функции $R(\omega, \tau)$ содержат информацию о частотном сдвиге ω .

По модулю функции $R(\omega, \tau)$ находится область локализации тела неопределённости на плоскости частота–время. При этом удаётся свести к минимуму влияние

случайных помех, а при использовании сложных сигналов – также помех, которые по своим характеристикам отличаются от исследуемого сигнала.

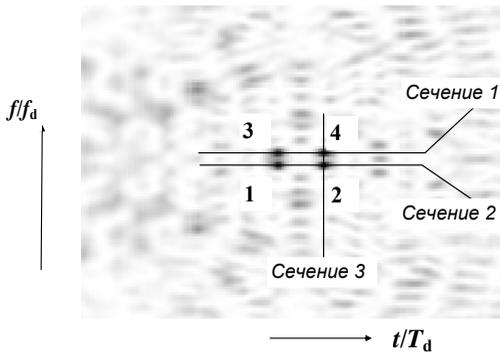


Рис. 1

На рис.1 показано распределение квадрата модуля $R(\omega, \tau)$, полученное численным методом из интеграла (1) для сигнала $s_1(t)$, модель которого представлена суперпозицией четырёх равных по мощности фазоманипулированных составляющих, полученных путём наложения на несущее колебание псевдослучайной последовательности длиной

$L = 31$ с тактовым интервалом $\Delta t/T_d = 10$ и несущими частотами, удовлетворяющими соотношениям $f_1/f_d = f_2/f_d = 0,233$ и $f_3/f_d = f_4/f_d = 0,242$ (T_d и f_d – период и частота дискретизации). При этом опорный сигнал $s_2(t)$ имел тот же закон модуляции, а его несущая частота $f_0 = f_1$. Численные значения частоты и времени приведены на рис.2, где в увеличенном масштабе показана реальная часть $R(\omega, \tau)$.

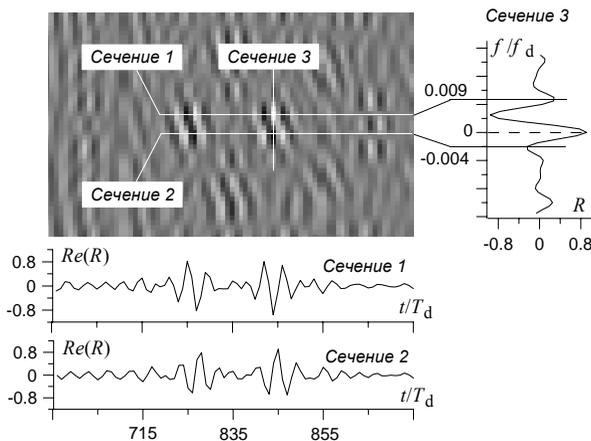


Рис. 2

Для вычисления (1) было применено 1024–точечное быстрое преобразование Фурье (БПФ), а параметры Δt и f_{1-4} подбирались так, чтобы показать разрешающую способность метода анализа, основанного на вычислении интеграла (1).

Точность анализа можно повысить, если воспользоваться распределением реальной (или мнимой) части $R(\omega, \tau)$ и выполнить дополнительную обработку в отношении проходящих через максимумы $R(\omega, \tau)$ сечений плоскостями $f = const$ и $t = const$ (рис.2, сечения 1–3). В частности, частотное разрешение можно повысить, если к сечениям $Re(R)$ (сечения 1 и 2 на рис.2) применить синхронное детектирование, взяв в качестве опорного колебания, несущее колебание сигнала $s_2(t)$.

Предлагаемый метод детектирования наряду с высокой помехозащищённостью даёт возможность более точного измерения не только частотного, но фазового сдвига, что особенно важно при анализе многокомпонентных сигналов.

- [1] Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. Т. 2. М.: Мир, 1983. 256 с.
- [2] Липкин И.А. Основы статистической радиотехники, теории информации и кодирования. М.: Сов. радио, 1978. 288 с.

АКУСТИЧЕСКИЙ ЭХОЛОКАТОР С ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ

Д.И. Городов, С.И. Муяшкин

Нижегородский госуниверситет

Описывается лабораторный макет акустического эхолотатора, предназначенный для изучения студентами–радиофизиками основных принципов дистанционного зондирования природных и технических объектов.

Исследуемая среда моделируется пластиной из оргстекла размерами 295x170x18 мм с отверстиями, имитирующими неоднородности. Скорость звука в оргстекле $C_{зг} = 2800$ м/с. Антенной служит пьезокерамическая решетка с рабочей частотой 1,02 МГц, состоящая из 16 полосок длиной $D = 9$ мм и шириной $d = 0,8$ мм. Для облучения образца используются 3 параллельно соединенных полоски (апертура $D_{изл} = 2,4$ мм). Для приема рассеянных сигналов служат 8 полосок (апертура $D_{пр} = 6,4$ мм). Решетка пружинами прижимается к полированной поверхности длинной грани пластины и может вручную перемещаться по направляющей. Акустический контакт осуществляется через слой силиконового масла. Для формирования импульсов излучения и их усиления применены модули в стандарте NI SCXI. Для питания усилителя служит регулируемый источник, также выполненный в стандарте NI SCXI. Модули описаны в [1]. Усилитель эхосигналов на данном этапе работы не использовался. Непосредственно с восьми приемных элементов сигналы подавались на модуль NI PXI-5105, который осуществлял их преобразование в цифровые последовательности. Обработка сигналов и визуализация результатов осуществлялись в цифровой форме с помощью программы, написанной в среде LabVIEW 8.5.

В таблице показаны границы зоны дифракции Френеля $R = D^2/\lambda$ и ширины диаграмм направленности (ДН) для решетки в поперечном направлении и для излучающей и приемной секций решетки в плоскости пластины.

Граница зоны дифракции Френеля располагается на небольшом расстоянии от антенны. К тому же собственные колебания в антенне маскировали сигналы вплоть до дальности 45 мм, поэтому на первом этапе работы ДН была сформирована в дальней зоне. Там же, в дальней зоне, на расстоянии 67 мм от антенны, были расположены два отверстия диаметром 4,4 мм. Расстояние между ними было выбрано 40 мм, что обеспечивало их угловое разрешение (см. таблицу).

Таблица

	Поперечное сечение D=9мм	Продольное сечение	
		D _{изл} =2,4мм	D _{пр} =6,4мм
Зона Френеля	29 мм	2 мм	15 мм
Полуширина ДН	8,5°	30,6°	12,6°

Для формирования ДН был использован общеизвестный алгоритм, заключающийся в суммировании принятых сигналов, в которых предварительно скомпенсированы задержки прихода на приемные элементы. При ориентации ДН в направлении θ выражение для задержки сигнала на n -ом элементе имеет вид: $\Delta t = n \cdot d \cdot \sin(\theta) / C_{зв}$ (d – шаг между элементами, $C_{зв}$ – скорость звука в среде). Задав шаг по углу $\Delta\theta$ и максимальным углом обзора θ_{max} , можно оценить минимальную величину задержки (или шаг, с которым она должна изменяться): $\Delta t_{min} = d \cdot \Delta\theta \cdot \cos(\theta_{max}) / C_{зв}$. Если $\theta_{max} = 45^\circ$, $\Delta\theta = 3^\circ$, а другие величины имеют приведенные выше значения, получим $\Delta t_{min} = 0,0106$ мкс. Это означает, что для прямой реализации операции сдвига необходим период квантования τ_s , меньший этой величины, что соответствует частоте квантования f_s , превышающей 95 МГц. При несущей частоте около 1 МГц и длительности импульса 1–3 периода, эта величина заведомо избыточна. Фактически использовалась частота квантования $f_s = 10$ МГц. Поэтому в программе обработки применялась восьмикратная интерполяция оцифрованных сигналов. Для этого использовался известный метод дополнения нулями дискретного преобразования Фурье. Таким образом, период квантования после интерполяции составлял $\tau_s = 0,0125$ мкс. Временной сдвиг для каждого элемента антенны и суммирование по элементам также производились в спектральной области. После этого сигнал для заданного направления восстанавливался путем вычисления обратного дискретного преобразования Фурье (ОДФП). Квадрат огибающей вычислялся по формуле: $E(t)^2 = I(t)^2 + Q(t)^2$ (I – исходный сигнал, Q – его преобразование по Гильберту).

Выражение для спектра сигнала, полученного в результате компенсации задержек и суммирования и, следовательно, пришедшего под углом θ_m , примет вид:

$$S_k^m = \sum_{n=-3}^4 S_k^n \cdot e^{-\frac{-2\pi m k}{K} i}$$

Здесь: S_k^n – спектральная амплитуда сигнала с n -го элемента решетки на k -ой частоте; $n = -3 \dots 4$ – номер элемента решетки; $m = -20 \dots 20$ – индекс угла; $k = 0 \dots K-1$ – индекс частоты; K – число отсчетов в спектре после дополнения нулями. В этом случае угол определяется по формуле $\theta_m = \arcsin(\tau_s \cdot m \cdot C_{зв} / d)$, а дальность – $R_l = l \cdot \tau_s \cdot C_{зв} / 2$; l – номер временного отсчета после ОДФП.

В заключение приведем панорамное изображение двух отверстий в координатах угол–дальность (рис.1) и его сечения через максимумы по углу (рис.2) и дальности (рис.3). Изображение получено, когда антенна располагалась симметрично относительно отверстий. Ширина откликов по углу хорошо согласуется с оценками.

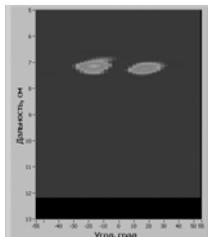


Рис.1

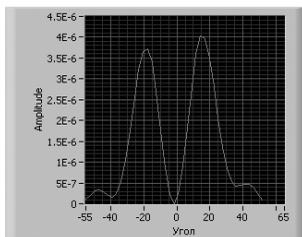


Рис.2

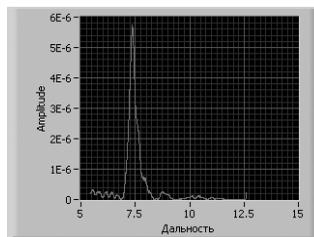


Рис.3

- [1] Муякшин С.И., Штернов А.А.// В кн.: Сборник трудов международной научно-практической конференции «Образовательные, научные и инженерные приложения в среде LabVIEW и технологии National Instruments». М.: РУДН, 2007. С.51.

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ПИРОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ РАДИАЦИОННОЙ ТЕМПЕРАТУРЫ

В.И. Кавкрак, В.А. Односецев

Нижегородский госуниверситет

Пироэлектрические измерители с успехом используются при определении параметров тепловых потоков, что в значительной степени обусловлено высокой вольт-ваттной чувствительностью ($S \approx 10^3 \text{ В/Вт}$) соответствующих датчиков [1]. Вместе с тем, непременным условием работы пироэлектрических преобразователей в штатном режиме является необходимость периодического прерывания потока, поэтому измерители подобного типа строятся по модуляционной схеме. Оптимальный выбор частоты модуляции, обеспечивающий максимальную чувствительность измерителя, может быть проведён на основе моделирования процесса пироэлектрического преобразования.

Исходным для моделирования является выражение для пироэлектрической ЭДС $\varepsilon(t)$, возникающей при воздействии приращения температуры θ :

$$\varepsilon(t) = \frac{\gamma S \theta(t)}{C_0}, \quad (1)$$

где γ – пироэлектрический коэффициент, S – площадь пироэлектрика, C_0 – собственная ёмкость пироэлектрика.

В свою очередь величина θ определяется уравнением теплового баланса:

$$\frac{d\theta}{dt} + \frac{\theta}{\tau_1} = \frac{1}{\alpha} Q(t), \quad (2)$$

где $Q = l_1 S \Pi$ – поглощаемая мощность, l_1 – коэффициент поглощения, Π – плотность потока излучения, $\alpha = cm$, c , m – теплопроводность и масса пироэлектрика, $\beta = 4l_2 \sigma T_0^3 S$, l_2 – коэффициент излучения, σ – постоянная Стефана – Больцмана, T_0 – температура окружающей среды, $\tau_1 = \alpha / \beta$ – постоянная времени теплового преобразования.

Напряжение $V(t)$, развиваемое датчиком на входном сопротивлении усилителя R , описывается уравнением:

$$\frac{dV}{dt} + \frac{V}{\tau_2} = \varepsilon(t), \quad (3)$$

где $\tau_2 = RC_0$.

Соотношения (1) – (3) моделировались при значениях параметров, характерных для распространённых типов датчиков [1].

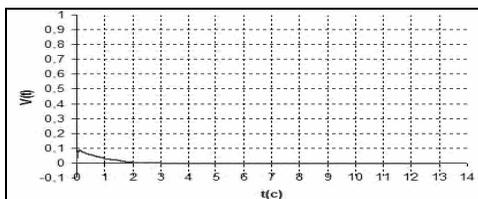


Рис. 1 ($t_1=0,1$ с)

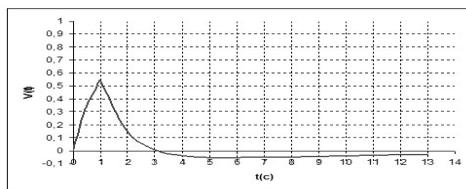


Рис.2 ($t_1=1$ с)

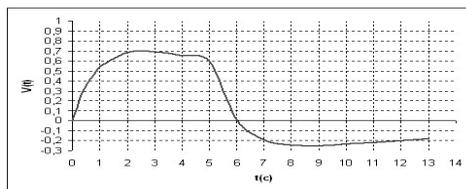


Рис.3 ($t_1=5$ с)

На рис.1–3 приведены некоторые результаты моделирования – временные зависимости напряжения на выходе пироэлектрического преобразователя при различной длительности t_1 импульсов модуляции, $\tau_1 = 10$ с, $\tau_2 = 1$ с.

Анализ полученных результатов показывает, что максимальная чувствительность достигается при периоде модуляции, соизмеримом с постоянной времени тепловой инерции преобразователя.

[1] Новик В.К., Гаврилова Н.Д., Фельдман Н.Б. Пироэлектрические преобразователи. М.: Сов. радио, 1979. 176 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ АДАПТАЦИИ ИМПУЛЬСНОГО ЛОКАЦИОННОГО УСТРОЙСТВА В СРЕДЕ LabVIEW

С.В. Касаткин, А.П. Евсеев

Нижегородский госуниверситет

Работа импульсных локационных устройств (радаров, сонаров) в реальных условиях, как правило, происходит в присутствии интенсивных нестационарных помех, которые ухудшают условия визуального наблюдения слабых полезных сигналов и характеристики автоматических обнаружителей. В то же время огибающая помехи, остающейся принципиально нестационарным процессом, имеет в большинстве случаев локально-квазирегулярный характер, что вызвано существованием интерферирующих каналов прихода помехи на вход приемника, а также периодическим характером модуляции мешающих сигналов. В этих условиях одним из путей сохранения характеристик локатора может быть адаптивное управление моментами излучения собственных зондирующих импульсов по критерию приема отраженного импульса с заданной дальности во время действия локального минимума помехи. При этом средняя частота повторения зондирующих импульсов сохраняется. Условие локальной квазирегулярности позволяет надеяться на эффективный прогноз уровня огибающей помехи на время, соизмеримое с максимальным периодом повторения зондирующих импульсов. Быстродействие прогнозирующего устройства должно обеспечивать необходимый темп поступления информации о характере динамики уровня помехи на каждый предстоящий цикл зондирования для принятия оптимального решения.

Вышеназванным условиям потенциально удовлетворяет алгоритм полигармонической экстраполяции, обеспечивающий необходимую точность и быстродействие при прогнозировании аддитивно-мультипликативной комбинации квазипериодических процессов [1].

Моделирование адаптивного режима импульсного локатора было проведено в среде графического программирования «LabVIEW 8.20». Виртуальный прибор, соответствующий гипотетическому импульсному локатору, имеет переднюю панель с индикатором кругового обзора и механизмом задания помеховой обстановки (см. рис.).

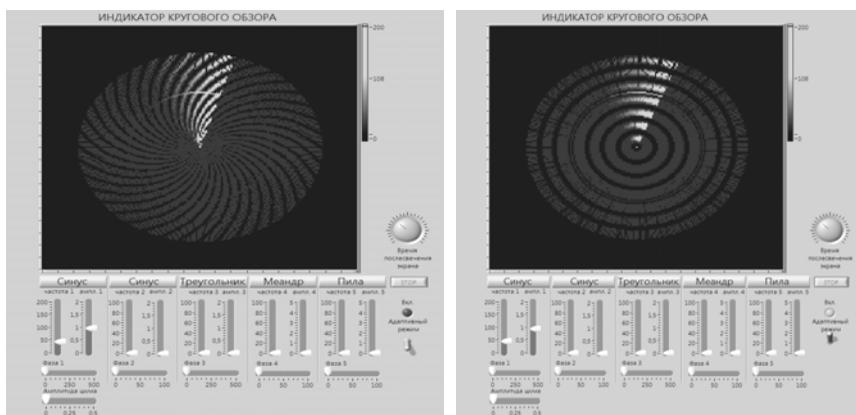


Рис.

Ситуация, показанная на первом экране, соответствует воздействию несинхронной периодической помехе, частично «накрывающей» полезный сигнал. После включения режима адаптивного управления моментами излучения зондирующих импульсов, соответствующее «кольцо дальности» очищается от маскирующего воздействия этой помехи. Дистанция, на которой происходит уменьшение интенсивности помех, может выбираться или на дальней границе зоны обнаружения, где сигнал от цели наиболее слаб, или на расстоянии наиболее вероятного появления цели, или при распознавании (идентификации) сопровождаемой цели. Заметим, что указанный подход может использоваться и при адаптивном управлении частотными, угловыми, структурными или поляризационными параметрами сигналов лоатора [2].

- [1] Евсеев А.П., Евсеев Д.А., Баданов В.В. // Вестник ННГУ. Серия Радиофизика. Вып. 1(2). С. 249.
- [2] Евсеев А.П., Городов Д.Г., Касаткин С.В., Кузьмин В.В. // Материалы международной научно-практической конференции «Образовательные, научные и инженерные приложения в среде LabVIEW и технологии National Instruments». М.: Изд-во РУДН, 2005. С. 221.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ АЛГОРИТМА ПОЛИГАРМОНИЧЕСКОЙ ЭКСТРАПОЛЯЦИИ ДЛЯ СИГНАЛОВ С СУЩЕСТВЕННО НЕЛИНЕЙНЫМ ТРЕНДОМ

А.П. Евсеев, Н.В. Красницкий

Нижегородский госуниверситет

В предыдущих публикациях показано, что алгоритм полигармонической экстраполяции (АПГЭ) наряду с достоинствами имеет и некоторые существенные недостатки [1]. В частности сигналы, имеющие на интервале предьстории существенно нелинейный тренд, прогнозируются с большой ошибкой, что, по-видимому, вызвано использованием линейной формы учета динамики параметров гармоник:

$$A_3(\omega, t) = 2A_2(\omega, t) - A_1(\omega, t)$$

$$\varphi_3(\omega, t) = 2\varphi_2(\omega, t) - \varphi_1(\omega, t),$$

где $A_1(\omega, t)$, $A_2(\omega, t)$, $A_3(\omega, t)$ – амплитуды Фурье-преобразований гармоник сигнала, вычисленные для первого, второго и третьего окна, а $\varphi_1(\omega, t)$, $\varphi_2(\omega, t)$, $\varphi_3(\omega, t)$ – соответствующие фазы Фурье-преобразований гармоник. Такая запись возможна при учете условия медленности изменения спектральных характеристик на интервале предьстории, что выражается соотношением:

$$|A_1(\omega, t) - A_2(\omega, t)| \ll \varepsilon.$$

Учет нелинейного характера изменения параметров гармоник, опираясь на предыдущие соотношения, возможен в виде:

$$A_4(\omega, t) = 3A_3(\omega, t) - 3A_2(\omega, t) + A_1(\omega, t),$$

$$\varphi_4(\omega, t) = 3\varphi_3(\omega, t) - 3\varphi_2(\omega, t) + \varphi_1(\omega, t),$$

где использовался уже модифицированный алгоритм полигармонической экстраполяции, суть которого в том, что интервал предьстории перекрывается не двумя окнами Фурье-преобразования, как в предыдущем случае, а тремя частично взаимно налагающимися окнами, при этом искомый интервал экстраполяции является частью четвертого окна, которое сдвинуто относительно третьего на интервал экстраполяции.

Справедливость высказанного утверждения проверялась методом имитационного моделирования в среде «LabVIEW 8.2». Был разработан виртуальный прибор, реализующий одновременно оба варианта алгоритма полигармонической экстраполяции. В качестве аддитивного нелинейного тренда использовались степенные, гиперболические и логарифмические функции, а также синусоидальный сигнал с изменяемым периодом, амплитудой и фазой. Кроме того, было учтено влияние шумовой составляющей путем добавления равномерного белого шума.

На рисунке демонстрируется составной сигнал, включающий синусоидальную и квадратичную составляющую. Здесь явно видно преимущество трехконного метода экстраполяции перед двухконным.

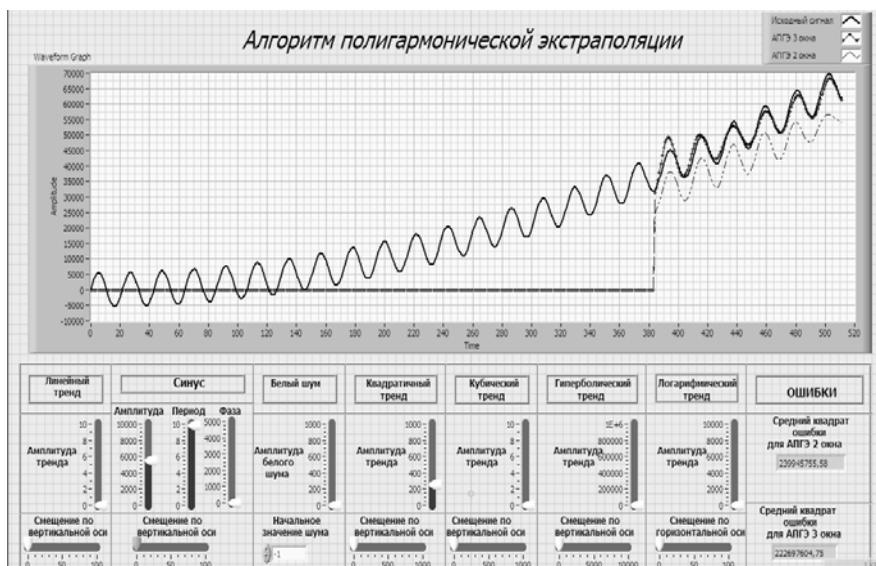


Рис.

Результаты расчетов показали, что, при отсутствии нелинейного тренда, исходный и модифицированный алгоритм практически совпадают и обладают хорошей точностью. Однако при увеличении доли равномерного белого шума в исходном сигнале, ошибка модифицированного алгоритма начинает значительно нарастать. При наличии нелинейного тренда выявились несомненные преимущества трехоконного алгоритма по сравнению с исходным, и двухоконным. Ошибка модифицированного алгоритма хоть и была в некоторых случаях довольно большой, но всегда имела вполне объяснимую зависимость от степени нелинейности тренда.

- [1] Романов М.А., Баданов В.В., Евсеев А.П. // Труды Седьмой научной конференции по радиофизике. 7 мая 2003 г. /Ред. А.В. Якимов. Н.Новгород: ТАЛАН. С. 169.

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА МИНИМАЛЬНОЙ ДИСПЕРСИИ КЕЙПОНА В ЗАДАЧЕ ДЕКОДИРОВАНИЯ ЧМ СИГНАЛОВ

А.А. Логинов, О.А. Морозов, М.Ю. Семенова

Нижегородский госуниверситет

В работе рассматривается алгоритм цифровой фильтрации гармонического заполнения на основе спектрального подхода Кейпона. Коэффициенты фильтра, получаемые по данному алгоритму, являются решением задачи минимума дисперсии для сигналов с вырожденной автокорреляционной матрицей. Эффективность работы алгоритма исследована в задаче демодуляции ЧМ сигналов в условиях влияния аддитивных шумов и эффекта Доплера.

Метод Кейпона (метод минимума дисперсии) заключается в нахождении узкополосного фильтра, пропускающего комплексную экспоненту на частоте f_0 без искажений, при этом сигнал на выходе фильтра должен иметь минимальную дисперсию. Требования, предъявляемые к фильтру, математически записываются следующим образом:

$$\begin{cases} \rho = \mathbf{c}^H \mathbf{R} \mathbf{c} \rightarrow \min \\ \mathbf{e}^H(f_0) \mathbf{c} = 1 \end{cases}, \quad (1)$$

где \mathbf{c} – вектор из N коэффициентов фильтра, \mathbf{R} – автокорреляционная матрица обрабатываемого сигнала, $\mathbf{e}(f_0)$ – вектор комплексных экспонент.

Теоретические значения коэффициентов такого фильтра описываются формулой [1]:

$$\mathbf{c} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{e}(f_0)}{\mathbf{e}^H(f_0) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{e}(f_0)}.$$

Ограничение данного алгоритма состоит в том, что он может быть использован только для сигналов с невырожденной автокорреляционной матрицей \mathbf{R} . Для вырожденной матрицы \mathbf{R} существует бесконечное количество наборов возможных значений коэффициентов фильтра, удовлетворяющих указанным условиям (1). Класс решений необходимо сузить введением некоторого дополнительного критерия оптимальности:

$$\Phi(\mathbf{c}) \rightarrow \text{opt}.$$

Функционал $\Phi(\mathbf{c})$ накладывает ограничения на коэффициенты фильтра. Выбор этого функционала основывается на доступной априорной информации о приемлемых характеристиках фильтра, например, степени подавления боковых лепестков в АЧХ фильтра. В качестве такого функционал-критерия может быть выбран критерий минимума нормы вектора коэффициентов:

$$\Phi(\mathbf{c}) = \sum_{k=1}^N |c_k|^2. \quad (2)$$

Это соответствует максимальному в среднеквадратичном смысле подавлению белого гауссова шума.

Введение дополнительного функционала (2) было заменено использованием псевдообратной матрицы Мура–Пенроуза для расчета коэффициентов фильтра, получаемой с помощью разложения матрицы по сингулярным числам, что соответствует решению минимальной нормы.

Численное решение данной задачи было найдено с помощью итерационной процедуры одномерной оптимизации. В основе этого метода лежит задача минимизации функционала дисперсии выхода фильтра Кейпона, зависящего от N переменных (коэффициентов фильтра), при линейном ограничении, налагаемом на частотную характеристику фильтра (1). Задача условной оптимизации функционала сводится к безусловной оптимизации функционала $\Phi(\mathbf{c})$ введением неопределенных множителей Лагранжа. Требование равенства нулю первой вариации функционала $\Phi(\mathbf{c})$ позволяет выразить коэффициенты фильтра через множитель Лагранжа. Дальнейшее решение должно быть найдено одним из численных методов одномерной оптимизации, например, методом Хука–Дживса [2].

Эффективность работы данного алгоритма построения фильтров была исследована в задаче декодирования ЧМ сигналов в условиях аддитивных шумов и неточного знания центральной частоты. На рисунке представлена схема декодирования. ЧМ сигнал обрабатывается двумя фильтрами, настроенными на несущие частоты сигнала f_1 и f_2 . Решение о текущем значении частоты принимается пороговым методом по разнице откликов на выходе фильтров. Модулирующая битовая последовательность определяется значениями выхода такого алгоритма в моменты времени, соответствующие началам битов.

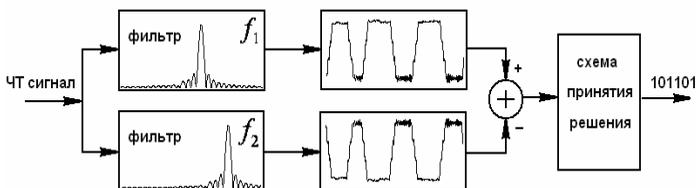


Рис.

Полученные при моделировании результаты позволяют сделать вывод об устойчивости данного алгоритма к влиянию сильных аддитивных шумов в канале связи и сдвига частот сигнала вследствие эффекта Доплера.

- [1] Марпл–мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990. 584 с.
- [2] Базара М., Шетти К. Нелинейное программирование. Теория и алгоритмы. М.: Мир, 1982. 583 с.

О ВОЗМОЖНОСТИ МИНИАТЮРИЗАЦИИ НАПРАВЛЕННЫХ ФИЛЬТРОВ ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

О.В. Кузнецова, Э.Л. Привер

ФГУП НПП «Салют»

Направленные фильтры (НФ), сочетающие в себе свойства направленных ответвителей и полосовых фильтров, используются для сложения или разделения сигналов СВЧ с различными частотами. Они представляют собой восьмиполосники с согласованными и попарно развязанными входами (выходами). Технически реализуемая полоса пропускания НФ не превышает, как правило, 5% [1].

В микрополосковом исполнении обычно реализуется схема НФ, содержащая несколько кольцевых резонаторов, имеющих на центральной частоте полосы пропускания f_0 электрическую длину $\theta_k = 360^\circ K$, где K – целое число [2]. Широкому применению НФ в дециметровом диапазоне длин волн препятствуют их большие габариты. Так, например, при $f = 1$ ГГц для НФ, выполненном на подложке из поликора, периметр кольца при $\kappa = 1$ равен 118,1 мм.

В настоящем докладе предлагается существенно сократить габариты НФ за счёт включения в состав кольцевых резонаторов фазовращающих звеньев типа фильтров верхних частот (ФВЧ). Приведём схему простейшего однорезонаторного НФ с ФВЧ звеньями (рис.1).

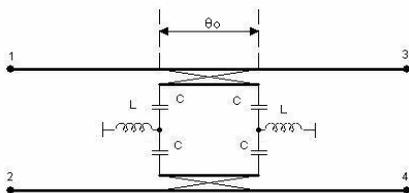


Рис.1

Схема содержит два направленных ответвителя (НО) с электрическими длинами области связи $\theta_0 = 45^\circ$ (при $f = f_0$) и два Т-образных ФВЧ с элементами L, C , имеющих характеристическое сопротивление Z_0 , равное волновому сопротивлению линии передачи $\rho = 50$ Ом, каждый из которых вносит на f_0 фазовый сдвиг $\varphi_0 = -45^\circ$. Кольцевой

резонатор здесь образован соединением отрезков линии, входящих в состав ответвителей и двух ФВЧ. При $f = f_0$ суммарный фазовый набег в кольце $\theta_k = 0^\circ$, т.е. резонанс обеспечивается при нулевой электрической длине кольца. Суммарная электрическая длина отрезков линии равна 90° , а габариты ФВЧ, выполняемых на элементах с сосредоточенными параметрами, малы по сравнению с длиной волны. Параметры элементов Т – ФВЧ рассчитываются по формулам [3]:

$$L = \frac{Z_0}{\omega_0 \sin|\varphi_0|}; C = \frac{1}{Z_0 \omega_0 \operatorname{tg}|\varphi_0 / 2|}, \text{ где } \omega_0 = 2\pi f_0.$$

Приведём результаты компьютерного моделирования НФ (с параметрической оптимизацией, без учёта потерь в элементах схемы). Исходные данные: $f_0 = 1$ ГГц, материал платы – поликор с $\epsilon_r = 9.8$ мм и толщиной $h = 1$ мм, зазор между полосковыми проводниками ответвителей $\Delta S = 0.1$ мм, $\theta_0 = 45^\circ, \varphi_0 = -45^\circ$. Результаты расчё-

та: $l = 12.9$ мм, $L = 12.7$ нГн, $C = 7.9$ пФ. Графики частотных характеристик НФ $10\lg|S_{11}|(\text{дБ})$, $10\lg|S_{12}|(\text{дБ})$, $10\lg|S_{13}|(\text{дБ})$, $10\lg|S_{14}|(\text{дБ})$ приводятся на рис.2.

На рис.3 для сравнения приводятся характеристики НФ–прототипа с электрической длиной $\theta_k = 360^\circ$, $\theta_0 = 90^\circ$ и с той же величиной $\Delta S = 0.1$ мм. Ширина полосы пропускания по уровню 3 дБ для описываемого НФ равна 79 МГц, а для прототипа 73 МГц, потери при $f_0 = 1$ ГГц равны 1.074 дБ, для прототипа 1.31 дБ. Неравенство нулю потерь на частоте резонанса обусловлено неидеальной направленностью микрополосковых ответвителей.

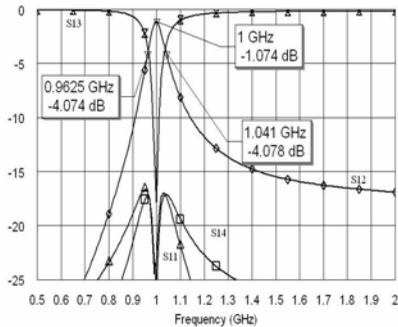


Рис.2

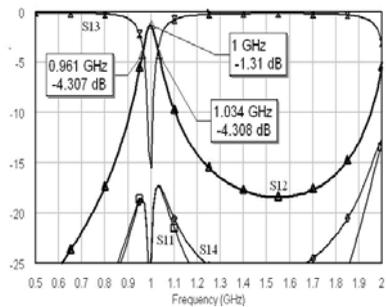


Рис.3

Величина θ_0 не обязательно должна быть равна 45° , она может находиться в пределах от 0 до 90° при соблюдении условия резонанса $\theta_0 = |\varphi_0|$. Так например, можно выбрать $\theta_0 = 22.5^\circ$, $\varphi_0 = -22.5^\circ$ и тогда НФ с $f_0 = 500$ МГц будет иметь те же габариты, что и НФ с $f_0 = 1$ ГГц. Однако существует некий разумный предел вариации θ_0 , обусловленный уменьшением собственной добротности резонатора.

Предлагаемое решение открывает возможность проектирования миниатюрных направленных фильтров НФ дециметрового диапазона длин волн.

- [1] Матгей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т.2. / Пер.с англ. Под ред. Л.В.Алексеева. М.: Связь, 1972. С. 280.
- [2] Фельдштейн А. Л., Явич Л.Р., Смирнов В.П. Справочник по элементам волноводной техники. М.: Сов. Радио, 1967. С. 631.
- [3] Карпов В.М., Малышев В.А., Перовщиков И.В. Широкополосные устройства СВЧ на элементах с сосредоточенными параметрами. М.: Радио и связь, 1984. С.25.

ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КОДА МАНЧЕСТЕР II

Р.А. Забытин, М.С. Самойлова

Нижегородский госуниверситет

Важной особенностью современных РЛС является применение высокоскоростных каналов передачи данных. Поскольку большая часть обработки сигналов происходит в цифровом виде и разрядность информации достаточно велика, то целесообразно передавать каждый разряд отдельно. Поставленная проблема решается путем преобразования информации из параллельного кода в последовательный для передачи по каналу связи. Для передачи информации используется код Манчестер II, главным достоинством которого является его самосинхронизация, поскольку сигнал меняется в каждом битовом интервале (единица кодируется отрицательным перепадом сигнала в середине битового интервала, нуль – положительным перепадом).

На рис. 1 показано, из чего состоит рассматриваемая линия передачи:

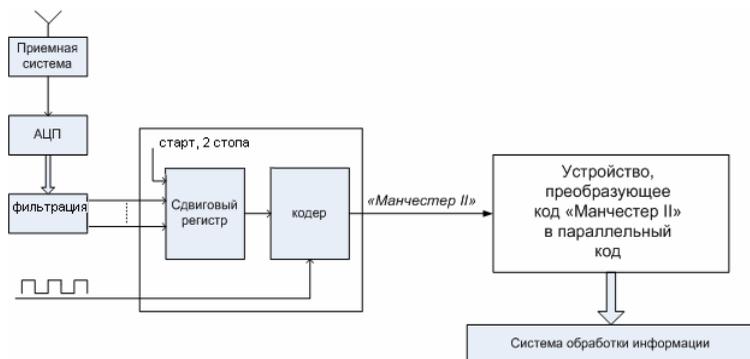


Рис. 1

Радиолокационная информация с приемной системы поступает на АЦП, где происходит ее оцифровка. После этого, пройдя через пространственный фильтр и прореживание, данные поступают на сдвиговый регистр. Предварительно к данным на входе сдвигового регистра были добавлены старший разряд, равный единице (стартовый бит) и два младших разряда, равных нулю (стоповые биты). Благодаря этому, на выходе сдвигового регистра, преобразующего параллельный код в последовательный, данные представлены в виде последовательной старт-стоповой комбинации (ПССК). Выход сдвигового регистра подключен к кодеру «Манчестер II», с выхода которого данные по кабелю передаются на систему обработки информации. Чтобы данные получили удобный для обработки вид, использовано устройство, преобразующее последовательный код «Манчестер II» в параллельный и состоящее из следующих частей.

АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВРЕМЕННОГО СДВИГА СИГНАЛОВ КОРОТКИХ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПАКЕТОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

М.М. Сорохтин

Нижегородский госуниверситет

К настоящему времени накоплен большой опыт в области оптимального обнаружения сигналов. Развитая теория и методология оптимального обнаружения предоставляет множество методов решения задачи, однако для достижения максимальной эффективности требуется выполнение таких условий, как гауссовость, невысокий уровень шума и достаточно длинная выборка сигнала [1].

В данной работе представлен адаптивный алгоритм обнаружения и декодирования сигналов с фазовой манипуляцией на основе фильтров фазовой и временной автоподстройки [2]. Адаптивный фильтр подстройки фазы принимаемого сигнала обеспечивает коррекцию фазы опорного колебания демодулятора, повышая тем самым устойчивость демодуляции к изменениям несущей частоты, а также к фазовым шумам. Фильтр временной автоподстройки предназначен для определения моментов времени начала и окончания фазовой манипуляции, определения скорости модуляции и адаптивного поддержания оптимального режима выборки символов из отсчетов демодулированной фазы. Применение адаптивного управления выборкой придает алгоритму устойчивость по отношению к девиации частоты передачи символов в фазоманипулированном сигнале, предотвращая проявление традиционных для неадаптивных систем «вставок» и «выпадений» символов из потока данных.

Разработанный адаптивный алгоритм обнаружения и декодирования ФМ сигналов по сравнению с традиционным (на основе схемы Костаса) обладает свойством масштабируемости: без изменения архитектуры он может быть использован для работы с многопозиционными видами фазовой манипуляции – ФМ4, ФМ8 и т.д.

Принцип работы алгоритма адаптивной автоподстройки может быть представлен, как решение задачи оптимизации:

$$y_i = \arg \left\{ \min \left\{ \varphi_i - \left(\alpha_i + z \cdot \frac{2\pi}{M} \right) \right\} \right\}, z \in \{0, 1, \dots, M-1\},$$

где φ_i – входной отсчет фазы сигнала; M – количество разрешенных значений фазы; z – итерационный параметр, пробегающий ограниченный ряд последовательных значений, соответствующих разрешенным значениям фазы; α_i – параметр фильтра, имеющий физический смысл фазы сигнала, соответствующей передаче нулевого символа. Этот параметр является для фильтра подстраиваемым.

Передискретизация последовательности y_i с частотой, равной частоте передачи символов, дает искомым модулирующий двоичный ряд данных. Для обеспечения надежного декодирования и предотвращения характерных вставок и пропусков символов необходимо корректировать положение функции отсчетов дискретизато-

ра так, чтобы моменты выборки совпадали с серединами символьных сегментов сигнала. Для выполнения поставленной задачи предназначен адаптивный дискретизатор со схемой временной подстройки.

Для сравнения разработанного алгоритма с известными было выполнено исследование методами компьютерного моделирования с реализацией сигнала в шумовой обстановке, характерной для данной задачи. В результате статистического моделирования получена зависимость вероятности ошибочного принятия символа от отношения сигнал/шум для двух видов модуляции: ФМ2 и ФМ4. В результате анализа результатов сделан вывод о том, что представленный алгоритм обеспечивает результат лучший, чем схема Костаса, в среднем на 10 дБ для модуляции ФМ2 и на 5 дБ для модуляции ФМ4.

При обнаружении сигналов в таких областях, как радиолокация, радионавигация и др. актуальной является задача определения временного сдвига между реализациями сигнала, прошедшими по каналам с различными параметрами. В общем случае эта задача может быть решена обобщенным методом максимального правдоподобия (метод функции неопределенности) [3]. Однако полное вычисление функции неопределенности на интервале обнаружения сигнала по временному и частотному сдвигам является достаточно вычислительно емкой задачей.

В данной работе предлагается модифицированный метод на основе построения сечения функции неопределенности с применением нелинейного спектрального преобразования. Переход к построению сечения позволяет существенно уменьшить объем требуемых вычислений и памяти без потери точности решения. Использование нелинейного преобразования инверсии позволяет при построении сечения получать спектральные оценки с более высоким частотным разрешением при ограниченной длине сигналов [4].

Алгоритм определения временного сдвига был исследован методами статистического моделирования на сигналах ФМ2 и ФМ4 различной длины при разных уровнях шумов. В результате анализа сделан вывод о возможности применения нелинейного спектрального оценивания методом инверсии при реализации алгоритма построения функции неопределенности для обнаружения сигналов с ограниченным объемом информации (до 60 символов). При обработке коротких информационных пакетов нелинейный метод обеспечивает большую вероятность правильного обнаружения при достаточно сильном аддитивном шуме (от -15 до -5 дБ).

- [1] Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
- [2] Апорович А.Ф., Чердынцев В.А. Радиотехнические системы передачи информации. Учебное пособие для радиотехнических специальных вузов. Мн.: Высшая школа, 1985. 215 с.
- [3] Вудворд Ф.М. Теория вероятностей и теория информации с применениями в радиолокации / Пер. с англ. Под ред. Горелика Г.С. М.: Сов. радио, 1955. 128 с.
- [4] Аратский Д.Б., Морозов О.А., Солдатов Е.А., Фидельман В.Р. // Радиоэлектроника. 1992. №11. С. 45.

ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМА ПОЛИГАРМОНИЧЕСКОЙ ЭКСТРАПОЛЯЦИИ ДЛЯ РЕСТАВРАЦИИ АУДИОЗАПИСЕЙ

А.П. Евсеев, Д.А. Сысоев

Нижегородский госуниверситет

При передаче и хранении аналоговых сигналов могут происходить искажения или потери участков данных. Это могут быть нерегулярные сбои в телеметрических каналах, механические повреждения носителей аудиозаписей (аудиокассет или грампластинок) и другие подобные ситуации, общим в которых является нерегулярность следования поврежденных участков и их относительно высокая интенсивность, что не позволяет использовать традиционные методы линейной фильтрации и необходимо просто заменить поврежденный участок на его оценку, полученную с использованием закономерностей изменения сигнала в окрестности поврежденного участка. Необходимо сразу отметить, что задача установления границ, т.е. начала и конца искаженных участков, не рассматривается в рамках нашего исследования и представляет в общем случае отдельную задачу за исключением тривиальных случаев полного пропадания или резкого повышения уровня сигнала на поврежденном участке.

С точки зрения математики мы имеем дело с задачей интерполяции, то есть нахождения значений некоторой функции внутри отрезка по её значениям вне этого отрезка. Но, в отличие от традиционной постановки (когда рассматриваются не более нескольких десятков точек и при этом используются интерполирующие полиномы соответствующего порядка), в задаче восстановления аудиофайлов требуется вычислять сотни и тысячи отсчетов внутри одного поврежденного участка. Для традиционного подхода это практически нерешаемая задача, поскольку требует полиномов очень высокого порядка.

Представляется целесообразным применить для восстановления потерянных отсчетов алгоритм полигармонической экстраполяции, физическая суть которого изложена в [1]. Этот алгоритм хорошо подходит для экстраполяции сигналов в виде суперпозиции синусоид с медленно меняющейся амплитудой, что соответствует модели аудиосигнала [2, 3]. Применяя этот алгоритм и опираясь на неповрежденные отрезки записи, примыкающие к поврежденному слева и справа, можно получить оценку для точек поврежденного участка как слева, так и справа. Использование этих оценок необходимо производить с учетом того факта, что точность экстраполяции монотонно снижается по мере удаления вычисляемой точки от последней точки известного интервала. Это можно учесть с помощью «метода взвешенного усреднения», когда ближайшей точке придаётся максимальный вес «1», а самой дальней «0». В середине восстанавливаемого интервала веса оценок слева и справа одинаковы («0,5» и «0,5») [4].

Для реализации указанного подхода был разработан соответствующий виртуальный прибор в среде графического программирования «LabView 8.20» и проведено имитационное моделирование процедуры реставрации модельных и реальных сигналов (см. рис.).

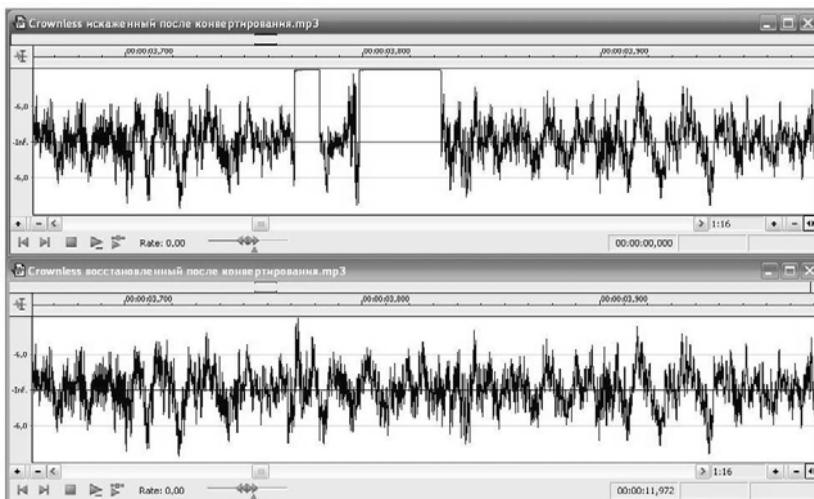


Рис. Сверху – искаженный сигнал, снизу – восстановленный сигнал.

Результаты по восстановлению искаженных сигналов в целом положительные. Сравнение с аналогичной программой «MP3Doctor» показало существенное улучшение качества реставрации дефектов аудиофайлов в виде резких щелчков.

Использование двумерного обобщения алгоритма полигармонической экстраполяции позволяет распространить этот подход и на двумерные сигналы (фотографии).

- [1] http://www.unn.ru/?file=vestniki_journals&anum=1401.
- [2] Евсеев А.П., Баданов В.В. //Труды Шестой научной конференции по радиофизике. 7 мая 2002 г. / Ред. А.В. Якимов. Н.Новгород: ТАЛАМ, 2002. С.169.
- [3] Сысоев Д.А., Евсеев А.П. //Труды международной научно-практической конференции. М.: Российский университет дружбы народов, 2007. С. 529.
- [4] Kauppinen I., Roth K. // Proc. of the 5th International Conference on Digital Audio Effects (DAFx-02). Hamburg, Germany, 2002.

ДИСКРЕТНЫЙ СИНТЕЗ АКТИВНОГО ПОЛОСОВОГО ДЕКАДНОГО ПОЛИНОМИНАЛЬНОГО ФИЛЬТРА

В.Н. Бугров, Г.М. Трубин

Нижегородский госуниверситет

Каскадное построение структуры активного фильтра, где в качестве звеньев используются схемы с многопетлевой обратной связью (МОС), при больших порядках имеет высокую чувствительность функциональных характеристик (АЧХ и

ФЧХ) к отклонениям номиналов пассивных элементов (резисторов и конденсаторов) от рассчитанных значений. Для уменьшения данного нежелательного эффекта в настоящее время используют связно-каскадные структуры активных фильтров, где в качестве звена используют так называемую полиномиальную схему [1, 2].

Как показали эксперименты, полиномиальная схема имеет лучшие частотно-избирательные свойства по сравнению со схемой с МОС. Данное схемотехническое решение было применено для решения задачи дискретного синтеза активного полосового декадного фильтра с полосой пропускания 300–3400 Гц. Также для решения поставленной задачи было предложено использовать каскадную структуру для синтеза верхнего и нижнего срезов полосового фильтра отдельно, что позволит менять крутизну срезов независимо друг от друга, что невозможно при классическом построении полосового фильтра. Схемотехническое решение представленное на рис.1 иллюстрирует полосовой фильтр, реализованный последовательным включением полиномиального ФВЧ шестого порядка и полиномиального ФНЧ восьмого порядка. На рис.2. (а, б, в) приведены АЧХ ФВЧ, ФНЧ и всего фильтра соответственно.

Данная задача была решена дискретным синтезом с помощью пакета BARC, когда варьируемые параметры фильтра соответствовали стандартному дискретному ряду E192 [3].

По сравнению со структурой с МОС, данная связно-каскадная структура более устойчива к отклонениям номиналов резисторов и конденсаторов от рассчитанных значений. Так пассивные элементы резисторы и конденсаторы могут иметь допуск до 10%. Другим преимуществом связно-каскадной структуры по сравнению с МОС-структурой является возможность регулировки усиления и полосы фильтра при изменении номиналов минимального количества резисторов [2]. Еще одно важное преимущество полиномиальных схем, входящих в состав связно-каскадных структур, проявляется в снятии жестких ограничений на величину резисторов обратной связи. В схемах с МОС эта величина чаще всего не должна превышать 1 МОм, в противном случае фильтр работает неустойчиво [2, 3]. Указанный номинал резистора обратной связи определяется конструктивными особенностями операционных усилителей и схемой их подключения в МОС-звеньях. В полиномиальных звеньях величина сопротивления обратной связи распределяется между резисторами внутрикаскадной и межкаскадной обратной связей, поэтому величины номиналов более 1 МОм не оказывают негативного влияния на работу схемы.

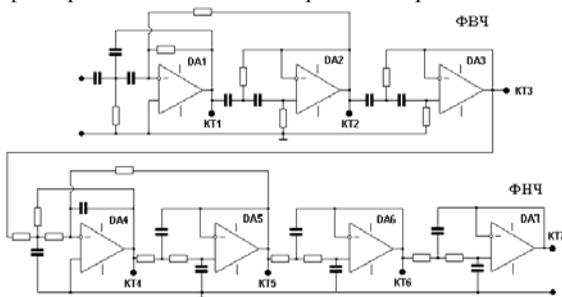


Рис.1

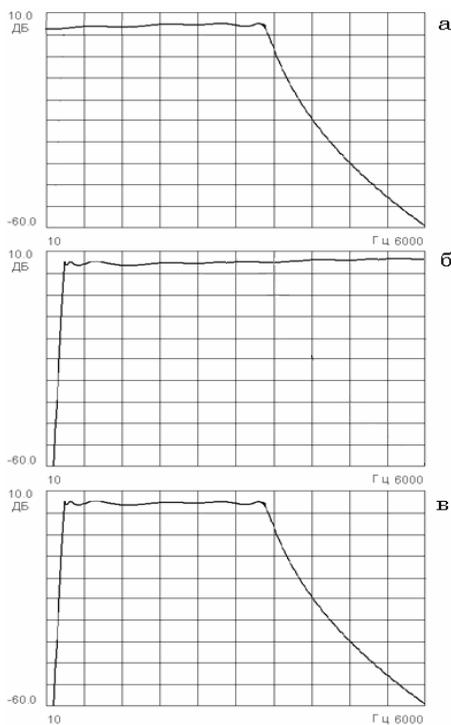


Рис.2

Устойчивость к погрешностям номиналов элементов и относительная легкость изменения полосы пропускания с сохранением неравномерности АЧХ позволяет применять связно-каскадные структуры активных фильтров в аппаратуре со сканирующей частотной полосой, например, в системах охраны трубопроводов, являющихся адаптивными системами в частотной области. Резисторы R4, R6, R7 в данном случае заменяются цифровыми потенциометрами (например, AD8400–AD8404), управляемыми встроенным PIC-контроллером. Выбор частотной полосы осуществляется на основе данных первичной обработки сигналов.

При этом благодаря интеграции и минимизации современных микросхем, активные фильтры занимают весьма небольшой объем. Так, для реализации рассматриваемого полиномиального фильтра на микросхемах типа MCP6144 или MAX4254 необходимы всего две микросхемы.

- [1] Джонсон Д., Джонсон Дж., Мур Г. Справочник по активным фильтрам. М.: Энергоатомиздат, 1983.
- [2] Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры. М: Мир,1982.
- [3] Справочник по расчёту и проектированию ARC-схем / Под ред. проф. А.А. Ланнэ. М.: Радио и связь, 1984.

МОРФОЛОГИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ПРИЕМНОЙ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОЙ СТАНЦИИ

Г.В. Юрина, В.Н. Бугров

Нижегородский университет

Экспертизу и оптимизацию приемной гидроакустической станции на структурном уровне наиболее целесообразно осуществлять морфологическим методом, имеющим существенные преимущества перед другими известными методами. В

данной статье рассматриваются основные этапы компьютерной экспертизы гидроакустической станции на базе морфологической экспертной оболочки MORFEX [1].

В режиме морфологического анализа (экспертизы) эта система предоставляет возможность получить количественную оценку структуры приемной станции, а также оценить качество функционирования ее отдельных узлов (функциональных элементов структуры).

Последовательность проведения морфологического анализа приемной станции следующая [1, 2]:

1. Выявление структуры приемной станции на основе ее функционального анализа. В таблице 1 приведены названия выявленных функций (структуры) станции и их описание.

Табл. 1

Функции	Название	Описание функций
Ф1	Гидрофон	Преобразование акустического сигнала в электрический
Ф2	Согласующее устройство	Согласование импедансов
Ф3	Селектирующее устройство	Выделение полезного сигнала
Ф4	АРУ	Поддержание уровня сигнала на выходе
Ф5	Преобразователь	Синхронный детектор
Ф6	Принятие решения	Блок принятия решения

2. Определение критериев экспертизы и их относительной значимости.

Критериями экспертизы для оценки выявленных выше функциональных элементов станции являлись следующие 5 критериев:

- чувствительность, с весом (значимостью) 100%;
- избирательность, с весом 50%;
- экономичность по питанию, с весом 100%;
- надежность, с весом 75%;
- габариты, с весом 75%.

3. Формирование табл. 2 – морфологического анализа текущей структуры (прототипа) приемной станции. В заголовки столбцов таблицы вносятся функции структурного элемента или их названия, а в первой строке указываются текущие реализации этих функций.

Табл. 2

Гидрофон	Согл. устройство	Селект. устройство	АРУ	Преобразователь	Блок прин. реш.	Оценка
Пьезопакет	Ист. эммит. повт.	Анал. акт. фильтр	Прям. аналог.	Синхр. детектор	Дешифр. Аналог.	
4 5 8 7 2	8 6 7 8 8	6 2 4 3 4	7 0 5 5 4	8 2 3 7 9	7 7 2 3 3	
4,25	6,19	3,25	4,69	5,75	3,4	442,9

4. Проведение экспертной оценки станции по указанным экспертным критериям. Применяется девятибалльная шкала экспертных оценок:

$$O_{ij}^k = 1, 2, \dots, 9 \quad k = \overline{1, \mu} \quad (1)$$

где k – число экспертных критериев, i – номер строки экспертной таблицы, j – номер столбца.

5. Проведение анализа – автоматической процедуры вычисления итоговых оценок для каждой заданной структуры станции (табл. 2). Сначала по частной оценке (1) рассчитывается усредненная по всем экспертным критериям оценка:

$$O_{ij} = \frac{1}{\mu} \sum_{k=1}^{\mu} \alpha_k O_{ij}^k, \quad (2)$$

где α_k – значимость критерия, а затем для каждой строки высчитывается итоговая оценка O_i :

$$O_i = \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L O_{ij}, \quad (3)$$

как средневзвешенная по всем столбцам экспертной таблицы оценка, где L – длина (номенклатура) структуры станции. Для подчеркивания разброса итоговых оценок структур кроме основной линейной шкалы могут быть применены нелинейные шкалы – квадратичная, кубическая и биквадратная.

- [1] Воинов Б.С., Бугров В.Н., Воинов Б.Б. Информационные технологии и системы: Монография. В 2 кн. Книга I. Методология синтеза новых решений. М.: Наука, 2007.
- [2] Морфологическая экспертиза поставок: Методическая разработка / Сост. Бугров В.Н., Синцов В.Г. Под ред. Л.Ф.Суходоевой. Н.Новгород: ННГУ, 2004.

ВЛИЯНИЕ СОЛНЕЧНОЙ АКТИВНОСТИ НА ВАРИАЦИИ ИНТЕНСИВНОСТЕЙ ЛИНИЙ АТМОСФЕРНОГО ОЗОНА НА ОСНОВАНИИ НАБЛЮДЕНИЙ В НИЖЕГОРОДСКОМ ГОСУНИВЕРСИТЕТЕ

И.П. Ястребов

Нижегородский госуниверситет

В Нижегородском госуниверситете на кафедре радиотехники с 1994 года выполняется программа исследования влияния внешних факторов на вариации атмосферного озона O_3 . За период 1996–2003 гг. получены ряды данных об интенсивностях линий озона на резонансных частотах 96228 и 101736 МГц. В процессе исследований также были использованы данные ИПФ РАН микроволновых наблюдений O_3 в городах Нижний Новгород и Апатиты. Первым значимым результатом стало обнаружение относительно слабой положительной корреляции отношения интенсивностей двух линий озона с числом нейтронов [1]. Впоследствии обнаружена более сильная корреляция числа атмосферных нейтронов с абсолютными

интенсивностями линий [2]. Установлена тенденция к смене знака коэффициента корреляции числа зарегистрированных на поверхности Земли нейтронов с плотностью озона с ростом высоты от 25 до 60 км и возможность появления статически значимых значений коэффициента корреляции между плотностью озона и числом протонов в периоды повышенной солнечной активности [3].

В данной работе внимание уделено влиянию солнечной активности на содержание O_3 . Методика исследований основана на расчете взаимной функции корреляции $K_{кор}(\Delta t)$ в зависимости от временного сдвига Δt между измеренными интенсивностями линий озона на установке ННГУ и количеством нейтронов, зарегистрированных на поверхности Земли монитором в г.Троицке (Московская область), а также числом протонов, по данным спутника GOES-8, с энергией, превосходящей 100 МэВ или 10 МэВ. Данные о частицах доступны в Интернете [4, 5]. Заметим, что поверхности Земли достигают частицы с энергией 300 МэВ и выше. Целью работы стало выявление характерных отличий в поведении $K_{кор}(\Delta t)$ для частиц различного типа и энергии, а также отличий $K_{кор}(\Delta t)$ для периодов спокойного и активного Солнца.

На рис. 1–6 представлены примеры зависимостей $K_{кор}(\Delta t)$. Рис.1 и 4 соответствуют функции корреляции между интенсивностями линий озона и числом нейтронов; рис.2 и 5 – функции корреляции между интенсивностями линий озона и числом протонов с энергией, превосходящей 100 МэВ; рис.3 и 6 – то же для протонов, но с энергией больше 10 МэВ. Первые три рисунка даны для тех лет, когда солнечная активность была близка к минимуму (1996–1998, 2003 гг.), последние три соот-

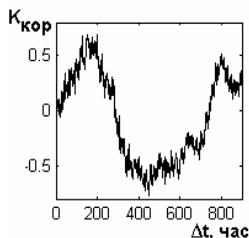


Рис. 1

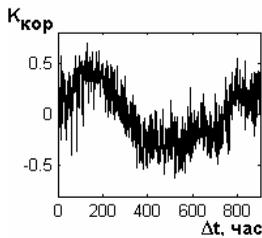


Рис. 2

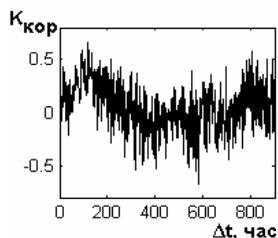


Рис. 3

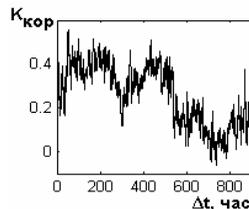


Рис. 4

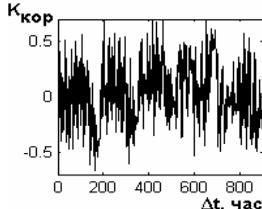


Рис. 5

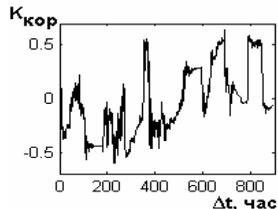


Рис. 6

ответствуют годам активной Солнца (1999–2002 гг.).

Анализ полученных зависимостей $K_{кор}(\Delta t)$ позволяет сделать следующие выводы.

1) Для всех полученных корреляционных функций: а) положительные значения коэффициента корреляции для более половины случаев; б) в ряде случаев максимум коэффициента корреляции приходится на сдвиг около 50–150 часов; в) в некоторых случаях в зависимости $K_{кор}(\Delta t)$ видна повторяемость с периодами около суток и 650 часов, которые можно объяснить влиянием периодов обращения Земли и Солнца вокруг своих осей. Тем самым отличительные особенности $K_{кор}(\Delta t)$ между O_3 и числом протонов или нейтронов схожи.

2) Для корреляционных функций, соответствующим годам спокойного Солнца, характерны подобные (по форме крупномасштабных изменений) зависимости, с тем отличием, что для частиц с низкой энергией кривые получаются более изрезанными и флуктуирующими.

3) Для корреляционных функций, соответствующим годам активного Солнца: а) различные по форме кривые $K_{кор}(\Delta t)$ для рядов протонов и нейтронов; б) не проявляется период 650 часов для $K_{кор}(\Delta t)$ между интенсивностями линий озона и числом протонов.

- [1] Савельев Д.В., Ястребов И.П. //Труды Шестой научной конференции по радиофизике 7 мая 2002 года. Ред. А.В. Якимов. Н.Новгород: ТАЛАН, 2002. С.160.
- [2] Кисляков А.Г., Ястребов И.П., Савельев Д.В., Шкелев Е.И. //Иzv. вузов. Радиофизика, 2003, № 11. С. 953.
- [3] Кисляков А.Г., Куликов Ю.Ю., Ястребов И.П. // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. Серия Радиофизика. Вып.2. Н.Новгород: ННГУ, 2004. С.161.
- [4] <http://cr0.izmiran.rssi.ru/mosc/main.htm>
- [5] <http://spidr.ngdc.noaa.gov/spidr/index.html>