

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал
№ 2/2011

Издается с 1999 года
Выходит четыре раза в год

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР
Ю.Б. ЗУБАРЕВ

ЗАМЕСТИТЕЛИ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА:
В.В. ВИТЯЗЕВ, В.П. ДВОРКОВИЧ

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Б.А. Алпатов, Б.А. Бабаян, Ю.И. Борисов,
Ю.А. Брюханов, С.А. Грибачев, Г.В. Зайцев,
Р.В. Зубарев, А.П. Кирпичников, М.И. Кривошеев,
Н.А. Кузнецов, В.Г. Мистюков, С.Л. Мишенков,
А.А.Петровский, Ю.Н. Прохоров,
Ю.Г. Сосулин, В.В. Шахильдян, Ю.С. Шинаков

Адрес редакции:

107031 Москва, Рождественка, 6/9/20, стр. 1
Тел.: (495) 621-06-10, (495) 621-16-39
Факс: (495) 621-16-39
E-mail: nto.popov@mtu-net.ru
vityazev.v.v@rsreu.ru
http://www.dspsa.ru

Для писем:

129090 Москва, а/я 48.

Издатель:

Российское научно-техническое общество
радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова
Компьютерная верстка: А.Л. Витязева
Дизайн: Н.С. Осипова

Подписной индекс по каталогу
ОАО «Роспечать» – **82185**

Подписано в печать 27.06.11 г.
Формат 60x90/8.

Гарнитура «Aria». Печать офсетная.
Бумага офсетная. Печ.л. 6,5. Тираж 700 экз.

Заказ № 3534. Отпечатано в
ООО НПЦ «Информационные технологии»
Рязань, ул. Островского, д. 21/1
тел.: (4912) 98-69-84

Издание зарегистрировано в Министерстве
Российской Федерации по делам печати,
телерадиовещания и средств
массовых коммуникаций.
Свидетельство о регистрации ПИ № 77-1488
от 14.01.2000

УЧРЕДИТЕЛИ:

ЗАО «Инструментальные системы»
ФГУП «НИИ радио»

В НОМЕРЕ:

Шилин А.Н., Лавеева К.А.

*Цифровое моделирование преобразований
стохастических сигналов в информационно-
управляющих системах* 2

Глинченко А.С., Комаров В.А., Тронин О.А.

*Спектрально-весовые измерения параметров
полигармонических сигналов* 6

Марпулец Ю.В., Тристанов А.Б.

*Применение метода разреженной аппроксимации
в задачах анализа сигналов геоакустической
эмиссии* 13

Шахрай В.И.

*Цифровая обработка изображений в системе точного
висения вертолета* 18

Шахрай В.И., Арзуманян Э.П., Усова Н.Г.

*Полунатурное моделирование системы точного
висения вертолета* 23

Санцев К.Б.

*Некоторые аспекты построения интеллектуальных
комплексов видеонаблюдения* 27

Коваленко В.Б., Кочерга М.С., Семерников Е.А.

*Система обработки астрофизических снимков на базе
реконфигурируемого ускорителя персонального
компьютера РУПК-50* 32

Костров В.В., Ракитин А.В.

*Применение дробной децимации в системах
обработки траекторного сигнала РСА космического
базирования* 37

Костров Б.В.

*Корреляционно-экстремальный метод обнаружения
цифровых сигналов* 46

Клионский Д.М., Орешко Н.И., Геппенер В.В.

*Декомпозиция на эмпирические моды с параболической
интерполяцией огибающих в задачах очистки
сигналов от шума* 51

Подписной индекс по каталогу
ОАО «Роспечать» – **82185**

ЦИФРОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ СТОХАСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМАХ

Шилин А.Н., заведующий кафедрой «Электротехника» Волгоградского государственного технического университета, д.т.н. профессор, e-mail: eltech@vstu.ru.

Лавеева К.А. старший преподаватель кафедры «Электротехника» Волгоградского государственного технического университета, e-mail: ksenlavmeister@gmail.com.

Ключевые слова: информационно-управляющая система, моделирование, стохастические сигналы, динамические звенья, оценка погрешности.

Введение

В связи с широким внедрением цифровых методов обработки информации в управляющих системах, часто возникает задача оценки точности обработки сигналов и определения шумов, описываемых случайными функциями. Обычно при расчете погрешностей используют известные методики анализа точности первичных преобразователей информации (датчиков). Однако оценка погрешностей цифровых устройств, как правило, не выполняется, поскольку в цифровых устройствах часто используется большое число разрядов при обработке данных. При моделировании динамических звеньев, описываемых дифференциальными уравнениями, применяются рекурсивные алгоритмы. При реализации этих алгоритмов происходит накопление погрешностей, а потому, даже при большом числе разрядов, возможны значительные погрешности на выходе устройства. Анализ литературных источников показал, что на сегодняшний день очень мало публикаций по анализу точности цифровых устройств в информационно-управляющих системах. Таким образом, в настоящее время существует проблема оценки точности цифровых устройств и разработки методики получения соотношений между характеристиками входных и выходных случайных сигналов.

При цифровой обработке сигналов основным численным методом является аппарат z-преобразования [1]. Поэтому решение поставленной задачи связано с использованием этого аппарата и предельных теорем в z- и p-областях. Стандартная методика анализа прохождения случайных сигналов через аналоговые устройства, представленная посредством электрических схем замещения, подразумевает вычисление интеграла Винера-Хинчина [2]. Однако было выяснено, что преобразование Лапласа и z-моделирование значительно упрощают операции Винера-Хинчина [3], и была сделана попытка решить задачу с помощью теоремы о начальном значении оригинала для z-преобразования [3, 4, 5]. При этом величина дисперсии случайного сигнала на выходе динамического звена определялась с помощью формулы:

Рассматривается моделирование процессов прохождения стохастических сигналов в информационно-управляющих системах. Разработана методика расчета дисперсии случайного сигнала на выходе отдельных динамических звеньев и системы в целом, связанная с теоремой о начальном значении оригинала для преобразования Лапласа. Использование полученной методики в области z-переменной позволяет вычислить дисперсию сигнала на выходе цифровых устройств обработки информации.

$$\sigma_{вых}^2 = \sigma_{вх}^2 \lim_{z \rightarrow \infty} W(z)W(z^{-1}), \quad (1)$$

где $\sigma_{вх}^2$ - дисперсия случайного сигнала в виде белого шума на входе цепи, $W(z)$ - передаточная функция звена в виде z-образа.

Однако, при проведении расчетов по формуле (1), было выяснено, что результаты численных и классических методов не совпадают. Другой подход к решению поставленной задачи заключался в представлении дискретных передаточных функций основных звеньев цепи и нахождении выходного сигнала посредством рекуррентных алгоритмов. Для нахождения выходного сигнала использовался метод получения рекуррентных алгоритмов путем дискретизации непрерывных формирующих фильтров [6, 7], но этот метод оказался достаточно громоздким.

Поэтому было предложено осуществить непосредственный переход от переменной ω в классическом преобразовании Фурье к переменной p в преобразовании Лапласа, а затем и к переменной z в преобразовании Лорана, учитывая одно- и двухстороннюю природу этих преобразований.

Методика расчета дисперсии случайного сигнала на выходе динамических звеньев

Рассмотрим линейную непрерывную систему с частотной передаточной функцией $W(j\omega)$. Если на вход системы подать непрерывный стохастический сигнал со спектральной плотностью мощности $S_x(\omega)$, то на выходе получим процесс с непрерывной спектральной плотностью мощности $S_y(\omega)$ и корреляционной функцией $R_y(\tau)$, которые связаны соотношением:

$$S_y(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_y(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (2)$$

Поскольку характеристики входного и выходного сигналов связаны следующим образом [8]:

$$S_y(\omega) = |W(j\omega)|^2 S_x(\omega), \quad (3)$$

классический метод определения корреляционной функции выходного сигнала основан на вычислении интеграла:

$$R_y(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W(j\omega)|^2 S_x(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (4)$$

Из формулы (2) следует, что взаимосвязь между спектральной плотностью и корреляционной функцией выходного сигнала можно записать таким образом:

$$S_y(\omega) = \left[\int_0^{\infty} R_y(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau + \int_0^{\infty} R_y(-\tau) e^{j\omega\tau} d\tau \right]. \quad (5)$$

Аналогично и для спектральной плотности входного сигнала $S_x(\omega)$.

Изображение правой ветви корреляционной функции по Лапласу имеет вид:

$$R_y(p) = \int_0^{\infty} R_y(\tau) e^{-p\tau} d\tau. \quad (6)$$

Поэтому, заменяя в уравнении (5) $j\omega$ на p и, учитывая (3) и (6), приходим к соотношению:

$$R_y(p) + R_y(-p) = W(p)W(-p) \cdot [R_x(p) + R_x(-p)]. \quad (7)$$

Корреляционная функция является симметричной, а преобразование Лапласа – одностороннее преобразование, в отличие от преобразования Фурье, поэтому интерес представляет только положительная ветвь корреляционной функции (ветвь в правой полуплоскости). Соответственно, в формуле (7) должно остаться только слагаемое $R_y(p)$, а второе слагаемое необходимо отбросить. Чтобы совершить подобную операцию, следует разложить правую часть уравнения (7) на сумму двух слагаемых, в одном из которых перед переменной p стоит только знак «плюс», а в другом – «минус».

Возникающие в различных электрических системах погрешности, в частности погрешности квантования [9], и шумы часто представляют в виде белого шума. Корреляционная функция белого шума, как стационарная случайная функция, является четной.

$$R_x(\tau) = \frac{S_0}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega\tau} d\omega = S_0 \delta(\tau). \quad (8)$$

Заменив индекс y на x в формуле (5) и подставив туда выражение (8), получим спектральную плотность белого шума в виде:

$$S_x(\omega) = 2 \int_0^{\infty} S_0 \delta(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = S_0. \quad (9)$$

Поэтому изображение Лапласа от корреляционной функции белого шума:

$$R_x(p) = \frac{S_0}{2}. \quad (10)$$

Если принять во внимание, что теорема о начальном значении для преобразования Лапласа имеет следующий вид:

$$\lim_{t \rightarrow 0} y(t) = \lim_{p \rightarrow \infty} pY(p), \quad (11)$$

то, учитывая связь между корреляционной функцией и дисперсией, для нахождения дисперсии сигнала на выходе цепи можно использовать следующее выражение:

$$\sigma_y^{-2} = R_y(0) = \lim_{p \rightarrow \infty} pR_y(p). \quad (12)$$

Перейдем от преобразования Лапласа к z -преобразованию (Лорана). В дальнейшем под z -преобразованием будем понимать одностороннее преобразование, поэтому необходимо рассматривать корреляционную функцию при положительных значениях времени. Переход от непрерывной передаточной функции $W(p)$ по Лапласу к эквивалентной дискретной $W(z)$ осуществляется методом z -форм. Согласно прямому правилу перехода [7], имеем:

$$\frac{1}{p + \alpha} \rightarrow \frac{z}{z - e^{-\alpha T}}, \quad (13)$$

где T - период дискретизации, α - постоянная величина.

Переход к переменной z можно также осуществить с помощью различных видов аппроксимаций при разложении в ряд функции $z = e^{pT}$:

$$z = e^{pT} \approx 1 + pT \quad (\text{прямая разность или метод Эйлера}), \quad (14, \text{а})$$

$$z = e^{pT} \approx 1/(1 - pT) \quad (\text{обратная разность}), \quad (14, \text{б})$$

$$z = e^{pT} \approx \frac{1 + pT/2}{1 - pT/2} \quad (\text{метод трапеций}). \quad (14, \text{в})$$

Использование методов аппроксимации позволяет получить формулы для перехода от непрерывной передаточной функции $W(p)$ к дискретной передаточной функции $W(z)$, а именно:

$$p = \frac{z-1}{T}; p = \frac{z-1}{zT}; p = \frac{2}{T} \left[\frac{z-1}{z+1} \right]. \quad (15)$$

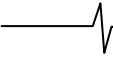
Поскольку можно записать [9], что $S_y(z) = W(z)W(z^{-1})S_x(z)$, то, как упоминалось выше, дисперсию на выходе системы предлагалось находить с использованием теоремы о начальном значении оригинала для z -преобразования в виде (1). Однако во многих случаях данная формула приводит к результату, отличному от значения, полученного посредством классических методов расчета.

Такой результат, во-первых, связан с тем, что формула (1) не учитывает односторонности z -преобразования. Во-вторых, при переходе от формулы (12) к выражению (1) теряется множитель p под знаком предела. Заметим, что необходимо также учесть преобразование предела в формуле (12) и, соответственно, вид областей сходимости при переходе от функции $R_y(p)$ к функции $R_y(z)$.

При подстановке точного значения (13) целесообразно использовать теорему о начальном значении для z -преобразования в таком виде:

$$\sigma_y^{-2} = R_y(0) = \lim_{z \rightarrow +\infty} R_y(z). \quad (16)$$

Применение методов аппроксимации (14) подразумевает нахождение дисперсии дискретного сигнала непосредственной подстановкой формул перехода (15) в выражение (12). В зависимости от вида такого перехода



дисперсия сигнала на выходе определяется следующим образом.

Метод прямой разности или метод Эйлера:

$$\sigma_y^{-2} = R_y(0) = \lim_{p \rightarrow \infty} pR_y(p) = \lim_{z \rightarrow \infty} \frac{z-1}{T} R_y(z). \quad (17)$$

Здесь $R_y(z) = R_y(p) \Big|_{p=\frac{z-1}{T}}$.

Метод обратной разности:

$$\sigma_y^{-2} = \lim_{z \rightarrow 0} \frac{z-1}{zT} R_y(z). \quad (18)$$

Метод трапеций:

$$\sigma_y^{-2} = \lim_{z \rightarrow -1} \frac{2}{T} \left[\frac{z-1}{z+1} \right] R_y(z). \quad (19)$$

В выражениях (18) и (19) $R_y(z)$ находится таким же образом, как и при методе прямой разности (17).

Полученная методика может быть представлена следующим образом:

1) Разложить анализируемую систему на отдельные типовые звенья.

2) Записать передаточные функции $W(p)$, полученные при прохождении каждого шумового сигнала через последовательность звеньев системы.

3) Найти изображение Лапласа от корреляционной функции каждого шумового сигнала на входе системы в виде $R_x(p) + R_x(-p)$.

4) Записать соотношение:

$$R_y(p) + R_y(-p) = W(p)W(-p) \cdot [R_x(p) + R_x(-p)]$$

и разложить правую часть этого уравнения на сумму двух слагаемых, в одном из которых перед переменной p стоит только знак «плюс», а в другом – «минус». Оставить только слагаемое $R_y(p)$, а второе слагаемое отбросить.

5) Используя теорему о начальном значении для преобразования Лапласа, найти дисперсии сигналов на выходе цепи:

$$\sigma_y^{-2} = R_y(0) = \lim_{p \rightarrow \infty} pR_y(p).$$

6) Перейти от преобразования Лапласа к z -преобразованию (Лорана) прямым способом или посредством различных видов аппроксимаций при разложении в ряд функции $z = e^{pT}$. Сделать замену переменных в выражении для корреляционной функции на выходе системы и, используя формулы (16)-(19), определить дисперсию сигналов на выходе системы.

Пример. Пусть на входе информационно-управляющего устройства возникает сигнал в виде белого шума со спектральной плотностью S_0 . Представим схему замещения устройства в виде последовательно-параллельного соединения отдельных типовых звеньев и рассмотрим применение методики к каждому из них отдельно.

Инерционное звено

Определим дисперсию сигнала на выходе цепи с передаточной функцией вида:

$$W(p) = \frac{K}{1 + pT_1}. \quad (20)$$

Тогда, согласно формуле (7), подставив в нее выражения (20) и (10), разложим произведение $W(p)W(-p)$ на сумму дробей с положительным знаком перед p в знаменателе и с отрицательным знаком, и возьмем ту дробь, которая выражает преобразование Лапласа для положительной ветви корреляционной функции.

$$R_y(p) + R_y(-p) = \frac{K^2 S_0}{2T_1} \left[\frac{1}{p + \frac{1}{T_1}} + \frac{1}{\frac{1}{T_1} - p} \right]. \quad (21)$$

Сравнивая соответствующие слагаемые в суммах из правой и левой частей уравнения (21), видим, что

$$R_y(p) = \frac{K^2 S_0}{2T_1} \frac{1}{p + \frac{1}{T_1}}. \quad (22)$$

Тогда, согласно прямому правилу перехода (13), из выражения (22), по формуле (16) имеем:

$$\sigma_y^{-2} = \lim_{z \rightarrow \infty} \frac{K^2 S_0}{2T_1} \frac{z}{z - e^{-\frac{T}{T_1}}} = \frac{K^2 S_0}{2T_1}.$$

Рассмотрим также применение методов аппроксимации при разложении в ряд функции $z = e^{pT}$. Аналогично, используя методы прямой, обратной разности и трапеций по формулам (14, а-в), получим:

$$\sigma_y^{-2} = \lim_{z \rightarrow \infty} \frac{K^2 S_0}{2} \frac{z-1}{T_1 z - T_1 + T} = \frac{K^2 S_0}{2T_1},$$

$$\sigma_y^{-2} = \lim_{z \rightarrow 0} \frac{K^2 S_0}{2} \frac{z-1}{T_1 z - T_1 + zT} = \frac{K^2 S_0}{2T_1},$$

$$\sigma_y^{-2} = \lim_{z \rightarrow -1} \frac{K^2 S_0}{2} \frac{2(z-1)}{2T_1 z - 2T_1 + Tz + T} = \frac{K^2 S_0}{2T_1}.$$

Как видно из расчета, все перечисленные методы позволяют получить результат, совпадающий с результатом расчета в классическом методе, посредством интеграла Хинчина-Винера [9].

Колебательное звено

Пусть передаточная функция имеет следующий вид:

$$W(p) = \frac{K}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)}.$$

Аналогичным образом получим выражение:

$$R_y(p) = \frac{K^2 S_0}{2(T_1 + T_2)} \frac{(T_1 + T_2 + pT_1 T_2)}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)}.$$

По формуле (12) имеем:

$$\bar{\sigma}_y^{-2} = \lim_{p \rightarrow \infty} \frac{K^2 S_0}{2(T_1 + T_2)} \frac{(T_1 + T_2 + pT_1 T_2)p}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)} = \frac{K^2 S_0}{2(T_1 + T_2)}.$$

И после перехода к переменной z , используя правило (14, а), получим:

$$\bar{\sigma}_y^{-2} = \lim_{z \rightarrow \infty} \frac{K^2 S_0}{2(T_1 + T_2)} \frac{T_1 T_2 \frac{z-1}{T} + T_1 + T_2}{(1 + T_1 \frac{z-1}{T})(1 + T_2 \frac{z-1}{T})} \frac{z-1}{T} = \frac{K^2 S_0}{2(T_1 + T_2)}.$$

Такой же результат можно получить, вычисляя дисперсию шума по формулам (13) и (14, б-в).

Таким образом, предложенная методика определения дисперсии шумового сигнала на выходе цепи позво-

ляет получить расчетные результаты, совпадающие с таковыми при использовании классического метода Хинчина-Винера. Представив схему замещения устройства в виде последовательно-параллельного соединения отдельных типовых звеньев и применив к каждому из них рассмотренную выше методику, можно провести анализ всей системы в целом.

Заключение

На основе проведенного анализа преобразований случайных сигналов в информационно-управляющих системах и использования предельных теорем операторных методов была получена методика расчета дисперсии стохастических сигналов на выходе аналоговых и цифровых устройств. Эта методика позволяет заменить интегрирование при классическом способе расчета на использование пределов, что значительно упрощает решение задачи. Разработанная методика вычисления дисперсии дискретного сигнала не только позволяет автоматизировать расчет величин, так или иначе связанных с внутренними шумами приборов, но и определять погрешность цифровой обработки сигналов, что весьма актуально в связи с широким использованием цифровых систем управления.

Литература

1. Шилин А. Н. Анализ методов синтеза цифровых фильтров по аналоговым моделям / А. Н. Шилин, О. А. Крутякова // Цифровая обработка сигналов. – 2009. - № 4. – С.3-7
2. Шаталов А. С. Частотные методы расчета шумов на выходе линейных электрических цепей и систем управления / А. С. Шаталов // Электричество. - 1966. - №4. - С. 11-15
3. Шилин А. Н. Точность цифровых систем управления с рекуррентными алгоритмами / А. Н. Шилин // Приборы и системы управления. – 1999. - №7. – С. 5-8
4. Методы цифрового моделирования и идентификации стационарных случайных процессов в информационно-

измерительных системах / А. Н. Лебедев и др. – Л. : Энергоатомиздат, 1988. – 64 с.

5. Бакалов В. П. Цифровое моделирование случайных процессов / В. П. Бакалов. – М. : Сайнс-пресс, 2002. – 88 с.
6. Шилин А. Н. Цифровое моделирование и анализ преобразований стохастических сигналов в фотоэлектрических цепях / А. Н. Шилин К. А. Лавеева // Распознавание – 2010: сб. материалов IX Междунар. конф. – Курск, 2010. - С. 96-97
7. Быков В. В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике / В. В. Быков. – М. : Изд-во «Советское радио», 1971. – 325 с.
8. Санковский Е. А. Вопросы теории автоматического управления. (Статистический анализ и синтез САУ). – М. : «Высш. школа», 1971. – 232 с.
9. Арутюнов П. А. Теория и применение алгоритмических измерений. - М. : Энергоатомиздат, 1990. - 256 с.

A. N. Shilin, K. A. Laveeva

DIGITAL SIMULATION OF STOCHASTIC SIGNALS TRANSFORMATION IN INFORMATION-CONTROL SYSTEMS

The method of the stochastic signals transmission simulation in management information systems is considered in this paper. Based on this method, the technique of calculation of the random signal variance at the output of a dynamic link associated with the theorem on the initial value of the original for the Laplace transform was developed. This technique allows to determine the variance of the output signal in analog devices. In addition, the use of developing techniques in the z -variable also allows to calculate the variance of the signal at the output of digital information processing devices.

Texas Instruments Inc. расширяет линейку своих многоядерных процессоров обработки сигналов **TMS320C66x**. Расширена функциональность четырехядерного процессора **TMS320C6670** - системы на кристалле для беспроводных телекоммуникационных приложений, - и разработан новый одноядерный процессор **TMS320C6671**, задача которого упростить для разработчика процесс перехода от одноядерного к многоядерному устройству.

Кроме того, расширен набор программных средств разработки: выпущен новый набор разработчика программного обеспечения для многоядерных процессоров (**MCSDK**); предлагаются библиотеки оптимизированного ПО для многоядерных процессоров; выпущено ядро Linux, поддерживающее C66x. Подробнее: <http://focus.ti.com/dsp/docs/dspcontent.tsp?contentId=118022>

Начать работу с многоядерными процессорами C66x позволяет отладочный модуль **TMS320C6678 Lite EVM**. Модуль построен на базе процессора **TMS320C6678** и сопровождается программной средой разработки **Code Composer Studio** версии **5.0**, набором разработчика программного обеспечения для многоядерных процессоров (**MCSDK**), включающим пакет программ поддержки платы (**Board Support Package - BSP**), библиотеку поддержки кристалла (**Chip Support Library - CSL**), операционную систему реального времени **SYS/BIOS** и другие программные средства. Подробнее: <http://focus.ti.com/docs/toolsw/folders/print/tmdxevm6678.html>



СПЕКТРАЛЬНО-ВЕСОВЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПОЛИГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Глинченко А. С., к.т.н., профессор кафедры «Радиоэлектронные системы» Сибирского федерального университета, E-mail: AGlinchenko@sfu-kras.ru

Комаров В. А., к.т.н., доцент кафедры «Приборостроение и нанoeлектроника», Института инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета, E-mail: VKomarov@sfu-kras.ru.

Тронин О. А. ст. преподаватель кафедры «Радиоэлектронные системы» Сибирского федерального университета, E-mail: toa12@yandex.ru

Ключевые слова: полигармонический сигнал, измерение параметров, частотное разрешение, преобразование Фурье.

Введение

В работах [1, 2] исследованы методы спектрально-весаого измерения частоты, амплитуды и начальной фазы (разности фаз) гармонических сигналов по значениям амплитуд и фаз частотных выборок (ЧВ) дискретного преобразования Фурье (ДПФ), ближайших к частоте сигнала. Эти методы применимы и к полигармоническим сигналам, особенности измерения параметров которых также кратко отмечены в работе [2]. В то же время для полигармонических сигналов необходимо более углубленное изучение вопросов оценки предельных погрешностей измерения, определения и обеспечения частотного разрешения составляющих сигнала, организации измерений в шумах и др. Решению этих вопросов и посвящена данная работа.

Полигармонические сигналы (ПГС) состоят из основной (первой) и кратных ей по частоте высших гармоник и относятся к многотональным сигналам (МТС), у которых наряду с основной гармонической составляющей присутствуют не кратные ей по частоте побочные составляющие. Измерение частоты таких сигналов заключается в измерении частоты основной гармоники (составляющей), либо частот всех гармоник (составляющих) сигнала, либо гармоник (составляющих) по выбору, например, имеющих наибольшую амплитуду. При этом для составляющей сигнала или гармоники, частота которой измеряется, другие составляющие или гармоники представляют при некогерентных измерениях помехи кратной или не кратной частоты, вызывающие погрешности измерения.

Измерение частоты комплексных многотональных сигналов по соотношению амплитуд частотных выборок

Для комплексных МТС

$$x(n) = \sum_{l=1}^L X_{ml} \cdot e^{j\lambda_{cl} \cdot n} \cdot e^{j\varphi_l},$$

содержащих L составляющих с амплитудами X_{ml} , начальными фазами φ_l , нормированными частотами

Определены условия частотного разрешения составляющих многотональных сигналов, найдены соотношения их начальных фаз и соответствующие им максимальные погрешности оценок измеряемых параметров, приведены алгоритмы измерения параметров высших гармоник, а также результаты коррекции погрешности наложения и моделирования измерений в шумах.

$\lambda_{cl} = (2\pi/N) \cdot (k_l + \alpha_l)$, и для ПГС, отличающихся тем, что $\lambda_{cl} = l \cdot \lambda_{cl}$, ДПФ взвешенной (умноженной на весовую функцию (ВФ) $w(n)$) реализации сигнала $x(n)$, $n = 0, 1, \dots, N-1$ конечной длины N определяется как

$$\begin{aligned} \tilde{X}(j\lambda_k) &= X_{mi} \cdot N \cdot e^{j\varphi_i} \cdot e^{-j\Delta\lambda_{ki} \cdot \frac{N}{2}} \cdot W(\Delta\lambda_{ki}) + \\ &+ \sum_{l=1, l \neq i}^L X_{ml} \cdot N \cdot e^{j\varphi_l} \cdot e^{-j\Delta\lambda_{kl} \cdot \frac{N}{2}} \cdot W(\Delta\lambda_{kl}). \end{aligned} \quad (1)$$

В этом выражении $i = 1, \dots, L$ – номер составляющей сигнала, частота которой измеряется; $\tilde{X}(j\lambda_k)$ – частотная выборка (ЧВ) ДПФ, соответствующая частоте λ_k , ближайшей к измеряемой частоте λ_{ci} ; $\Delta\lambda_{ki} = \lambda_k - \lambda_{ci}$ – разность частот λ_k и λ_{ci} ; $\Delta\lambda_{kl} = \lambda_k - \lambda_{cl}$ – разность значений частоты λ_k и частот λ_{cl} побочных составляющих, вызывающих погрешности измерения частоты λ_{ci} ; $W(\Delta\lambda_{ki})$, $W(\Delta\lambda_{kl})$ – значения преобразования Фурье (частотной характеристики (ЧХ)) ВФ на частотах $\Delta\lambda_{ki}$, $\Delta\lambda_{kl}$ [1, 2]. Первое слагаемое в (1) представляет ДПФ $X(j\lambda_{ki})$ комплексного гармонического сигнала измеряемой частоты λ_{ci} , а второе – погрешность наложения $\Delta X(j\lambda_{kl})$, вносимую комплексными побочными составляющими (гармониками) многочастотного сигнала с частотами λ_{cl} .

Выражение (1) относительно нормированной частоты $\theta = \lambda/(2\pi/N) = k + \alpha$, выражаемой в бинах ДПФ, и соответствующих ей частот измеряемой $\theta_i = k_i + \alpha_i$ и побочной $\theta_l = k_l + \alpha_l$ составляющих принимает вид:

$$\begin{aligned} \tilde{X}(jk) &= X_{mi} \cdot N \cdot e^{j\varphi_i} \cdot e^{j\alpha_i \pi} \cdot W(\alpha_i) + \\ &+ \sum_{l=1, l \neq i}^L X_{ml} \cdot N \cdot e^{j\varphi_l} \cdot e^{j(k_l - k_i + \alpha_l) \pi} \cdot W(k_l - k_i + \alpha_l). \end{aligned}$$

При соотношениях фаз составляющих сигнала $\varphi_i - \varphi_l = (\Delta\lambda_{ki} - \Delta\lambda_{kl}) \cdot N/2 = [(k_l - k_i) + (\alpha_l - \alpha_i)] \cdot \pi$ или $\varphi_i - \varphi_l = (\Delta\lambda_{ki} - \Delta\lambda_{kl}) \cdot (N/2) + \pi$ погрешность $\Delta X(j\lambda_{ki})$ принимает максимальное по модулю значение, равное

$$\Delta X_k = \sum_{l=1, l \neq i}^L X_{ml} \cdot N \cdot W(\Delta \lambda_{kl}) \quad (2)$$

$$\text{или } \Delta X_k / X_k = \sum_{l=1, l \neq i}^L (X_{ml} / X_{mi}) \cdot W(\Delta \lambda_{kl}) / W(\Delta \lambda_{ki}) \quad (3)$$

Погрешность зависит от амплитуд побочных составляющих X_{ml} , их числа, равного $(L-1)$, и степени удаленности от частоты λ_k (или λ_{ci}), т. е. от разности частот $\Delta \lambda_{kl} = \lambda_k - \lambda_{cl}$, и значений ЧХ ВФ $W(\Delta \lambda_{kl})$ на частотах, соответствующих этой разности. ЧХ ВФ имеет малые значения при разности частот $\Delta \lambda_{kl \min}$, превышающей половину ширины главного лепестка $\Delta \lambda_{\text{гл}}/2$ (или $D/2$ – в бинах ДПФ [1]), т. е. в области ее боковых лепестков. Этому соответствует некоторое минимальное число бин (k_{\min}) между измеряемой частотой i -й составляющей сигнала и частотой соседней $(i \pm 1)$ -й составляющей, при котором используемая для измерения $(k \pm 1)$ -я ЧВ, ближайшая к соседней $(i \pm 1)$ -й составляющей сигнала, отстоит от нее по частоте не менее чем на $D/2$ бин. Значения k_{\min} и D связаны соотношением

$$k_{\min} = 2 + 0,5 \cdot D \quad (4)$$

Оно учитывает как разные способы измерения частоты сигнала (по двум или трем ЧВ), так и разные способы поиска частоты дискретизации при настройке измерителя. Например, для ВФ Ханна $D = 4$, $k_{\min} = 4$; для ВФ Блэкмана $D = 6$, $k_{\min} = 5$. При измерении частоты базовым способом по двум ЧВ значение k_{\min} может быть уменьшено на 1. Проверить правильность k_{\min} в конкретных случаях можно графически с помощью ЧХ каналов ДПФ, определяемых ЧХ ВФ.

Для ПГС значение k_{\min} определяет минимальную частоту первой гармоники $\lambda_{c1 \min}$ и минимальное число периодов сигнала, по которому возможно измерение, т.е. время измерения.

Если первая гармоника ПГС отсутствует или имеет очень малую амплитуду, то ее частоту можно измерить по разности частот соседних значимых составляющих, убедившись в кратности их искомой частоте первой гармоники.

Изменения амплитуд ЧВ X_k , X_{k+1} , X_{k-1} , вызываемые наложением на них побочных составляющих МТС, проходящих через БЛ ЧХ каналов, приводят к изменению их отношений $R_{k \pm 1}$ или R_{k+1} , R_{k-1} [1] и к погрешности измерения частоты комплексной гармонической составляющей сигнала.

Как и для вещественного гармонического сигнала [1], погрешность наложения находится по приращению частоты $d\alpha$, вызванному изменением отношения амплитуд ЧВ $dR_{k \pm 1}$:

$$d\alpha = (\partial \alpha / \partial R_{k \pm 1}) dR_{k \pm 1} \quad (5)$$

которое с учетом (2), (3) определяется как

$$dR_{k \pm 1} = \frac{dX_{k \pm 1}}{X_k} - \frac{dX_k}{X_k} \cdot \frac{X_{k \pm 1}}{X_k} = \frac{\sum_{l=1, l \neq i}^L X_{ml} \cdot W(\Delta \lambda_{(k \pm 1)l})}{X_m \cdot W(\Delta \lambda_{ki})} - \frac{\sum_{l=1, l \neq i}^L X_{ml} \cdot W(\Delta \lambda_{kl})}{X_m \cdot W(\Delta \lambda_{ki})} \cdot \frac{W(\Delta \lambda_{(k \pm 1)i})}{W(\Delta \lambda_{ki})} \quad (6)$$

Раскрывая в (6) аргументы λ ЧХ ВФ $W(\lambda)$, переходя к частоте θ , нормируя ЧХ ВФ к $W(0)$ и возвращаясь к (5), получаем:

$$d\alpha = \left(\frac{\partial \alpha}{\partial R_{k \pm 1}} \right) \frac{W(0)}{W[\alpha_i]} \quad (7)$$

$$\cdot \sum_{l=1, l \neq i}^L \frac{X_{ml}}{X_{mi}} [\delta_{\text{бл}}(k_i \pm 1 - k_l - \alpha_i) - \delta_{\text{бл}}(k_i - k_l - \alpha_i) \cdot \psi(\pm \alpha_i, N)]$$

В выражении (7) $\delta_{\text{бл}}(\theta)$ соответствуют относительным уровням боковых лепестков ЧХ ВФ на частоте θ , а $\psi(\pm \alpha_i, N) \approx \psi(\pm \alpha_i) = W(1 \mp \alpha_i) / W(\alpha_i)$ называется в [1, 2] функцией отношения.

Выражение (7) непосредственно определяет вызванную наложением погрешность измерения частоты i -й составляющей сигнала по соотношению амплитуд двух ЧВ: R_{k+1} или R_{k-1} . При этом для производной $\partial \alpha / \partial R_{k \pm 1}$ применимы способы ее вычисления, выражения и табличные значения, приведенные в [1].

Интерполяционные оценки частоты комплексных многотональных сигналов

Для интерполяционных методов измерения частоты по трем ЧВ, использующим для вычисления α оба отношения R_{k+1} , R_{k-1} [2], погрешность наложения равна сумме ее составляющих, вызываемых изменением R_{k+1} и R_{k-1} : $d\alpha = d\alpha(R_{k+1}) + d\alpha(R_{k-1})$. При этом каждая из составляющих погрешности определяется выражением (7) с учетом соответствующего отношению R_{k+1} и R_{k-1} знака – плюс или минус.

Интерполяционным оценкам частоты МТС свойственна также методическая погрешность интерполяции. Коррекция этой погрешности возможна теми же способами, что и для однотональных сигналов [2].

Измерение частоты вещественных многотональных сигналов

В случае вещественных ПГС и МЧС

$$x(n) = \sum_{l=1}^L X_{ml} \sin(\lambda_{cl}n + \varphi_l)$$

ДПФ взвешенной реализации конечной длины N определяется как

$$\begin{aligned} \tilde{X}(j\lambda_k) &= \frac{X_{mi}}{2} \cdot N \cdot e^{j(\varphi_i - \frac{\pi}{2} - \Delta \lambda_{ki} \frac{N}{2})} \cdot W(\Delta \lambda_{ki}) + \\ &+ \sum_{l=1, l \neq i}^L \frac{X_{ml}}{2} \cdot N \cdot e^{j(\varphi_l - \frac{\pi}{2} - \Delta \lambda_{kl} \frac{N}{2})} \cdot W(\Delta \lambda_{kl}) + \\ &+ \frac{X_{mi}}{2} \cdot N \cdot e^{-j[\varphi_i - \frac{\pi}{2} + (\lambda_k + \lambda_i) \frac{N}{2}]} \cdot W(\lambda_k + \lambda_i) + \\ &+ \sum_{l=1, l \neq i}^L \frac{X_{ml}}{2} \cdot N \cdot e^{-j[\varphi_l - \frac{\pi}{2} + (\lambda_k + \lambda_l) \frac{N}{2}]} \cdot W(\lambda_k + \lambda_l) \end{aligned} \quad (8)$$

Кроме второго слагаемого $\Delta X_{kl1} \cdot e^{j\varphi_{\Delta M1}}$, определяющего наложение для комплексного сигнала, оно содержит два дополнительных слагаемых $\Delta X_{ki} \cdot e^{j\varphi_{\Delta M1}}$, $\Delta X_{kl2} \cdot e^{j\varphi_{\Delta M2}}$, которые вызываются составляющими спектра сигнала с отрицательными частотами $-\lambda_{ci}$, $-\lambda_{cl}$:

$$\tilde{X}(\hat{\lambda}_k) = X_{ki} \cdot e^{j\varphi_{ki}} + \Delta X_{kl1} \cdot e^{j\varphi_{kl1}} + \Delta X_{ki} \cdot e^{j\varphi_{ki}} + \Delta X_{kl2} \cdot e^{j\varphi_{kl2}} \quad (9)$$

Максимум модуля суммарного отклонения амплитуд ЧВ ΔX_k , согласно (9), имеет место при выполнении фазовых соотношений $\varphi_{ki} = \varphi_{kl1} = \varphi_{kl2} = \varphi_{\Delta ki}$ или $\varphi_{ki} + \pi = \varphi_{kl1} = \varphi_{kl2} = \varphi_{\Delta ki}$, которые учитывают соответствующие им в (8) аргументы векторов $\varphi_i - (\pi/2) - \Delta\lambda_{ki} \cdot N/2$, $\varphi_i - (\pi/2) - \Delta\lambda_{kl} \cdot N/2$, $-\varphi_i + (\pi/2) - \lambda_k \cdot N/2 - \lambda_l \cdot N/2$, $-\varphi_i + (\pi/2) - \lambda_k \cdot N/2 - \lambda_l \cdot N/2$ ($l \neq i$) и полярности БЛ ЧХ ВФ $W(\Delta\lambda_{kl})$, $W(\lambda_k + \lambda_l)$, $W(\lambda_k - \lambda_l)$.

Значение максимума отклонения при этом определяется как

$$\Delta X_k / X_k = \sum_{l=1, l \neq i}^L (X_{ml} / X_{mi}) \cdot W(\Delta\lambda_{kl}) / W(\Delta\lambda_{ki}) + \sum_{l=1}^L (X_{ml} / X_{mi}) \cdot W(\lambda_k + \lambda_l) / W(\Delta\lambda_{ki})$$

Для оценки погрешности измерения частоты вещественных ПГС и МЧС к (7) нужно прибавить слагаемое $d\alpha_{(B)}$:

$$d\alpha_{(B)} = \left(\frac{\partial \alpha}{\partial R_{k\pm 1}} \right) \frac{W(0)}{W(\alpha_i)} \cdot \sum_{l=1}^L \frac{X_{ml}}{X_{mi}} [\delta_{\text{ош}}(k_i \pm 1 + k_l + \alpha_l) - \delta_{\text{ош}}(k_i + k_l + \alpha_l) \cdot \psi(\pm \alpha_i)]$$

Дальнейший анализ погрешности аналогичен описанному выше для комплексных ПГС и МЧС.

Следует отметить, что влияние составляющих спектра ПГС и МЧС на отрицательных частотах $-\lambda_{ci}$, $-\lambda_{cl}$ (отсутствующих у комплексных сигналов) менее существенно, чем составляющих спектра на частотах λ_{ci} . Это связано с их большей удаленностью от частот выборок ДПФ λ_k , $\lambda_{k\pm 1}$ и, соответственно, меньшим уровнем боковых лепестков ЧХ ВФ (убывающим по мере удаления от главного лепестка), через которые эти составляющие просачиваются и накладываются на измеряемые ЧВ X_k , $X_{k\pm 1}$, по которым вычисляется частота сигнала.

Измерение амплитуды и начальной фазы многотональных сигналов

Амплитуды и начальные фазы составляющих многотональных сигналов измеряются теми же способами, что и однотональных [2]. Это измерения по одной ЧВ наибольшей амплитуды, по двум или трем средневзвешенным ЧВ и по трем ЧВ интерполяционным методом (для амплитуды). Им также свойственны погрешности наложения $\delta X_{m(\text{изм})} = dX_m / X_m$, проявляющиеся через изменения амплитуд ЧВ и погрешности используемых оценок частоты.

Коррекция погрешностей наложения при измерении параметров многотональных сигналов

Необходимость коррекции погрешности наложения существует при измерении параметров как вещественных МТС, так и комплексных. Способы коррекции погрешности наложения вещественных гармонических сигналов рассмотрены в [1, 2]. Применительно к МТС их можно разделить на способы, которые позволяют одновременно корректировать погрешность наложения, вы-

зываемую только одной составляющей спектра сигнала, и способы, которые обеспечивают одновременную коррекцию погрешности наложения от всех составляющих спектра МТС, создающих помехи наложения на измеряемую составляющую.

К первым из них относятся способы 2 и 4 – по начальной фазе (2) и путем смещения спектра сигнала по частоте (4). Их применение возможно, когда корректируемая составляющая является единственной в спектре сигнала или доминирующей, например, когда гармоническая помеха или гармоника ПГС большой амплитуды.

Ко второй группе относятся способы 1, 3 – с приведением числа выборок к значению, соответствующему целому числу периодов сигнала (1) и с компенсацией составляющих, создающих помехи наложения (3).

Способ 1 применим только для ПГС, частоты составляющих которых кратны частоте основной гармоники. При этом коррекция погрешности наложения может выполняться по значению частоты первой гармоники ПГС – измеренному или найденному путем измерения частоты другой гармоники, например, имеющей наибольшую амплитуду. Однако дискретный характер изменяемого числа выборок сигнала N^* снижает точность коррекции по мере увеличения номера гармоники. Так, если скорректированное отклонение частоты первой гармоники от ближайшего бина ДПФ составляет $\Delta\lambda_{kl}$, то для l -й гармоники оно составляет уже $l\Delta\lambda_{kl}$. В то же время нужно учитывать, что с увеличением номера гармоники снижается и погрешность наложения, вызываемая ею.

В случае сильной помехи возможен также вариант коррекции погрешности наложения путем измерения параметров сигнала по целому числу периодов помехи.

Способ коррекции погрешности наложения, основанный на компенсации побочных составляющих спектра (способ 3), применим к любым МТС, но является наиболее трудоемким, так как требует измерения частоты, амплитуды и начальной фазы всех составляющих сигнала. Им можно корректировать и влияние отдельных составляющих спектра, при этом погрешности наложения от других составляющих остаются прежними. При одновременной коррекции погрешности наложения данным способом по измеренным значениям частот $\hat{\lambda}_l$, амплитуд \hat{X}_{ml} и фаз $\hat{\varphi}_l$ всех составляющих спектра вещественного МТС формируется корректирующий МТС в виде суммы $(L-1)$ -й вещественных составляющих и комплексной составляющей частоты $-\hat{\lambda}_l$:

$$x_{\text{кор}}(n) = \sum_{l=1, l \neq i}^L \hat{X}_{ml} \sin(\hat{\lambda}_l n + \hat{\varphi}_l) + 0,5 \cdot X_{mi} \cdot e^{-j(\hat{\lambda}_l n + \hat{\varphi}_l - \pi/2)}$$

Он умножается на весовую функцию $w(n)$, и по разности N -точечных ДПФ взвешенного и корректирующего сигналов вычисляются параметры i -й составляющей сигнала со скорректированной погрешностью наложения.

Для повышения точности измерения коррекция погрешности наложения может быть выполнена многократно.

При использовании ВФ с высокой скоростью спада БЛ ЧХ ВФ бывает достаточно скорректировать погрешности наложения, вызываемые только одной–двумя ближайшими к измеряемой составляющими спектра

сигнала, что позволяет существенно снизить трудоемкость коррекции.

Измерение параметров высших гармоник полигармонических сигналов

Если необходимо измерить параметры высших гармоник ПГС, то по измеренному значению нормированной частоты первой гармоники $\theta_1 = k_1 + \alpha_1$ находятся соответствующие им номера и амплитуды ЧВ $k_l = [l \cdot \theta_1]_{ц.ч.окр}$, X_{kml} , $l = 2, \dots, L$. Для каждой гармоники далее анализируются две соседние с k_l ЧВ и, если одна из них окажется больше по амплитуде X_{kml} , то она принимается за максимальную ЧВ X_{kml} для l -й гармоники. По ней одной или двум соседним ЧВ ($k_l - 1$ и/или $k_l + 1$) находится более точное значение частоты этой гармоники, а также значения ее амплитуды и начальной фазы.

В случае измерения с коррекцией погрешности наложения, выполняемой первым способом, параметры высших гармоник находятся указанным выше способом по предварительно скорректированной оценке частоты первой гармоники и скорректированному числу выборок сигнала. При коррекции третьим способом компенсация помех наложения в частотной области проводится отдельно для каждой измеряемой гармоники сигнала.

Для измерения параметров составляющих МЧС или ПГС (при неопределенном положении ЧВ первой гармоники) можно использовать алгоритм, включающий поиск ЧВ наибольшей амплитуды (при $k \geq k_{\min}$), по которой (одной или двум соседним с ней ЧВ) находится частота и другие параметры соответствующей им составляющей сигнала. Далее эти и ближайшие к ним ЧВ, заключенные в пределах ширины главного лепестка ЧХ ВФ, исключаются из последующего рассмотрения (D или $D - 1$ ЧВ). Среди оставшихся ЧВ аналогично находится ЧВ наибольшей амплитуды и измеряются параметры другой составляющей сигнала, и т.д.

Измерение параметров МЧС и ПГС предполагает обязательную проверку значимости ЧВ, имеющих малую амплитуду, путем сравнения ее с некоторым порогом, который подбирается, как правило, экспериментально, в том числе и с учетом шумов.

Моделирование измерения параметров многотональных сигналов

Для оценки (путем моделирования) максимальных погрешностей измерения частоты, вызываемых наложением, необходимо найти начальные фазы гармоник (составляющих) сигнала из отвечающих этому общим фазовых соотношений, которые определены выше. Аналитически эта задача может быть решена для ПГС с заданным числом гармоник L .

В случае комплексного ПГС первым условием максимума погрешности наложения является равенство фаз векторов $X(j\lambda_{ki})$ и $\Delta X(j\lambda_{ki})$ в (1): $\varphi_i - \Delta\lambda_{ki} \cdot N/2 = \varphi_l - \Delta\lambda_{kl} \cdot N/2$, из которого фазы l -х

гармоник с учетом соотношения частот гармоник $\lambda_{cl} = (l/i)\lambda_{ci}$, находятся как

$$\varphi_{l \max 1} = \varphi_i - [(l/i) - 1] \cdot (k_i + \alpha_i) \cdot \pi.$$

При измерении частоты первой гармоники $i = 1$, и

$$\varphi_{l \max 1} = \varphi_1 - (l - 1) \cdot (k_1 + \alpha_1) \cdot \pi.$$

Условию противоположности фаз векторов $X(j\lambda_{ki})$, $\Delta X(j\lambda_{ki})$ соответствуют начальные фазы гармоник $\varphi_{l \max 2} = \varphi_{l \max 1} + \pi$.

Минимуму погрешности оценок частоты и амплитуды и максимуму погрешности оценки начальной фазы сигнала соответствуют значения начальных фаз гармоник

$$\varphi_{l \min} = \varphi_{l \max 1,2} \pm \pi/2.$$

Фаза i -й гармоники для комплексного сигнала выбирается произвольно.

Более сложно находятся начальные фазы для вещественных ПГС. В этом случае нужно удовлетворить 4 фазовых соотношения: $\varphi_{ki} = \varphi_{\Delta k l 1} = \varphi_{\Delta k i} = \varphi_{\Delta k l 2}$. Положим их равными соответствующим аргументам векторов в (8) и приравняем два соотношения, зависящие только от φ_l , $l \neq i$:

$$\begin{aligned} \varphi_{\Delta k l 1} &= \varphi_l - (\pi/2) - \Delta\lambda_{kl} \cdot N/2 = \\ &= \varphi_{\Delta k l 2} = -\varphi_l + (\pi/2) - \lambda_k \cdot N/2 - \lambda_l \cdot N/2. \end{aligned}$$

Решая их относительно φ_l , получим:

$$\varphi_{l \max} = (\pi/2) - (l/i) \cdot (k_i + \alpha_i) \cdot \pi, \quad l = 1, \dots, L, \quad l \neq i.$$

При $\varphi_l = \varphi_{l \max}$ $\varphi_{\Delta k l 1} = \varphi_{\Delta k l 2} = -k_i \cdot \pi$. Приравняем к этому значению $\varphi_{\Delta k i}$ и из уравнения $\varphi_{\Delta k i} = -\varphi_i + (\pi/2) - \lambda_k \cdot N/2 - \lambda_i \cdot N/2 = -k_i \cdot \pi$ найдем $\varphi_{i \max}$:

$$\varphi_{i \max} = (\pi/2) - (k_i + \alpha_i) \cdot \pi.$$

Проверим, чему при $\varphi_i = \varphi_{i \max}$ равно значение φ_{ki} : $\varphi_{ki} = \varphi_{i \max} - (\pi/2) - \Delta\lambda_{ki} \cdot N/2 = -k_i \cdot \pi$.

Таким образом, найденные выражения для начальных фаз удовлетворяют условию максимума погрешности наложения для вещественного ПГС. При этом выражение для $\varphi_{i \max}$ является частным случаем выражения для $\varphi_{l \max}$ при $l = i$.

При измерении частоты первой гармоники $i = 1$, и

$$\varphi_{l \max} = (\pi/2) - l \cdot (k_1 + \alpha_1) \cdot \pi, \quad l = 2, \dots, L.$$

Количественные значения погрешности наложения оценки частоты $d\alpha$ получены путем моделирования измерения частоты первой гармоники ($i = 1$) комплексного и вещественного ПГС с числом гармоник $L=10$, взвешенного ВФ Ханна длиной $N = 128$, для заданных значений частоты $\theta_1 = k_1 + \alpha_1$, $k_1 = 3, 4$ (целое число периодов сигнала на длине реализации), $\alpha_1 = 0 \pm 0,5$. Измерения проводились базовым способом и на основе логарифмической параболической интерполяции. Результаты измерения представлены на рис. 1, а ($k=3$) и 1,б ($k=4$) для комплексного и вещественного ПГС.

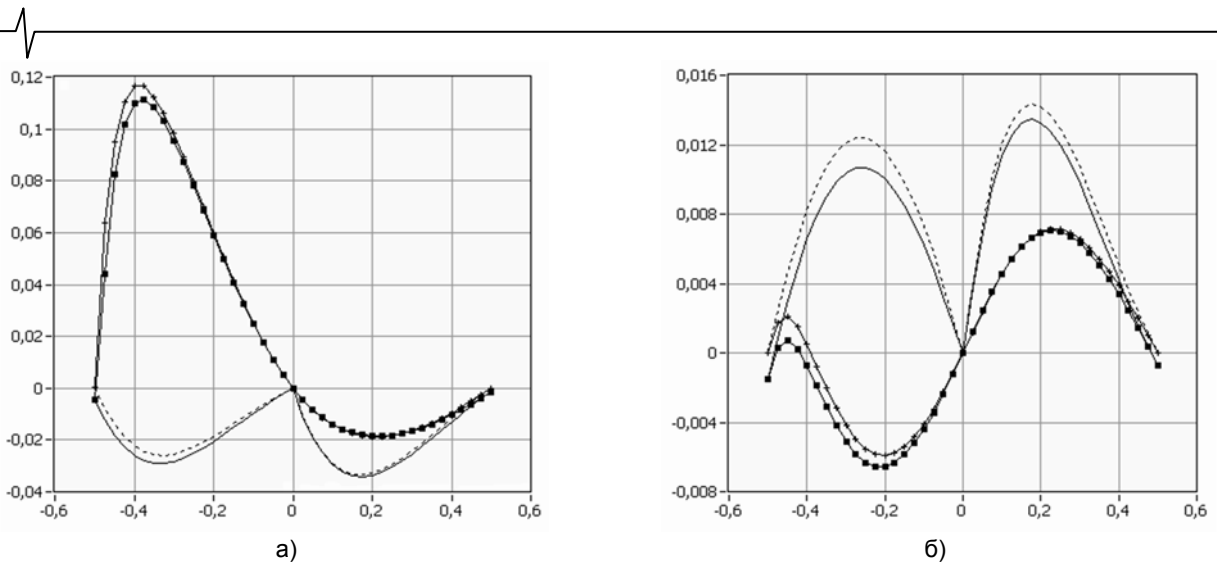


Рис. 1. Зависимости погрешности наложения оценок частоты первой гармоники $\delta\alpha$ от α для комплексного ПГС и вещественного ПГС с измерением по базовому способу и с помощью логарифмической параболической интерполяции при $k = 3$ (а) и $k = 4$ (б)

Графики рис. 1 показывают незначительное различие погрешностей наложения для комплексных и вещественных ПГС, что объясняется большей удаленностью побочных компонент спектра в области отрицательных частот. Однако оно связано и с большой скоростью убывания боковых лепестков, свойственной ЧХ ВФ Ханна. Для других ВФ с меньшей скоростью их убывания различие погрешностей наложения для обоих сигналов более значимо.

Погрешность интерполяционной оценки частоты при $k = 3$ и $\alpha < 0$ значительно превышает погрешность базовой оценки частоты (за счет наложения на ЧВ X_{k+1} при $k < k_{\min}$), но уже при $k \geq 4$ становится меньше ее (см. условие (4)).

В отличие от погрешности наложения вещественного гармонического сигнала, максимумы погрешности наложения вещественного ПГС смещены в область значений $\alpha = \pm(0,2 - 0,25)$, а при $\alpha = \pm 0,5$ близки к нулю.

Количественные значения погрешности наложения

оценок амплитуды и начальной фазы первой гармоники ПГС $\delta X_{m(1)}$, $\Delta\varphi_{(1)}$ получены совместно с измерением ее частоты по выше приведенным исходным данным. Измерения выполнялись для вещественного сигнала по одной ЧВ наибольшей амплитуды (базовый способ) и по трем ЧВ интерполяционным методом (для амплитуды). Графики зависимостей погрешности $\delta X_{m(1)}$ от α представлены на рис. 2, а ($k_1 = 3$, $k_1 = 4$), а погрешности начальной фазы $\Delta\varphi_{(1)}$ – на рис. 2, б.

Графики соответствуют значениям начальной фазы, полученным с использованием интерполяционной оценки частоты, погрешность которой при $k_1 = 3$ является достаточно большой (см. рис. 1, а).

Графики рис. 2 в основном отвечают отмеченным выше закономерностям и выводам относительно погрешностей наложения оценок частоты. Однако в интерполяционной оценке амплитуды при $k_1 = 4$ значительную долю уже составляет методическая погрешность интерполяции, которая может быть скорректирована.

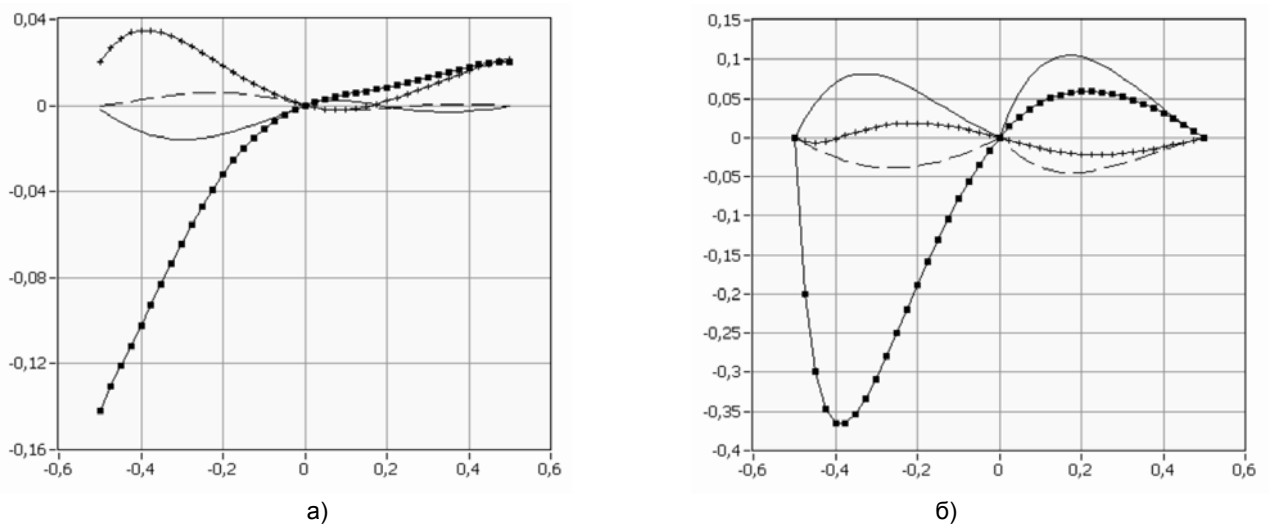


Рис. 2. Зависимости погрешности наложения оценок амплитуды $\delta X_{m(1)}$ (а) и фазы $\Delta\varphi_{(1)}$ (в радианах) (б) первой гармоники от α для вещественного ПГС с измерением по базовому способу и с помощью логарифмической параболической интерполяции при $k = 3$ и $k = 4$

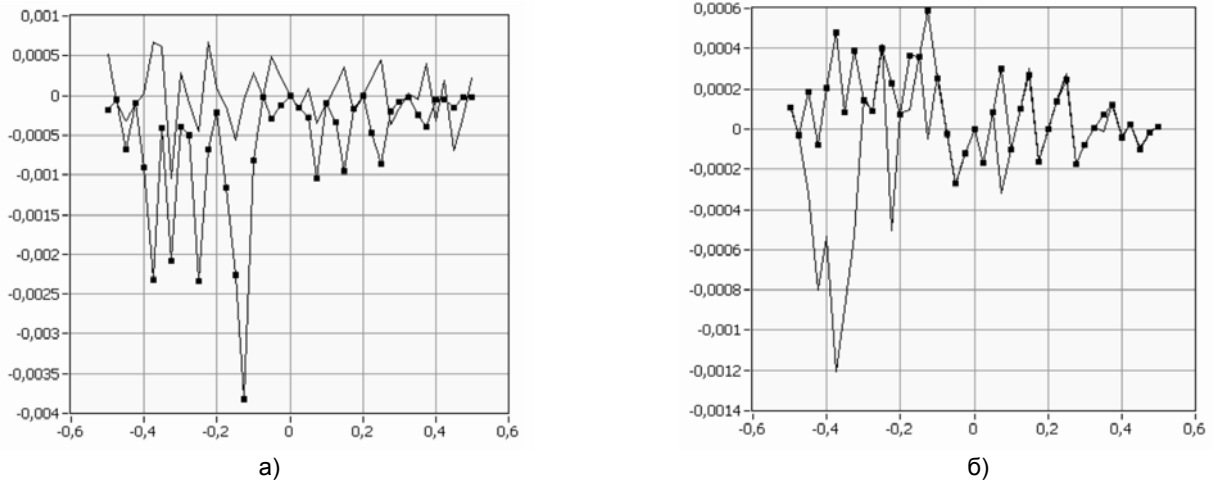


Рис. 3. Зависимости скорректированной погрешности наложения оценок частоты $d\alpha$ (а) и оценок амплитуды $\delta X_{m(1)}$ (б) первой гармоники от α для вещественного ПГС с измерением по базовому способу \blacktriangle и с помощью логарифмической параболической интерполяции \blacktriangle при $k = 3$

Для иллюстрации коррекции погрешности наложения на рис. 3 приведены графики зависимости погрешности скорректированной оценки частоты $d\alpha$ (рис. 3, а) и амплитуды $\delta X_{m(1)}$ (рис. 3, б) первой гармоники ПГС от заданных значений α при $k_1 = 3$ и тех же исходных данных, что и на рис. 1, 2. Коррекция погрешности наложения выполняется по способу 1, число циклов коррекции равно 2. Для интерполяционных оценок амплитуды также скорректирована и методическая составляющая погрешности.

Сравнение графиков рис. 3 с аналогичными графиками рис. 1, 2 показывает достаточно высокую эффективность данной коррекции.

Влияние номера измеряемой гармоники на погрешность оценки ее параметров показывают графики рис. 4 (для $k_1 = 4$). Погрешности наложения оценок параметров для 5-й гармоники больше, чем для первой как без коррекции (рис. 4, а), так и с коррекцией этой погрешности (рис. 4, б) в силу отмеченных выше причин.

Моделирование измерения параметров многотональных сигналов в шумах

Основными вопросами, связанными с точностью из-

мерения параметров МТС в шумах, являются, как и для гармонических сигналов, выбор способа усреднения при синхронизированном и несинхронизированном вводе сигнала и исследование возможного влияния соседних составляющих спектра на случайную погрешность оценок параметров измеряемой составляющей сигнала.

На рис. 5 показаны полученные путем моделирования графики спектров ПГС, усредненных по 64 реализациям с помощью векторного усреднения (а) и усреднения амплитудных спектров (б) при значениях $k_1 = 3$, $SNR = 0,5$, $\alpha = 0$ (рис. 5, а) и $0,5$ (рис. 5, б).

Графики соответствуют исходным данным, принятым в предыдущих примерах моделирования измерений параметров ПГС.

Графики показывают возможность обнаружения и измерения параметров ПГС при отношениях сигнал-шум (SNR) меньше 1 путем правильного выбора числа циклов усреднения и длины реализации N . Путем разделения значимых по амплитуде гармоник сигнала и шумовых составляющих усредненных спектров амплитуд или мощности осуществляется оценка отношения сигнал/шум.

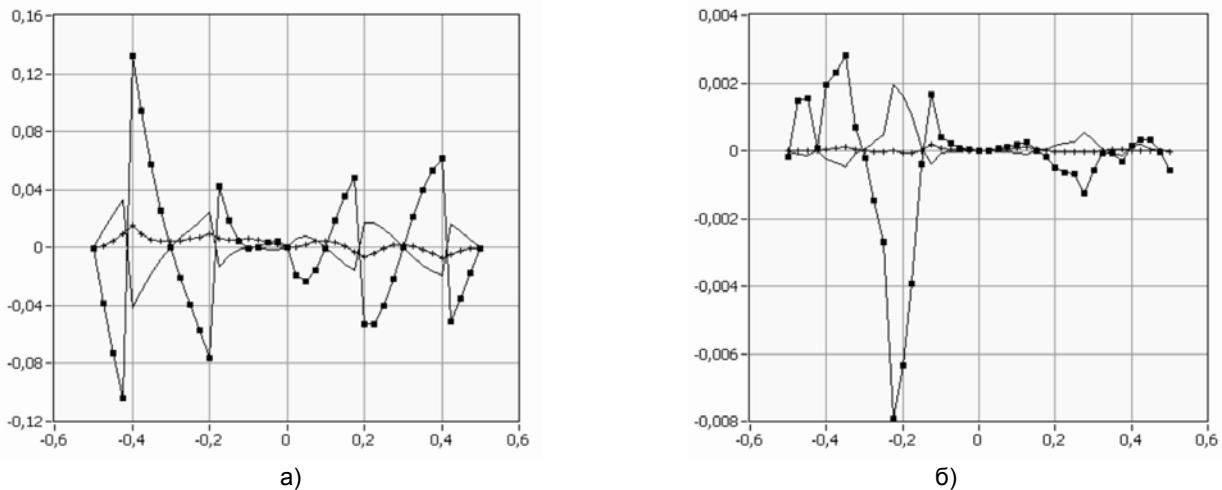


Рис. 4. Зависимости погрешности наложения оценок частоты $d\alpha_{(5)}$, амплитуды $\delta X_{m(5)}$ и начальной фазы $\Delta\varphi_{(5)}$ пятой гармоники ПГС от α с измерением по базовому способу без коррекции (а) и с коррекцией (б) при $k = 4$

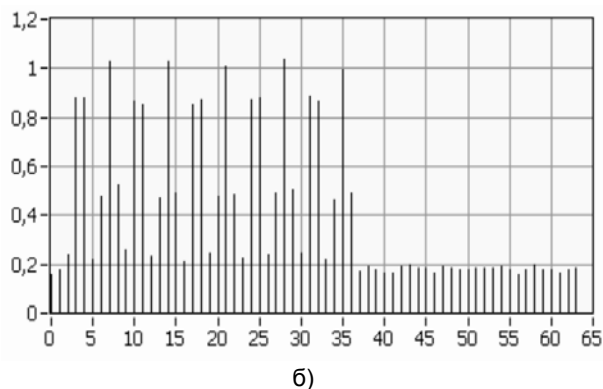
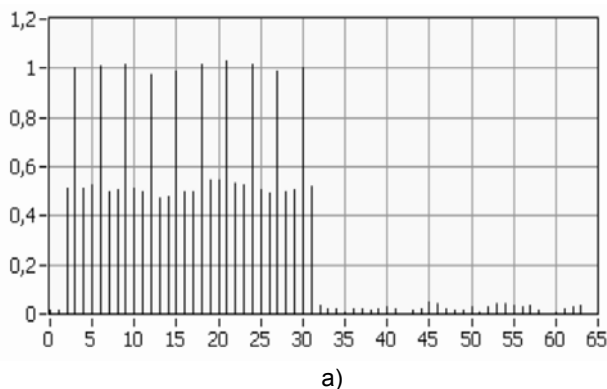


Рис. 5. Графики спектров ПГС для $\alpha = 0$ с векторным усреднением (а) и для $\alpha = 0,5$ с усреднением по спектру амплитуд (б) при $k_I = 3$

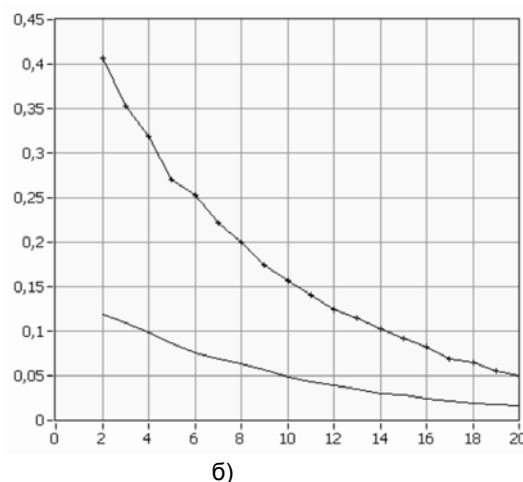
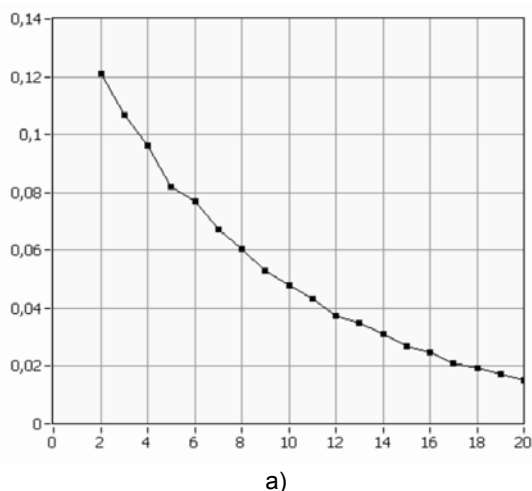


Рис. 6. Зависимости случайных погрешностей оценок частоты σ_α (а), амплитуды σ_{x_m} и фазы σ_φ (б) от отношения сигнал-шум SNR (дБ) для 5-й гармоники

Наличие соседних спектральных составляющих практически не сказывается на значении рассчитанных случайных погрешностей измерения параметров i -й ($i=5$) гармоники ПГС (рис. 6, $\alpha=0$, $k=4$, $N=128$, ВФ Ханна, число циклов усреднения 1024).

Они практически не отличаются от случайной погрешности оценок параметров гармонического сигнала.

Спектрально-весовые измерения параметров ПГС реализованы и апробированы в исследовательском измерительном комплексе на базе ПЭВМ [1, 2].

Литература

1. Глинченко, А. С. Исследование спектрально-веса измерения частоты сигналов / А. С. Глинченко, О. А. Тронин // Цифровая обработка сигналов. –2010. – № 2. – С. 22 - 28.
2. Глинченко, А. С. Повышение точности интерполяционных оценок параметров сигналов при спектрально-весовых

измерениях/ А. С. Глинченко, О. А. Тронин // Цифровая обработка сигналов. –2011. – № 1. – С.7 -12 .

SPECTRAL-WEIGHT MEASUREMENT POLYHARMONIC SIGNALS

Glinchenko A. S., Komarov V. A., Tronin O. A.

In work defines the conditions of the frequency resolution of multi-tone signals, are found relations in their initial phases and the corresponding maximum error of estimates of measured parameters, are given algorithms measurements of higher harmonics, as well as results of error correction overlay measurements and modeling in noise.

УДК 621.391:534.23

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА РАЗРЕЖЕННОЙ АППРОКСИМАЦИИ В ЗАДАЧАХ АНАЛИЗА СИГНАЛОВ ГЕОАКУСТИЧЕСКОЙ ЭМИССИИ

Марапулец Ю.В., к.т.н., Институт космических исследований и распространения радиоволн ДВО РАН, marpl@ikir.ru

Тристанов А.Б., к.т.н., Институт космических исследований и распространения радиоволн ДВО РАН, lex3@ikir.ru

Ключевые слова: геоакустический сигнал, сейсмика, частотно-временной анализ, разреженная аппроксимация.

Введение

С 1999 года на полуострове Камчатка проводится изучение геоакустической эмиссии на различных стадиях сейсмической активности. Особенностью наблюдений является использование для регистрации сигналов широкополосных пьезокерамических гидрофонов, установленных в естественных и искусственных водоемах. Применение приемников такого типа позволяет по сравнению со стандартными геофонами расширить частотный диапазон регистрации до 0.1 Гц – 11 кГц. Сбор информации производится в цифровом виде в стандартном формате звуковых данных типа «wave». Одновременно с регистрацией широкополосного сигнала осуществляется цифровая фильтрация в семи частотных поддиапазонах: 0.1-10, 30-60, 70-200, 200-600, 600-2000, 2000-6500, 6500-11000 Гц с последующим детектированием, интегрированием и синхронной записью отчетов с частотой 0.25 Гц по каждому из 4 каналов, различающихся пространственной ориентацией гидрофонов. Такие измерительные системы установлены на трех пунктах: обсерватории «Паратунка» и удаленных от нее на 20 км и 4 км, соответственно, станциях «Карымшина» и «Микижа». Одновременно с записью геоакустического сигнала регистрируются метеорологические величины: атмосферное давление, температура воздуха, его относительная влажность, скорость ветра и интенсивность осадков. Все станции охвачены системой связи по радиомодемам и синхронизации времени по GPS.

В ходе исследований было установлено, что в условиях хорошей погоды за 1-3 суток перед сильными землетрясениями на расстояниях первых сотен километров регистрируются аномалии геоакустической эмиссии в килогерцевых диапазонах частот [1]. Сигналы на таких частотах не могут распространяться из эпицентров землетрясений по причине сильного затухания (коэффициент ослабления амплитуды в ϵ раз составляет 230 – 480 дБ/км) и являются откликом среды в месте регистрации

Предложен новый подход для частотно-временного анализа геоакустической эмиссии, основанный на методе разреженной аппроксимации. Рассмотрены примеры применения метода для анализа реальных геоакустических импульсов. Целесообразно использование метода для частотно-временного анализа любых геофизических сигналов импульсной природы.

на изменение ее напряженно-деформируемого состояния. Это было подтверждено результатами совместных исследований геоакустической эмиссии и деформаций земной поверхности с применением лазерного деформографа-интерферометра [2].

Анализ геоакустического сигнала показывает, что он состоит из серии релаксационных колебаний (импульсов) с ударным возбуждением, амплитудой 0.1 – 1 Па, длительностью, не превышающей 200 мс, частотным заполнением в единицы и первые десятки килогерц [3]. В качестве примера на рис. 1а представлен 3-х минутный фрагмент записи такого геоакустического сигнала, а на рис. 1б – одиночный импульс из этого фрагмента. Частота следования импульсов определяется деформациями пород и может меняться в широких пределах – от одиночных сигналов на временном интервале несколько секунд в спокойный период до десятков и даже сотен в секунду в моменты аномалий перед землетрясениями [1, 3, 4]. Поскольку прочность пород по отношению к касательным напряжениям меньше, чем к сжатию, основными источниками эмиссии будут сдвиговые [4]. Фронт и начало спада импульса, обычно длительностью до 25 мс и отношением сигнал/шум до 30 раз, позволяют определить направление на источник [3, 4], а частоты заполнения содержат информацию о его размерах и динамике [1]. Поэтому частотно-временной анализ геоакустических сигналов очень важен для исследования источников эмиссии и, в конечном итоге, понимания природы возникновения аномалий перед землетрясениями. Но, несмотря на разнообразие существующих частотно-временных методов (оконное преобразование Фурье, вейвлет-преобразование, вейвлет-пакеты и т.д.) эффективно задача такого анализа импульсных геоакустических сигналов до настоящего времени не решена.

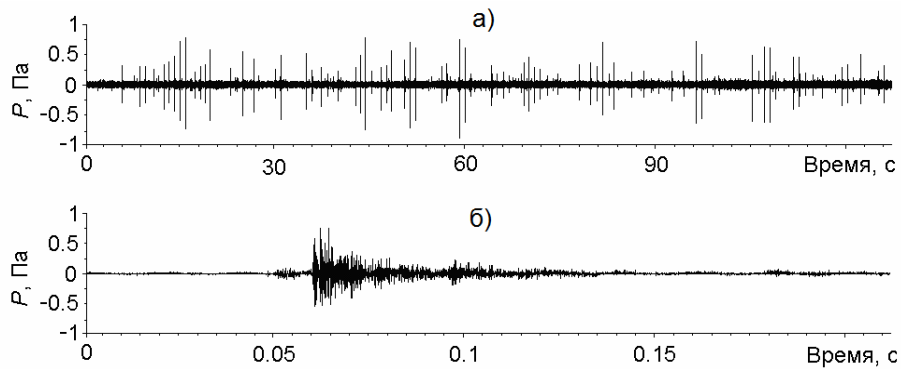


Рис. 1. Фрагмент широкополосной записи геоакустической эмиссии (а) и одиночного импульса из этого фрагмента (б), P – акустическое давление.

В работе предлагается новый подход к частотно-временному анализу высокочастотной геоакустической эмиссии, основанный на методах разреженной аппроксимации. Эти методы находят широкое применение в исследовании сложных сигналов различной природы, в частности при анализе сейсмических сигналов [5], в гидроакустике [6], задачах неразрушающего контроля [7, 8].

Форма представления сигнала

Пусть дано семейство функций $\{g_m(n) : m = 0..M-1, n = 0..N-1, \|g_m\| = 1\}$, назовем его словарем атомов D .

Рассмотрим сигнал $\{f(n) : n = 0..N-1\}$, $N < M$. Данный сигнал может быть представлен как суперпозиция атомов словаря:

$$f(n) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m g_m(n),$$

или, тоже самое, в матричной форме

$$\begin{pmatrix} f(0) \\ f(1) \\ f(2) \\ \vdots \\ f(N-1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g_0(0) & g_1(0) & g_2(0) & g_3(0) & \cdots & g_{M-2}(0) & g_{M-1}(0) \\ g_0(1) & g_1(1) & g_2(1) & g_3(1) & \cdots & g_{M-2}(1) & g_{M-1}(1) \\ g_0(2) & g_1(2) & g_2(2) & g_3(2) & \cdots & g_{M-2}(2) & g_{M-1}(2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ g_0(N-1) & g_1(N-1) & g_2(N-1) & g_3(N-1) & \cdots & g_{M-2}(N-1) & g_{M-1}(N-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ \vdots \\ a_{M-2} \\ a_{M-1} \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$f = Ga.$$

Система (1) является переопределенной. Вектор a можно рассматривать как возможную форму представления сигнала. Если число ненулевых элементов вектора a меньше (как правило, много меньше) M , то говорят о разреженной аппроксимации временного ряда f .

Задача моделирования сигнала с помощью словаря D заключается в поиске таких коэффициентов a , для которых

$$\min \|a\|_0 : f = Ga.$$

Представленная задача обладает значительной вычислительной сложностью. Mallat S. и Zhang Z. в работе [9] предложили новый подход к решению данной проблемы – метод согласованного преследования. Этот метод представляет собой итерационный алгоритм выбора из избыточного словаря D атомов, адаптированных к частотно-временной структуре сигнала. Согласованное преследование дает набор атомов, обеспечивающих «квазиоптимальное» представление временного ряда путем поиска коэффициентов a , минимизирующих ошибку с помощью «жадного» алгоритма:

$$a : \|f - Ga\|_2 \rightarrow \min.$$

На первой итерации выбирается оптимальный атом g_m и его вклад вычитается из сигнала, далее оценивается вклад атомов в полученный остаток:

$$r^i = \begin{cases} f, & i = 0 \\ r^{i-1} - a_{m(i)} g_{m(i)}, & i > 0 \end{cases}.$$

Здесь $a_{m(i)}$ – коэффициент (вес) при выбранном $g_{m(i)}$ на i -й итерации.

Коэффициент $a_{m(i)}$ для каждого элемента словаря D определяется как ортогональная проекция r^{i-1} на элемент $g_{m(i)}$

$$a_{m(i)} = \langle r^{i-1}, g_m \rangle.$$

Оптимальным атомом считается тот, на котором достигается минимум энергии ошибки. Вес оптимального атома – максимальный среди всех коэффициентов a_m^i на i -й итерации:

$$a_{m(i)} = \max_{g_m \in D} \{a_m^i, m = 0..M-1\}.$$

Идея разложения методом согласованного преследования проиллюстрирована на рис. 2.

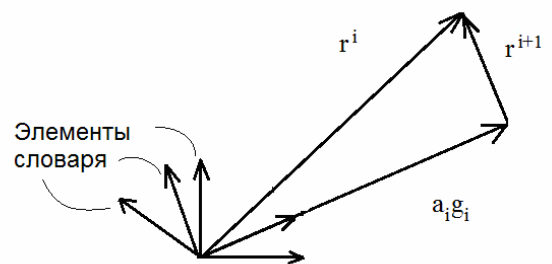


Рис. 2. Схема вычисления методом согласованного преследования

Вычисления можно сократить при использовании быстрых алгоритмов, которые позволяют вычислить скалярное произведение $\langle r^{i-1}, g_{m(i)} \rangle$ по уже вычисленному $\langle r^{i-1}, g_{m(i-1)} \rangle$:

$$\langle r^{i-1}, g_{m(i)} \rangle = \langle r^{i-1}, g_{m(i-1)} \rangle - a_{m(i)} \langle g_{m(i-1)}, g_m \rangle,$$

где $\langle g_{m(i-1)}, g_m \rangle$ вычисляется один раз, например на первой итерации.

Анализ скорости убывания ошибки разложения позволяет выбирать количество атомов, позволяющих достаточно подробно описать внутреннюю структуру сигнала. В соответствии с [10], ошибка аппроксимации определяется по формуле:

$$\|r^i\| \leq 2^{-\lambda i} \|f\|,$$

где λ – скорость сходимости, зависящая от длины сигнала. С учетом экспоненциального закона убывания ошибки число итераций, необходимых для получения достаточно точных аппроксимаций, невелико.

Элементом разложения может быть поставлено в соответствие частотно-временное распределение Вигнера-Вилля [10], определяемое как:

$$Ef(t, \omega) = \sum_{n=0}^{\infty} \left| \langle R^n f, g_{\gamma_n} \rangle \right|^2 Wg_{\gamma_n}(t, \omega),$$

где

$$Wg_{\gamma_n}(t, \omega) = 2e^{-2\pi \left(\frac{(t-u)^2}{s^2} + s^2(\omega-\xi)^2 \right)}.$$

Выбор словаря

Структура словаря определяется конкретной задачей. Примеры применения различных словарей можно найти, например, в работах [5 - 9, 11, 12]. Выбор элементов словаря диктуется структурными особенностями сигнала, которые, по возможности, должны обеспечивать минимальное, в части избыточности, представление исследуемого временного ряда. Для выбора словаря первоначально была проведена типологическая классификация сигналов геоакустической эмиссии. В первом приближении элементы сигнала могут быть описаны модулированными функциями Гаусса. На основе данного заключения в качестве словаря D был выбран предложенный в [9] словарь Габора, включающий

масштабированные, модулированные и сдвинутые по времени функции Гаусса $g(t)$:

$$D = \{g_{s,u,\xi}\} = \left\{ \frac{1}{\sqrt{s}} g\left(\frac{t-u}{s}\right) e^{j\xi(t-u)} \right\}.$$

Предлагаемый базис для согласованного преследования обеспечивает оптимальное представление внутренней структуры сложного сигнала, поскольку атомы Габора имеют лучшую, по сравнению с другими базисами, частотно-временную локализацию [10]. Для примера рассмотрим сигнал, состоящий из 4-х элементов, имеющих разные по протяженности высокочастотные и низкочастотные компоненты (рис. 3а):

$$f(t) = g\left(\frac{t-u_1}{s_1}\right) e^{j\omega_1 t} + g\left(\frac{t-u_2}{s_2}\right) e^{j\omega_2 t} + g\left(\frac{t-u_1}{s_2}\right) e^{j\omega_1 t} + g\left(\frac{t-u_2}{s_1}\right) e^{j\omega_2 t}.$$

На рис. 3б представлено разложение исследуемого сигнала. Видно, что всем элементам сигнала соответствуют атомы разложения, локализация которых в частотно-временной области соответствует ожидаемой.

Результаты анализа сигналов геоакустической эмиссии

Рассмотрим примеры частотно-временного анализа геоакустической эмиссии методом разреженной аппроксимации. При исследовании сигналов необходимо выбрать количество атомов, адекватно их описывающих. Для этого оценивалось убывание ошибки с ростом количества проведенных итераций.

На рис. 4 представлен фрагмент записи сигнала геоакустической эмиссии длительностью 0.5 с, спектрограмма и частотно-временная область с отмеченным распределением Вигнера-Вилля функций Габора, полученными в результате разложения методом согласованного преследования. Анализ данных показывает, что все атомы разложения группируются в окрестности наиболее «энергоемких» участков записи – импульсов, отражая их внутреннюю структуру. На рис. 5 представлен график спада ошибки. Видно, что достаточно около 30 итераций, чтобы атомы разложения охватили 80% энергии сигнала, т.е. достаточно адекватно описывали сигнал.

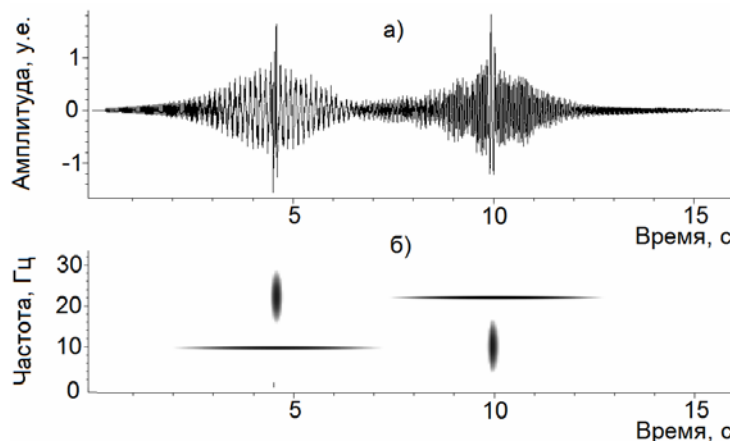


Рис. 3. Пример модельного сигнала (а) и распределение Вигнера-Вилля функций Габора, полученное в результате разложения методом согласованного преследования (б).

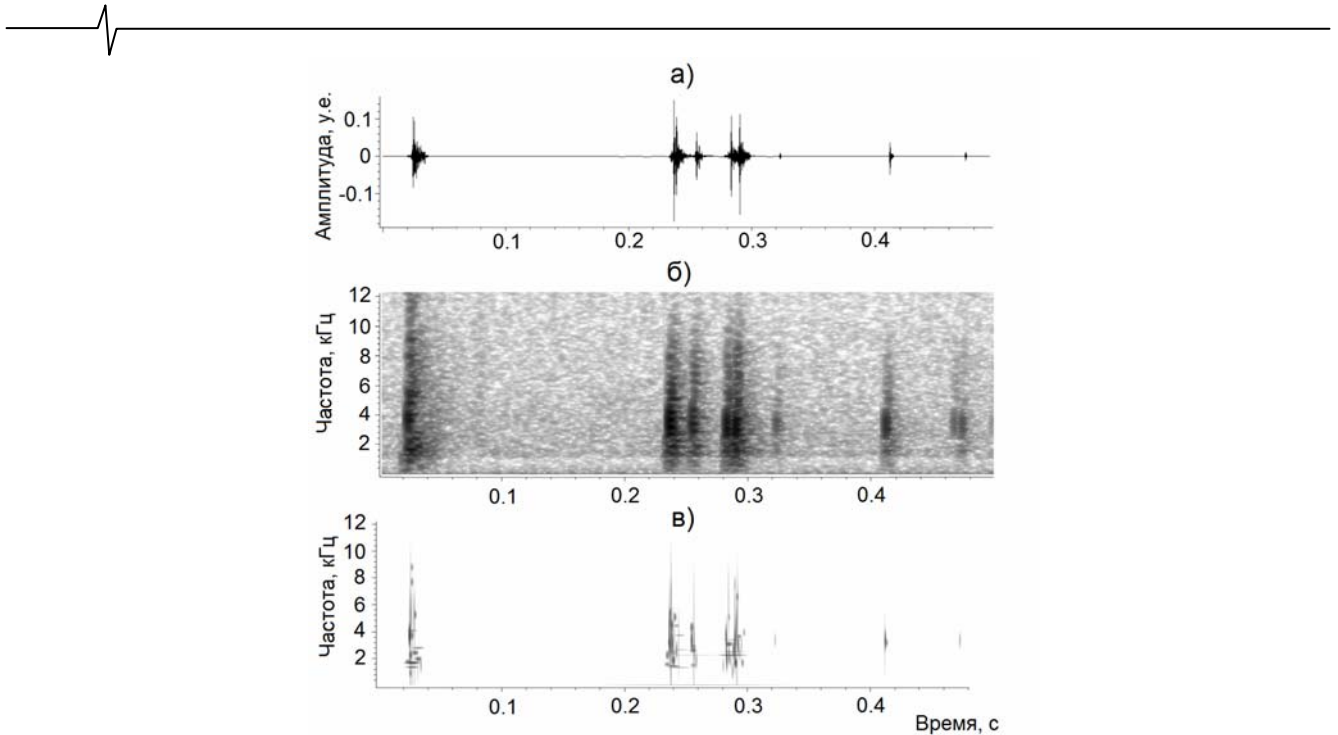


Рис. 4. Фрагмент записи сигнала геоакустической эмиссии (а), спектрограмма сигнала (б) и частотно-временная область с отмеченным распределением Вигнера-Вилля функций Габора, полученными в результате разложения методом согласованного преследования (в).

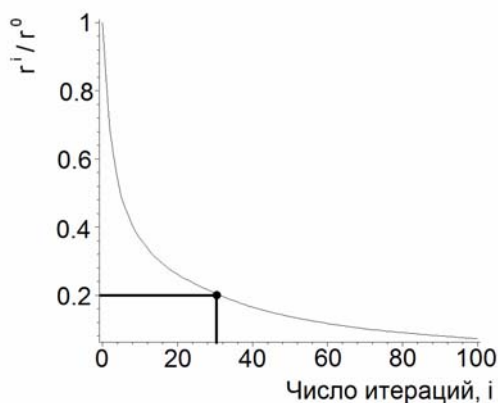


Рис. 5. Зависимость величины относительной ошибки от числа проведенных итераций.

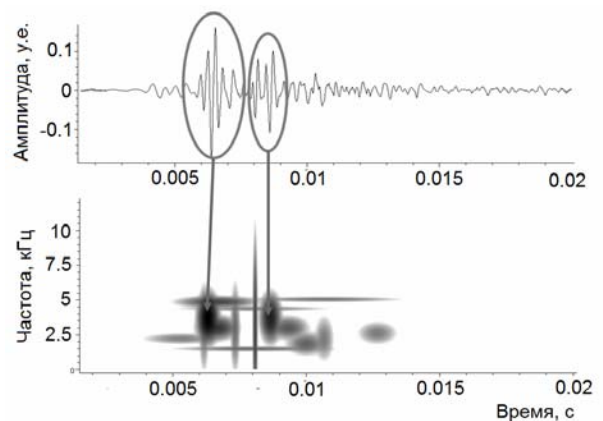


Рис. 6. Фрагмент записи геоакустического импульса и его разложение методом согласованного преследования

В разложении присутствуют несколько типичных по распределению энергии атомов:

1. Атомы, энергия которых локализована по времени, но распределена по частоте.
2. Атомы, энергия которых локализована по частоте, но распределена по времени.
3. Атомы, энергия которых локализована как по частоте, так и по времени.

Метод разреженной аппроксимации позволяет анализировать структуру отдельных импульсов, что невозможно при применении метода оконного преобразования Фурье. Каждый импульс представляется взвешенной суммой отдельных атомов, анализ взаимного расположения которых может давать информацию об источнике генерации и пути распространения сигнала. Проиллюстрируем это несколькими примерами.

На рис. 6 показан геоакустический импульс и резуль-

таты его разложения. Видно, что сигнал складывается из двух составляющих. Анализ частотно-временного расположения атомов позволяет предположить, что вторая составляющая является отражением основного сигнала (на рис. 6 отмечено стрелочками). Их частоты совпадают, а удлинение пути, рассчитанное с учетом времени задержки (2.5 мс) и скорости распространения звука в воде (1500 м/с) составляет 3.75 м. Эта величина соответствует случаю отражения сигнала от поверхности водоема.

На рис. 7 показан пример более сложного импульса. Анализ частотно-временного расположения атомов позволяет предположить, что в данном случае наблюдается сумма сигналов от разных источников, т.к. в разложении наблюдаются отдельные частотно-временные структуры. В соответствии с [1, 3] можно допустить, что источники сигналов имеют неодинаковые размеры.

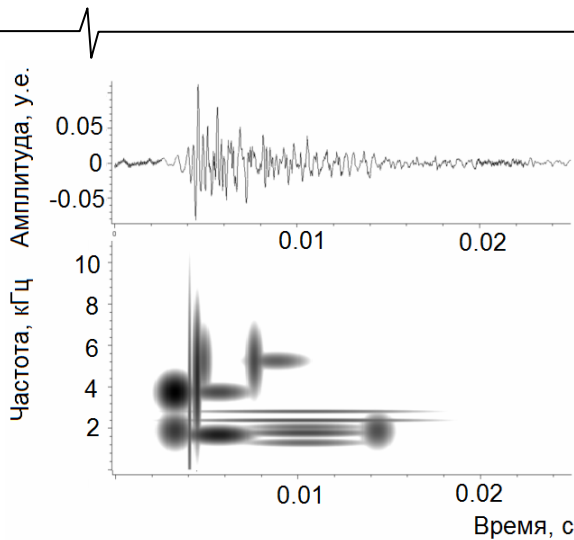


Рис. 7. Фрагмент записи геоакустического импульса и его разложение методом согласованного преследования

На рис. 8 показан пример последовательности геоакустических импульсов, по всей видимости, имеющих один источник, что подтверждается схожестью их частотно-временных структур.

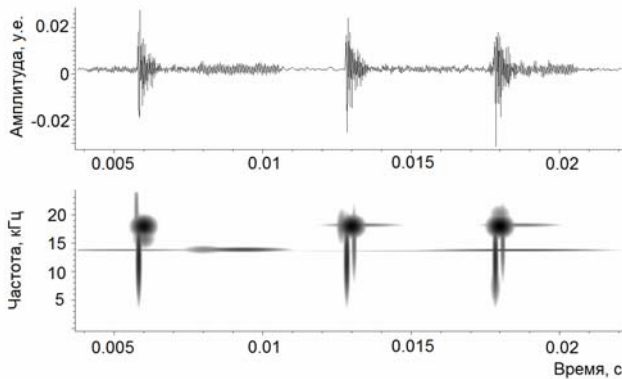


Рис. 8. Фрагмент записи последовательности геоакустических импульсов и их разложение методом согласованного преследования

Заключение

В работе предложен новый подход для частотно-временного анализа геоакустической эмиссии. В его основу положен метод разреженной аппроксимации временных рядов, позволяющий адекватно описывать сигналы импульсной природы. Использование метода для анализа реальных геоакустических импульсов позволяет выявлять внутреннюю структуру сигналов, обусловленную источниками их генерации.

Опыт использования метода разреженной аппроксимации позволяет сделать вывод о целесообразности его применения для частотно-временного анализа любых геофизических сигналов импульсной природы.

Литература

1. Купцов А. В., Ларионов И.А., Шевцов Б.М. Особенности геоакустической эмиссии при подготовке камчатских

2. землетрясений // Вулканология и сейсмология. 2005, №5, С.45-59.
3. Долгих Г.И., Купцов А.В., Ларионов И.А., Марапулец Ю.В., Швец В.А., Шевцов Б.М., Широков О.Н., Чупин В.А., Яковенко С.В. Деформационные и акустические предвестники землетрясений// Доклады АН, 2007, Т.413, №1, С.96-100.
4. Марапулец Ю.В., Щербина А.О. Методы исследования пространственной анизотропии геоакустической эмиссии // Техническая акустика. 2008, 14. <<http://www.ejta.org>>
5. Шевцов Б. М., Марапулец Ю.В., Щербина А.О. О направленности приповерхностной высокочастотной геоакустической эмиссии в периоды деформационных возмущений // Доклады АН, 2010, Т.430, №1, С.119-122.
6. Chakraborty A., Okaya D. Frequency-time decomposition of seismic data using wavelet-based methods// Geophysics. Vol.60, 6, P.1906-1916.
7. Josso N. F., Zhang J. J., Papandreou-Suppappola A. et al. On the Characterization of time-scale underwater acoustic signal using matching pursuit decomposition // Proceedings of the IEEE of OCEANS Conference. P. 6, Biloxi, Miss, USA, 2009.
8. Ebenezer S. P., Papandreou-Suppappola A., Suppappola S. B. Classification of acoustic emissions using modified matching pursuit // EURASIP Journal on Applied Signal Processing. N.3, P. 347-357.
9. Kovvali N., Das S., Chakraborty D., Cochran D., Papandreou-Suppappola A., Chattopadhyay A. Time-frequency based classification of structural damage // AIAA/ASME/ASCE/AHS/ASC Structures, Structural Dynamics, and Materials Conference, 23 - 26 April 2007, Honolulu, Hawaii, P. 2007-2055.
10. Mallat S., Zhang Z. Matching pursuits with time-frequency dictionaries. IEEE Transactions on Signal Processing. N. 41(12), P.3397-3415.
11. Малла С. Вейвлеты в обработке сигналов: Пер с англ. – М.:Мир, 2005.
12. Goodwin M.M., Vetterli M. Matching pursuit and atomic signal models bases on recursive filter banks // IEEE Transactions on Signal Processing. N. 47(7), P.1890-1902.
13. McClure M.R., Carin L. Matching Pursuits with a wave-bases dictionary // IEEE Transactions on Signal Processing. N. 45(12), P.2912-2927.

USING THE SPARSE APPROXIMATION METHOD FOR THE PROBLEMS OF GEOACOUSTIC EMISSION ANALYSIS

Marapulets Yu.V., Tristanov A.B.

In the paper the novel approach of the geoaoustic emission time-frequency analysis, based on the method of sparse approximation is suggested. Examples of the method application for real geoaoustic impuls analysis is regarded. Using the time-frequency analysis method for any impulse nature geophysical signals is expedient.

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ В СИСТЕМЕ ТОЧНОГО ВИСЕНИЯ ВЕРТОЛЕТА

Шахрай В.И., к.т.н., заместитель генерального директора ЗАО «МНИТИ»

Ключевые слова: видеoinформация, захват реперов, координатное смещение, информационный обмен.

Введение

Режим точного висения над заданной точкой земной поверхности используется при проведении монтажных и спасательных работ, при выполнении посадки на ограниченных площадках. Автоматизация режима пилотирования при выполнении указанных операций позволяет решить проблемы обеспечения безопасности полетов и снижения нагрузки на операторов.

По функциональному назначению телевизионная система определения текущих координат висения вертолета (ТСКВ) может быть отнесена к классу угломерно-высотомерных радиотехнических систем. Система может быть установлена как на новые типы вертолетов, так и на ранее изготовленные вертолеты, находящиеся в эксплуатации. Основная отработка системы в летных экспериментах выполнена на вертолетах МИ-26 и МИ-8МТВ.

Состав аппаратуры ТСКВ и ее связь с аппаратурой вертолета представлены на рис. 1.

Основными информационными датчиками системы являются телевизионная камера и штатная навигационная аппаратура вертолета. Возможны 2 варианта установки ТВ камер:

- с жестким креплением ТВ камеры к корпусу вертолета;

Рассмотрены особенности методов и алгоритмов обработки видеoinформации, используемых в задаче автоматизации процесса пилотирования вертолёта в режиме точного висения над заданной точкой земной поверхности. Дано описание структуры вычислительного устройства, реализующего алгоритмы обработки в телевизионной системе определения текущих координат вертолета в режиме висения. Представлены результаты полунатурного моделирования и летных испытаний системы на вертолетах МИ-8МТВ и МИ-26.

- с установкой на платформе гиросtabilизированного устройства.

К достоинствам первого варианта относятся умеренная стоимость аппаратуры, простота установки и практически неограниченный ресурс системы. К недостаткам варианта жесткого крепления датчика относится наличие сдвига изображения на ВКУ не только при координатном смещении вертолета относительно места висения, но и из-за угловых колебаний вертолета, что негативно воспринимается летным составом. Компенсация сдвига изображения из-за разворота вертолета по крену и тангажу в данном варианте осуществляется с помощью соответствующего сдвига большого подвижного перекрестия, управляемого по сигналам угловой ориентации от навигационной аппаратуры вертолета. При этом центр перекрестия определяет точку висения вертолета на изображении местности. Вариант жесткого крепления камеры в грузовом люке вертолета МИ-8МТВ представлен на рис. 2.

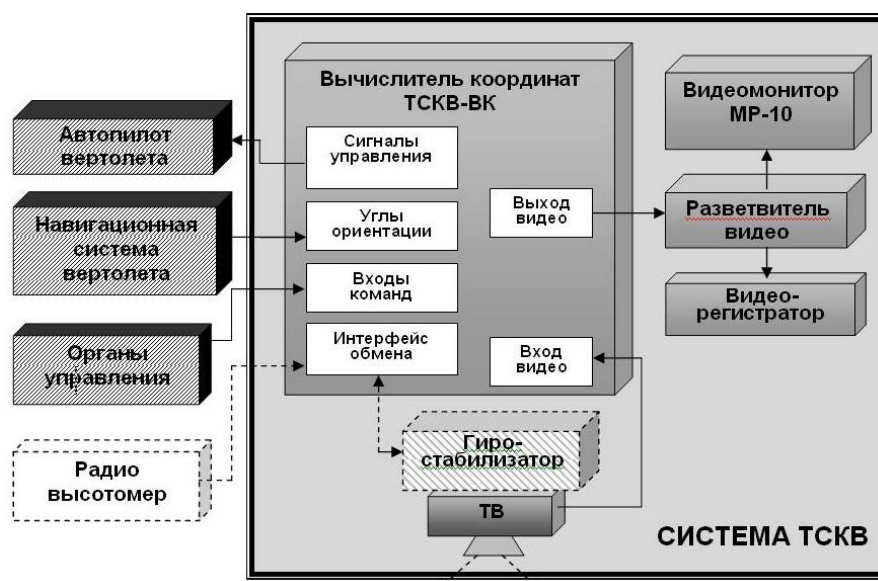


Рис. 1. Состав аппаратуры ТСКВ и ее связь с бортовым оборудованием вертолета



Рис. 2. ТВ камера, установленная в грузовом люке



Рис. 3. СМС ТСКВ, установленный на кронштейне

Достоинством варианта с использованием гиросtabilизированного устройства является стабилизация оси визирования ТВ камеры в вертикальном положении. Кроме того, появляется возможность реализации 2-х режимов работы системы: «точного висения» с формированием изображения рабочей площадки в нижней полусфере и «обзора» в передней полусфере. Внешний вид стабилизированной малогабаритной станции (СМС), входящей в состав ТСКВ, показан на рис. 3.

В режиме висения управление СМС-ТСКВ осуществляется от вычислителя системы по интерфейсу RS422. При создании вычислителя ТСКВ-ВК использован многолетний опыт разработки телевизионных автоматов слежения в ЗАО «МНИТИ» для различных применений [1].

В вычислителе системы ТСКВ-ВК реализованы следующие основные алгоритмы, обеспечивающие работу ТСКВ в различных режимах:

- многоканальный алгоритм автосопровождения реперов;
- алгоритм автоматического захвата реперов;
- алгоритмы информационного обмена с навигационной аппаратурой вертолета, аппаратурой управления, СМС ТСКВ, ТВ камерой, автопилотом, аппаратурой отображения и регистрации видеоинформации;
- алгоритмы вычисления координатного смещения и скоростей линейного перемещения вертолета;
- алгоритм оценки высоты висения;
- алгоритмы фильтрации и формирования выходных управляющих сигналов.

Алгоритм автоматического захвата реперов

В режиме «Автозахват реперов», инициируемый командой «Автомат», производится выбор наиболее информативных локальных участков на изображении, записанном в видеоОЗУ вычислителя. Критерием информативности служат значения локальной дисперсии яркости. Участки изображения, которые имеют максимальное значение локальной дисперсии, выбираются в качестве реперов. Такие участки обеспечивают наибольшую надежность и точность автосопровождения в процессе висения [2].

В ряде случаев, например, при выполнении монтажных работ с грузом на внешней подвеске, в качестве реперов могут использоваться специальные контрастные щиты-указатели, устанавливаемые в рабочей зоне на местности или объекте. Аналогичные реперы могут закрепляться на грузе для обеспечения его устойчивого автосопровождения. При работах с грузом на внешней подвеске выбор реперов осуществляется с учетом запретных зон, определяемых размерами и амплитудой колебаний груза. Установку искусственных реперов для повышения точности целесообразно производить как можно ближе к точке укладки груза, однако - вне зоны возможного экранирования их качающимся и вращающимся на тросе грузом.

В вычислителе ТСКВ-ВК реализована процедура выбора реперов с использованием тех же аппаратно-программных средств, что и для режима автосопровождения.

дения. Оценка информативности производится по максимуму экстремума локальной автокорреляционной функции (АКФ) изображения по области следящего строба:

$$\Delta R(i, j) = \max[R(i, j)] - \max[R(i + \alpha, j + \beta)]$$

где: i, j – координаты положения строба, в которой производится анализ локальной дисперсии; $R(i, j)$ – значение экстремума АКФ в точке нулевого сдвига; $R(i + \alpha, j + \beta)$ – значения АКФ в точках с фиксированным координатным сдвигом α, β относительно координат экстремума.

Алгоритм автосопровождения реперных зон

На последовательности ТВ кадров осуществляется автосопровождение каждого из реперов следящими стробами путем нахождения координат экстремума АКФ участков текущего изображения с соответствующими эталонами. При снижении вертолета участки реперных зон на изображении смещаются к периферии и могут достигать границ раstra. В этом случае автоматически производится повторный выбор и захват новых реперов с сохранением положения точки слежения и расчетного значения высоты на момент перезахвата.

Автосопровождение каждого из реперов выполняется идентичными каналами корреляционного измерения координат. Количество каналов, необходимое для выполнения режима висения с грузом на внешней подвеске, не менее 4-х. Два канала обеспечивают отслеживание координатного смещения реперов на изображении местности и 2 канала обеспечивают автосопровождение 2-х реперов на грузе. При этом в вычислитель ТСКВ поступает информация о взаимном расположении координат реперов местности и координат груза с учетом его ориентации. При задействовании одного канала слежения за грузом информация о его угловой ориентации относительно изображения местности будет потеряна.

Для выполнения работ со стабилизацией ориентации вертолета по курсу к алгоритмам каналов слежения за реперными участками изображения предъявляются требования адаптации к масштабным изменениям в сцене [2]. При больших допустимых изменениях курсового угла вертолета необходимо обеспечить адаптацию каналов слежения к повороту изображения, что значительно усложняет аппаратно-программную реализацию вычислителя и удлиняет процедуру оценки координат.

Вопрос адаптации к повороту и изменению масштаба может быть решен при установке искусственных реперов. В этом случае изображения на реперных щитах должны иметь яркостную структуру с центральной симметрией. Эталонное описание таких реперов вводится заранее в вычислитель системы, что обеспечивает их однозначный выбор при захвате и автосопровождение в процессе висения с максимальной точностью.

Алгоритм вычисления координатных смещений и скоростей

Вычисление на текущих ТВ кадрах координат $Z_{тс}$, $Y_{тс}$ точки слежения осуществляется по измеренным в каналах слежения текущим координатам реперов методом геометрического подобия с использованием ин-

формации о взаимном положении координат реперов Z_{r0} , Y_{r0} и точки слежения Z_0 , Y_0 на кадре выбора и захвата реперов.

При использовании гиростабилизированной ТВ камеры с вертикальной стабилизацией визирной оси к рабочей плоскости изменения в изображении, заключающиеся в сдвиге, изменениях масштаба и повороте, описываются аффинными преобразованиями вида:

$$S(x, y) = (a_{11}x + a_{12}y + a_{13}, a_{21}x + a_{22}y + a_{23}),$$

где a_{ij} – параметры преобразования.

При использовании видеодатчика, жестко связанного с корпусом вертолета, изменения в изображении системы описываются нелинейными проективными преобразованиями, что в общем случае усложняет алгоритм и увеличивает ошибку вычисления координат точки слежения [3].

Координатные смещения в продольном Δy и поперечном Δz направлениях определяются в ТСКВ-ВК путём вычисления отклонений точки слежения относительно центра координат по известным значениям высоты полёта H , угла зрения β ТВ камеры и стандарта разложения ТВ раstra следующим образом:

$$\Delta(y) = \frac{2 \cdot H \cdot n(y)}{N(y)} \cdot \operatorname{tg} \left[\frac{\beta(y)}{2} \right]$$

$$\Delta(z) = \frac{2 \cdot H \cdot n(z)}{N(z)} \cdot \operatorname{tg} \left[\frac{\beta(z)}{2} \right],$$

где $n(y)$, $n(z)$ – координаты точки слежения на растре в ТВ элементах в соответствующих направлениях y, z ; $N(y)$, $N(z)$ – число ТВ элементов разложения раstra по направлениям координат y, z .

Алгоритм вычисления высоты висения

В общем случае, при захвате произвольных реперов на местности ТСКВ обеспечивает оценку текущего значения относительной высоты висения вертолета над заданной точкой. Исходными данными для оценки относительной высоты служит количество телевизионных элементов $zr(n)$, заключающееся между координатами реперов в плоскости изображения на текущем (n -ом) ТВ кадре и значение $zr(0)$, равное числу телевизионных элементов между координатами реперов на кадре захвата (перезахвата) реперов. При отслеживании положения точки висения текущее значение относительной высоты определяется как:

$$H_{отн}(n) = zr(0) / zr(n)$$

В момент захвата реперов по команде «Автомат» значение $H_{отн} = 1$. При увеличении высоты висения вертолета значение $H_{отн}$ увеличивается. Так, при двукратном увеличении высоты $H_{отн}$ принимает значение 2. Соответственно, при двукратном снижении высоты, значение $H_{отн}$ пропорционально уменьшается до 0,5. На рис. 4 представлены фрагменты видеозаписи летных испытаний работы ТВ системы висения, иллюстрирующие оценку относительного значения высоты. Кадр 1 соответствует моменту начала работы $H_{отн} = 1$. Кадр 2 получен при снижении высоты в 1,6 раза ($H_{отн} = 0,6$). Текущее значение высоты отображается положением бегунка на шкале высоты, находящейся в правой части раstra.

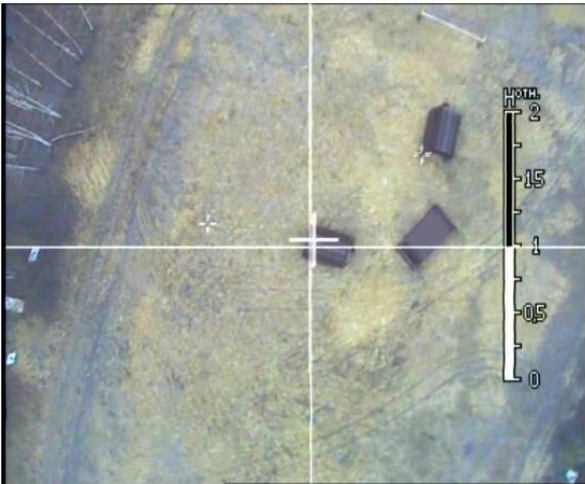


Рис. 4. Режим висения со снижением с оценкой относительного значения высоты

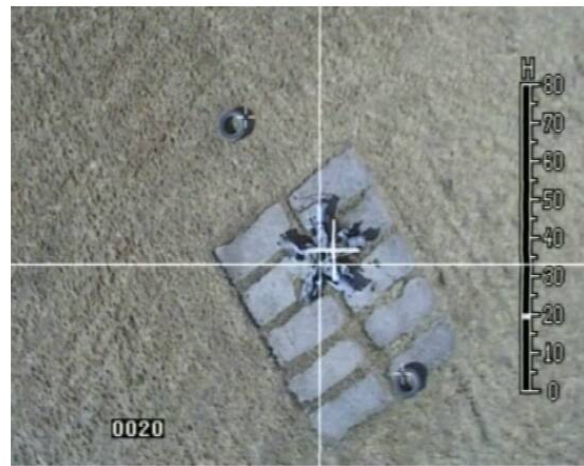
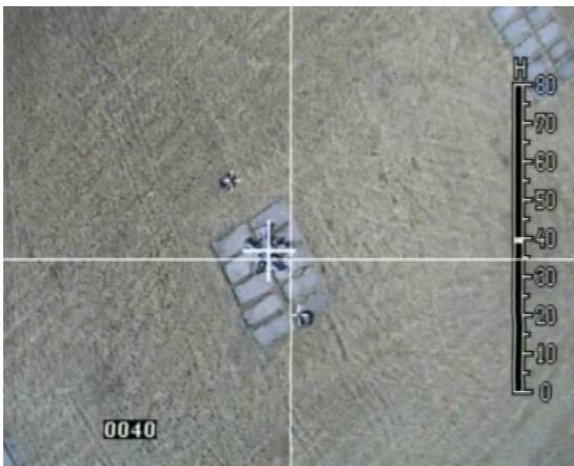


Рис. 5. Режим висения со снижением с оценкой абсолютного значения высоты

При установке на рабочей площадке, над которой проводятся работы, специальных реперов в ТСКВ предусмотрен режим предварительного ввода расстояния между реперами lr . Если такая установка выполнена перед основной работой, то после целеуказания (захвата реперов) на экране индицируется не относительная, а абсолютная шкала высот в метрах. Абсолютная высота висения вертолета вычисляется в соответствии с выражением:

$$H = \frac{lr \cdot z}{2 \cdot (zr1 + zr2) \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\beta}{2}\right)},$$

где z – число видимых элементов разложения в угле β ; $zr1, zr2$ – координаты реперов на ТВ растре.

Необходимо отметить, что показания высоты, формируемые ТСКВ, соответствует высоте висения вертолета над плоскостью установки реперов. При работе над высокими объектами (мачты ЛЭП, телебашни, колокольни и др.) полученные значения будут соответство-

вать истинной высоте висения над рабочей площадкой, тогда как показания радиовысотомера в указанных условиях могут быть ошибочными.

На рис. 5 представлена выборка из 2-х кадров видеозаписи летных испытаний работы ТВ системы висения, иллюстрирующая оценку абсолютного значения высоты с использованием реперной базы ($lr = 10$ м).

Погрешность оценки высоты висения dH зависит от величины реперной базы lr , текущей высоты висения H и ошибки оценки координат реперов dz :

$$dH = \frac{lr \cdot z}{(2 \cdot zr \pm 1) \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\beta}{2}\right)},$$

где z – число видимых элементов в угле β .

На рис. 6 приведены значения погрешностей dH высот висения, полученные для диапазонов изменения высоты 10 ÷ 45 м при базовом расстоянии lr между реперами от 3 до 9 метров.

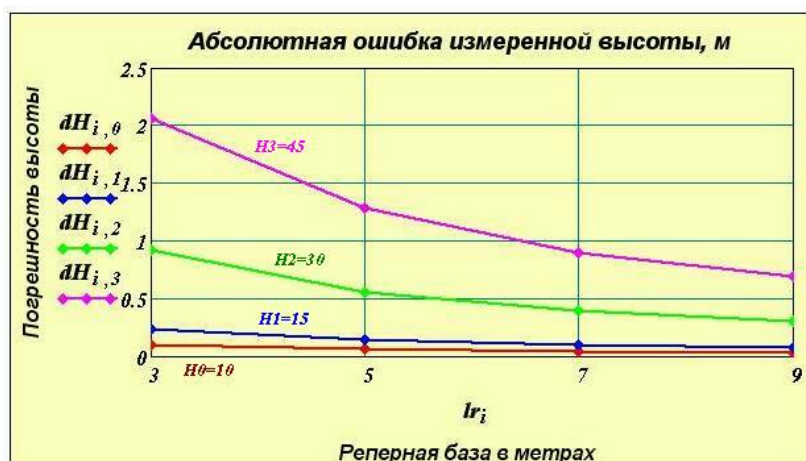


Рис. 6 Зависимость ошибки высоты dH от реперной базы l_r

Как видно из графика, при самых неблагоприятных условиях погрешность определения высоты составляет не более 2 м при высоте висения 45 м. При практических условиях проведения монтажных работ погрешность не превышает (0,1...0,2) м.

Информационный обмен

Информационный обмен вычислителя ТСКВ-ВК со станцией СМС ТСКВ осуществляется по последовательному интерфейсу RS-422. Последовательность передачи команд и сигналов, а также формат данных соответствует протоколу обмена. Для ввода информации от бортовой аппаратуры вертолета в блоке ТСКВ-ВК реализован аналого-цифровой интерфейс, а вывод данных на автопилот и аппаратуру регистрации осуществляется соответствующим цифро-аналоговым интерфейсом.

Литература

1. Шахрай В.И., Вилкова Н.Н.. Телевизионные автоматы. Военный парад. 2005. №5. с.50-51.
2. Андрианов Г.П., Усова Н.Г., Шахрай В.И. Многорежимный автомат сопровождения объектов. // Техника средств

связи. Серия ТТ. –2010. –Вып.1, с. 52-55.

3. Б.А. Алпатов, П.В. Бабаян, О.Е. Балашов, А.И. Степашкин. Методы автоматического обнаружения и сопровождения объектов. Обработка изображений и управление. / – М.: Радиотехника, 2008. – 176 с.: ил.

DIGITAL IMAGE PROCESSING IN SYSTEM OF EXACT HOVERING HELICOPTER

Shahray V.I.

The features of methods and algorithms for video processing used in the problem of automating the process of piloting a helicopter in hover mode, accurate over a given point of the earth's surface. The description of the structure of the computing device that implements the processing algorithms in a television system determine current position of helicopter hovering.

Presents the results of semi-natural simulation and flight test system for the MI-8MTV and MI-26.

Уважаемые авторы!

Редакция научно-технического журнала "Цифровая обработка сигналов" просит Вас соблюдать следующие требования к материалам, направляемым на публикацию:

1) Требования к текстовым материалам и сопроводительным документам:

- Текст - текстовый редактор Microsoft Word.
- Таблицы и рисунки должны быть пронумерованы. На все рисунки, таблицы и библиографические данные указываются ссылки в тексте статьи.
- Объем статьи до 12 стр. (шрифт 12). Для заказных обзорных работ объем может быть увеличен до 20 стр.
- Название статьи на русском и английском языках.
- Рукопись статьи сопровождается:
 - краткой аннотацией на русском и английском языках;
 - номером УДК;
 - сведениями об авторах (Ф.И.О., организация, должность, ученая степень, телефоны, электронная почта);
 - ключевыми словами;
 - актом экспертизы (при наличии в вашей организации экспертной комиссии).

2) Требования к иллюстрациям:

Векторные (схемы, графики) - желательно использование графических редакторов Adobe Illustrator или Corel DRAW.

- Растровые (фотографии, рисунки) - М 1:1, разрешение не менее 300dpi, формат tiff.

УДК 621.397.13

ПОЛУНАТУРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ТОЧНОГО ВИСЕНИЯ ВЕРТОЛЕТА

*Шахрай В.И., к.т.н., заместитель генерального директора ЗАО «МНИТИ»**Арзуманян Э.П., д.т.н., главный научный сотрудник ЗАО «МНИТИ», arz-edik@mtu-net.ru**Усова Н.Г., заместитель начальника СКБ ЗАО «МНИТИ»*

Ключевые слова: висение вертолета, автосопровождение, телевизионная камера, видеоизображение, реперы координатные.

В соответствии с федеральной программой «Развитие гражданской авиации России на период до 2015 года» ЗАО «МНИТИ» совместно с ФГУП «ЛИИ им. М.М. Громова» разработан и изготовлен экспериментальный образец телевизионной системы определения текущих координат висения вертолёта с грузом на внешней подвеске (шифр ТСКВ). Перед подготовкой к летным испытаниям системы на вертолете Ми-8Т проведена экспериментальная отработка системы в различных режимах: на стенде полунатурного моделирования ЗАО «МНИТИ» и пилотажном стенде КНИО-9 ФГУП «ЛИИ им. М.М.Громова».

Основными задачами отработки системы ТСКВ на стенде полунатурного моделирования (ПНМ) являлись:

- проверка выполнения режима автоматического выбора и захвата на автосопровождение реперных участков сцены;
- проверка режимов слежения за выбранной на изображении точкой при имитации плоскопараллельного перемещения и изменения высоты висения вертолета;
- оценки точности формирования вычислителем ТСКВ сигналов управления координатного смещения и их производных, необходимых для формирования закона управления;
- оценка непрерывности сигналов управления;
- оценка точности определения относительной высоты висения в ТСКВ-ВК.
- проверка информационного обмена вычислителя ТСКВ с навигационной аппаратурой вертолета, органа-

В статье представлены результаты отработки и испытаний вертолетной системы точного висения методами полунатурного моделирования. Рассмотрены особенности аппаратно-программной реализации стенда полунатурного моделирования и вопросы подготовки фоновой обстановки (ФО) на площадке точного висения.

ми управления работой ТСКВ, средствами отображения и регистрации видеоинформации.

Состав стенда ПНМ ТСКВ представлен на рис. 1, а на рис. 2 показана часть аппаратуры стенда в процессе полунатурного моделирования.

Регистрация видеоинформации в процессе испытаний производилась с помощью преобразователя «Контраст» с формированием на ЭВМ файлов в формате «avi». Информация о текущих углах ориентации вертолета задавалась с помощью имитатора вертолётной гировертикали ЦГВ-10П. Выходные сигналы ТСКВ-ВК, соответствующие угловым рассогласованиям точки висения, для каждой реализации записывались в файлы с последующей обработкой на ПЭВМ. Для компенсации угловых эволюций вертолета по крену и тангажу в вычислитель ТСКВ-ВК заведены соответствующие данные от имитатора гировертикали ЦГВ-10П. Точку на местности, над которой производилось висение, задавал оператор с помощью органов управления электронной крестовидной метки, формируемой в ТСКВ-ВК. После наложения крестовидной метки на выбранную точку в изображении оператор выдавал команду «АВТОМАТ», по которой в вычислителе ТСКВ-ВК выполнялся режим выбора реперных зон в изображении и их захват на автосопровождение.

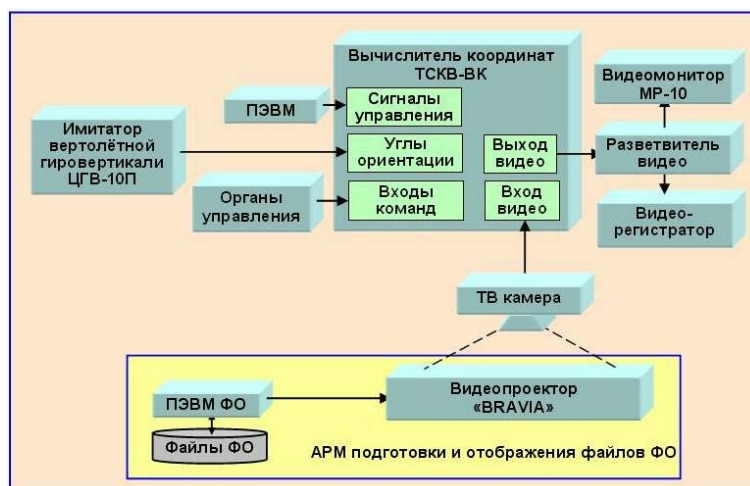


Рис. 1 Состав стенда полунатурного моделирования ТСКВ



Рис. 2 Фрагмент рабочей обстановки на стенде моделирования

В процессе моделирования был исследован алгоритм определения высоты H по телевизионному принципу [1]. Исходными данными в этом случае служат расстояние между реперами (реперная база) lr и угол зрения β ТВ камеры. Погрешность определения точки слежения для каждого коррелятора составляет ± 1 т.э. (телевизионный элемент).

По величине lr на разных высотах определяется количество телевизионных элементов zr , заключающееся между координатами реперов в плоскости изображения, следующим образом:

$$zr = \text{floor} \left(\frac{lr \cdot z}{2 \cdot H \cdot \text{tg} \left(\frac{\beta}{2} \right)} \right),$$

где z – число видимых т.э. в угле β ,
 floor – оператор целой части числа.

С учётом флуктуационной составляющей в ± 1 т.э. максимальная погрешность вычисленной относительной высоты определяется как:

$$dH = \frac{lr \cdot z}{\text{tg} \left(\frac{\beta}{2} \right)} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot zr + 1} - \frac{1}{2 \cdot zr - 1} \right).$$

В таблице 1 представлены значения погрешности оценки высоты висения по данным ТСКВ. Значения получены расчетным путем и подтверждены результатами полунатурного моделирования.

Таблица 1

Реперная база lr , м	Высота висения H , м			
	10	15	30	45
3	1.018	1.527	3.054	4.583
5	0.603	0.916	1.832	2.852
7	0.432	0.646	1.309	1.989
9	0.335	0.504	1.018	1.527

Как видно из таблицы 1, при самых неблагоприятных условиях (малая реперная база), погрешность определения высоты в системе ТСКВ не превышает 5%. При практических условиях проведения монтажных работ погрешность оценки составит 0,5...1,5%.

При работе с грузом на внешней подвеске часть изображения местности экранируется грузом. В этой области изображения не должны быть выбраны реперы, в

противном случае нарушится алгоритм адаптивного слежения. Размеры запретной зоны зависят от размера груза, амплитуды его колебаний и длины силового троса подвески. Очевидно, что случайная ориентация груза в картинной плоскости описывает круг с диаметром равным размеру наиболее длинной (широкой) части груза. Кроме того, существует определённое смещение Sy , Sz между вертикально направленными линией силового троса груза и линией визирования ТВ камеры.

Диаметры окружностей, формируемые грузом и его колебаниями, определяются как:

$$RO = \Phi \left[\left(R(y, z) - \frac{dv}{2} \right) \right] - \Phi \left[\left(R(y, z) - \frac{dn}{2} \right) \right]$$

где $dv = \text{ceil}(D \cdot k)$ $dn = \text{ceil}(Dr \cdot k)$
 целочисленные диаметры внутренней и наружной окружностей, выраженные в телевизионных элементах; Φ – функция Хевисайда; k – коэффициент пересчёта метрических размеров на число ТВ элементов; ceil – оператор наибольшего целого числа;

$$R(y, z) = \sqrt{(y - y_0 + Sy)^2 + (z - z_0 + Sz)^2},$$

D – расчётный диаметр груза; Dr – диаметр раскочки груза; L – длина троса до поверхности груза.

На рис. 3 приведена зона запрета установки реперов в плоскости ТВ раstra. Данные диаметров и координат представлены в телевизионных элементах.

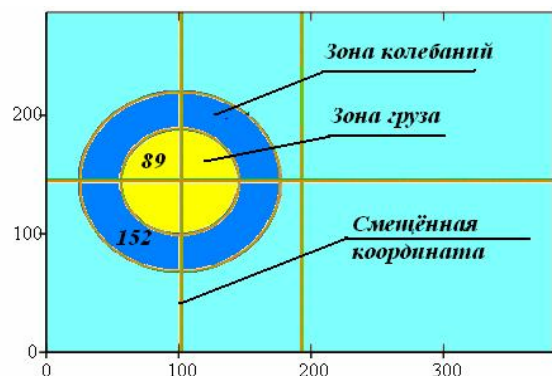


Рис. 3 Отображение запретной зоны для конкретных исходных данных

На стенде полунатурного моделирования были проведены исследования по различным сюжетам, по 10 заходов на каждый. Один из сюжетов представлял собой участок палубы корабля, на которую производится вертикальное снижение вертолёта. На рис. 4 приведены 3 ТВ кадра видеозаписи результатов испытаний системы, иллюстрирующие работу ТСКВ-ВК при масштабных изменениях и плоскопараллельных смещениях сцены. Входная информация представляла собой участок палубы корабля, над которой выполняется снижение вертолёта в режиме висения.

На Рис. 4 кадр 1 соответствует моменту целеуказания точки, над которой выполняется висение (положение большого перекрестия) с автоматическим выбором и захватом реперов. Указатель относительной высоты слева находится в исходном положении «1». Кадр 2 соответствует снижению вертолёта до 0,75 исходной высоты, а кадр 3 – до 0,25.



Рис. 4 Кадры видеозаписи работы ТСКВ при имитации перемещения и снижения вертолёта над палубой корабля.



Рис. 5 Диаграмма отфильтрованных координат, полученных на 6-ом заходе исследований

На рис. 5 представлен график изменения сигналов координатного рассогласования, формируемых ТСКВ-ВК. На графике 1 выделены характерные участки траектории слежения. Первые соответствуют плоскопараллельным перемещениям сцены и обозначены надписью «Этапы перемещения». Этапы 1,2,3 обозначены надписью «Этапы сближения» и соответствуют 2-х, 4-х и 8-кратным увеличениям наблюдаемой сцены.

Моменты автоматического перезахвата реперов на диаграмме отмечены вертикальными линиями. Как видно из диаграммы, непрерывность значений сигналов координат в моменты перезахвата не нарушается.

Исследования режимов управления вертолетом с использованием системы ТСКВ и подсистемы автоматического гашения колебаний проводились на пилотажном стенде КНИО-9 ФГУП «ЛИИ им. Громова». Работы выполнялись под руководством начальника лаборатории ФГУП «ЛИИ им. Громова» доктора технических наук Акимова А.И. [2]. На стенде моделировалась динамика полёта вертолета Ми-8 с грузом на внешней подвеске на режимах висения и перемещений с малыми скоростями. Для моделирования использовалась линейная динамическая модель движения вертолета с грузом на внешней подвеске со штатным автопилотом и нелинейная модель гидравлического силового привода системы продольного и поперечного управления – комбиниро-

ванного агрегата (КАУ).

В модели динамики полета заданные значения углов тангажа и крена вертолета формировались по следующим алгоритмам:

$$\gamma_{зад} = i_z \cdot \Delta z + \mu_z \cdot dz$$

$$\vartheta_{зад} = i_x \cdot \Delta x + \mu_x \cdot dx$$

где $\Delta x = x - x_{зад}$ и $\Delta z = z - z_{зад}$, сигналы рассогласования; x, z – текущие координаты вертолета, определяемые системой ТСКВ; $x_{зад}, z_{зад}$ – заданные летчиком в режиме целеуказания ТСКВ координаты места установки груза; dx и dy – соответствующие производные от Δx и Δz ; i_x, i_z, μ_x, μ_z – передаточные числа.

Управляющие сигналы $\vartheta_{зад}, \gamma_{зад}$ подавались в модель штатного автопилота АП-34Б, который отклонял автомат перекоса несущего винта в продольном и поперечном направлениях по следующим законам:

$$\Delta \delta_k = i_\gamma \cdot (\gamma - \gamma_{зад}) + i_{\omega_x} \cdot \omega_x$$

$$\Delta \delta_B = i_g \cdot (\vartheta - \vartheta_{зад}) + i_{\omega_z} \cdot \omega_z,$$

где ϑ и γ – углы отработки соответственно по тангажу и крену; ω_x и ω_z – соответствующие угловые скорости.

В процессе выполнения работ на пилотажном стенде проводились следующие оценки:

- оценка влияния динамических характеристик приводной части автопилота на параметры движения и управления вертолетом;
- оценка влияния характеристик сигналов ТСКВ на параметры движения и управления вертолетом;
- оценка влияния ветровой нагрузки на динамику и управление вертолетом в режиме автоматического висения, а также на колебания груза на внешней подвеске.

По результатам испытаний системы на пилотажном стенде была подтверждена ее эффективность и получена положительная оценка от лётного состава. По мнению летчиков-испытателей вертолетного отряда «ЛИИ им. Громова», принимавших участие в исследованиях на пилотажном стенде, – использование автоматизированной системы управления вертолетом существенно облегчает процесс пилотирования и повышает характеристики точности режима висения.

Литература

1. Арзуманян Э.П., Усова Н.Г., Шахрай В.И. Трансверсальный фильтр для телевизионного измерителя высоты полета и ее производной применительно к вертолету // НТ

сборник «Техника средств связи», сер. ТТ, с. 94-97 ЗАО «МНИТИ», 2005 г., Москва.

2. Отчет №137-05-II по НИР «Исследование на пилотажном стенде экспериментального образца системы автоматизированного управления вертолетом на режимах точного висения с грузом на внешней подвеске». ФГУП «ЛИИ им. Громова» г. Жуковский, 2005 г.

SEMI-NATURAL SIMULATION PRECISION SYSTEMS HOVERING HELICOPTER

Shahray V.I., Arzumanyan E.P., Usova N.G.

The article presents the results of processing and testing of the system accurately hovering Helicopter semi-natural simulation methods. The features of the hardware and software implementation of the stand semi-natural modeling and the preparation of background conditions on the site precise hovering.

НОВЫЕ КНИГИ:



Смирнов А. В., Пескин А. Е. Цифровое телевидение: от теории к практике. – 2-е изд., стереотип.– М.: Горячая линия–Телеком, 2011. – 352 с.: ил.

Изложены основные принципы построения систем цифрового телевидения и телевизионных приемников для таких систем. Рассмотрены действующие стандарты цифрового представления телевизионных сигналов и методы их цифровой обработки. Описаны методы сжатия телевизионных сигналов и сигналов звукового сопровождения по стандартам JPEG, MPEG-1, MPEG-2, MPEG-4 и др. Приведены сведения о помехоустойчивом кодировании в системах цифрового телевидения и об используемых методах передачи сигналов цифрового телевидения по радиоканалам.

Большое внимание уделено стандартам телевизионного вещания DVB, используемым в Европе. Дан обзор интегральных микросхем для приемников цифрового телевидения, выпускаемых ведущими в этой области фирмами. Подробно описаны структура, принципиальные схемы и работа одного из наиболее современных цифровых телевизоров. Для специалистов, может быть полезна студентам соответствующих специальностей и подготовленным радиолюбителям.

Подробнее: http://www.techbook.ru/smirnov_2.html

Ричардсон И. Видеокодирование. H.264 и MPEG-4 - Стандарты нового поколения

Руководство для разработчиков телекоммуникационных систем и программистов, связанных с внедрением новых технологий в областях цифрового телевидения, «видео-по-запросу» в сети Интернет и хранения видеoinформации на DVD. Благодаря появлению более производительных сигнальных процессоров, новые стандарты приходят на смену устаревшей за 10 лет технологии MPEG-2.

Изложение материала доступно инженерам, знакомым с основами кодирования и сжатия данных.

Подробнее: <http://www.technosphaera.ru/lib/book/191>



УДК 004.93'1; 004.932

НЕКОТОРЫЕ АСПЕКТЫ ПОСТРОЕНИЯ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ КОМПЛЕКСОВ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ

Саниев К.Б., к.т.н., ведущий научный сотрудник ЗАО «МНИТИ» - Московский научно-исследовательский телевизионный институт, kbsaniev@concord.ru

Ключевые слова:

распознавание изображений, обнаружение, классификация и идентификация объектов по изображениям, биометрическая идентификация, унифицированный алгоритм информационного анализа изображений.

Введение

Развитие микроэлектроники и вычислительной техники привело, в частности, к широкому распространению разнообразных комплексов видеонаблюдения – от домофонов и видеорегистраторов до систем дистанционного мониторинга обстановки, средств биометрической идентификации личности и видеополиграфа.

Практика разработки и эксплуатации этих устройств показывает, что одной из основных проблем здесь является недостаточное качество автоматического распознавания изображений, в частности, таких «типовых» объектов, как люди (лица людей) и транспортные средства (автономера), особенно, в «естественных» условиях их деятельности.

Реальные трудности обеспечения приемлемого качества автоматического распознавания оптических изображений обусловлены, главным образом, заранее неизвестным разнообразием возможных изображений наблюдаемых объектов. Эта априорная неопределённость, незаметная для человека, проявляется для распознающего «интеллектуального» автомата в непредсказуемых вариациях пространственно-яркостных распределений видеосигнала, которые возникают вследствие изменчивости условий наблюдения объектов по освещённости, ракурсам и масштабам. Дополнительная неопределённость вносится разнообразием и изменчивостью фона (подстилающих поверхностей), маскирующей раскраской и собственной поведенческой активностью объектов. Для объектов со сложной структурой, в том числе биологических, таких, как лица людей, множество возможных изображений ещё более расширяется вследствие их собственного поведения, поскольку при этом возникают изменения их видимой структуры (например, мимика лица).

В этой связи по-прежнему актуальными являются исследования более эффективных методов и средств автоматического распознавания изображений [1, 2, 6]. В области цифровой обработки сигналов это означает

Обсуждаются методы и средства повышения качества автоматического распознавания изображений в комплексах видеонаблюдения. Предлагается технология «Имаджер» информационного анализа сигналов, в которой каждое изображение описывается множеством собственных структурных примитивов – яркостных пятен, соответствующих наблюдаемым объектам или их частям. При этом примитивы статического изображения содержат информацию об особенностях внешнего облика объектов, а примитивы видеоактивности – информацию об особенностях поведения объектов. В этом случае появляется возможность классификации априорно неопределённых событий и объектов по характеристикам этих примитивов, измеренным на анализируемом изображении.

поиск и реализацию таких операций обнаружения объектов, отслеживания их пространственного положения, классификации и идентификации объектов, которые бы выявляли и использовали в качестве признаков для распознавания более инвариантные, более устойчивые к вариациям параметры видеосигналов.

Технологии информационного анализа изображений

Изображениями обычно называют сигналы вида $I(x, y, z, t)$ пространственно-временных распределений, получаемые как проекции различных физических полей $E_{\Psi}(x, y, z, t)$, где I - интенсивность, а (x, y, z, t) - пространственные и временная координаты. Плоские изображения $I(x, y, t)$ или видеокadres, при дискретном представлении, могут быть определены как множества F пространственно-временных отсчетов $\{I_{i,j,k}\}$, где $i = 0, W, j = 0, H, k = 0, T$.

Распознавание изображений подразумевает выполнение информационного анализа исходного сигнала $I(x, y, t)$ или $F: \{I_{i,j,k}\}$ с целью обнаружения объектов, слежения за объектами, классификации и/или идентификации объектов. В общем виде результатом операций распознавания $RECOGN$ является описание исходного изображения списком Θ объектов S_{η} , каждый из которых характеризуется и описывается набором свойств-признаков $P: \{p_1, \dots, p_{\mu}\}$

$$I(x, y, t), \{I_{i,j,k}\} \xrightarrow{RECOGN} \Theta: \{S_1(P), \dots, S_{\eta}(P)\}. \quad (1)$$

Описания S_{η} относятся к фрагментам исходного изображения, т.е. к подмножествам f_{μ} , являющимися изображениями объектов и/или их частей и составляющими вкпе полное множество $F: \{I_{i,j,k}\} = \{f_{\mu}\}$ отсчетов исходного сигнала.

Как известно (например, из [7]), при решении задач автоматического распознавания первая возникающая проблема заключается в необходимости построения эффективного описания S_{η} , т.е. выбора информативных свойств или при-

знаков $P: \{p_1, \dots, p_\mu\}$, необходимых и достаточных для достоверного распознавания возможных изображений f_μ контролируемых классов объектов. В существующей практике автоматического распознавания основой для формирования априорных эталонных описаний S_η служат различные эвристические модели объектов, закладываемые конструкторами конкретных систем. При этом, как отмечается в [3], «решение каждого нового типа задач {распознавания видеоданных} требует проведения заново всей работы», вследствие отсутствия «для исследуемых реальных ситуаций или объектов сколько-нибудь адекватных математических моделей, на базе которых можно было бы вести расчеты и получать количественные или качественные выводы».

В этой связи одна из возможностей развития технологий автоматического распознавания состоит в использовании в качестве алфавита информационных моделей объектов собственных структурных элементов изображений $I(x, y, z, t)$, так называемых примитивов Ω , которые представляют собой яркие пятна, т.е. фрагменты $\Omega = \mathcal{G}(\bar{x}, \bar{y}, \bar{z}, \bar{t}) \in I(x, y, z, t)$, физически формируемые отражающими поверхностями реальных предметов [8]. Наиболее эффективной операцией выявления собственных примитивов изображений оказывается детектирование их как компактных групп пикселей по пространственно-яркостной связности. При этом изображения объектов f_μ будут состоять из подмножеств или групп, примитивов-пятен $\{\Omega_1, \dots, \Omega_k\}$, а свойства-признаки $P: \{p_1, \dots, p_\mu\}$ объектов будут формироваться различными комбинациями индивидуальных пространственных, яркостных и временных характеристик $F: \{f_1, \dots, f_\mu\}$ детектированных примитивов $\Omega = \mathcal{G}(\bar{x}, \bar{y}, \bar{z}, \bar{t})$

$$p_\lambda = \sum_v C_v \cdot f_v^\mu$$

Данная технология распознавания, называемая «Имаджер», по сравнению с традиционной методологией распознавания образов даёт применительно к анализу слабо формализованных сигналов, в частности изображений, следующие основные преимущества:

- в результате распознавания получают не ограниченный информационно ответ, наблюдаются или нет заранее определённые объекты, а формируется полное описание анализируемой сцены, поскольку множество обнаруженных таким образом пятен покрывает все анализируемое изображение и включает информацию о всех наблюдаемых в сцене «объектах»

$$\bigcap \Omega = \emptyset; \bigcup \Omega = F: \{I_{i,j,k}\}; \quad (2)$$

- появляется принципиальная возможность построения систем распознавания изображений с унифицированным алгоритмом [9] информационного анализа сигнала изображения, состоящего из последовательности базовых операций обнаружения собственных примитивов $\Omega = \mathcal{G}(\bar{x}, \bar{y}, \bar{z}, \bar{t}) \in I(x, y, z, t)$, измерения их характеристик $F: \{f_1, \dots, f_\mu\}$, кластеризации/(логической фильтрации) групп примитивов $\{\Omega_1, \dots, \Omega_k\}$ как изображений f_μ предполагаемых объектов и, в итоге, классификации/идентификации фрагментарных изображений f_μ объектов по диапазонам значений характеристик

$$p_\lambda = \sum_v C_v \cdot f_v^\mu \text{ составляющих их примитивов.}$$

В качестве примера функционирования такого алгоритма на рис. 1 и 2 показаны рабочие результаты функционирования комплекса видеонаблюдения «Имаджер2008» [10] по обнаружению автономеров и лиц людей

Автономера здесь обнаруживаются как объекты, состоящие из группы пятен с близкими значениями геометрических характеристик. Достоверность обнаружения номера при этом не зависит от его расположения в кадре и не зависит от структуры номера. Распознавание автономера как кода далее выполняется идентификацией отдельных пятен как символов арабских цифр, кириллицы и латиницы по параметрам их формы.

Лица людей обнаруживаются как объекты, представляющие собой группу пятен, образующих своими силуэтами заданную «маску». В качестве опорных элементов «маски» приняты реальные биометрические параметры лица – рот, нос, глаза.

Программно-аппаратный комплекс «Имаджер2008» предназначен для сбора первичных тревожных видеоданных, предварительной классификации тревожных событий и идентификации тревожных объектов. Комплекс состоит из 4-х цветных PTZ-видеокамер, устройства ввода видеосигналов по интерфейсу USB, ноутбука с процессором Core 2 Duo и операционной системой WindowsXP, программного комплекса обнаружения тревог и программного комплекса распознавания объектов классов «Лица» и «Автономера». Эти прикладные программы выполняют одновременный видеоконтроль 4-х разных видеосцен, автоматическое формирование базы данных тревожных видеок кадров, выявляемых по задаваемым уровням видеоактивности, и формирование базы данных результатов распознавания тревожных видеок кадров на предмет обнаружения в них и идентификации лиц людей и автономеров.



Рис. 1. Примеры обнаружения автономеров.

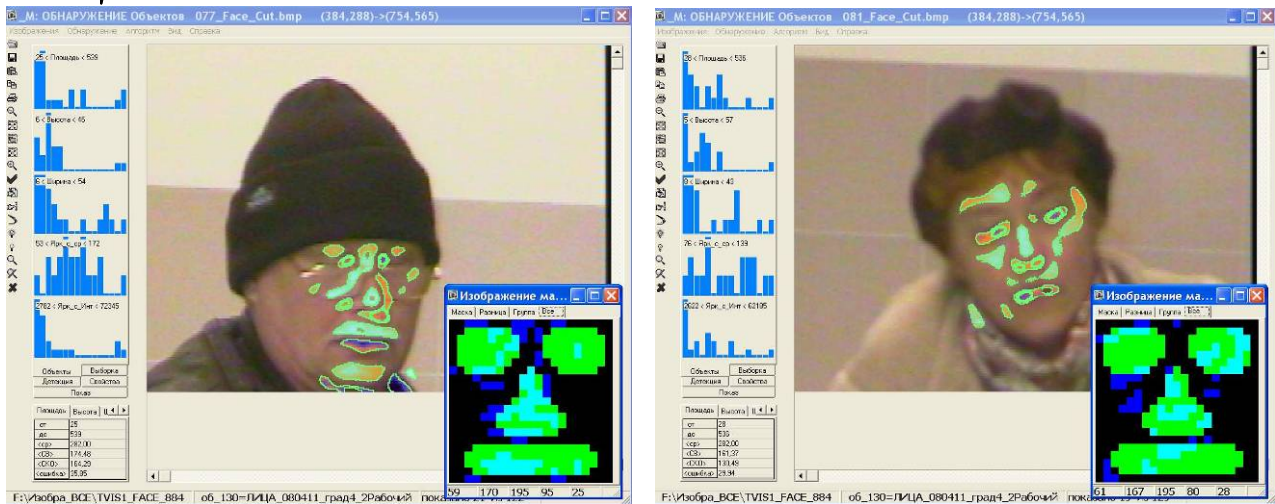


Рис. 2. Примеры обнаружения лиц.

При этом производится анализ последовательностей видеок кадров и распознавание собственно тревожных событий. Обеспечивается также возможность одновременного заполнения и редактирования баз данных контролируемых объектов (людей, автотранспортных средств), которые включают и эталонные данные, используемые при идентификации этих объектов. Имеется встроенный сервис интерактивного статистического анализа и выборки результатов распознавания с автоматическим формированием отчета с видеофото в виде документа Microsoft Word.

Развитие технологий распознавания изображений, конечно же, должно включать и анализ временной динамики изображений, которая отражает на только изменения условий наблюдения сцены, но и отражает поведение составляющих её объектов. Данную область исследований в последнее время всё чаще называют видеоналитикой [4, 5], а их основу составляют операции выявления движений объектов, которые детектируются традиционными методами распознавания образов на основе априорных моделей фонов и объектов [1, 6].

Перспективы повышения эффективности видеоналитики, на наш взгляд, связаны с выявлением всей видеоактивности (а не только частного случая движения) и анализом её структуры. Для плоских изображений видеоактивность $\tilde{I}(x, y, t)$ представляет собой в общем случае преобразованную (фильтрованную) разницу двух соседних во времени изображений $I_1(x, y, t_1)$ и $I_2(x, y, t_2)$, приближённо первую производную по времени от видеосигнала

$$\tilde{I}(x, y, t) = \Delta I(x, y, \Delta t) = I_2(x, y, t_2) - I_1(x, y, t_1) = \tilde{F} : \{ \tilde{I}_{i,j,k} \}. \quad (3)$$

Собственные структурные примитивы видеоактивности $\tilde{I}(x, y, t)$, называемые в дальнейшем динамическими примитивами $\tilde{Q} = \tilde{Q}(\bar{x}, \bar{y}, \bar{z}, \bar{t})$

$$\cap \tilde{Q} = \emptyset; \cup \tilde{Q} = \tilde{F} : \{ \tilde{I}_{i,j,k} \}, \quad (4)$$

всегда соответствуют изменениям состояния объектов и/или их функциональных частей, поскольку физически порождаются поведенческой активностью объектов, составляющих анализируемую сцену, и содержат максимум информации о поведении объектов.

Индивидуальное отслеживание динамических примитивов $\tilde{Q}_\tau = \tilde{Q}(\bar{x}, \bar{y}, \bar{z}, \bar{t})$ видеоактивности позволяет вычислить как локальные траекторные параметры

$$\tilde{P}^{TL} : \{ \tilde{p}_1^{TL}, \dots, \tilde{p}_\mu^{TL} \}$$

объектов: положение в поле зрения, скорость, направление движения и т.д., так и интегральные траекторные параметры $\tilde{P}^{TG} : \{ \tilde{p}_1^{TG}, \dots, \tilde{p}_\mu^{TG} \}$: начальное и конечные положения, пройденное расстояние, среднюю скорость и т.п., характеризующие поведение объектов. Измеряемые при отслеживании динамических примитивов \tilde{Q} их геометрические характеристики

$$\tilde{P}^g : \{ \tilde{p}_1^g, \dots, \tilde{p}_\mu^g \}:$$

размеры, пропорции, площадь, показатели формы, содержат сопряжённую информацию об индивидуальных особенностях внешнего вида этих объектов.

На рис. 3 показаны результаты функционирования программного макета универсального детектора видеоактивности, разрабатываемого в рамках технологии «Имаджер».

Получаемые таким образом количественные данные $\tilde{P}^{TL} : \{ \tilde{p}_1^{TL}, \dots, \tilde{p}_\mu^{TL} \}$, $\tilde{P}^{TG} : \{ \tilde{p}_1^{TG}, \dots, \tilde{p}_\mu^{TG} \}$ и $\tilde{P}^g : \{ \tilde{p}_1^g, \dots, \tilde{p}_\mu^g \}$

о характеристиках видеоактивности дают возможность существенно повысить достоверность классификации обнаруженных предположительных объектов, в том числе и независимо от априорных данных, и, кроме того, позволяют достоверно и максимально сжато интерпретировать наблюдаемую обстановку в целом, как события появления, исчезновения, активности и движения объектов. Например:

- «вертикальный объект средних размеров медленно приближается с Юго-Запада;
- транзитное движение большого объекта через 2-й квадрант на Северо-Восток;
- появился в 3-м квадранте малый объект, мерцающий с частотой 0,3 гц».

Очевидно, что такого вида «когнитивное сжатие» видеоинформации уменьшает объём необходимых для передачи данных до minimum minimumum, но обеспечивает достаточность этих данных для принятия решения по контролю обстановки.

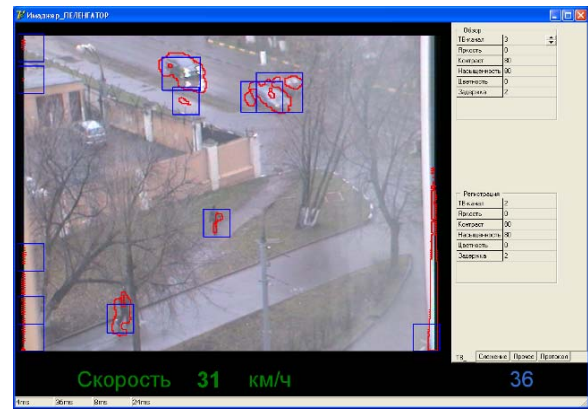
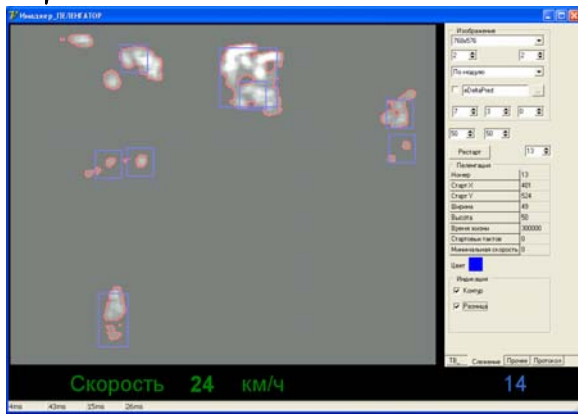


Рис. 3. Пример обработки видеоактивности.

Повышение информативности сигналов изображений

Повышение эффективности распознавания изображений «интеллектуальными» информационными автоматами традиционно начинается, как известно, с первого этапа обработки видеосигнала (фильтрация, предобработка и нормализация) и состоит в формировании видеосигнала с повышенным для объектов контролируемых классов отношением сигнал-шум. Здесь перспективные возможности повышения качества распознавания связывают с дополнительным использованием тепловизионных и стереоскопических изображений.

Тепловизионное изображение содержит дополнительный, относительно оптического изображения, признак температуры, использование которого совместно с признаками от оптического изображения позволяет, в принципе, более качественно обнаруживать и классифицировать такие разнотемпературные объекты как «Люди», «Транспортная техника», «Производственные сооружения» и т.п. Но тепловизионные датчики изображений пока обеспечивают пространственное разрешение существенно меньше оптических. Поэтому использование для обнаружения и идентификации объектов совместно оптического и тепловизионного изображений требует специальных операций сопоставления данных.

Применительно к комплексам видеонаблюдения оптимальным, по критерию «сложность реализации/информативность», представляется алгоритм замешивания тепловизионного сигнала в красную цветовую компоненту R видеосигнала RGB, с предварительным нелинейным масштабированием. Макетные исследования подобного алгоритма обработки изображений иллюстрирует рис. 4, на котором исходное «серое» тепловизионное изображение (слева) представлено также в традиционной «радужной» палитре (центр) и посредством экспериментальной «псевдоестественной RGB» палитре.

Другая возможность повышения достоверности обнаружения и идентификации объектов класса «Лица людей» и

аналогичных структурно сложных объектов связывается с результатами обработки стереоизображений – двух или более изображений одной и той же сцены, снятой с разных, но известных, ракурсов. На основе отождествления на этих разных изображениях одних и тех же «реперных областей» вычисляется псевдообъемное изображение сцены, которое представляет собой монохромное изображение, где яркость соответствует дальности до наблюдающей видеокамеры или, другими словами, отображает «высоту рельефа» наблюдаемых объектов. Метод применяется также в стереотелевидении, где вычисленное псевдообъемное изображение называют картой глубины.

Практические системы распознавания по плоским (монюкулярным) оптическим изображениям используют для обнаружения лица, по всей видимости, только те признаки, которые характеризуют область глаз, а именно, конфигурацию глазных углов. Подтверждением этого может служить тот факт, что в этих системах не происходит детекции такого информативного элемента как овал лица. Идентификация лиц выполняется, соответственно, на основе попиксельного сравнения яркостей фрагментов изображений, соответствующих лицу, в качестве которых вырезаются вокруг линии глаз прямоугольники фиксированных размеров и пропорций. Эти обстоятельства приводят к повышенной вероятности ложных обнаружений и недостаточной достоверности идентификации лиц людей.

Использование карты глубины для идентификации лиц людей может обеспечить существенное повышение качества распознавания. Во-первых, карта глубины, как эталонное описание объекта, является более эффективным по сравнению с плоским изображением, поскольку инвариантно, по определению, к яркостным вариациям, поворотам и ракурсам. Это расширяет динамический диапазон достоверных значений коэффициента подобия, по которым принимается решение об идентификации.



Рис. 4. Примеры представления тепловизионного изображения.

Во-вторых, карта глубины обеспечивает предположительно более высокое отношение сигнал-шум всего множества информативных биометрических элементов лица, включая нос, рот и овал лица.

Ещё одним перспективным приёмом повышения эффективности автоматизированного видеонаблюдения представляется использование нескольких разнофокусных видеокамер на одну контролируруемую сцену. Это позволяет реализовать оптимальные по масштабам условия наблюдения как для всей сцены, так и для отдельных её объектов. При этом одна из видеокамер – обзорная – обеспечивает наблюдение сцены целиком и обнаружение на ней одновременно нескольких, по-разному активных объектов (например, рис. 3). Это позволяет выявить интегральные особенности поведения типа «намерений» объекта на основе анализа вычисленных для него траекторных параметров.

Другие видеокамеры – регистрирующие – предназначены для обеспечения масштаба изображения, необходимого и достаточного для достоверной идентификации объекта. Условием этого является надежное обнаружение наиболее информативных элементов объектов, например, символов для автономеров (рис. 1) или элементов лица для человека (рис. 2).

Заключение

Накопленный опыт разработки систем технического зрения дает реальные предпосылки для создания универсального распознавателя визуальной обстановки на основе унифицированного алгоритма информационного анализа сигналов изображений, состоящего из последовательности базовых операций обнаружения структурных примитивов $\Omega \in I(x, y, z, t)$ изображений и динамических примитивов $\tilde{\Omega} \in \tilde{I}(x, y, z, t)$ видеоактивности, измерения их характеристик, кластеризации/ (логической фильтрации) групп примитивов как изображений f_{μ} предполагаемых объектов и, в итоге, классификации/идентификации фрагментарных изображений f_{μ} объектов по диапазонам значений характеристик

$$p_{\lambda} = \sum_v C_v \cdot f_v^{\mu}$$

составляющих их примитивов.

Целевая функция такого универсального распознавателя должна состоять в непрерывном формировании описания наблюдаемой сцены в виде списка событий, объектов и их свойств. Необходимые для этого операции информационного анализа должны состоять в следующем:

1) обнаружение на сигнале изображения динамических и статических фрагментов – предположительных объектов, вычисление и регистрация их характеристик;

2) классификация обнаруженных объектов и их мультимедийная регистрация с качеством, необходимым для идентификации;

3) интерпретация контролируемой сцены в терминах появления, исчезновения, активности и движения объектов и регистрация сформированного описания;

4) идентификация объектов по их зарегистрированным изображениям;

5) статистический анализ характеристик выявленных со-

бытий и объектов и редактирование результатов распознавания.

Ключевым звеном при реализации универсального распознавателя представляется специальный видеопроцессор-обнаружитель, выполняющий весь набор операций по обнаружению структурных примитивов, соответствующих объектам и их частям.

Характеристическим параметром видеопроцессора-обнаружителя является наличие выходного потока так называемых метаданных, которые будут представлять собой числовые оценки траекторных, пространственных и яркостных свойств обнаруженных структурных примитивов анализируемых изображений. Это множество связанных областей, получаемое для одного изображения, полностью описывает его информационную структуру и содержит данные обо всех объектах соответствующей сцены.

Развиваемая на этой основе технология распознавания изображений может служить основой для создания «интеллектуальных» систем управления движением автономных наземных роботов.

Литература

1. Advanced Video and Signal Based Surveillance, 2009. AVSS '09. Sixth IEEE International Conference on 2-4 Sept. 2009, Genova, Italy.
2. Болл Р. М., Коннел Дж. Х., Панканти Ш., Ратха Н.К., Сентор Э.У. Руководство по биометрии – Пер. с англ., ТЕХНОСФЕРА, Москва, 2007.
3. Журавлев Ю.И., Рудаков К.В., Гуров С.И., Дюкова Е.В., Кукуков Г.П. (ВЦ РАН), Матюнин С.Н. (СПП РАН), Местецкий Л.М. (Тверской ГУ). Состояние и перспективы развития исследований в области обработки и распознавания видеоинформации (аналитический обзор) №1 январь 2005. Материал взят с сайта: <http://www.techno.edu.ru> (<http://www.techno.edu.ru:16001/db/msg/22358.html>).
4. Петричкович Я.Я., Сомиков В.П., Юдинцев В.А. Анализируем системы видеоаналитики - журнал «Системы безопасности», №1, 2009.
5. Птицын Николай. Встроенная видеоаналитика: ближайшие перспективы.- Материалы с сайта <http://synesis.ru/ru/surveillance/>, © 2009 - 2010 Synesis.
6. Сб. докладов 12-й Международной конференции и выставки «ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И ЕЁ ПРИМЕНЕНИЕ» // Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А.С. Попова. – Серия: Цифровая обработка сигналов и её применение, выпуск: XII -2, Москва – 2010.
7. Сойфер В.А., Сергеев В.В., Попов С.Б., Мясников В.В. Теоретические основы цифровой обработки изображений: Учебное пособие/. Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва. Самара, 2000.
8. Саниев К.Б. Распознавание сигналов изображений. - РАДИОТЕХНИКА, № 4, апрель 2007 г., с. 9-15.
9. Саниев К.Б. Способ распознавания изображений. - патент на изобретение № 2313828, РФ, госрегистрация 2007 г.
10. Саниев К.Б., Дёмин М.А., Панкратов Д.В. - ПКО «Имаджер++», свидетельство о регистрации программы для ЭВМ № 2009610765, 2009 г.

СИСТЕМА ОБРАБОТКИ АСТРОФИЗИЧЕСКИХ СНИМКОВ НА БАЗЕ РЕКОНФИГУРИРУЕМОГО УСКОРИТЕЛЯ ПЕРСОНАЛЬНОГО КОМПЬЮТЕРА РУПК-50

Коваленко В.Б., младший научный сотрудник НИИ МВС им. академика А.В. Каляева ФГАОУ ВПО «Южный федеральный университет», г. Таганрог, vereten@hotmail.ru
Кочерга М.С., инженер-исследователь Южного научного центра РАН, г. Таганрог, regul105@list.ru
Семерников Е.А., к.т.н., заведующий лабораторией Южного научного центра РАН, г. Таганрог, semernikov@mvs.tsure.ru

Ключевые слова: астрофизические снимки, реконфигурируемый ускоритель, серии изображений, алгоритм обработки, вычислительная структура.

Введение

В настоящее время реконфигурируемые вычислительные системы являются мощным вычислительным средством, с помощью которого можно решать многие задачи, в том числе и в реальном масштабе времени [1]. Одной из таких задач является выделение полезной информации из астрофизических снимков, искаженных турбулентностями атмосферы. Движения атмосферы вызывают постоянные колебания коэффициента преломления на пути распространения световой волны и являются одной из основных причин потери качества изображения при съемке космических объектов. Для решения этой проблемы в 1970 г. французским ученым А. Лабейри был предложен метод пространственной спекл-интерферометрии, основанный на анализе зернистой структуры изображений, получаемых при съемке звездных объектов [2]. Метод Лабейри предполагает накопление квадратов модулей спектров изображений, получаемых при фотографировании звездных объектов с короткими выдержками. При этом в накоплении могут участвовать несколько десятков тысяч изображений. Такой статистический анализ позволяет существенно повысить достоверность получаемой информации. Каждое обрабатываемое изображение представляет собой спекл-структуру, которая формируется при интерференции лучей света, попадающих в фокальную плоскость телескопа от разных участков объектива. Метод спекл-интерферометрии Лабейри успешно применяется при изучении кратных звездных систем в Специальной астрофизической обсерватории РАН с использованием шестиметрового телескопа БТА-6 [3]. Однако отсутствие вычислительных средств необходимой производительности приводило к тому, что обработка получаемых изображений производилась не в реальном масштабе времени, а по истечении нескольких недель, месяцев и даже лет после наблюдения. Эта проблема связана с отсутствием возможности обрабатывать поток изображений в темпе их поступления, так как количество операций для обработки одного изображения значительно превышает вычислительные

Рассмотрены вопросы применения реконфигурируемого ускорителя на основе ПЛИС для получения информации в реальном масштабе времени из астрофизических снимков кратных звездных систем. Приводятся алгоритмы обработки серий изображений с короткими выдержками (спекл-интерферограмм), получаемых телескопом БТА-6, и описание вычислительных структур, созданных в поле ячеек ПЛИС реконфигурируемого ускорителя для реализации алгоритмов обработки.

возможности персонального компьютера. Задержка в обработке изображений приводит не только к нерациональному использованию дорогостоящего оборудования телескопа, но и к утрате возможности продолжить исследования из-за изменения взаимного положения звезд по прошествии времени.

Алгоритм обработки изображений

Опишем алгоритм обработки спекл-изображений в соответствии с методом Лабейри. Входными данными для алгоритма является поток спекл-интерферограмм. Каждая спекл-интерферограмма представляет собой изображение, элементы которого составляют двумерный массив из 512 строк и 512 столбцов. В ходе работы алгоритма размерность массива увеличивается до 1024 строк и 1024 столбцов. Это позволяет получить на выходе алгоритма более подробное спектральное изображение. Увеличение производится путем дополнения входного массива нулевыми отсчетами. При этом все строки и столбцы с номерами, следующими после 511, являются нулевыми. В итоге входной массив, над которым будут производиться последующие действия алгоритма, имеет вид, показанный на рис. 1.

Для получения спектра исходного изображения $x(n_1, n_2)$ применяется алгоритм двумерного дискретного преобразования Фурье, которое определяется следующей формулой:

$$X_p(k_1, k_2) = \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} x(n_1, n_2) e^{-j(2\pi/N_1)n_1k_1} e^{-j(2\pi/N_2)n_2k_2},$$

$$k_1 = 0, \dots, N_1 - 1, k_2 = 0, \dots, N_2 - 1,$$

где $x(n_1, n_2)$ - исходное изображение; $X_p(k_1, k_2)$ - двумерный спектр исходного изображения.

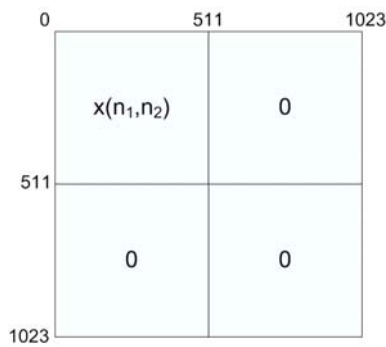


Рис. 1. Дополнение исходного изображения $x(n_1, n_2)$ нулевыми столбцами и строками

Как известно, двумерный спектр может быть вычислен посредством алгоритма вычисления одномерного спектра. Для этого необходимо выполнить преобразование Фурье сначала над всеми строками, а затем произвести такое же преобразование над столбцами результата.

Алгоритм обработки потока снимков может быть разделен на 6 основных этапов:

1. Получение спектра $X_p(m_1, m_2)$ всех строк изображения. Преобразование Фурье в пределах одной строки может быть вычислено, используя следующую формулу:

$$X_p(k_1, k_2) = \sum_{n_1=0}^{N_1-1} x(n_1) e^{-j(2\pi/N_1)n_1 k_1}; k_1=0, \dots, N_1-1, k_2=0, \dots, N_2-1.$$

2. Получение двумерного спектра изображения $X_p(k_1, k_2)$:

$$X_p(k_1, k_2) = \sum_{n_2=0}^{N_2-1} X_p(n_2) e^{-j(2\pi/N_2)n_2 k_2}; k_1=0, \dots, N_1-1, k_2=0, \dots, N_2-1.$$

3. Вычисление квадрата модуля двумерного спектра:

$$M_p(k_1, k_2) = \text{Re}[X_p(k_1, k_2)]^2 + \text{Im}[X_p(k_1, k_2)]^2.$$

4. Накопление текущего спектра со спектрами, полученными на предыдущих шагах:

$$S_p^*(k_1, k_2) = S_{p-1}(k_1, k_2) + M_p(k_1, k_2).$$

5. Нормировка суммы спектров мощности серии из NF -спекл-интерферограмм $S_p^*(k_1, k_2)$:

$$S_p(k_1, k_2) = \frac{\sum_{k=1}^{NF} S_p^*(k_1, k_2)}{NF}.$$

6. Центрирование двумерного спектра мощности.

При реализации алгоритма было учтено несколько особенностей структуры поступающих данных, что

позволило существенно сократить количество выполняемых вычислений. Во-первых, учитывался тот факт, что все строки с номерами больше 511 – нулевые. По этой причине расчет БПФ можно осуществлять лишь над половиной строк, представляющих собой ненулевые элементы входного массива. Во-вторых, при расчете БПФ над столбцами учитывалось свойство симметрии спектров действительных массивов, полученных на предыдущем шаге алгоритма. Это означает, что спектры значащих (ненулевых) строк являются симметрично-сопряженными $X_p^*(e^{j\omega}) = X_p^*(e^{-j\omega})$, и одноименные элементы столбцов с номерами k_2 и $N-k_2$, где N – количество столбцов, будут комплексно сопряжены. Таким образом, достаточно вычислить спектры только половины столбцов, а спектры оставшейся половины могут быть получены по формуле $F\{x^*[n]\} = X_p^*(e^{-j\omega})$ [4]. При использовании вышеперечисленных особенностей количество производимых операций для нахождения двумерного БПФ было уменьшено почти вдвое по сравнению с простым расчетом двумерного БПФ размера 1024x1024.

Аппаратная поддержка вычислений

Однако даже с учетом сокращения операций вычислительная мощность системы, обрабатывающей изображения в темпе их поступления с камеры телескопа, должна составлять не менее 5,5 Гфлопс, что значительно превышает производительность современных персональных компьютеров. По этой причине для решения поставленной задачи необходимо использование специального ускорителя, способного поддерживать высокий темп обработки изображений.

В качестве такого ускорителя был использован РУПК-50 «Фекда», созданный в НИИ МВС ЮФУ в рамках Государственного контракта № 02.524.12.4002 «Создание семейства высокопроизводительных многопроцессорных вычислительных систем с динамически перестраиваемой архитектурой на основе реконфигурируемой элементной базы и их математического обеспечения для решения вычислительно трудоемких задач» в рамках Федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2007-2012 гг.». Ускоритель РУПК-50 разработан на базе развиваемой в НИИ МВС ЮФУ концепции реконфигурируемых вычислительных систем.

Отличительной особенностью ускорителя РУПК-50 являются малые габариты и потребляемая мощность изделия при сохранении высокой производительности системы. Общий вид РУПК-50 представлен на рис. 2.



Рис. 2. Общий вид РУПК-50

В состав макрообъекта ЦОС 7.3 входят следующие узлы:

- 1) контроллеры распределенной памяти – КРП_1, КРП_2, КРП_3 с подключенными внешними блоками памяти SDRAM;
- 2) адресные процессоры для адресации двухпортовых ОЗУ – АП-1, АП-2, АП-3;
- 3) двухпортовые ОЗУ – ОЗУ-1, ОЗУ-2, ОЗУ-3;
- 4) десятиступенчатый конвейер, содержащий десять вычислительных блоков, в котором выполняется преобразование Фурье размером $N = 1024$;
- 5) блок управления;
- 6) блок вычисления амплитуды (модуля) комплексного числа по формуле;
- 7) блок масштабирования;
- 8) блок накопления амплитудных спектров - БН;
- 9) блок конвертирования данных.

Исходное изображение поступает через контроллер базового модуля (КБМ) и записывается в SDRAM КРП_1. Обработка начинается с поочередного считывания строк изображения через блок конвертирования микросхемы DD1 в ОЗУ-1 или ОЗУ-2, которые работают в дуплексном режиме. Каждый элемент поступающего изображения кодируется целым беззнаковым 16-разрядным числом. Для вычисления спектра 16-разрядные числа преобразуются в 32-разрядные с плавающей точкой в соответствии со стандартом IEEE-754. Преобразование форматов производится в блоке конвертирования данных. Преобразованные в формат с плавающей запятой элементы строки из ОЗУ-1 или ОЗУ-2 подаются в вычислительный конвейер, где над каждой строкой выполняется алгоритм БПФ. Промежуточные данные записываются в SDRAM КРП_2. Таким образом, обрабатываются все строки. На втором этапе промежу-

точные данные считываются по столбцам из SDRAM КРП_2 в ОЗУ-1 или ОЗУ-2, также работающие в дуплексном режиме, и из них подаются в вычислительный конвейер, где над столбцами выполняется алгоритм БПФ размером $N=1024$. Элементы двумерного спектра подаются через блок вычисления модуля и масштабирования в блок накопления в виде элементов амплитудного спектра текущего изображения. В блоке накопления происходит суммирование элементов текущего спектра с ранее накопленными значениями, поступающими из SDRAM КРП_3. Новое значение результатов накопления записывается в SDRAM КРП_3. Вывод результатов вычисления на визуализацию в персональный компьютер происходит через блок конвертирования и КБМ [5]. Все вычисления в ЦОС-7.3 выполняются в соответствии со стандартом IEEE-754 одинарной точности.

Включение РУПК-50 в контур наблюдения телескопа БТА-6

РУПК - 50 включается в систему спекл-интерферометрии в соответствии со следующей схемой:

Как показано на рис. 5, система наблюдения за кратными звездными системами включает два персональных компьютера IBM PC1 и IBM PC2, фотокамеру телескопа БТА, РУПК-50. Камера телескопа фиксирует изображение и передает его по оптическим каналам на IBM PC1. Компьютер IBM PC1 осуществляет хранение получаемых изображений и их передачу по Gigabit Ethernet на ускоритель РУПК-50, где происходит обработка изображений в соответствии с алгоритмом. По окончании обработки очередного изображения РУПК-50 по каналам LVDS передает результат на персональный компьютер IBM PC2 для его визуализации.

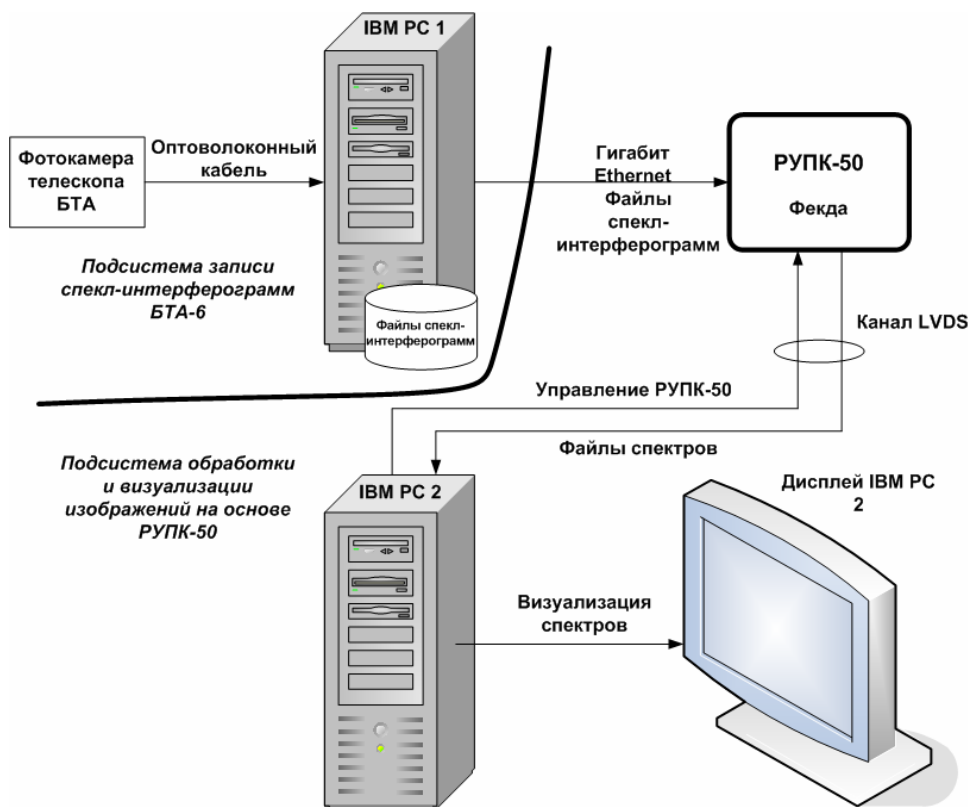


Рис. 5. Схема подключения РУПК-50 в систему наблюдения БТА-6

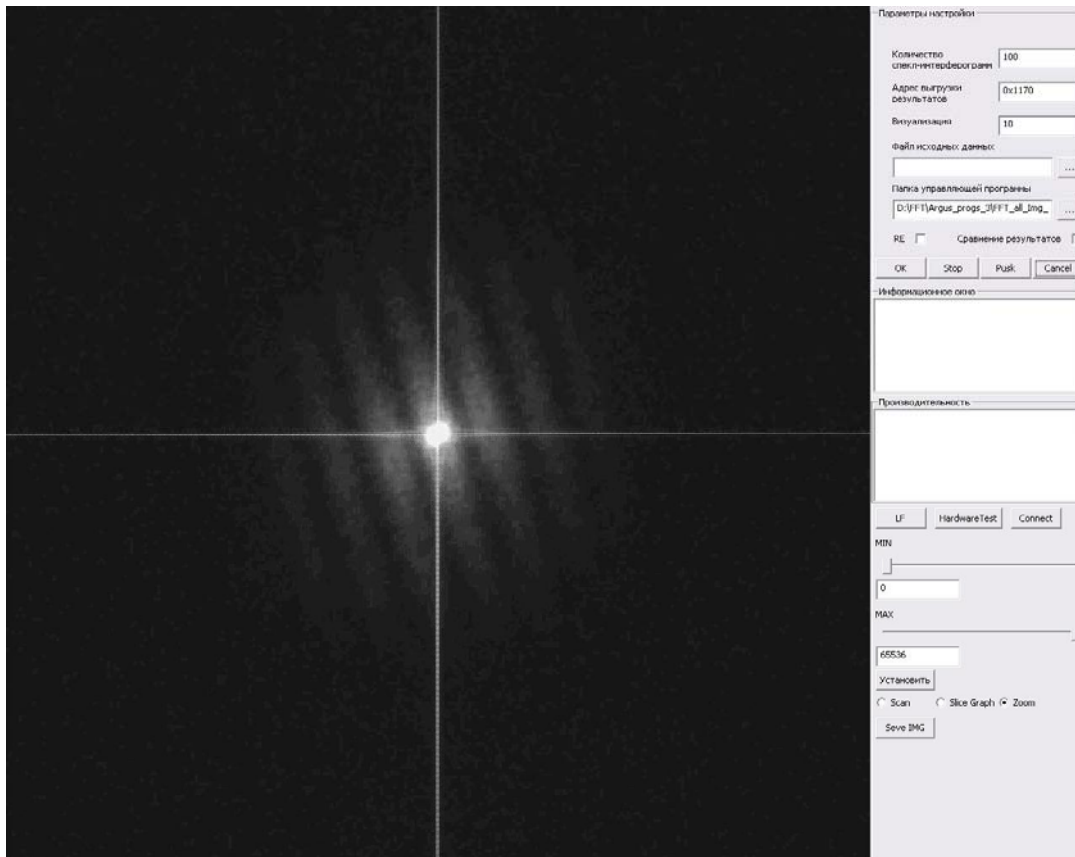


Рис. 6. Оконная форма управляющей программы

Управление процессом наблюдения

Для визуализации накопленных спектров мощности и управления процессом наблюдения разработана программная оболочка, представленная на рис. 6.

В программу визуализации включены следующие графические инструменты: приближение выводимого изображения, срез яркости по проведенной пользователем линии, показатели яркости в выбранной точке спектра, изменения верхней и нижней границ яркости визуализации, сохранение накопленного спектра в формате jpg. Помимо этого в информационной части экранной формы выводится установочная и оценочная информация о процессе обработки спекл-интерферограмм. Все перечисленные инструменты помогают пользователю более детально рассмотреть накопленный спектр и позволяют получать из него как можно более полную информацию.

Заключение

Включение ускорителя персонального компьютера РУПК-50 в контур обработки астрофизических снимков позволило извлекать из них полезную информацию в темпе ее поступления. В результате исследователи получили возможность принимать квалифицированное решение о продолжении наблюдений или об их прекращении, что, в свою очередь, существенно повысило эффективность использования уникального оборудования телескопа БТА-6.

Реконфигурируемый ускоритель РУПК-50 обладает значительными резервами производительности, что позволяет в дальнейшем использовать его для обработ-

ки изображений размером 1024x1024 пикселей, поступающих от перспективных фотоприемных устройств, которые планируется использовать в ближайшем будущем.

Возможности реконфигурируемой структуры РУПК-50 позволяют достаточно просто изменять обработку информации вслед за изменением алгоритмов решаемых задач. Реконфигурируемые ускорители могут использоваться не только для задач обработки изображений, но и для задач обработки сигналов в радиолокации, задач диаграммоформирования в радиолокаторах с фазированными антенными решетками и для других задач, где требуется высокая реальная производительность вычислительных средств.

Литература

1. Каляев И.А., Левин И.И., Семерников Е.А., Шмойлов В.И. Реконфигурируемые мультиконвейерные вычислительные структуры / Изд. 2-е перераб. и доп. / под общ. редакцией И.А. Каляева. – Ростов н/Д: Издательство ЮНЦ РАН, 2009. – 334 с.
2. Labeyrie A., Astron. Astrophys., 1970, 6, 85.
3. Maksimov A.F. et al., Bull. Spec. Astrophys. Obs., 2003, 56, 102.
4. Опенгейм, А. Цифровая обработка сигналов / А. Опенгейм, Р. Шафер. – М.: 2006. – 856 с.
5. Семерников Е.А., Кочерга М.С., Малоголовец Е.В. Обработка астрофизических снимков на реконфигурируемых вычислительных системах // Многопроцессорные вычислительные и управляющие системы (МВУС-2009) // Материалы Международной научно-технической конференции. Т.1. – Таганрог: изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. – 242 с., с.58 – 62.

УДК 621.396.96:681.34

ПРИМЕНЕНИЕ ДРОБНОЙ ДЕЦИМАЦИИ В СИСТЕМАХ ОБРАБОТКИ ТРАЕКТОРНОГО СИГНАЛА РСА КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ

Костров В.В., д.т.н., профессор кафедры «Радиотехника» Муромского института (филиала) ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых», vvk@mit.ru

Ракитин А.В., старший преподаватель кафедры «Радиотехника» Муромского института (филиала) ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых», alexey@mit.ru

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированием апертуры, РСА, траекторный сигнал, цифровая обработка сигналов, децимация, снижение частоты дискретизации, весовая обработка.

Введение

Получение радиолокационного изображения (РЛИ) поверхности Земли из космоса с использованием РСА имеет ряд достоинств. Применение радиоволн позволяет вести наблюдение в любую погоду, обеспечивает разрешающую способность, сравнимую с получаемой оптико-электронными средствами. В последнее время синтезирование апертуры производится с помощью цифровых методов [1-4].

К настоящему моменту сложились две технологии формирования РЛИ. По одной из них сигналы РСА оцифровываются на борту космического аппарата (КА) и передаются в наземные пункты обработки данных для регистрации [4]. Сохранение полученных цифровых сигналов позволяет потребителю производить обработку практически неограниченное время на мощных вычислительных средствах. По другой технологии цифровое формирование первичного РЛИ осуществляется на борту носителя РСА. В наземные пункты обработки или напрямую потребителю передаются сжатые кадры или фрагменты РЛИ [4], что предполагает работу бортовых систем в реальном (квазиреальном, если имеется задержка на один кадр) масштабе времени.

Для достижения высокой разрешающей способности и реализации алгоритмов цифровой обработки данных в реальном масштабе времени, как правило, требуются большие вычислительные затраты. Этот фактор становится особенно критичным при обработке данных на борту КА, где требуется искать компромисс между энергопотреблением, массогабаритными параметрами, а также рядом других требований, связанных с получением большой вычислительной мощности. Кроме того, следует учитывать ограничения по скорости приема, передачи данных в радиационностойких процессорах, которая может быть в несколько раз ниже чем у обычных процессоров [5].

Основной операцией при обработке траекторного сигнала является вычисление дискретной свертки

Приведены варианты алгоритмов цифровой обработки траекторного сигнала при нормальном боковом обзоре в радиолокаторе с синтезированием апертуры (РСА). Предложен метод понижения частоты дискретизации в 1,5 раза, что позволяет снизить требования к вычислительной мощности процессоров цифровой обработки сигналов (ЦОС). Определены границы использования разработанного метода, уточнены возможности использования весовой функции Хэмминга для снижения уровня боковых лепестков.

$$S(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k)h(k-n), \quad (1)$$

где $x(k)$ – комплексный сигнал на входе устройства ЦОС траекторного сигнала; $h(k)$ – опорная функция; N – число отсчетов сигнала, используемое для синтезирования. При записи (1) для простоты изложения предполагалось, что эффект миграции сигнала по дальности отсутствует. Это по существу означает, что вычисление дискретной свертки по (1) соответствует одному дискрету дальности одной азимутальной строки РЛИ.

При большом времени синтезирования (большой величине N) объем вычислений свертки прямым методом является значительным. К более эффективным методам относятся метод быстрой свертки и метод гармонического анализа. В этих случаях для сокращения вычислительных затрат в [1-3, 6] предлагается двухэтапная обработка, заключающаяся в предварительной фильтрации с последующим цифровым синтезированием.

Задача снижения вычислительной сложности цифровой обработки траекторных сигналов на основе кусочно-линейной аппроксимации опорной функции рассматривалась в [7, 8], на основе разбиения опорной функции на субапертуры и упрощении обработки внутри каждой субапертуры – в [6, 9], с использованием многоскоростной обработки – в [10, 11]. Однако в силу специфики параметров траекторных сигналов использование в РСА космического базирования перечисленных методов и предварительной фильтрации имеет ограничения.

Целью статьи является исследование особенностей обработки траекторных сигналов РСА с учетом размещения аппаратуры на борту космического аппарата и возможностей использования дробной децимации для устранения избыточности в вычислениях.

Особенности параметров траекторного сигнала РСА космического базирования

В первом приближении полезный сигнал можно считать сигналом с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), центральная частота которого равна нулю, а закон изменения частоты является спадающим. Такой сигнал характеризуется эквивалентной базой

$$B = \Delta f_{\max} T_s, \quad (2)$$

где Δf_{\max} – девиация частоты сигнала; T_s – время синтезирования.

Девиация частоты сигнала может быть рассчитана по следующему соотношению

$$\Delta f_{\max} = \frac{2 \cdot V_0^2 T_s}{\lambda R}, \quad (3)$$

где V_0 – скорость движения луча антенны по поверхности Земли; λ – рабочая длина волны; R – дальность от фазового центра антенны до рассматриваемого точечного объекта (наклонная дальность).

Требуемое время синтезирования определяется заданной разрешающей способностью ΔR по азимутальной координате

$$T_s = \frac{\lambda R}{2 \cdot V_0 \Delta R} \quad (4)$$

и обеспечивается приемом N импульсов, поэтому $T_s = N \cdot F_p$, где F_p – частота повторения зондирующих импульсов.

Подстановка (3) и (4) в (2) приводит к следующему соотношению

$$B = \frac{\lambda R}{2 \cdot \Delta R^2}. \quad (5)$$

Оценим количественно параметры траекторного сигнала и сравним их с аналогичными параметрами сигналов РСА воздушного базирования. Характеристики космических РСА обзора земной поверхности и их носителей весьма разнообразны [2]. В качестве исходных данных для расчетов далее используются параметры РСА типа SIR-C/X-SAR, которые работают на длинах волн 3, 5, 8 и 23 см. Высота орбиты составляет 225 км. Предполагается, что для получения РЛИ используется классический боковой обзор, при котором максимум диаграммы направленности антенны всегда перпендикулярен вектору скорости движения спутника.

Прежде всего, заметим, что скорость движения луча антенны по поверхности Земли меньше скорости космического аппарата V_{ka} [4]. В рассматриваемом примере величина V_0 составляет 7492...7508 м/с, что на 3...4% меньше орбитальной скорости спутника. Верхняя граница приведенных данных соответствует углу отклонения оси антенны от вертикали на $20^\circ \dots 25^\circ$. Увеличение данного угла приводит к замедлению скорости движения луча. Еще большие различия в скоростях V_0 и V_{ka} наблюдаются при высокой орбите спутника. Так при высоте орбиты 800 км эти различия составляют 11...15%. Такими различиями пренебрегать нельзя, поэтому их необходимо учитывать при обработке траекторного сигнала.

Девиация частоты ЛЧМ сигнала, как следует из (3) и (4), не зависит от рабочей длины волны, наклонной

дальности и при $\Delta R = 3$ м составляет $\Delta f_{\max} \approx 2,44$ кГц. Это в несколько раз больше девиации частоты сигналов РСА, установленных на воздушных аппаратах [10, 11], поскольку скорости движения носителей отличаются более чем на порядок. Сравнительно большое значение девиации частоты ЛЧМ сигнала ограничивает снизу значение F_p . При постоянной частоте повторения зондирующих импульсов в соответствии с теоремой отсчетов комплексного сигнала F_p должна быть не менее Δf_{\max} . Это требование заметно усложняет работу РСА, в частности, из-за возникающей неоднозначности измерения дальности.

Наклонная дальность до объекта наблюдения в зависимости угла отклонения оси антенны от вертикали на $20^\circ \dots 60^\circ$ изменяется от 240 до 477 км. С учетом этого время синтезирования, рассчитанное по (4), изменяется в пределах 0,15...0,31 с ($\lambda = 3$ см) и 1,2...2,45 с ($\lambda = 23$ см). Сравнение полученных результатов расчета с временем синтезирования в РСА воздушного базирования показывает, что эти данные имеют один порядок.

На рис. 1 представлены зависимости эквивалентной базы B траекторного сигнала от угла β отклонения оси антенны (направления максимума диаграммы направленности антенны) от вертикали. Кривая под цифрой 1 соответствует базированию РСА на самолете ($V_0 = 200$ м/с, высота полета – 8 км, $\lambda = 3$ см). Кривая под цифрой 2 построена для РСА космического базирования при рассмотренных выше данных.

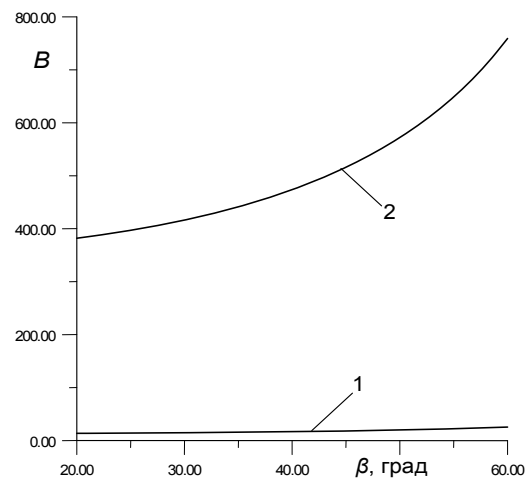


Рис. 1

Из графиков видна существенная разница между траекторными сигналами РСА воздушного и космического базирования. База сигнала РСА космического базирования более чем на порядок превосходит эквивалентную базу траекторного сигнала РСА воздушного базирования. Это означает, что спектр траекторного сигнала РСА космического базирования ближе к прямоугольному, а флуктуации Френеля существенно меньше. Кроме того, следует отметить, что использование классических оконных функций для подавления боковых лепестков в сжатом сигнале дает больший эффект для сигналов с большой базой, чем для малобазовых сигналов.

Представляет также интерес сравнение траекторных сигналов по максимально допустимому коэффициенту прореживания (децимации) сигнала, который должен

удовлетворять условию $v_{\max} \leq F_p \min / \Delta f_{\max}$, где $F_p \min$ – минимальная для используемого режима съемки частота повторения зондирующих импульсов. Для РСА воздушного базирования величина v_{\max} составляет в зависимости от режима съемки 2...16, что свидетельствует о большой вычислительной избыточности траекторного сигнала. Это обстоятельство позволяет эффективно применить децимацию сигнала с использованием, например, цифровых полосовых фильтров-дециматоров [10], ввести кусочно-линейную аппроксимацию опорной функции и другие методы приближенной обработки сигналов [6-9]. Соответственно снижаются требования к производительности процессоров ЦОС и объему требуемой памяти.

В РСА космического базирования максимальное значение коэффициента прореживания v_{\max} невелико и составляет 1,2...2,2. Причиной этому служат многочисленные ограничения, накладываемые на частоту повторения зондирующих импульсов F_p . Нижней границей выбора F_p , как отмечалось выше, служит величина Δf_{\max} . Ограничения сверху в первую очередь определяются шириной зоны захвата. Если требуется просмотреть полосу по дальности 24 км, то крайним значением F_p может служить величина 6,25 кГц, не учитывающая необходимый технологический запас по времени. Если учесть длительность зондирующих импульсов, служебные интервалы времени на управление лучом, защитные интервалы для разрешения неоднозначности, то реальная величина F_p не превысит 5,2...5,5 кГц.

Таким образом, вычислительная избыточность траекторного сигнала РСА космического базирования чрезвычайно мала, поэтому использование перечисленных выше методов упрощенной обработки затруднительно.

Характеристики обработанных траекторных сигналов при малой частоте дискретизации

Рассмотрим основные характеристики сжатых сигналов при малых значениях v_{\max} . В соответствии с теоремой В.А.Котельникова для комплексного сигнала предельным значением частоты дискретизации является величина $F_p = \Delta f_{\max}$. На рис. 2 представлена осциллограмма сжатого траекторного сигнала при $v_{\max} = 1$ и прямоугольной огибающей ЛЧМ сигнала. Модель траекторного сигнала имеет $\Delta f_{\max} = 2443$ Гц и базу сигнала $B = 759$, что соответствует режиму съемки при $\beta = 60^\circ$. Здесь и далее по оси ординат отложена относительная амплитуда сжатого траекторного сигнала A , выраженная в децибелах

$$A[\text{дБ}] = 20 \cdot \lg(A/A_{\max}),$$

A_{\max} – максимальное значение сжатого траекторного сигнала от точечной цели. По оси абсцисс отложена азимутальная координата, выраженная в дискретах (мерах отсчетов поступающих импульсов m).

Представленный на рис. 2 результат может рассматриваться как идеальный: точечная цель дает одиночный импульс, уровень боковых лепестков не превышает минус 35 дБ. Уменьшение базы (угла β) приводит к увеличению уровня боковых лепестков (УБЛ). Так при $\beta = 20^\circ$ УБЛ составляет минус 31,1 дБ.

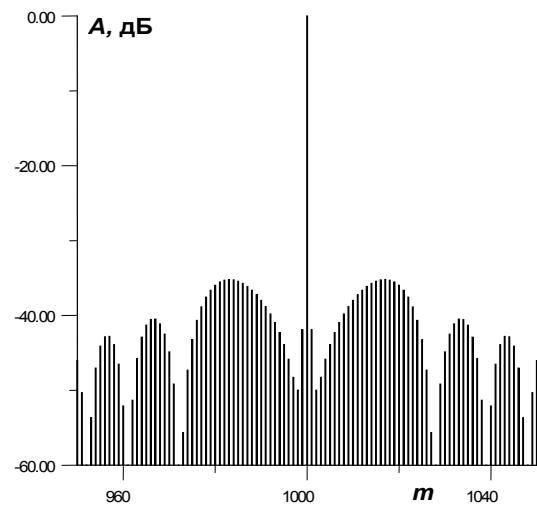


Рис. 2

Данный результат может показаться неожиданным, поскольку общеизвестно, что при сжатии аналогового ЛЧМ сигнала с прямоугольной огибающей уровень боковых лепестков не лучше 13,3 дБ. В рассматриваемом случае поведение УБЛ и результат сжатия в целом обязаны эффектам дискретизации. Смещение цели в пределах дискрета увеличивает УБЛ. Это согласуется с теорией обработки ЛЧМ сигналов при предельной частоте дискретизации [12].

В реальных условиях амплитуда траекторного сигнала меняется естественным образом из-за изменения направления облучения относительно максимума диаграммы направленности. Поэтому в (1) для сигнала можно записать $x(k) = F_a(k) \cdot x^*(k)$, где $x^*(k)$ – сигнал стабильной точечной цели, соответствующий максимуму диаграммы направленности антенны; $F_a(k)$ – нормированное значение отсчета диаграммы направленности по мощности, соответствующего приему импульса на k -ой позиции.

Последовательность коэффициентов $F_a(k)$ определяется по результатам испытаний антенной системы на полигоне. При предварительных расчетах кинематики РСА для описания диаграммы направленности можно использовать аналитические соотношения или аппроксимирующие функции. Если нет особых случаев реализации антенн (например, в виде антенной решетки), то для аппроксимации диаграммы направленности по мощности часто используются функции

$$F_a(n) = \cos^2 \left[\frac{\pi}{2N} \left(n - \frac{N}{2} \right) \right], \tag{6}$$

$$F_a(n) = \exp \left(- \frac{0,875 \cdot \pi}{N^2} \left(n - \frac{N}{2} \right)^2 \right). \tag{7}$$

Далее при моделировании основной лепесток диаграммы направленности $F_a(k)$ аппроксимирован с использованием соотношения (6). Отметим, что применение других видов аппроксимации диаграммы направленности, не приводит к проявлению каких либо дополнительных эффектов. Как показывает сравнительный анализ с реализационными характеристиками антенн, точность аппроксимации с использованием соотношений (6), (7) в области главного лепестка зеркальных ан-

тенн и антенных решеток с большим числом элементов очень высокая, различия составляют менее 1,33 %.

На рис. 3 представлен результат сжатия траекторного сигнала с учетом основного лепестка ДНА и использованием аппроксимации (6). Уровень боковых лепестков увеличился до – 17,7 дБ. Следующий отсчет на 31 дБ ниже основного импульса от цели. Эти отсчеты будут вносить в РЛИ дополнительный корреляционный шум.

К сожалению, поддерживать постоянной величину $F_p = \Delta f_{\max}$ не удастся по нескольким причинам.

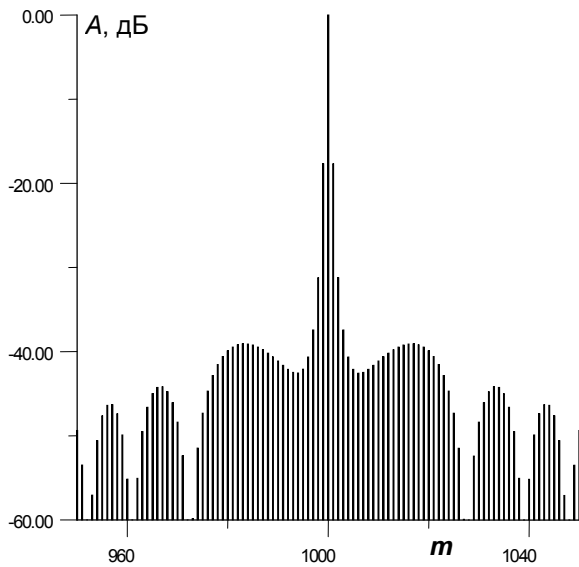


Рис. 3

С одной стороны, величина Δf_{\max} не остается постоянной и уменьшается при увеличении угла отклонения ДНА от вертикали. Однако эти изменения девиации частоты не велики и составляют менее 0,25 %, поэтому при практических расчетах их можно не учитывать. С другой стороны, частоту повторения зондирующих сигналов при сканировании луча необходимо изменять на $\pm 5...8$ % для согласования момента приема эхосигналов и увеличивать для снижения эффекта наложения спектров. Уровень помех на РЛИ, обусловленных наложением спектров, зависит от параметров диаграммы направленности и при $F_p \approx \Delta f_{\max}$ всего на 10...15 дБ ниже уровня полезного сигнала. Поэтому частота повторения должна удовлетворять соотношению

$$F_p \geq (1,2...1,5) \cdot \Delta f_{\max} \quad (8)$$

На рис. 4 представлен результат сжатия траекторного сигнала при $F_p = 1,5 \cdot \Delta f_{\max}$. Этот график показывает общие тенденции изменения отклика на точечную цель при увеличении частоты повторения зондирующего сигнала. Сбоку от центрального расположены импульсы, уровень которых на 5,7 дБ ниже уровня центрального импульса. Уровень следующих отсчетов составляет минус 16,5 дБ. Вокруг отклика от цели образуется целая серия из 10...50 импульсов с убывающей амплитудой – 35...– 40 дБ. Такое поведение графика объясняется тем, что при увеличении частоты повторения импульсов F_p огибающая отклика приближается к функции $\sin x/x$, характерной для аналогового сжатия ЛЧМ сигнала.

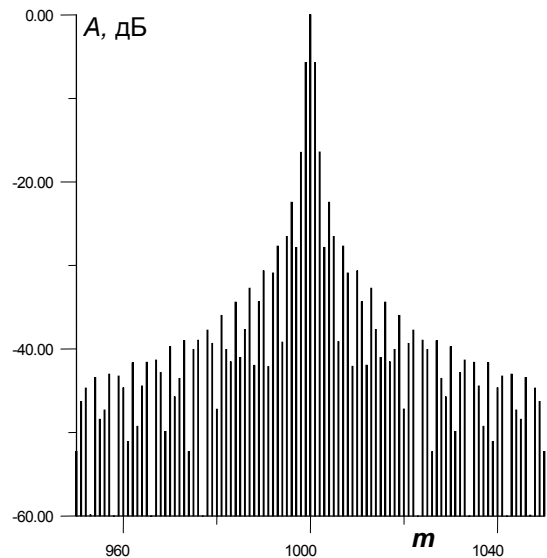


Рис. 4

Использование дробной децимации при обработке траекторного сигнала

В типичных для РСА космического базирования случаях

$$1,2 \cdot \Delta f_{\max} \leq F_p \leq 2 \cdot \Delta f_{\max}$$

снижение тактовой частоты устройств обработки может быть достигнуто за счет децимации с рациональным множителем [13]. При прямой реализации используется схема, представленная на рис. 5, где приняты обозначения: L – умножитель (экспандер) частоты дискретизации в целое число раз, равное L ; ФНЧ – фильтр нижних частот с коэффициентом усиления L и частотой среза π/M ; M – компрессор частоты дискретизации в целое число M , $M > L$. На выходе системы образуется новый образ траекторного сигнала $x_d(n)$ с пониженной частотой дискретизации

$$F_d = \frac{L}{M} F_p.$$

Соответственно трансформируется ось времени (отсчетов) по азимутальной координате, т.е. текущее значение до децимации m заменяется после децимации на mL/M .

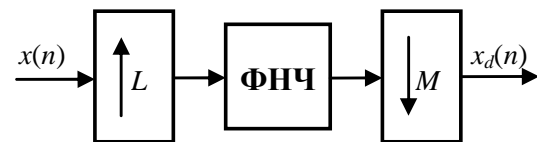


Рис. 5

Подбирая подходящим образом величины L и M , можно получить децимацию с любым рациональным числом. Вместе с тем следует учитывать, что чем больше величина L , тем больше порядок ФНЧ и вычислительные затраты на его реализацию.

В качестве примера рассмотрим понижение частоты дискретизации в 1,2 раза. Для реализации этой процедуры используются значения $L = 5$, $M = 6$, а в качестве

ве ФНЧ – линейный интерполирующий фильтр [13]. На рис. 6 представлена центральная часть сжатого траекторного сигнала, полученная при $F_p = 1,2 \cdot \Delta f_{\max}$.

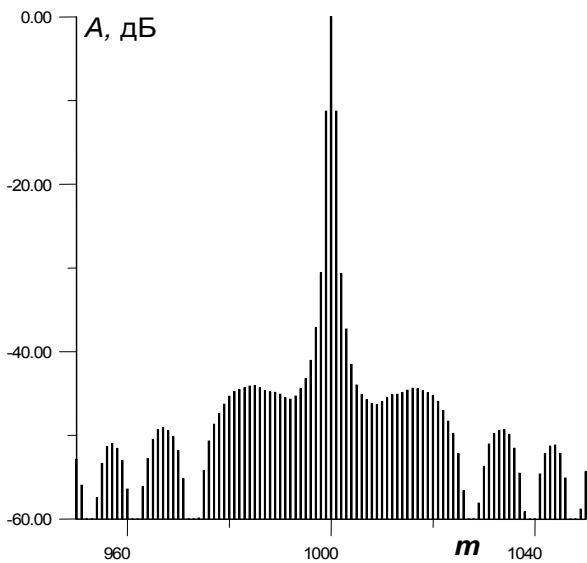


Рис. 6

Нетрудно заметить, что полученный график занимает промежуточное положение между графиками рис. 3 и рис. 4. Уровень импульсов, которые расположены сбоку от центрального, на 11,2 дБ ниже уровня центрального импульса. Уровень следующих отсчетов составляет минус 31,5 дБ. В целом центральная часть отклика с пониженной частотой дискретизации соответствует теоретически ожидаемой. Основные различия возникают в области больших отклонений от центра свертки. В рассматриваемом случае с каждой стороны возникает 5 дополнительных боковых лепестков дискретного типа, максимальный уровень которых примерно на 30 дБ ниже центрального пика. Это создает дополнительные помехи на РЛИ.

Как отмечалось выше, в РСА космического базирования F_p изменяется, поэтому поддерживать точно соотношение $F_d = \Delta f_{\max}$ затруднительно. Это в первую очередь связано с тем, что не для каждого значения F_p удастся подобрать приемлемые для практической реализации отношения целых чисел L/M . Интерполяция требует увеличения скорости потока обрабатываемых данных, которая для достижения высокой разрешающей способности приближается к предельным значениям. Поэтому представляет интерес исследование децимации траекторного сигнала с постоянным коэффициентом прореживания в случае, когда $F_d > \Delta f_{\max}$. Пусть $F_p = (1,5 \dots 1,7) \cdot \Delta f_{\max}$ и используется коэффициент децимации 1,2. Тогда в результате понижения частоты дискретизации получим $F_d = (1,25 \dots 1,42) \cdot \Delta f_{\max}$, что позволяет на 20% снизить требования к процессорам по производительности.

Результаты моделирования показали, что поведение сжатого сигнала вблизи центра свертки аналогично представленному на рис. 4. Однако уровень импульсов

вокруг центрального снизился на ~ 2 дБ. Общая картина свертки траекторного сигнала представлена на рис. 7.

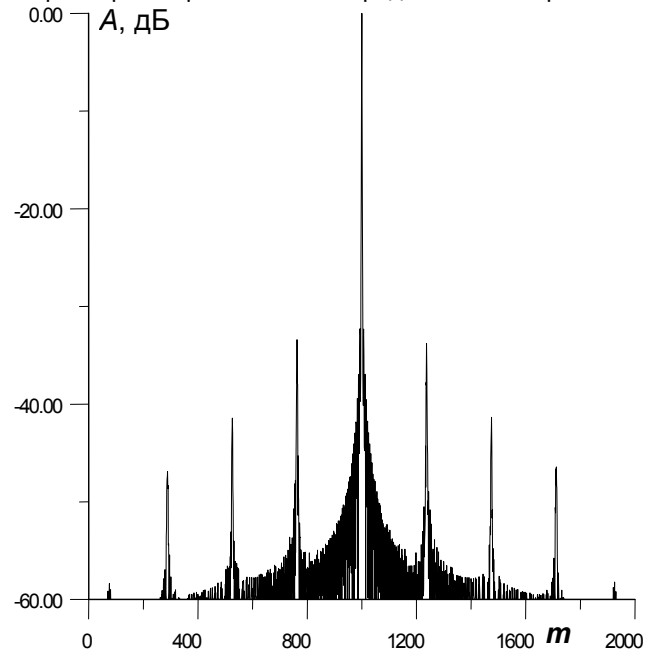


Рис. 7

Количество ярко выраженных дискретных составляющих, обусловленных процессами децимации, уменьшилось до 4-х, а их уровень, как видно из графиков, снизился по сравнению с предыдущим случаем ($F_d = \Delta f_{\max}$) на 3,4 дБ и составил – 33,4 дБ относительно максимального значения.

Следует также заметить, что применение децимации с рациональным коэффициентом несколько повышает чувствительность устройства сжатия траекторного сигнала к временному рассогласованию между сигналом и опорной функцией. Этот эффект проявляется в дополнительном несимметричном перекосе боковых лепестков на 0,5...1 дБ. Результатом воздействия этого эффекта является некоторое размытие границ объектов в конечном РЛИ.

Децимация траекторного сигнала с коэффициентом прореживания 1,5

Наиболее просто при обработке траекторного сигнала реализуется дробная децимация с коэффициентом 1,5. Значения параметров интерполяции и децимации составляют соответственно $L=2$, $M=3$. На рис. 7 представлена центральная часть отклика сжатого траекторного сигнала при $F_p = 1,5 \cdot \Delta f_{\max}$. Поведение полученной последовательности обнаруживает много общего с результатом, полученным при децимации с коэффициентом 1,2 (см. рис. 5). Уровень ближайших к центральному откликов составляет – 11,6 дБ и – 30,3 дБ соответственно.

Если сравнивать центральную часть сжатых траекторных сигналов, представленных на рис. 4 и рис. 8, то можно сделать следующий важный для практики вывод: в целом децимация благоприятно влияет на форму основного лепестка, приближая ее к предельной (рис. 3).

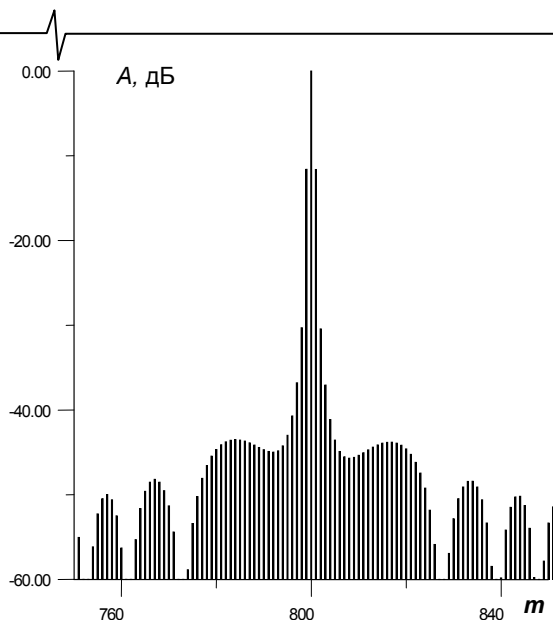


Рис. 8

Общая панорама сжатого траекторного сигнала представлена на рис. 9. Количество дискретных составляющих, обусловленных процессами интерполяции и децимации, по обе стороны основного пика уменьшилось, однако уровень наиболее мощных боковых лепестков возрос и составил – 28,5 дБ.

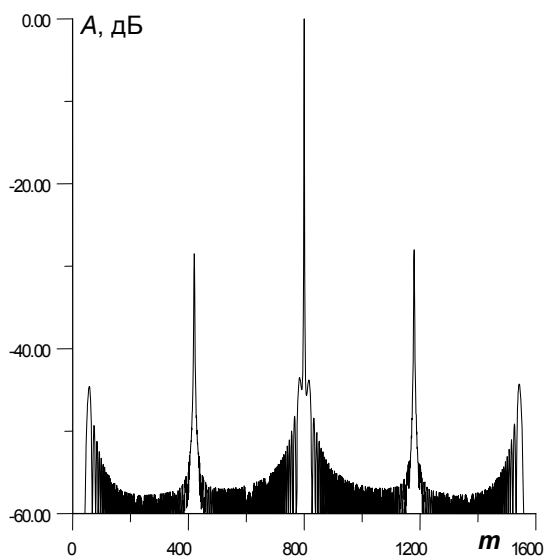


Рис. 9

Применение фильтра для линейной интерполяции увеличивает вычислительные затраты и требования к быстродействию этой части аппаратуры. Децимация траекторного сигнала с коэффициентом прореживания 1,5 позволяет использовать упрощенную, но в вычислительном плане более эффективную процедуру интерполяции (фильтрации). Пусть входная последовательность $x(k)$ имеет частоту следования F_p . образуем новую последовательность по следующему правилу

$$x_d(m) = [x(k) + x(k-1)]/2, \quad (9)$$

$$x_d(m+1) = x(k+1).$$

Усреднение двух соседних отсчетов входного процесса $x(k)$, $x(k-1)$ и использование без изменений

следующего отсчета $x(k+1)$ приводит к тому, что средняя частота дискретизации процесса $x_d(m)$ в 1,5 раза уменьшается, т.е. становится равной $F_d = F_p/1,5$.

Типичный отклик, полученный при сжатии траекторного сигнала изложенным способом, представлен на рис.10. Характерной чертой основного лепестка является асимметричность, что можно рассматривать как следствие несимметричности преобразования (9). При сдвиге траекторного сигнала по оси времени на 2 дискрета картина зеркально меняется. Кроме того, анализ общей панорамы сжатого сигнала показывает, что уровень дискретных боковых лепестков возрос на 8...9 дБ по сравнению с рис. 9 и составил примерно минус 20 дБ.

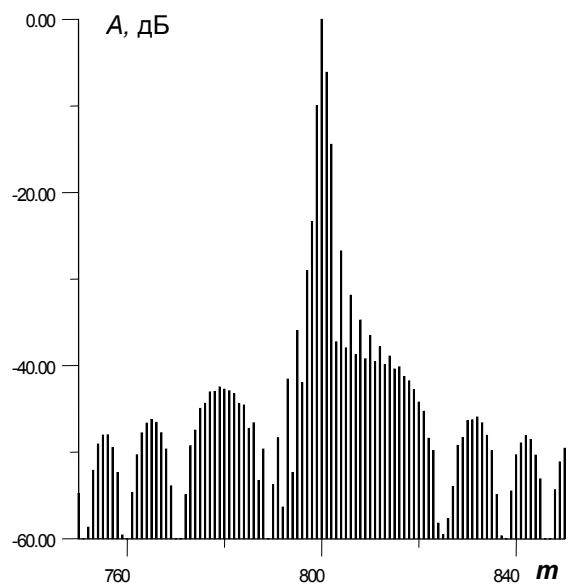


Рис. 10

Особенности использования весовых функций для снижения уровня боковых лепестков сжатого сигнала

Одним из способов снижения помех на РЛИ и повышения его качества является применение весовой обработки. Выше отмечалось, что поступающий на схему ЦОС сигнал частично оказывается взвешенным, поскольку в процессе съемки он модулируется диаграммой направленности антенны. Основное формирование требуемого закона оконной функции осуществляется в опорной функции $h(k)$, $k = 0, 1, \dots, N-1$. Этому благоприятствует то обстоятельство, что опорная функция является симметричной.

Пусть $V(k)$ – требуемая весовая функция, $F_a(k)$ – отсчеты нормированной диаграммы направленности антенны по мощности. Тогда эквивалентная весовая функция $V_e(k)$ определяется соотношением

$$V_e(k) = V_h(k) \cdot F_a(k),$$

где $V_h(k)$ – весовой множитель, содержащийся в опорной функции.

Поскольку для контролируемого снижения уровня боковых лепестков сжатого по азимуту сигнала должно выполняться тождество $V(k) \equiv V_e(k)$, то искомый весовой множитель опорной функции равен

$$V_h(k) = V(k) / F_a(k). \quad (10)$$

Общие вопросы применения и свойства оконных функций в цифровой обработке сигналов достаточно широко опубликованы. В данном разделе основное внимание уделяется краткому анализу влияния оконных функций после децимации сигнала.

В качестве требуемой весовой функции $V(k)$ при моделировании была использована наиболее широко применяемая в технике ЦОС функция Хэмминга. Рассматривались два случая обработки сигналов.

На рис. 11 приведен сжатый после децимации с использованием соотношений (9) траекторный сигнал при $F_p = 1,5 \cdot \Delta f_{\max}$, $\Delta f_{\max} = 2443$ Гц. В опорную функцию в соответствии с (10) введен множитель $V_h(k)$.

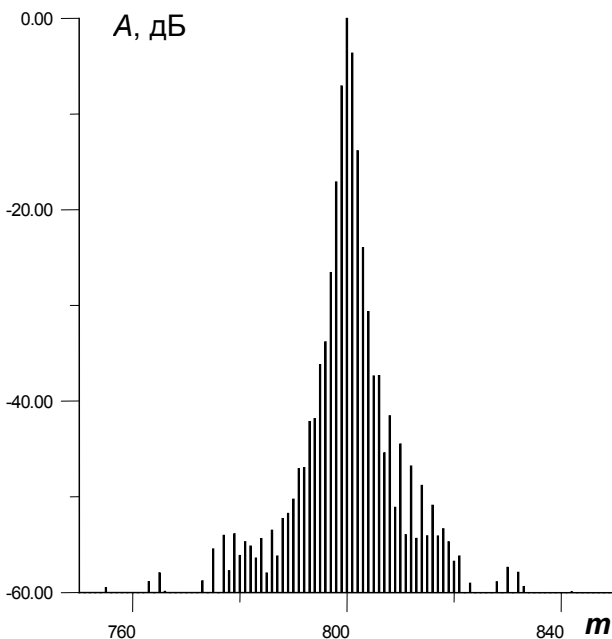


Рис. 11

В таких же условиях, только без весовой обработки был получен график рис. 10, поэтому проведем сравнение именно с этим графиком. Прежде всего, следует отметить, что на 3...4 дБ возрос уровень ближайших к основному импульсу составляющих. Это говорит о расширении основного лепестка сжатого сигнала. Общий уровень боковых лепестков, окружающих основной сигнал на расстоянии ± 10 дискрет, снизился на 10...13 дБ. Кроме того, на данном графике проявляется симметрирующее свойство оконной функции, которое привело к одинаковому спаду уровня нежелательных откликов вблизи основного. Менее заметным оказалось влияние весовой функции на подавление дискретных боковых лепестков. Их уровень снизился по сравнению с безвесовой обработкой на 2...2,5 дБ и составил примерно минус 22,5 дБ.

В другом случае весовая обработка производилась после устройства децимации, в котором был использован интерполяционный фильтр. На рис. 12 и 13 представлены результаты моделирования при децимации с коэффициентом 1,5. Безвесовой обработке с коэффициентом децимации 1,5 рассматриваемому случаю соответствуют рис. 8 и 9.

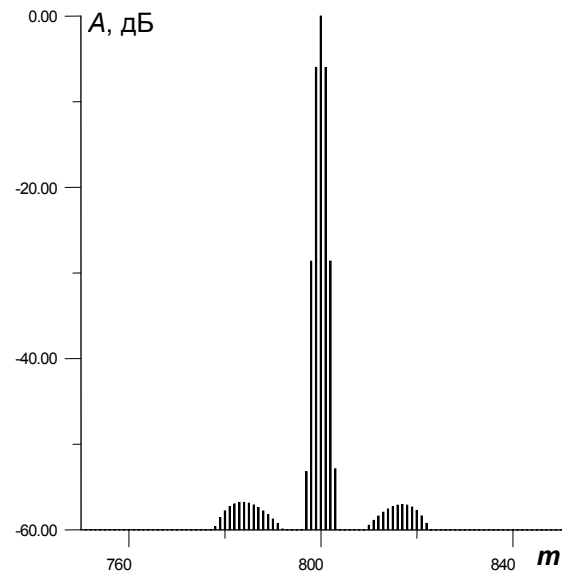


Рис. 12

Уровень сигналов, отстоящих от центрального импульса на ± 1 дискрет, возрос на 5...6 дБ. Это свидетельствует о расширении главного лепестка. Сравнение графиков также показывает заметное улучшение сжатого сигнала в части снижения УБЛ. В достаточно большой области вокруг сжатого траекторного сигнала (± 20 дискрет) указанный уровень не превышает -56 дБ, а в области ± 370 дискрет УБЛ менее 60 дБ.

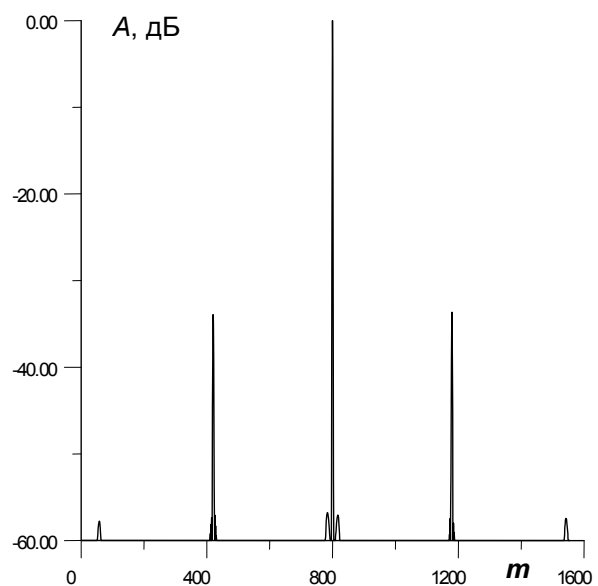
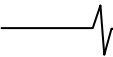


Рис. 13

Общий план обработанного азимутального сигнала (рис. 13) говорит о том, что весовая обработка не устранила боковые лепестки, локализованные в точках ± 380 , ± 760 дискрет. Однако их уровень снизился на 5,4 дБ и 13 дБ соответственно. Уровень самого мощного бокового лепестка составляет -33,9 дБ.

Выбор АЧХ фильтра нижних частот

Таким образом, одной из проблем, которая возникает при децимации с рациональным коэффициентом, является появление в сжатом траекторном сигнале бо-



ковых лепестков, подобных сигналу, с достаточно большим уровнем. Основная причина их появления – недостаточно высокое подавление в ФНЧ высокочастотных составляющих и, как следствие, проявление эффекта наложения спектров.

Выше в расчетных примерах использовался линейный интерполяционный фильтр, который, как отмечалось в [13], является квазиоптимальным. Его универсальность, простота расчета коэффициентов обусловили широкое распространение данного типа фильтра, однако в общем случае линейная интерполяция сигналов не является точной. На рис. 14 под цифрой 1 представлена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) интерполяционного фильтра $K(\varpi)$, дБ, предназначенного для работы в дециматоре с коэффициентом уменьшения частоты в 1,5 раза. По оси абсцисс отложена нормированная частота ϖ . Ноль характеристики локализован вокруг требуемой граничной частоты полосы задерживания $\varpi = 0,33$. Вместе с тем подавление вне полосы прозрачности составляет минус 19 дБ, что является недостаточным для предотвращения эффекта наложения. Такой АЧХ соответствует УБЛ сжатого сигнала минус 33,9 дБ.

С целью выявления влияния величины коэффициента затухания вне полосы прозрачности был рассмотрен ряд фильтров того же порядка с точно линейной фазо-частотной характеристикой и различными характеристиками подавления. На рис. 14 под цифрами 2 и 3 в качестве примера приведены типичные АЧХ использованных ФНЧ. Частота 1-го нуля характеристики удерживалась в диапазоне $\varpi = 0,33...0,35$. Основной лепесток АЧХ в полосе прозрачности несколько расширяется, что дает возможность увеличить подавление в зоне задерживания. Для характеристики под номером 2 уровень подавления составляет 33,3 дБ, а для фильтра с характеристикой 3 – 39 дБ.

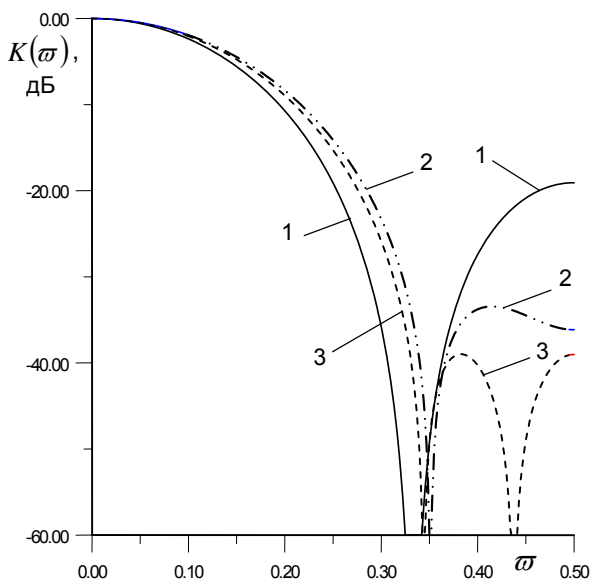


Рис. 14

На рис. 15 представлен результат сжатия траекторного сигнала при использовании ФНЧ с характеристикой 3. По сравнению с интерполяционным фильтром уровень самой мощной боковой дискретной составляющей

снизился почти на 20 дБ и составляет минус 51,5 дБ, что можно считать приемлемым для формирования РЛИ.

Использование 10 наборов ФНЧ одного порядка, но с разными весовыми коэффициентами, позволили выявить общие закономерности, которым должен удовлетворять фильтр для работы в устройстве децимации. На рис. 16 приведены графики зависимостей относительного уровня боковых лепестков U_{sl} от коэффициента передачи ФНЧ в полосе задерживания A_3 . Стрелками отмечены точки графика, соответствующие использованию интерполяционного фильтра.

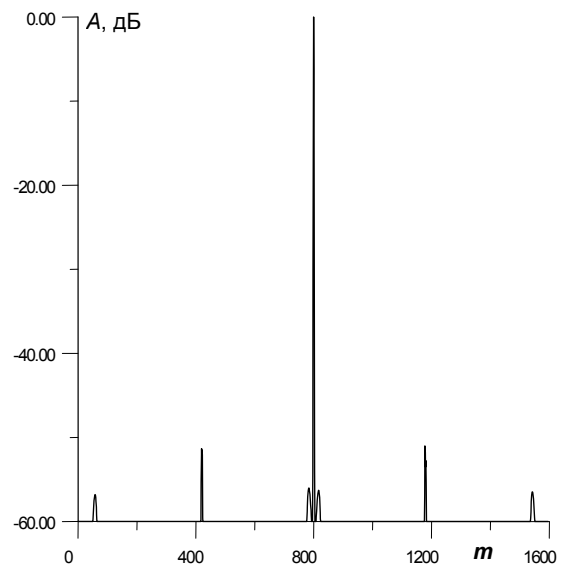


Рис. 15

Кривая 1 соответствует дискретной составляющей, ближайшей к основному пику; кривая 2 – УБЛ в дальней зоне. Результаты экспериментов показывают, что уровень помехи в дальней зоне от основного пика сжатого сигнала слабо зависит от степени подавления в полосе задерживания ФНЧ (кривая 2). Уровень ближнего к основному пику дискретного бокового лепестка практически линейно зависит от A_3 .

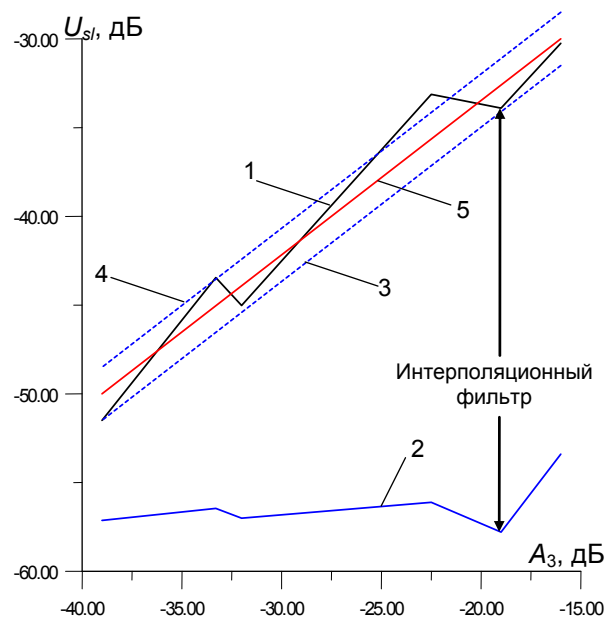


Рис. 16

Наблюдаемые отличия от линейной зависимости объясняются с одной стороны – неравномерностью АЧХ ФНЧ в полосе подавления, с другой стороны – неточностью настройки нуля характеристики на заданную частоту. Свидетельством этого являются примеры АЧХ, приведенные на рис. 14. Поэтому некоторые реализации ФНЧ давали результаты, несколько выпадающие из общей тенденции. Пунктирные линии 3 и 4 определяют зону отклонения $\pm 1,5$ дБ от усредненной линейной зависимости 5. Для предварительных инженерных оценок уровня боковых лепестков при сжатии после децимации можно воспользоваться соотношением

$$\bar{U}_{sl} = 0,875 \cdot A_{3дБ} - 16,1 \text{ [дБ]}. \quad (11)$$

При определении требований, предъявляемых к фильтру, в первую очередь надо учесть положение первого нуля АЧХ. Он должен располагаться в районе частоты $\omega = 0,5 \cdot L/M$. Далее по требуемому УБЛ и графикам рис. 16 или соотношению (11) можно определить требования по подавлению сигнала A_3 в полосе задерживания.

Заключение

Как показывает практика, при реализации систем обработки данных в реальном масштабе времени требуется тщательно подходить к рациональной организации и распределению вычислительных мощностей. Несмотря на высокую производительность процессоров, используемых при создании бортовой аппаратуры обработки сигналов РСА, необходимо использовать все резервы для обеспечения вычислительных процессов в реальном масштабе времени.

Одним из направлений снижения вычислительных затрат является снижение частоты дискретизации до предельных значений. В работе дан анализ особенностей формирования траекторного сигнала в РСА космического базирования. Анализ показал, что возможности устранения вычислительной избыточности ограничены коэффициентом децимации 1,2...1,8. Использование децимации с рациональным (дробным) коэффициентом позволяет снизить требования к бортовым вычислительным средствам по объему перерабатываемых данных на 20...50 % при приемлемом качестве синтезируемого РЛИ.

Литература

1. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны / Под ред. В.Т. Горяинова. – М.: Радио и связь, 1988. – 304 с.
2. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.
3. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений / Под ред. Л.А. Школьного. – М.: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008. – 531 с.
4. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э.

Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под ред. В.С.Вербы. – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.

5. Ракитин А.В., Костров В.В., Сидоров А.А. Оценка реальной скорости обмена данными для радиационностойких процессоров семейства «Мультикор» в космических радиолокационных приложениях // Космическая радиолокация [Электронный ресурс]: Сб. докладов научно-практической конференции. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2010. – С.96-100.
6. Штейншлейгер В.Б., Еркин А.П., Лифанов П.С., Мисежников Г.С., Янович А.В. Способы обработки сигналов радиолокаторов с синтезированной апертурой при решении народнохозяйственных задач (обзор) // Радиотехника и электроника. 1982. Т.27. № 2. С.193-213.
7. Зраенко С.М., Коберниченко В.Г. Цифровое синтезирование апертуры при кусочно-линейной аппроксимации опорной функции // Изв. высш. учеб. заведений. Радиоэлектроника. 1987. Том 30. № 8. С 8-12.
8. Практические аспекты цифровой обработки сигналов / Под ред. В.И.Марчука. – Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2007. – С.49-60.
9. Иванов О.Ю., Коберниченко В.Г., Неронский Л.Б. Быстрый алгоритм цифрового синтезирования апертуры // Радиотехника. 1994. № 1. С.32-35.
10. Витязев В.В., Колодыко Г.Н., Витязев С.В. Способы и алгоритмы формирования радиолокационного изображения в режиме доплеровского облучения луча // Цифровая обработка сигналов. 2006. № 3. С.31-41.
11. Витязев В.В., Колодыко Г.Н., Воронков Д.В. Формирование радиолокационного изображения в режиме фокусируемого синтезирования апертуры ДНА: Моделирование и исследование эффективности // Цифровая обработка сигналов. 2006. № 4. С.34-40.
12. Применение цифровой обработки сигналов / Под ред. Э. Оппенгейма. – М.: Мир, 1980. – 552 с.
13. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. – М.: Техносфера, 2009. – 856 с.

APPLICATION FRACTIONAL DECIMATION IN PROCESSING SYSTEMS OF SPACE BASING RSA TRAJECTORY SIGNAL

V.V. Kostrov, A.V. Rakitin

The variants of algorithms of digital processing of trajectory signal are given at the normal lateral review in radar with synthetic aperture (RSA). The method of downturn of sampling rate in 1,2 to 1,8 times is offered, that allows to lower the requirements to computing capacity of digital signals processors (DSP). The borders of use of the developed method are determined. The opportunities of use of weight Hamming function for decrease of side lobe level are specified.

КОРРЕЛЯЦИОННО-ЭКСТРЕМАЛЬНЫЙ МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ

Костров Б.В., к.т.н., профессор кафедры электронных вычислительных машин Рязанского государственного радиотехнического университета, kostrov.b.v@evm.rsreu.ru

Ключевые слова: вещественная корреляция, диадная корреляция, обнаружение сигнала, канал дальности РЛС.

Введение

Корреляция временных последовательностей действительных или комплексных чисел является одной из основных операций, выполняемых при решении задач теории цифровых систем, а также при разработке и применении цифровых систем обработки сигналов в самых различных технических приложениях. Тем более, что выводы, полученные в процессе изучения одномерного случая временных последовательностей, могут легко распространены на более сложные случаи двумерных пространственно-временных сигналов. Наиболее типичным примером применения корреляционных методов является выделение отраженного от предмета радиолокационного сигнала с помощью согласованного фильтра. Традиционно эта задача решается вычислением корреляционной функции в спектральном пространстве преобразования Фурье с использованием алгоритма быстрого преобразования (БПФ).

Теоретические аспекты совмещения цифровых последовательностей

Пусть $\{X(m)\}$ и $\{Y(m)\}$ - две N -периодические последовательности действительных чисел, тогда операция корреляции, т.е. получение новой N -последовательности $\{Z(m)\}$ будет определяться следующим образом:

$$Z(m) = \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} X(p)Y(m+p) \quad (1)$$

где p - дискретный временной сдвиг.

Система соотношений для вычисления элементов последовательности $\{Z(m)\}$ с периодом N , в вещественной метрике, может быть представлена следующим матричным уравнением:

$$\begin{pmatrix} Z(0) \\ Z(1) \\ Z(2) \\ \dots \\ Z(n-2) \\ Z(N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{N} \begin{pmatrix} X(0) & X(1) & X(2) & \dots & X(N-1) \\ X(N-1) & X(0) & X(1) & \dots & X(N-2) \\ X(N-2) & X(N-1) & X(0) & \dots & X(N-3) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ X(2) & X(3) & X(4) & \dots & X(1) \\ X(1) & X(2) & X(3) & \dots & X(0) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} Y(0) \\ Y(1) \\ Y(2) \\ \dots \\ Y(N-2) \\ Y(N-1) \end{pmatrix} \quad (2)$$

Рассматривается построение алгоритма работы программно-аппаратного коррелятора обнаружения цифровых сигналов, обладающего высоким быстродействием при малых аппаратных затратах.

Результат вычисления выходной последовательности $\{Z(m)\}$, в соответствии с уравнением (2) при $N = 8$, иллюстрирует рис. 1.

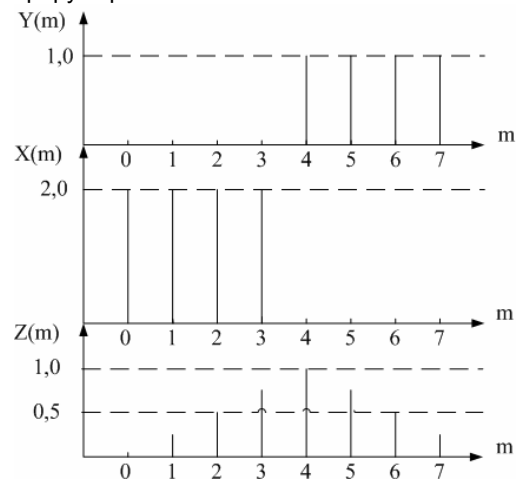


Рис. 1. Пример вычисления элементов последовательности $\{Z(8)\}$

Для повышения эффективности вычисления корреляционной функции можно использовать алгоритм двойного БПФ, однако даже в этом случае не всегда удается добиться желанного результата по быстродействию и скорости аппаратной реализации данной операции.

Диадная корреляция

Для дальнейшего повышения скорости обработки, особенно в условиях ограничений на временные и аппаратные ресурсы, можно воспользоваться вычислением диадной корреляции. Функция вещественной корреляции (1) заменяется в этом случае на диадную:

$$Z_g(m) = \frac{1}{N} \sum_{g=0}^{N-1} X(g)Y(m \oplus g),$$

где g - дискретный временной сдвиг в хемминговой метрике.

Вычисление диадной корреляции осуществляется при определении номера очередного отсчета путем суммирования номера текущего отсчета и сдвига по модулю 2.

Поскольку операции сложения и вычитания по модулю 2 идентичны, то понятия корреляции и свертки в хемминговой метрике совпадают [1].

Система соотношений, определяющая элементы последовательности $\{Z(m)\}$ в диадном пространстве, будет иметь вид:

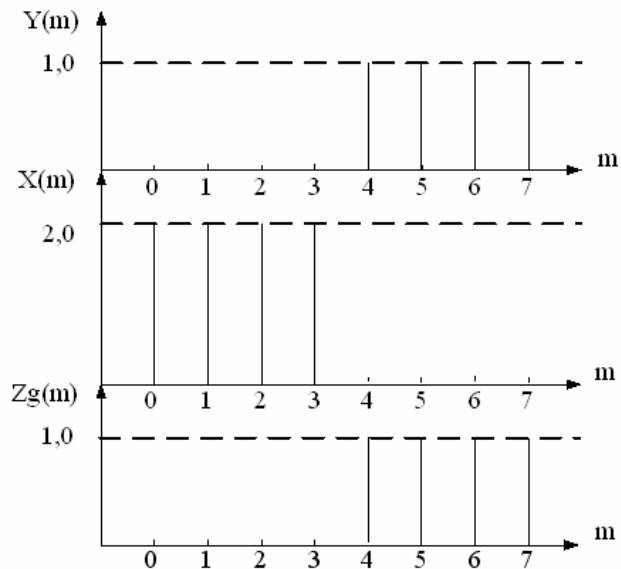
$$\begin{pmatrix} Z(0) \\ Z(1) \\ Z(2) \\ \dots \\ Z(n-2) \\ Z(N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{N} \begin{pmatrix} Y(0) & Y(1) & Y(2) & \dots & Y(N-1) \\ Y(1) & Y(0) & Y(3) & \dots & Y(N-2) \\ Y(2) & Y(3) & Y(0) & \dots & Y(N-3) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y(N-2) & Y(N-1) & Y(N-4) & \dots & Y(1) \\ Y(N-1) & Y(N-2) & Y(N-3) & \dots & Y(0) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} X(0) \\ X(1) \\ X(2) \\ \dots \\ X(N-2) \\ X(N-1) \end{pmatrix} \quad (3)$$

Нумерация элементов матричного уравнения (3) определяется хемминговой метрикой, поэтому для случая, изображенного на рис. 2 система соотношений примет вид:

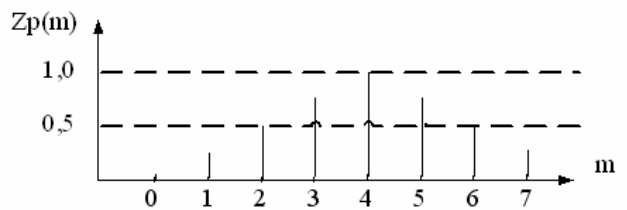
$$\begin{aligned} Z(0) &= Y(0)X(0) + Y(1)X(1) + Y(2)X(2) + Y(3)X(3) + \\ &+ Y(4)X(4) + Y(5)X(5) + Y(6)X(6) + Y(7)X(7) = 0 \\ Z(1) &= Y(1)X(0) + Y(0)X(1) + Y(3)X(2) + Y(2)X(3) + \\ &+ Y(5)X(4) + Y(4)X(5) + Y(7)X(6) + Y(6)X(7) = 0 \\ Z(2) &= Y(2)X(0) + Y(3)X(1) + Y(0)X(2) + Y(1)X(3) + \\ &+ Y(6)X(4) + Y(7)X(5) + Y(4)X(6) + Y(5)X(7) = 0 \\ Z(3) &= Y(3)X(0) + Y(2)X(1) + Y(1)X(2) + Y(0)X(3) + \\ &+ Y(7)X(4) + Y(6)X(5) + Y(5)X(6) + Y(4)X(7) = 0 \\ Z(4) &= Y(4)X(0) + Y(5)X(1) + Y(6)X(2) + Y(7)X(3) + \\ &+ Y(0)X(4) + Y(1)X(5) + Y(2)X(6) + Y(3)X(7) = 1 \\ Z(5) &= Y(5)X(0) + Y(4)X(1) + Y(7)X(2) + Y(6)X(3) + \\ &+ Y(1)X(4) + Y(0)X(5) + Y(3)X(6) + Y(2)X(7) = 1 \\ Z(6) &= Y(6)X(0) + Y(7)X(1) + Y(4)X(2) + Y(5)X(3) + \\ &+ Y(2)X(4) + Y(3)X(5) + Y(0)X(6) + Y(1)X(7) = 1 \\ Z(7) &= Y(7)X(0) + Y(6)X(1) + Y(5)X(2) + Y(4)X(3) + \\ &+ Y(3)X(4) + Y(2)X(5) + Y(1)X(6) + Y(0)X(7) = 1 \end{aligned}$$

Результаты вычисления представлены на рис. 2.

Из приведенного примера видно, что диадная корреляция в отличие от вещественной может не иметь экстремальных значений в точке наибольшего перекрытия сигналов. Поэтому использование диадной корреляции напрямую бывает затруднительно.



а



б

Рис. 2. Результаты вычисления $Z_g(m)$ (а) и $Z_p(m)$ (б) при $N = 8$

Для преодоления данного недостатка воспользуемся при вычислении корреляционной функции выражением вида:

$$Z_p(m) = \sum_{p=0}^{N-1} C_{xp}(u) C_Y(u) \quad (4)$$

где $C_Y(u) = \frac{1}{N} H_w(n) Y(m)$ - матрица столбец

преобразования Уолша $(WH)_w$; $H_w(n)$ - матрица Адамара, упорядоченная по Уолшу; $C_{xp}(u)$ - совокупность матриц столбцов коэффициентов преобразования $(WH)_w$ последовательности $\{X(m)\}$, сдвигаемой в соответствии с вещественным сдвигом p ; u - переменная секвентного пространства.

Таблица 1.

Результаты расчета элементов $Z_p(m)$

u	$C_Y(u)$	$C_{xmp}(u)$								$C_{xp}(u) C_Y(u)$							
		0	1	2	3	4	5	6	7	0	1	2	3	4	5	6	7
0	0.5	1	1	1	1	1	0.75	0.5	0.25	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.375	0.25	0.125
1	-0.5	1	0.5	0	-0.5	-1	-0.75	-0.5	-0.25	-0.5	-0.25		0.25	0.5	0.375	0.25	0.125
2	0	0	-0.25	-0.5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	0.25	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	0	0	0.25	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
5	0	0	-0.25	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
6	0	0	0	0	-0.5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
7	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
		$Z_p(m)$								0	0.25	0.5	0.75	1.0	0.75	0.5	0.25



Назовем выражение (4) вещественно-диадной сверткой, имея в виду, что сдвиг последовательности $\{X(m)\}$ выполняется в вещественном пространстве, а внутреннее вычисление элементов последовательности $Z_p(m)$ производится в секвентном спектральном пространстве.

Результаты расчета элементов $Z_p(m)$ в соответствии с формулой (4) для $N = 8$ приведены в таблице 1 и на рис. 2б,

Сравнение результатов, представленных на рис. 1 и 2б, показывает, что применение вещественно-диадной свертки дает те же результаты, что и вещественная свертка. Это создает предпосылки ее использования в программно-аппаратных корректорах цифровых сигналов.

Автокорреляция псевдослучайных последовательностей

Применим полученные выводы для вычисления автокорреляционной функции псевдослучайной последовательности (ПСП). В качестве примера сформируем М-последовательность с параметром $n = 3$, периодом $M = 2^3 - 1 = 7$ и начальным вектором $[1, 0, 0]$. Для полученной последовательности запишем уравнение для нахождения матрицы столбца коэффициентов преобразования $(HW)_w$ в виде

$$C_{YM}(u) = \frac{1}{N} H_w(3) Y_M(m) \quad \text{или} \quad (5)$$

$$C_{YM}(u) = \frac{1}{8} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix},$$

где $H_w(3)$ - матрица Адамара 8×8 упорядоченная по Уолшу;

$Y_M(n) = 01101001$ - М-последовательность, дополненная нулевым элементом в старшем разряде.

Нормирующий множитель $1/N$ в выражении (5) и в последующих расчетах опущен, так как он не имеет принципиального значения и определяет только масштаб отображаемых величин.

Поскольку матрица Адамара ортогональна, заменим умножение строк матриц на поэлементное умножение столбцов матриц $H_w(n)$ и $Y_m(m)$. При этом можно применить метод прореживания базисных функций в матрице Адамара [2]. Получим следующее выражение:

$$C_{YM}(u) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (6)$$

Результат вычисления $Z_{Mp}(m)$, в соответствии с уравнением (6) и выражением (4), сведен в таблицу 2. Анализ полученных данных позволяет сделать вывод о работоспособности предложенного метода вычисления автокорреляционной функции ПСП.

В широкополосных системах с кодовым разделением каналов часто используют реализацию М-последовательности не в виде последовательности нулей и единиц, а в виде последовательности: -1 и 1. Добавлением -1 в старшем разряде и заменой всех нулей в приведенном выше примере на -1, можно получить последовательность Уолша:

$$Y_w(m) = \{-111-11-1-11\} \quad (7)$$

Результаты расчета элементов последовательности $\{Z_w(m)\}$, в соответствии с выражением (4) и выражением (5), приведены в таблице 3.

Сравнение результатов, приведенных в таблице 2 и 3, показывает, что в обоих случаях при наибольшем перекрытии сигналов корреляционная функция имеет легко обнаруживаемый глобальный экстремум.

Во втором случае не предпринималось никаких мер по ускорению процесса вычисления автокорреляционной функции. Здесь может быть использован метод прореживания базисных функций [2] или синтезирован иерархический алгоритм поиска корреляционной функции.

Таблица 2.

Результаты расчета элементов $Z_{Mp}(m)$

u	$C_{YM}(u)$	$C_{XMP}(u)$								$C_{XMP}(u) C_{YM}(u)$							
		0	1	2	3	4	5	6	7	0	1	2	3	4	5	6	7
0	4	0	1	1	0	2	1	1	4	0	4	4	0	8	4	4	16
1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	1	-1	0	0	-1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	1	-1	0	2	-1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	0	0	-1	-1	0	0	-1	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
5	-4	0	-1	-1	0	-2	-1	-1	0	0	4	4	0	8	4	4	16
6	0	0	-1	1	0	-2	1	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
7	0	0	-1	1	0	0	1	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
		$Z_{MP}(m)$								0	8	8	0	16	8	8	32

Таблица 3.

Результаты расчета элементов $Z_w(m)$

u	C _{YM(u)}	C _{XMP(u)}								C _{XMP(u) C_{YM(u)}}							
		0	1	2	3	4	5	6	7	0	1	2	3	4	5	6	7
0	4	1	0	-1	0	-1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	-1	0	-3	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	1	0	-3	0	1	0	5	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	0	1	0	-3	0	3	0	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	0	1	-2	-1	4	-1	-2	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
5	-8	1	-2	-1	4	-3	-2	3	-8	-8	16	8	-32	24	-16	-24	64
6	0	1	-2	1	0	-3	6	-3	0	0	0	0	0	0	0	0	0
7	0	1	-2	1	0	-1	2	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
		$Z_w(m)$								-8	16	8	-32	24	-16	-24	64

Таблица 4.

Результаты выполнения $Z_w^1(m)$

u	C _{YM(u)}	C _{XMP(u)}				C _{XMP(u) C_{YM(u)}}							
		0	1	2	3	0	1	2	3	4	5	6	7
0	0	1	0	-3	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	1	2	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	4	1	2	-1	4	-4	-8	4	16	4	-8	-4	-4
		$Z_w^1(m)$				-4	-8	4	16	4	-8	-4	-4

Для построения двухэтапного иерархического алгоритма воспользуемся одним из фундаментальных свойств системы функций Уолша, которое заключается в том, что произведение любых двух функций Уолша дает некоторую другую функцию Уолша [3]. Если a_1 - номер одной из исходных функций, и a_2 - номер второй из них, то номер получаемой при их перемножении функции определяется как $a_1 \oplus a_2$, то есть $wal(a_1, \Theta) \times wal(a_2, \Theta) = wal(a_1 \oplus a_2, \Theta)$, где $wal(a, \Theta)$ - функция Уолша с номером a , определенная на интервале $0 \leq \Theta \leq 1$.

Умножим последовательность (7), являющуюся инверсией функции $wal(5, \Theta)$, на функцию $wal(6, \Theta)$:

$$wal(5, \Theta) \times wal(6, \Theta) = wal(3, \Theta). \tag{8}$$

Полученный результат представляет из себя инверсию третьей функции Уолша, которая имеет частоту в два раза меньшую чем исходная последовательность:

$$wal(3, \Theta) = \{-1-111-1-111\}. \tag{9}$$

Выделим функцию основной частоты, преобразовав попарно элементы последовательности (9) в соответст-

вии с правилом:

$$a_i = \frac{a_{2i} \times a_{2i+1}}{(a_{2i} + a_{2i+1})/2}, \tag{10}$$

где a_i - i -номер элемента последовательности (10) $i = 0, 3$.

В результате проведенного преобразования получим последовательность $\{-1 \ 1 \ -11\}$, являющуюся третьей строкой матрицы Адамара второго порядка $H_w(2)$ размером 4×4 .

Произведя описанные действия и вычисляя спектральные коэффициенты $C_{Y_w}(2) = H_w(2)Y_w(2)$, получим корреляционную последовательность $Z_w(m)$ для первого этапа иерархического корреляционного алгоритма. Результаты вычисления элементов последовательности $Z_w(m)$ приведены в таблице 4.

Для уточнения нахождения экстремума корреляционной функции необходимо провести довычисление в районе полученного максимального значения $Z_w^1(m)$, что обеспечит, необходимую точность при незначительном увеличении общей трудоемкости алгоритма.

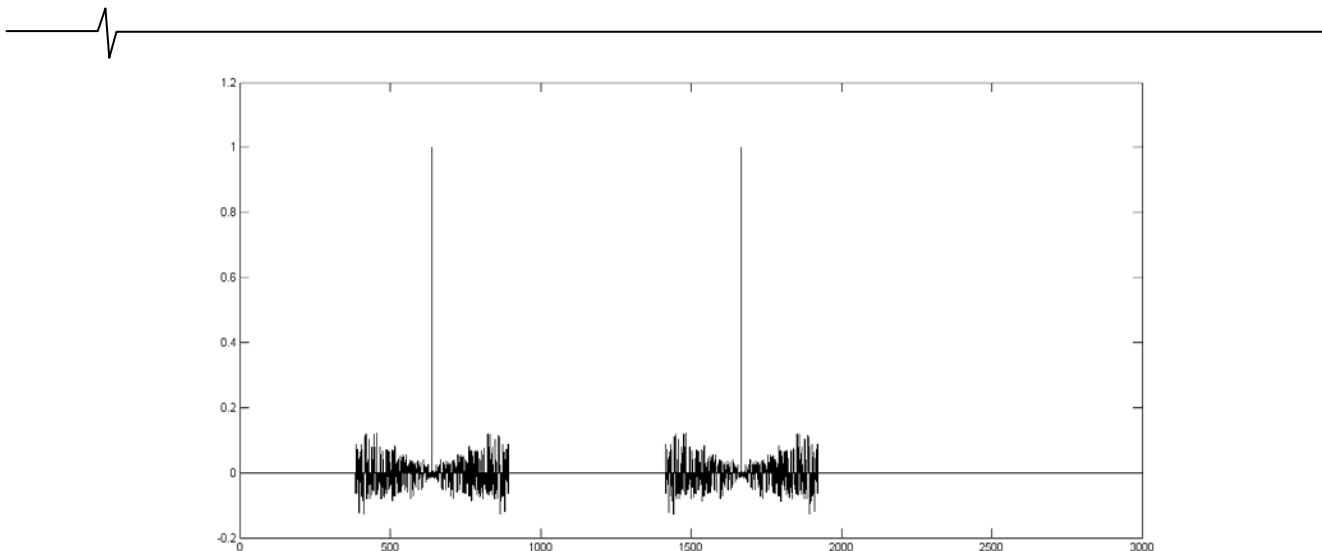


Рис. 3. Результаты моделирования обработки эхо-сигнала в канале дальности РЛС

Моделирование канала дальности РЛС

Результаты применения рассмотренного иерархического алгоритма для моделирования формирования радиолокационного изображения в канале дальности РЛС представлены на рис. 3.

При моделировании в качестве зондирующего сигнала использовалась последовательность Уолша с базой $2^n = 256$. Моделировались 2 цели с одинаковым уровнем эхо-сигналов, расположенные случайным образом на расстоянии 300-700 и 1200-2000 дискрет дальности. Максимальная дальность равнялась 4096 дискрет. По оси абсцисс на рис. 3 отложено нормированное значение корреляционной функции, по оси абсцисс – номер отсчета дальности (отображение завершено на 3000 отсчете для удобства восприятия).

Трудоёмкость примененного алгоритма может быть оценена следующим образом. На первом этапе производится 2^{2r} операций для вычисления спектральных коэффициентов последовательностей, расположенных на отсчетах по оси дальности, количество которых равно $k/2^{n-r}$ (k - количество дискрет дальности, n - период исходной последовательности, r - период сжатой последовательности, используемой на первом (грубом) этапе алгоритма). Для вычисления корреляционной функции необходимо выполнить $k \cdot 2^r$ перемножений и столько же сложений спектральных коэффициентов. Результирующая трудоёмкость первого этапа будет равна

$$L_w^1 = \frac{k(2^{2r} + 2^{(r+1)})}{2^{n-r}}.$$

На втором этапе алгоритма производится доопределение положения экстремума корреляционной функции в пределах 2^{n-r} дискрет дальности. Для этого требуется 2^{2n-r+1} умножений и сложений.

Суммарная трудоёмкость алгоритма

$$L_w^1 = \frac{k(2^{2r} + 2^{(r+1)})}{2^{n-r}} + 2^{2n-r+1} \quad (11)$$

Для рассматриваемого алгоритма число операций при $n = 8$ и $r = 3$, определенное по формуле (11), будет равно $L_w = 26624$.

Для традиционного алгоритма вычисления свертки сигналов в канале дальности РЛС с использованием быстрого преобразования Фурье (БПФ) потребуется $L_{\text{БПФ}} = 2k(\log_2 k + 1) = 106496$ операций комплексного умножения и сложения.

С учетом того, что в предлагаемом алгоритме все операции являются короткими операциями в хемминговой метрике, то выигрыш от его использования становится еще более очевидным.

Заключение

Таким образом, применение вещественно-диадной свертки позволяет строить программно-аппаратные корреляторы для обнаружения сигналов, обладающие высоким быстродействием и малыми аппаратными затратами, что делает их перспективными для использования в бортовых системах летательных аппаратов.

Литература

1. Х. Хармут Теория секвентного анализа: основы и применения. – М.: Мир, 1980. – 574 с.
2. Колесников А.Н., Костров Б.В. Метод прореживания базисных функций в корреляционно-экстремальных алгоритмах совмещения изображений // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ, 2010, июль, вып. 1. С. 176-184.
3. Залманзон Л.А. Преобразования Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении и других областях. – М.: Наука., 1989. - 496 с.

DIGITAL SIGNAL DETECTION CORRELATIVE EXTREMAL METHOD

Kostrov B.V.

The construction of high performance digital signal detection algorithm for hardware and software correlator with low hardware costs is considered.

«ПЕРВЫЕ ШАГИ В НАУКЕ»

УДК 621.391

ДЕКОМПОЗИЦИЯ НА ЭМПИРИЧЕСКИЕ МОДЫ С ПАРАБОЛИЧЕСКОЙ ИНТЕРПОЛЯЦИЕЙ ОГИБАЮЩИХ В ЗАДАЧАХ ОЧИСТКИ СИГНАЛОВ ОТ ШУМА

Клионский Д.М., аспирант кафедры МО ЭВМ Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета “ЛЭТИ”, klio2003@list.ru

Научные руководители:

Орешко Н.И., к.т.н., в.н.с. Научно-инженерного центра Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета “ЛЭТИ”, oreshko@nicetu.spb.ru

Геппенер В.В., д.т.н., профессор кафедры МО ЭВМ Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета “ЛЭТИ”, geppenerv@mail.ru

Ключевые слова: фильтрация, декомпозиция, эмпирические моды, параболическая интерполяция, сплайн-интерполяция.

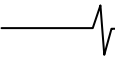
Декомпозиция на эмпирические моды

Большинство реальных сигналов, рассматриваемых в самых разных областях знаний, чаще всего являются нестационарными [6], что проявляется в непостоянстве их отдельных характеристик во времени. Чаще всего на практике рассматривается случай стационарного в широком смысле поведения, подразумевая, что среднее значение и дисперсия сигнала не зависят от времени, а автокорреляционная функция (АКФ) зависит лишь от относительного сдвига пары отсчетов сигнала [6]. У многих из существующих подходов к анализу и обработке сигналов при практическом использовании наблюдается ряд существенных недостатков. Например, широко распространенный классический анализ Фурье [3,4,6] из-за своей относительной простоты вычислений (формулы Парсевала, Планшереля, наличия быстрых вычислительных алгоритмов, наличия свойств о преобразовании Фурье производной и первообразной заданной функции, теоремы запаздывания во временной и частотной областях, теоремы подобия [6] и др.) практически сразу после появления быстрых вычислительных алгоритмов стал доминировать над всеми другими методами анализа сигналов и применяться ко всем типам сигналов. Несмотря на то, что преобразование Фурье выполняется при довольно общих условиях [6] (условиях Дирихле, абсолютной интегрируемости), есть несколько существенных ограничений, накладываемых на сигналы, для которых оно вычисляется. Суть их состоит в том, что сигналы должны быть *строго периодическими* функциями (для разложения в ряд Фурье, т. е. для представления в виде линейной суперпозиции гармонических функций кратных частот) или содержать так называемые повторяющиеся паттерны (под паттернами понимаются фрагменты одной общей природы, при этом не обязательно являющиеся идентичными), так как в противном случае анализ в частотной области может дать неверную интерпретацию результатов. Также необхо-

Рассматривается новый адаптивный метод анализа и обработки нестационарных сигналов – декомпозиция на эмпирические моды (ДЭМ). Метод позволяет эффективно решать задачи предварительной обработки (очистки от шума, выделения тренда и пр.), структурного анализа (мультиразрешающего анализа, частотно-временного анализа) и интеллектуального анализа сигналов (сегментация, кластер-анализ). Приводятся основные преимущества параболической ДЭМ и показываются ее более широкие возможности при решении задачи предварительной обработки сигналов – очистки от шума.

димо, чтобы сигналы обладали свойством стационарности по отношению к ряду характеристик (среднее значение, мгновенная частота [6,7-9]).

Однако анализ Фурье неэффективен при исследовании сигналов с изменяющимся частотным содержанием (например, ЛЧМ-сигнала, из Фурье-спектра которого нельзя сделать вывод о линейном законе изменения частоты), поскольку тригонометрический базис содержит немодулированные гармонические функции с не изменяющейся во времени частотой, в то время как сигналы могут включать в себя компоненты, занимающие разные частотные полосы и с изменяющимися мгновенными значениями частоты (частотная модуляция). Преобразование Фурье определено на всей временной оси, поэтому из-за отсутствия локализационных свойств (при вычислении преобразования используются все значения данных) возникают сложности при необходимости определения основных диапазонов концентрации энергии (на основе классической Фурье-периодограммы и ее модификаций), которая рассеивается по достаточно широкому диапазону частот, создавая порой ложную картину распределения энергии по частотам. Функции тригонометрического базиса (и некоторых других часто используемых базисов) не обеспечивают качественного временного разрешения, что весьма существенно для нестационарных сигналов (так как часто требуется точная локализация отдельных особенностей). Еще одним подводным камнем является то, что в силу своей гладкости (функции тригонометрического базиса дифференцируемы бесконечное число раз) они могут оказаться неэффективными при анализе сигналов, содержащих



участки с резкими изменениями, поскольку может потребоваться очень большое число функций для обеспечения требуемой точности представления. Кроме того, возникает известный эффект Гиббса (характерные осцилляции в окрестности точек разрыва) [6].

Получившие в последнее время широкое распространение частотно-временные методы (например, широкий класс частотно-временных распределений, объединенных в класс Козна) [4], представляющие сигнал на частотно-временной плоскости, дают заметные преимущества по сравнению с классическим анализом Фурье, однако с их помощью невозможно напрямую получить мультимасштабное представление сигнала (в виде совокупности компонент с разным разрешением), которое требуется для лучшего понимания его внутренней структуры. Для повышения точности и достоверности анализа нестационарных сигналов, включая решение важнейшей и первичной задачи предварительной обработки [7-10], необходим специальный подход, обладающий свойством *адаптивности* к каждому конкретному рассматриваемому сигналу. Из известных на сегодняшний день подходов ДВП на основе схемы диадического банка фильтров [3-4] частично удовлетворяет данному требованию, а также многим другим, представляющим исключительную практическую ценность, а именно: имеет хорошо разработанный математический аппарат, быстрые вычислительные алгоритмы, широкий класс решаемых задач. В силу особенностей конструирования вейвлет-базиса [3-4] (на основе масштабных растяжений и сдвигов вдоль временной оси материнской вейвлет-функции) появляется возможность адаптивно обрабатывать сигналы путем довольно точного учета локальных временных особенностей. Но главная проблема, порой затрудняющая их эффективное практическое применение, – наличие большого многообразия и неочевидность выбора вейвлета для решения конкретной задачи, если нет эвристических критериев выбора базиса. В целом следует признать, что вейвлет-преобразование в настоящее время играет одну из ведущих ролей в обработке сигналов в силу наличия большого числа специально разработанных базисов и применимости к различным важным практическим задачам (очистка от шума, сжатие изображений и сигналов, мультиполосный и мультиразрешающий анализ и др.) [3-4].

В данной статье будет подробно рассмотрена новая адаптивная технология анализа и обработки сигналов – *декомпозиция на эмпирические моды (ДЭМ)* [1-2, 7-10]. ДЭМ, обладая подобными вейвлет-разложению свойствами, не требует априорного выбора базиса. Другими словами, разложение по этой системе функций с целью последующего анализа проводится с учетом *локальных особенностей* (таких как экстремумы и нули сигнала) и *внутренней структуры* (наличия в сигнале трех основных типов компонент – шумовых, трендовых и сигнальных) каждого конкретного сигнала. Сами функции формируются, а правильнее сказать, *извлекаются* непосредственно из исходного сигнала, следовательно, такой базис всегда *уникален* (индивидуален, не повторяется в точности для других сигналов), *апостериорен* (т. е. становится полностью известным лишь после разло-

жения данных, а не до него, как, например, в случае с тригонометрическим базисом, где функции известны заранее) и *адаптивен* (т. е. приспосабливается к особенностям и свойствам данных).

В случае разложения по базису Фурье и вейвлет-базису используется следующая формула:

$$s(k) = \sum_i c_i f_{i\text{det}}(k),$$

где $s(k)$ – исходный сигнал; c_i – коэффициенты разложения; $f_{i\text{det}}(k)$ – детерминированные (априорно известные) базисные функции.

Для ДЭМ данная формула приобретает следующий вид:

$$s(k) = \sum_i c_i f_i(k), \quad (1)$$

где c_i – коэффициенты разложения; $f_i(k)$ – априорно неизвестные (*апостериорно* известные) функции, извлекаемые из исходного сигнала. Сами базисные функции формируются апостериорно, что является несомненным преимуществом по сравнению с первыми двумя случаями.

Термин “базис” здесь использован не совсем корректно, поскольку, согласно определению, базис – линейно независимое множество векторов (функций), линейная оболочка [12] которого образует все линейное пространство (т. е. каждый вектор этого пространства можно представить в виде линейной комбинации базисных векторов); здесь, однако, линейная независимость не является строго доказанной и, кроме того, извлекаемые компоненты в большинстве случаев могут применяться лишь для обработки того сигнала, из которого они были извлечены. Поэтому такой базис является *эмпирическим, аппроксимативным* и составляет своего рода совокупность “строительных блоков” для представления сигналов. Далее под “базисом” применительно к ДЭМ будет как раз пониматься такой аппроксимативный базис. В некоторых случаях при рассмотрении нескольких сигналов из одного и того же класса можно провести разложение какого-то одного из них, а затем, используя полученные компоненты и специально введенные веса для каждой из них, представлять другие однотипные сигналы. В этом случае можно утверждать (после проверки линейной независимости компонент), что извлеченные из сигнала компоненты являются базисом.

Технология обработки сигналов на основе ДЭМ в настоящее время получила широкое распространение при решении следующих основных задач предварительной обработки сигналов:

- очистка сигналов от шумов различной природы;
- выделение тренда в сигналах;
- анализ степени хаотичности сигналов на основе оценивания показателя Херста;
- проведение мультиразрешающего анализа (исследование тонкой структуры сигналов и их глобального поведения в целом; анализ свойств отдельных компонент) и мультиполосного анализа (исследование сигналов в различных частотных полосах);
- выделение шаблонов в сигналах и их классификация на основе физической и математической интерпретаций (шумовые, трендовые компоненты, характерные шаблоны и др.).

Процесс формирования базисных функций на основе специальным образом разработанного алгоритма не исчерпывает всю технологию, а является лишь первым (начальным) ее этапом. Далее по найденным базисным функциям формируется итоговое частотно-временное представление сигналов – так называемый *спектр Гильберта–Гуанга* [1-2, 7-10]. Такое представление на частотно-временной плоскости получается путем вычисления мгновенных частот каждой базисной функции, их специальной нормировки и нанесения рассчитанных значений на итоговую трехмерную диаграмму. Такое частотно-временное распределение позволяет также получить информацию об амплитуде, которая отображается соответствующим цветом (поэтому данное распределение, хотя и отображается как двумерное на плоскости, на самом деле является трехмерным: “время – частота – амплитуда” или “время – частота – энергия”). Спектр Гильберта–Гуанга, с одной стороны, аналогичен широко известным в частотно-временном анализе распределениям, но принципиально отличается тем, что он конструируется на основе адаптивно сформированного базиса, что позволяет рассчитывать на более точные результаты при дальнейшем анализе. Вкратце охарактеризовав идею второго этапа данной технологии, приведем основные задачи, решаемые путем исследования построенного спектра Гильберта–Гуанга:

- выявление скрытых в шумах модуляций сигнала (амплитудных, частотных);
- идентификация частотных и временных диапазонов концентрации энергии;
- классификация множества сигналов по спектру Гильберта–Гуанга;
- расчет на основе спектра Гильберта–Гуанга так называемого *маргинального спектра* [1-2,7-10] (путем численного интегрирования по времени спектра Гильберта–Гуанга), являющегося аналогом частотного спектра Фурье для нестационарных сигналов;
- расчет на основе спектра Гильберта–Гуанга так называемой *мгновенной плотности энергии* (путем численного интегрирования по частоте квадрата спектра Гильберта–Гуанга), позволяющей наглядно выявлять изменения энергетических соотношений в сигналах.

После проведения предварительной обработки и анализа самой структуры сигнала следует этап интеллектуального анализа, который осуществляется на основе специальной технологии *Data Mining* [5,8,9]. Интеллектуальный анализ ориентирован на добычу из “сырых” исходных данных (прошедших этап предварительной обработки) *новых, нетривиальных* (скрытых от обнаружения более простыми методами, такими как, например, статистический анализ или визуализация), *практически полезных и поддающихся интерпретации* знаний. Кроме того, задачи интеллектуального анализа должны быть *автоматизированы*, чтобы, по возможности, исключить эксперта из непосредственного процесса извлечения знаний, а привлечь его лишь на стадии интерпретации результатов. *Data Mining* использует представление сигналов в виде некоторых абстрактных упрощенных структур – *моделей*, которые вместе с тем должны обеспечивать необходимую точность и достоверность результатов и обладать свойством физичности

(т. е. отражать основные закономерности, свойственные некоторому явлению или процессу). Задач интеллектуального анализа довольно много, при этом основные из них, решаемые с помощью технологии ДЭМ, – это *сегментация, кластер-анализ* и *секвенциальный анализ* [5,13]. Таким образом, можно сформулировать следующие основные решаемые задачи:

- выявление участков в сигналах (сегментов), обладающих однородными свойствами;
- упрощение описания исходного сигнала, заданного в виде набора пар “временной отсчет – сигнальный отсчет” и устранение избыточности путем объединения отсчетов в однородные сегменты. Описание найденных сегментов с помощью набора информативных признаков (статистических, энергоинформационных, частотных и др.);
- поиск и объединение в группы (кластеры) выделенных сегментов;
- построение временных шаблонов с учетом их упорядоченности во времени (секвенциальный анализ).

Итак, еще раз сформулируем основные этапы технологии ДЭМ:

- 1) предварительная обработка сигналов;
- 2) анализ внутренней структуры сигналов;
- 3) интеллектуальный анализ сигналов.

Понятие эмпирической моды. Алгоритм ДЭМ

Эмпирическая мода [1-2, 7-10] (ЭМ, английское название IMF – Intrinsic Mode Function) – это функция, заданная непрерывно на интервале существования сигнала или дискретно в виде вектора отсчетов, имеющая в общем случае произвольную форму и произвольную аналитическую запись (если таковая существует), но при этом, однако, непременно удовлетворяющая двум необходимым условиям:

1. Общее число максимумов и минимумов такой функции (т. е. общее число экстремумов) должно быть строго равно числу нулей функции (в дискретном варианте задания нули могут быть найдены с использованием различных алгоритмов интерполяции [12]), либо отличаться от числа нулей по модулю не более, чем на единицу:

$$N_{\max} + N_{\min} = N_{\text{zero}} \pm 1 \text{ или } N_{\max} + N_{\min} = N_{\text{zero}}, \quad (2)$$

где N_{\max} , N_{\min} , N_{zero} – число максимумов, минимумов и нулей функции соответственно, не считая краевые отсчеты сигнала, которые в некоторых случаях могут оказаться единственными экстремумами сигнала (при этом имеем случай монотонно возрастающей или монотонно убывающей функции на всей ее области определения);

2. *Локальное (мгновенное) среднее значение функции*, определенное в виде полусуммы двух *огбающих*: верхней, полученной путем интерполяции найденных локальных максимумов, и нижней, полученной путем интерполяции найденных локальных минимумов, – должно быть меньше или равно заранее определенному пороговому значению η , зависящему от машинной точности ε и погрешностей, связанных с получением, преобразованием и передачей сигнальной информации. В качестве средства интерполяции чаще всего используются *кубические сплайны*.



Добиться точного равенства нулю локального среднего значения в каждый момент времени невозможно по ряду объективных причин. К их числу относятся вычислительные погрешности (связанные с особенностями машинной арифметики с плавающей запятой), плохая обусловленность [12] систем уравнений, на основе которых осуществляется расчет коэффициентов сплайнов, а также особенности самого сигнала (например, краевые эффекты – сильные осцилляции интерполирующей функции на краях, благодаря которым вблизи краев локальное среднее практически всегда отличается от нуля). Аналитически данное условие записывается в виде:

$$\frac{U(k) + L(k)}{2} \leq \eta, \quad k = \overline{1, N}, \quad (3)$$

где $U(k)$ и $L(k)$ – значения верхней и нижней огибающих сигнала в k -й момент времени (k – номер отсчета сигнала); N – общее количество сигнальных отсчетов; η – некоторый порог, устанавливаемый экспертом и обычно принимающий близкие к нулю значения.

Равенство числа экстремумов и нулей с точностью до 1 необходимо для того, чтобы ЭМ была *узкополосной* функцией, т. е. удовлетворяла следующему условию:

$$\Delta\omega \ll \omega_0, \quad (4)$$

где $\Delta\omega$ – эффективная ширина Фурье-спектра; ω_0 – несущая частота. Это дает преимущества при частотной локализации, так как мера узкополосности функции, как будет показано далее, связана с числом экстремумов и нулей.

Условие, касающееся равенства нулю полусуммы двух интерполированных огибающих, имеет свою физическую интерпретацию. Из него следует, что ЭМ является стационарной функцией относительно своего локального среднего значения, которое не превосходит некоторого порога в любой момент времени. Кроме того, для достижения этого условия ЭМ должна иметь положительные значения в точках максимумов и отрицательные значения в точках минимумов, поскольку иначе для отдельных моментов времени условие может не выполняться. Наконец, важно отметить, что ЭМ в общем случае обладает одновременно и амплитудной, и частотной модуляциями [1-2,6]. Закон амплитудной модуляции может быть установлен из огибающих, полученных интерполяцией экстремумов или на основе преобразования Гильберта (как квадратный корень из суммы квадратов отсчетов исходного сигнала и сигнала, сопряженного по Гильберту), а закон частотной модуляции устанавливается на основании закона изменения мгновенной частоты. В качестве информативного параметра на спектре Гильберта выступает цвет (цвет определяется значением наносимой абсолютной величины), так как именно по его перепадам можно определить соответствующие зависимости (изменение амплитудных соотношений, амплитудные модуляции, частотные модуляции и др.).

Понятие огибающей, введенное для определения ЭМ, всегда рассматривается с учетом выбранного вида интерполяции. Как было сказано, используется в основном кубическая сплайн-интерполяция, а также эрмитова интерполяция. У сплайнов вообще и кубических в част-

ности, есть ряд преимуществ перед другими функциями, обладающими, как и они, высокой степенью гладкости. Во-первых, по сравнению с полиномиальными функциями у сплайнов нет эффекта “раскачивания” – сильных осцилляций интерполирующей функции в случае, если фрагмент (участок сигнала) имеет заведомо не полиномиальную природу. Кроме того, кубические сплайны являются непрерывными (подразумевается равенство значений на стыках) и дважды дифференцируемыми. Последнее означает, что сам сплайн не имеет острых углов (определенность первой производной), и в любой точке определен радиус его кривизны (определенность второй производной) [12], что дает возможность оценивать интенсивность осцилляций самой ЭМ. Но самым важным является то, что кубический сплайн минимизирует осциллирующее поведение функции – т. е. из всех дважды дифференцируемых, непрерывных на некотором интервале $[a; b]$ функций $f(k)$, интерполирующих заданную совокупность точек $\{(x_k, y_k)\}_{k=1}^N$, кубический сплайн меньше всего осциллирует.

Что касается самого алгоритма ДЭМ (собственно метода извлечения самих ЭМ из исходного сигнала), он подробно изложен в [1-2, 7-10]. Общее число ЭМ M приближенно определяется как $M = \log_2 N \pm 1$, где N – число отсчетов сигнала. Сходимость алгоритма основана на том, что при переходе к следующей компоненте общее число экстремумов уменьшается примерно в 2 раза (согласно интерпретации диадического банка фильтров [1-2, 7-10]), и в конце концов не будет достаточного количества экстремумов для формирования огибающей. Это и будет означать завершение работы алгоритма.

Основные недостатки ДЭМ со сплайновой интерполяцией огибающих. ДЭМ с параболической интерполяцией огибающих

Классический алгоритм ДЭМ, описанный выше, использует кубические сплайны в качестве средства интерполяции огибающих, что гарантирует относительно небольшую вычислительную сложность (при определении коэффициентов полиномов третьей степени на участках между локальными экстремумами) и точное аналитическое представление при расчетах. Основные недостатки – явления “всплесков” (резкое превышение значением функции среднего уровня в промежутке между узлами интерполяции), краевые эффекты (осцилляции в окрестности точек начала и окончания сигнала) и отрицательное влияние ошибок в определении местоположения экстремумов. Именно последние вносят довольно серьезную погрешность при выполнении ДЭМ, поскольку при их неточном определении возможно появление т.н. *избыточности* (возникновение в разложении компонент, являющихся следствием неточностей выполнения алгоритма ДЭМ, а не структурных особенностей сигнала) и искажения структуры самих компонент. *Параболическая интерполяция* огибающих направлена на более точное определение местоположения экстремумов и препятствие появлению ложных компонент, не имеющих физического смысла (т.е. являющихся неинформативными для конкретного сигнала). Поясним сказанное следующим образом. Одним из про-

стейших и наиболее часто используемых алгоритмов определения экстремумов является следующий.

Обозначим $s[k]$ как текущий отсчет сигнала, а $s[k-1]$ и $s[k+1]$ как предыдущий и последующий отсчеты соответственно. Для поиска экстремумов необходимо проверить следующие условия:

1) если $s[k] > s[k-1]$ и $s[k] \geq s[k+1]$ или $s[k] \geq s[k-1]$ и $s[k] > s[k+1]$, то отсчет с номером k – максимум;

2) если $s[k] < s[k-1]$ и $s[k] \leq s[k+1]$ или $s[k] \leq s[k-1]$ и $s[k] < s[k+1]$, то отсчет с номером k – минимум;

3) в противном случае отсчет с номером k не является ни максимумом, ни минимумом.

Таким образом, данный метод поиска экстремумов заключается в нахождении окрестности, соответствующей максимуму или минимуму. Соответственно точка, расположенная посередине окрестности, либо превышает (в случае максимума), либо уступает (в случае минимума) значениям в соседних точках. Очевидно, максимальная ошибка e_{\max} определения экстремума составляет половину интервала дискретизации (если истинное значение экстремума лежит ровно посередине между двумя значениями отсчетов):

$$e_{\max} = T / 2, \quad (5)$$

где T – интервал (период) дискретизации. Данная ошибка может довольно существенно повлиять на точность самого разложения. В связи с этим предлагается новый метод определения экстремумов с использованием *параболической интерполяции*. Сам метод заключается в следующем:

1) Выбираются 3 первых отсчета исходного сигнала $s(k)$.

2) По трем отсчетам строится квадратичный полином вида $ak^2 + bk + c$, где a, b, c – коэффициенты подлежащие определению (для их нахождения необходимо решить систему из трех уравнений с тремя неизвестными).

3) Если коэффициент при старшей (второй) степени отличен от нуля ($a \neq 0$), то среди трех точек есть экстремум, который располагается посередине (вторая точка в последовательности из трех точек). Координата экстремума уточненным способом определяется как координата вершины параболы.

4) Если коэффициент при старшей степени равен нулю, то все 3 точки лежат на одной прямой (с положительным или отрицательным наклоном), и среди них нет

экстремума. Далее необходимо сдвинуть скользящее окно (включающее 3 точки, среди которых ищут экстремальную) на 1 точку вправо (т.е. в новом окне сохраняются 2 точки из предыдущего окна и добавится одна новая) и повторить ту же последовательность действий.

Следует отметить, что на практике коэффициент при старшей степени сравнивается не с нулем, а с некоторым порогом по той причине, что всегда присутствуют погрешности в вычислениях (сами вычисления проводятся не в аналитических, а численных системах, например, в системе MATLAB [12]). Таким образом, условие наличия экстремума среди трех точек выглядит как $|a| \geq \varepsilon$ – наличие экстремума, $|a| < \varepsilon$ – отсутствие экстремума;

В данном методе точность определения экстремумов повышается за счет определения их местоположения как *координаты вершины параболы* x_0 :

$$x_0 = -\frac{b}{2a}. \quad (6)$$

Огибающая в данной модификации метода ДЭМ будет состоять из кусочно-кубических участков, как и в классическом методе ДЭМ, однако определение экстремумов выполняется более точно за счет вычисления координаты вершины параболы.

Одним из базовых положений (своего рода постулатов) метода ДЭМ является следующий. Если ДЭМ применяется к функции, которая заведомо является ЭМ (т.е. удовлетворяет двум необходимым условиям отнесения к классу ЭМ), то в результате разложения не должно получаться иной функции, кроме самой ЭМ. Например, применение ДЭМ к мультигармоническому сигналу не должно порождать ничего другого, кроме содержащихся в нем гармоник. Однако классическая ДЭМ в некоторых случаях приводит к появлению побочных (ложных) компонент в разложении, очень близких по значениям к нулю. Это и есть уже упоминавшаяся избыточность ДЭМ, на борьбу с которой и направлены параболическая интерполяция и уточнение местоположения экстремумов. Ниже сказанное проиллюстрировано на примере моногармонического и мультигармонического сигналов.

Как видно из рис. 1, в результате разложения получаются 4 компоненты вместо одной (при этом значения двух последних компонент и результирующего остатка, как видно из рисунка, очень малы, но избыточность в разложении все равно присутствует).

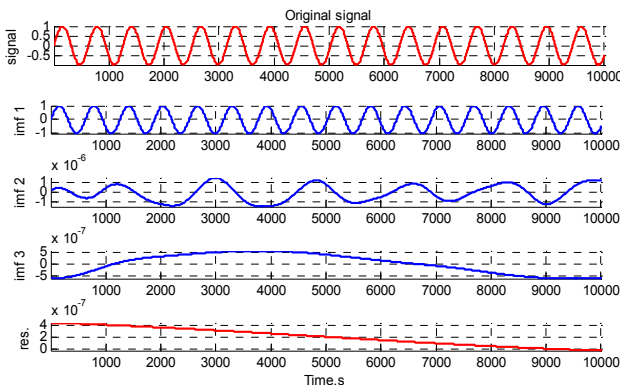


Рис. 1. Пример классической ДЭМ моногармонического сигнала (вверху) с извлечением 3-х ЭМ и результирующего остатка

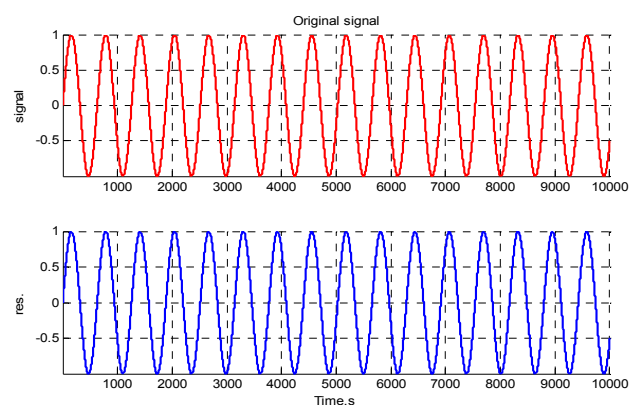


Рис. 2. Пример параболической ДЭМ моногармонического сигнала (вверху) с извлечением 1-й ЭМ

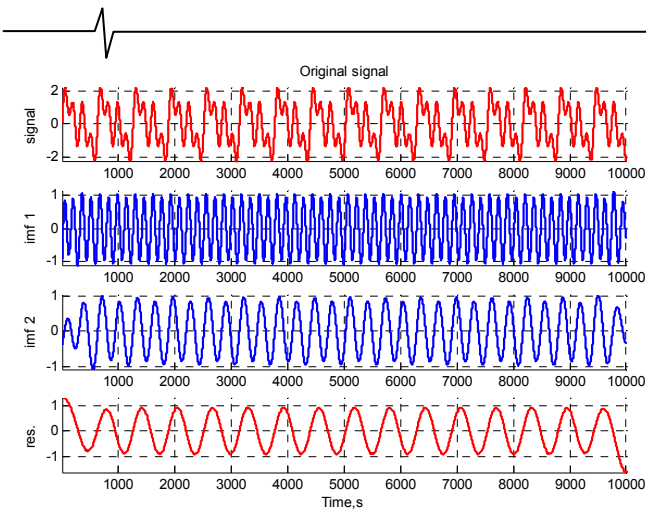


Рис. 3. Пример параболической ДЭМ мультигармонического сигнала (вверху) с извлечением 3-х ЭМ и результирующего остатка

На рис. 2 виден результат параболической ДЭМ и одна компонента, в точности соответствующая исходной гармонике. Далее рассмотрим пример с тремя гармониками.

Из рис. 3 видно, что параболическая ДЭМ порождает только 3 ЭМ, совпадающие с тремя гармониками, что и следовало ожидать. Небольшие искажения в форме вызваны краевыми эффектами, влиянием шага дискретизации и критерием остановки процесса отсеивания [1-2, 7-10].

Вместе с тем классическая ДЭМ (рис. 4) дает 6 компонент (что в 2 раза больше) и наглядно показывает избыточность в разложении гармонического сигнала.

Из этих примеров наглядно видны преимущества параболической ДЭМ при борьбе с избыточностью.

Очистка сигналов от шума на основе ДЭМ

В данном разделе будут продемонстрированы преимущества параболической ДЭМ при решении задачи очистки сигналов от шума. Вся процедура будет основана на параболической ДЭМ исходного сигнала, классификации всех извлеченных ЭМ и применении теории регрессии. Для *абсолютно произвольного* сигнала все ЭМ можно разбить на две большие группы:

- 1) основные ЭМ (включая шумовые ЭМ и ЭМ-шаблоны);
- 2) трендовые ЭМ (включая компенсирующие ЭМ и истинные трендовые ЭМ).

Основные ЭМ в разложении всегда имеют четкий физический смысл и отражают внутреннюю структуру и особенности, свойственные данному конкретному сигналу. К их числу относятся шумовые ЭМ и ЭМ-шаблоны. Появление в разложении первых объясняется наличием в исходном сигнале шума, а вторые связаны непосредственно с самим полезным сигналом и входящими в него компонентами. В качестве поясняющего примера можно привести следующий: при разложении мультигармонического сигнала с аддитивным шумом получается несколько шумовых ЭМ (они располагаются на начальных уровнях, и их число определяется интенсивностью шума, его частотными свойствами и общим числом отсчетов) и ЭМ-шаблоны (в разложении следуют за шумовыми ЭМ), к числу которых относятся соответствующие

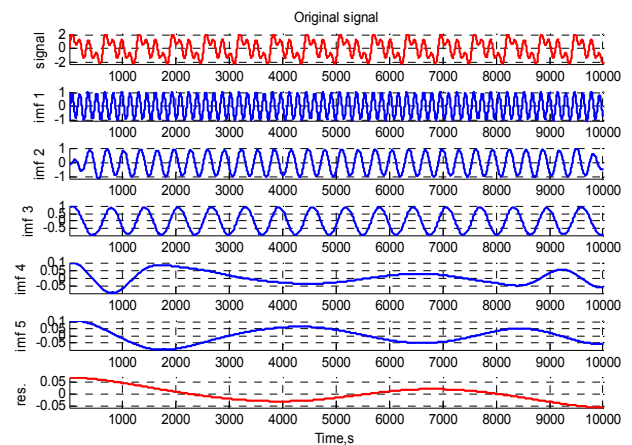


Рис. 4. Пример классической ДЭМ мультигармонического сигнала (вверху) с извлечением 5-и ЭМ и результирующего остатка

элементарные гармоники, образующие незашумленный мультигармонический сигнал. Понятие “ЭМ-шаблон” подразумевает некоторую функцию, характерную для данного типа сигналов, например, любую из элементарных гармоник для мультигармонического сигнала или, например, ЛЧМ-сигнал и элементарную гармонику в случае наличия их аддитивной смеси с шумом.

Трендовые ЭМ являются медленно меняющимися функциями (обычно описываются полиномами невысокой степени или экспоненциальной функцией), характеризующими изменение во времени локального среднего значения сигнала. Среди них, согласно вышеприведенной классификации, выделяют *истинные трендовые ЭМ* (всегда имеющие физический смысл), описывающие истинную динамику среднего значения, и так называемые *компенсирующие ЭМ*, которые могут возникать в разложении в том случае, если тренд в сигнале отсутствует. Истинные трендовые ЭМ появляются, например, при разложении суммы гармонического сигнала и полиномиального тренда (полинома). Компенсирующие (ложные) ЭМ – результат несовершенства самого алгоритма ДЭМ, критериев остановки процесса отсеивания, неточностей при вычислениях (ошибок округления и пр.). Их появление не связано с физическими или математическими особенностями рассматриваемых сигналов, а объясняется только лишь несовершенством вычислительной процедуры. Компенсирующие ЭМ обычно создают избыточность в разложении, а их название объясняется тем, что в сумме они дают функцию, очень близкую к нулю, т. е. компенсируют друг друга. Одной из наиболее типичных причин появления компенсирующих ЭМ являются побочные эффекты интерполяции огибающих, такие как появление “всплесков”, сильные осцилляции вблизи концов сигнала (краевые эффекты). Для частичного преодоления вышеперечисленных проблем существуют специальные методы: подавление краевых эффектов с помощью зеркального отображения экстремумов, наиболее близко расположенных к границам сигнала [1,2], тестирование различных критериев остановки процесса отсеивания [1-2], уточнение местоположения экстремумов для построения огибающих и пр.

Рассмотрим новый подход к выявлению всех рассмотренных типов ЭМ с целью идентификации шумовой составляющей, характерных сигнальных составляющих и тренда. Для этого модель исходного сигнала представим в следующем виде [14]:

$$s = x\beta + e, \quad (7)$$

где s – исходный сигнал; x – матрица регрессоров; β – вектор неизвестных коэффициентов, определяющих удельный вес регрессоров при описании исходного сигнала и подлежащих оцениванию; e – белый гауссовский шум с параметрами $N(0; \sigma^2)$.

Теперь, используя результат разложения с помощью ДЭМ, запишем связь между всеми извлеченными ЭМ и исходным сигналом на основании свойства полноты разложения:

$$s(k) = \sum_{i=1}^{M-1} c_i(k) + r_M(k), \quad (8)$$

где $r_M(k)$ – результирующий остаток в разложении. Из первого слагаемого правой части можно выделить отдельно самую первую ЭМ, которая будет являться приближением шума, присутствующего в сигнале, поскольку вследствие наиболее сильно выраженного по сравнению со всеми остальными ЭМ высокочастотного характера первую ЭМ можно трактовать как приближение исходного шума:

$$s(k) = c_1(k) + \sum_{i=2}^{M-1} c_i(k) + r_M(k) = e(k) + \sum_{i=2}^{M-1} c_i(k) + r_M(k). \quad (9)$$

Теперь сделаем еще одно уточнение. Поскольку точная сходимость суммы всех ЭМ и результирующего остатка к исходному сигналу математически строго не доказана (эта сходимость обычно рассматривается в инженерном смысле, т. е. абсолютная разность между исходным сигналом и суммой всех извлеченных ЭМ есть малое число, обычно порядка $10^{-16} \dots 10^{-10}$), введем некоторые весовые коэффициенты для каждой ЭМ (по умолчанию все веса единичные), которые будем определять в соответствии с методом наименьших квадратов (МНК). При этом должна улучшиться точность представления (восстановления) исходного сигнала полученными из него же компонентами:

$$\begin{aligned} s(k) &= c_1(k) + \sum_{i=2}^{M-1} \beta_i c_i(k) + \beta_M c_M(k) = \\ &= e(k) + \sum_{i=2}^{M-1} \beta_i c_i(k) + \beta_M c_M(k), \end{aligned} \quad (10)$$

где β – вектор весовых коэффициентов. Данное выражение можно переписать в более общем векторно-матричном виде:

$$s = C\beta + e, \quad (11)$$

где C – матрица, в столбцах которой хранятся отсчеты ЭМ (число столбцов на единицу меньше общего числа функций в разложении, так как первая ЭМ выступает как приближение исходного шума и не включается в эту матрицу). МНК-оценка вектора коэффициентов β определяется формулой:

$$\hat{\beta} = (C^T C)^{-1} C^T s. \quad (12)$$

Введение данных весовых коэффициентов и их дальнейшее вычисление (например, по МНК) может использоваться не только для повышения точности при восстановлении сигналов, но и для придания ДЭМ смысла “базиса”. Как было сказано, базис из ЭМ является апостериорным, следовательно, для каждого сигнала он индивидуален и, будучи полученным однажды, не может использоваться для представления другого сигнала. Однако при работе с однотипными сигналами (например, гармоники с разными амплитудами, но одинаковыми частотами) данные весовые коэффициенты могут применяться для получения нового базиса из старого путем умножения ранее извлеченных компонент на найденные веса. Для коэффициентов можно сформировать интервальную оценку, т. е. найти границы интервала, в который конкретный коэффициент регрессионной модели попадает с заданной доверительной вероятностью P . Можно показать, что границы доверительного интервала (ДИ) определяются следующим образом:

$$\beta_i \in \left[\hat{\beta}_i - t_\gamma \hat{\sigma}_e \sqrt{\{CC^T\}^{-1}_{ii}}; \hat{\beta}_i + t_\gamma \hat{\sigma}_e \sqrt{\{CC^T\}^{-1}_{ii}} \right], \quad (13)$$

где $\beta_i, \hat{\beta}_i$ – истинное значение коэффициента и его оценка соответственно, а t_γ – квантиль распределения Стьюдента с $N - M - 1$ степенями свободы.

В классической задаче регрессии после нахождения соответствующих коэффициентов модели часто осуществляется их проверка на значимость, по результатам которой конкретный элемент модели с проверяемым коэффициентом либо сохраняется, либо исчезает. Аналогично эту задачу можно решить для всех найденных весовых коэффициентов. Для этого рассмотрим две альтернативные гипотезы, одна из которых предполагает незначимость данного коэффициента модели (нулевая гипотеза H_0), а вторая, соответственно, его значимость (ненулевая гипотеза H_1), т. е. его отличность от нуля. В данной ситуации нулевая гипотеза отвергается, поскольку все коэффициенты являются априорно значимыми, отличными от нуля, поскольку все ЭМ с теми или иными весами участвуют при восстановлении исходного сигнала. Однако нижеприведенную статистику, изначально предназначенную именно для проверки значимости коэффициентов модели, можно рассматривать как классификационную (т. е. как некоторую функцию, связанную с исходными данными), а рассчитываемые с ее помощью значения распределять по группам (каждая группа будет соответствовать одному из типов ЭМ) на основе некоторой дискриминирующей процедуры, например, кластер-анализа [5,13]. Сама статистика имеет вид

$$T_{li} = C_H = \frac{|\hat{\beta}_i|}{\sqrt{\{V^{-1}\}_{ii} \hat{\sigma}_e^2}}, \quad (14)$$

где V – матрица ковариаций ЭМ, определяемая как $V = CC^T$ (при вычислении статистики используются диагональные элементы матрицы, обратной к ковариационной); $\hat{\sigma}_e$ – среднеквадратическое отклонение (СКО) шума, которое можно определить по первой ЭМ с использованием, например, робастной медианной оценки [4], устойчивой к наличию погрешностей и аномальных ошибок в данных.

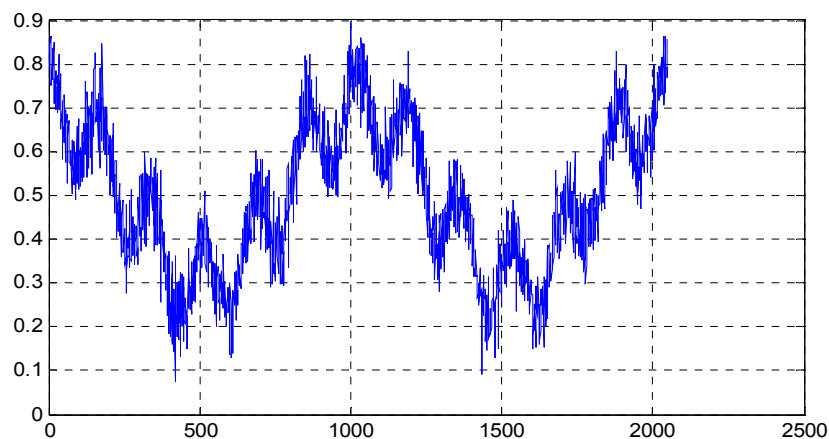


Рис. 5. Зашумленный волноподобный процесс

Таблица 1

Значения статистики T_1 для всех выделенных из сигнала ЭМ с помощью параболической ДЭМ

Номер ЭМ	β	$\{V^{-1}\}_{ii}$	Длина ДИ	$T_1 \cdot 10^{-4}$	$range$	R	Номер кластера
2	0.9126	0.9569	0.1519	19.7734	0.1669	0.1078	1
3	0.8841	1.8971	0.2139	13.6050	0.1019	0.0755	1
4	0.9506	3.2693	0.2808	11.1436	0.0646	0.0544	1
5	0.9155	6.1275	0.3844	7.8388	0.0513	0.0942	1
6	0.9989	0.0984	0.0487	67.4880	0.2378	0.4315	2
7	0.9977	0.0242	0.0242	135.9106	0.4108	0.8556	2
8	1.0003	0.0019	0.0068	482.9503	0.0273	0.0689	-

Выше (в табл. 1) проиллюстрирован пример расчетов для зашумленного волноподобного процесса с СКО шума, равным 0.05. Сам процесс показан на рис. 5. При использовании классической и параболической ДЭМ было получено 9 и 8 компонент соответственно. Медианная оценка СКО шума по первой ЭМ (для параболической ДЭМ) составляет 0.0472.

Для автоматического проведения классификации всех ЭМ и, соответственно, выявления шумовых ЭМ можно воспользоваться одним из алгоритмов кластер-анализа, например, алгоритмом k-средних (k-means) [5] с числом кластеров, равным 2. Число 2 выбрано для того, чтобы в итоге получить две независимых группы компонент: шумовые ЭМ, выделенные в табл. 1 жирным шрифтом, и остальные компоненты (ЭМ-шаблоны и трендовые ЭМ). Также можно использовать специальные алгоритмы (например, основанные на критериях качества разбиения [5]), позволяющие определить число кластеров вместо того, чтобы задавать его самим. Такая процедура может быть необходима для более тщательного анализа компонент, например, если требуется более тонкое разделение внутри группы ЭМ-шаблонов.

Помимо значений статистики T_1 , можно назвать и другие признаки для классификации ЭМ, а именно длину ДИ для соответствующих регрессионных коэффициентов. Также используются статистические характеристики такие, как размах компоненты $range$ (разность между ее максимальным и минимальным значениями) и коэффициент корреляции с исходным сигналом R . Все эти признаки (значения классификационной статистики, размах и коэффициент корреляции с исходным сигналом) являются информативными для задачи кластер-анализа и используются при кластеризации совместно. В данном случае при

кластер-анализе использовались все 3 признака. Последняя компонента не включалась в анализ, поскольку она заведомо является трендовой (в силу особенностей ДЭМ) и не играет никакой роли при очистке от шума.

Результаты кластеризации на основе значений статистики соответствуют высказанным предположениям: компоненты с 1-й по 5-ю относятся к одному кластеру (1-я компонента априорно является шумовой), а все остальные – ко второму. В некоторых случаях, для более детальной классификации, можно задать число кластеров, равное 3, с целью выделить три типа ЭМ: шумовые, ЭМ-шаблоны и трендовые ЭМ.

В случае необходимости различения шумовых и трендовых компонент (если значения классификационной статистики оказываются для них близкими и кластер-анализ не позволяет их различить) возможно использование показателя Херста H [11], характеризующего степень регулярности функции и ее склонность к хаотическому поведению. Данная величина заключена в пределах $[0; 1]$ и имеет два характерных диапазона значений. При $0 \leq H < 0.5$ компоненты являются антиперсистентными (с неустойчивым трендом, с кратковременной памятью) [11], т. е. наблюдается так называемая тенденция возврата к среднему. Значения из данного диапазона имеют все шумовые ЭМ. При $0.5 < H \leq 1$ компоненты являются персистентными (с устойчивым трендом, с долговременной памятью) [11], т. е. если имелась тенденция к возрастанию (убыванию), то она будет сохранена и в дальнейшем на некотором промежутке. Чем ближе значение H к 1, тем сильнее выражена данная тенденция и тем дольше она сохраняется. Трендовые компоненты имеют показатель Херста, заключенный в этом диапазоне. Наконец, еще одним сред-

ством различения компонент является энтропия Шеннона [3-4], которая для шумовых компонент, как для более хаотичных и близких к случайным, дает значения большие, чем для трендовых.

Ниже показан график параболической ДЭМ для волноподобного процесса. Из графика видно, что первые 5 компонент являются шумовыми и в совокупности со-

ставляют исходный шум. 6-я и 7-я компоненты относятся к ЭМ-шаблонам (они представляют собой 2 гармоники), а последняя компонента является трендовой. В сумме 6-я, 7-я и 8-я компоненты составляют исходный сигнал. Из данного разложения также видно, что волноподобный процесс имеет гармоническую природу, т.е. является линейной комбинацией гармоник и тренда.

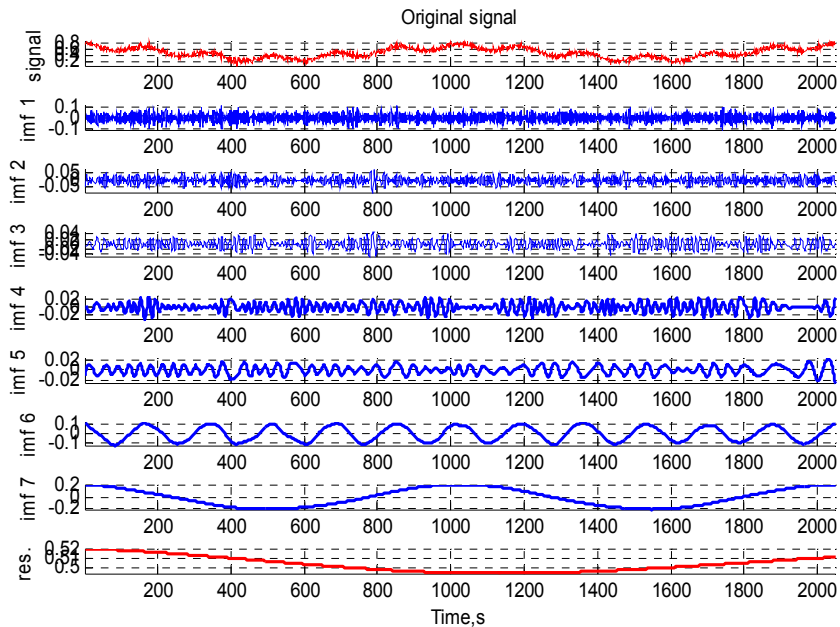


Рис. 6. Параболическая ДЭМ волноподобного процесса

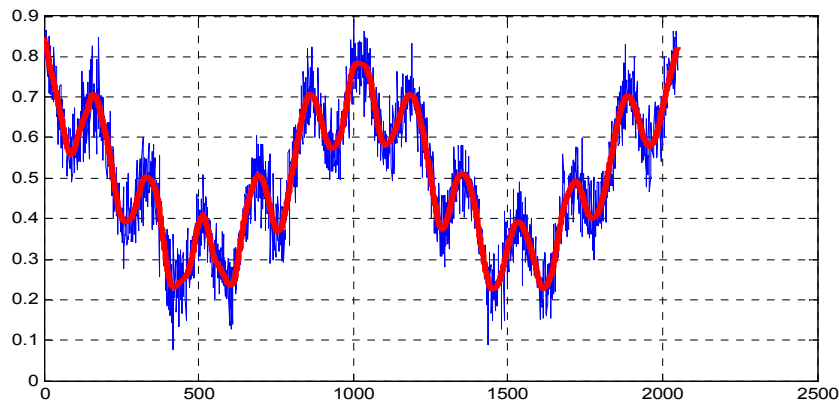


Рис. 7. Зашумленный волноподобный процесс и результат восстановления исходного волноподобного процесса с помощью параболической ДЭМ и теории регрессии

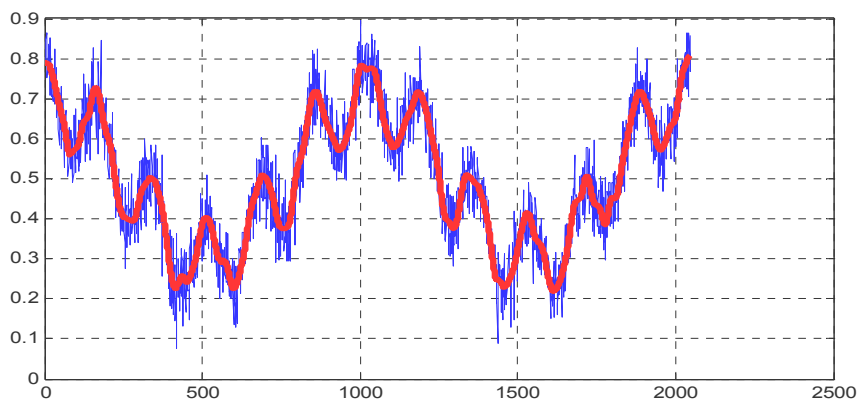


Рис. 8. Зашумленный волноподобный процесс и результат восстановления исходного волноподобного процесса с помощью классической ДЭМ и теории регрессии



Выше, на рис. 7, показан результат восстановления незашумленного волноподобного процесса (жирной линией поверх зашумленного сигнала). На основании данного графика и его сравнения с графиком на рис. 8, где показан результат работы с использованием классической ДЭМ, можно сделать вывод о высокой точности восстановления полезного сигнала. Одним из визуальных критериев является гладкость кривой, а одним из количественных критериев – СКО выделенного шума.

Из сравнения графиков видно, что точность восстановления как в центральной части кривой, так в местах изгибов выше (лучше) при параболической интерполяции, и, соответственно, график восстановленного сигнала не имеет локальных изломов (флуктуаций, нарушений гладкости). В качестве критерия точности восстановления исходного волноподобного процесса будем использовать, как было сказано ранее, СКО выделенного шума. Для случая параболической ДЭМ СКО оказывается равным 0.0490, а в случае классической ДЭМ – 0.0484 (истинное значение СКО шума – 0.05), что подтверждает более высокую точность параболической ДЭМ.

Данная статья и проведенная научная работа поддержаны в рамках федеральной целевой программы “Научные и научно-педагогические кадры инновационной России” на 2009-2013 годы, а также Министерства образования и науки РФ (контракт 13.G25.31.0054)

Литература

1. Huang N. E., et al. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for non-linear and non-stationary time series analysis // Proc. Royal Soc. London. 1998. Vol. 454. P. 903-995.
2. Huang N. E., Shen S. S. P. Hilbert-Huang Transform and Its Applications. World Scientific, 2005. 350 p.
3. Смоленцев Н. К. Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в Matlab. 3-е изд. М.: ДМК, 2008. 304 с.
4. Малла С. Вейвлеты в обработке сигналов. М.: МИР, 2005. 671 с.
5. Барсегян А.А., Куприянов М. С., Степаненко В. В., Холод И. И. Методы и модели анализа данных: OLAP и Data Mining. СПб.: БХВ-Петербург, 2004.
6. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2007.
7. Клионский Д. М., Орешко Н. И., Геппенер В. В. Декомпозиция на эмпирические моды и ее использование при анализе дробного броуновского движения // Цифровая Обработка Сигналов. 2008. № 3. С. 37-45.
8. Klionsky D. M. Oreshko N. I., Geppener V. V. Empirical Mode Decomposition in Segmentation and Clustering of Slowly and Fast Changing Non-Stationary Signals // Pattern Recognition and Image Analysis. 2009. Vol. 19. № 1. P. 14-29.
9. Клионский Д. М., Орешко Н. И., Геппенер В. В. Новый

подход к автоматизированному выявлению шаблонов в телеметрических сигналах на основе декомпозиции на эмпирические моды // Научные ведомости Белгородского государственного университета. – 2009. - № 11. С. 118-128.

10. Клионский Д.М., Неунывакин И. В., Орешко Н. И., Геппенер В. В. Декомпозиция на эмпирические моды и ее применение для идентификации информативных компонент и прогнозирования значений сигналов с использованием нейронных сетей // Нейрокомпьютеры. 2010. № 6. С. 43-50.
11. Петерс Э. Э. Фрактальный анализ финансовых рынков // изд. М.: Интернет-Трейддинг, 2004. – 304 с.
12. Мэтьюс Д.Г., Финк К.Д. Численные методы. Использование Matlab // изд. дом “Вильямс”, Москва-Санкт-Петербург-Киев. - 2001.
13. Васильев А.В., Геппенер В.В., Жукова Н.А., Тристанов А.Б., Клионский Д.М. Применение алгоритмов кластеризации и классификации в задачах обработки и интерпретации телеметрической информации / тез. докл. междунар. конф. DSPA-2007, Москва, 25-27 марта, 2007.
14. Кендалл М., Стюарт А. Многомерный статистический анализ и временные ряды. М.: Наука, 1976.

EMPIRICAL MODE DECOMPOSITION WITH THE PARABOLIC ENVELOPE INTERPOLATION IN THE TASKS OF SIGNAL DENOISING

Dmitrij Klionskiy, Nikolay Oreshko, Vladimir Geppener

The present paper is concerned with a new adaptive method of non-stationary signal analysis and processing – Empirical mode decomposition (EMD). This method allows one to effectively solve the problems of preprocessing (denoising, detrending, etc.), structural analysis (multiresolution analysis, time-frequency analysis) and intellectual analysis of signals (segmentation, clustering). The investigated modification of EMD – EMD with parabolic envelope interpolation – helps obtain even better accuracy in signal processing than the classical EMD. The main advantages of the classical EMD are provided and a wide range of opportunities for dealing with one of the most significant problems of preprocessing – denoising – are shown. The underlying ideas of the suggested method include the usage of the regression theory and a general classification of components extracted from the original signal. The experiments carried out for multiharmonic signals have confirmed the high accuracy of the given method with regard to signal denoising in comparison with the classical EMD.