


ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

2/2009

10010111010111010111010101101010101110101010101011010101
НАУЧНО - ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

ЦОС в системах телекоммуникаций и радиолокации

- 
- ПРИЁМ БЛОКОВЫХ ТУРБО-КОДОВ
 - ДЕМОДУЛЯЦИЯ И ФИЛЬТРАЦИЯ
 - СПУТНИКОВАЯ РАДИОНАВИГАЦИЯ
 - АВТОКОМПЕНСАЦИЯ ПОМЕХ
 - ЦИФРОВОЕ ФОРМИРОВАНИЕ ЛУЧЕЙ
 - КОНВЕЙЕРНАЯ ОБРАБОТКА

ISSN 1684-2634



9 771684 263005 >

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал
№ 2/2009

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. Бабаян, Ю.И. Борисов,
С.А. Грибачев, Г.В. Зайцев, Р.В. Зубарев,
А.П. Кирпичников, М.И. Кривошеев,
Н.А. Кузнецов, М.С. Куприянов, А.А. Ланнэ,
В.Г. Мистюков, С.Л. Мищенко,
А.А.Петровский, Ю.Н. Прохоров,
А.Н. Соловьев, Ю.Г. Сосулин,
В.В. Шахильдян, Ю.С. Шинаков

Адрес редакции:

107031 Москва, Рождественка, 6/9/20, стр. 1
Тел.: (495) 621-71-08, (495) 621-16-39
Факс: (495) 621-16-39
E-mail: nto.popov@mtu-net.ru
tor@rgta.ryazan.ru
http://www.dsps.ru

Для писем:

129090 Москва, а/я 48.

Издатель:

Российское научно-техническое общество радиотехники,
электроники и связи им. А.С. Попова
Ответственный редактор: П.И. Зудков
Компьютерная верстка: В.В. Андряхина
Дизайн: Н.С. Осипова

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

Подписано в печать 21.07.09
Формат 60x90/8.

Гарнитура «Arial». Печать офсетная.
Бумага офсетная. Печ.л. 6,5. Тираж 500 экз.

Заказ № 5385. 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:

Назаров Л.Е., Головкин И.В.

Реализация алгоритмов итеративного приема блоковых
турбо-кодов 2

Дворников С.В.

Демодуляция сигналов на основе обработки их
модифицированных частотно-временных распределений .7

Крейнделин В.Б., Колесников А.В.

Итерационный алгоритм совместной демодуляции и
фильтрации параметров канала связи в системах связи с
ортогональным частотным мультиплексированием
(OFDM) 12

Алешечкин А.М.

Аналитический метод расчета погрешностей
определения угловой ориентации по сигналам
спутниковых радионавигационных систем 17

Осипов К.С.

Оптимизация функции окна банка фильтров для
кодирования аудиосигналов 22

Костенко К.В., Шевцов В.Ф.

Классификация объектов в сейсмических системах
охраны 25

Попов Д.И.

Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех 30

Замурий А.Ю.

Первичная обработка сигналов в комплексах
радиомониторинга на базе одноканального приемника . 34

**Ефремов В.С., Вовшин Б.М., Вылегжанин И.С.,
Лаврукевич В.В., Седлецкий Р.М.**

Использование сложных зондирующих сигналов с
цифровым формированием для доплеровских
метеорологических радиолокаторов 38

Зайцев Г.В., Цыпин И.Б.

Оценка амплитудных характеристик устройства
обработки радиолокационных сигналов 42

Кашин В.А., Кузин А.А., Рындык А.Г.

Конвейерная обработка радиолокационных сигналов ... 47

Григорьев Л.Н., Кузнецов Ю.А.

Формирование вспомогательных лучей вокруг
центрального приемного луча в цифровой ФАР 52

Ботвиненко А.А., Кирпичников А.П.

Особенности работы обработчика прерываний в
семействе ADSP - 211XX/2XX/3XX 56

Цыганенко В.Н., Белик А.Г.

Дискретизация измерительных сигналов на основе
прикладных функциональных моделей 58

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

РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМОВ ИТЕРАТИВНОГО ПРИЕМА БЛОКОВЫХ ТУРБО-КОДОВ

Назаров Л.Е., Головкин И.В.

Введение

Кодовые конструкции под общим названием “турбо-коды” рассматриваются как одни из наиболее перспективных для использования в цифровых системах связи широкого назначения [1]. По отношению к вероятностным характеристикам и сложности алгоритмов формирования и приема турбо-коды составляют альтернативу известным схемам кодирования, включая сверточные коды в совокупности с алгоритмом приема Витерби.

В общем классе турбо-кодов выделяются блочные турбо-коды, формируемые путем объединения составляющих блочных кодов Хэмминга или их модификаций [2]. Блочные турбо-коды используются в ряде принятых протоколов передачи информации, в частности, в протоколе IEEE 802.16. Это определяет актуальность разработки алгоритмов приема данных кодовых конструкций и их реализации средствами цифровой вычислительной техники.

Два наиболее эффективных алгоритма приема рассматриваемых турбо-кодов приведены в работах [2,3]. Их основу составляет итеративная обработка реализаций с выхода демодулятора сигналов с целью вычисления апостериорных символьных вероятностей и их использование на последующей итерации в качестве априорных символьных вероятностей.

В первом алгоритме итеративного приема используется процедура подоптимального вычисления апостериорных символьных вероятностей. При его реализации требуются операции “сложение-вычитание-сравнение-пересылки” [2]. Реализация этого алгоритма перспективна средствами программируемых логических интегральных схем с использованием целочисленного формата представления чисел. Это обуславливает необходимость решения комплекса проблем, связанных с выбором разрядности отсчетов с выхода демодулятора сигналов, с выбором разрядности промежуточных вычислений, с организацией последовательности вычислений с учетом возможности их параллельного исполнения.

Во втором алгоритме приема блочных турбо-кодов применяется процедура оптимального вычисления апостериорных вероятностей. При его реализации требуются базовые операции “умножение-сложение-вычитание-пересылки” [3]. По отношению к первому алгоритму декодирования данный алгоритм более эффективен – энергетический выигрыш при его применении достигает

Рассмотрены особенности реализации процедуры итеративного приема блочных турбо-кодов средствами цифровых сигнальных процессоров с использованием формата чисел с плавающей точкой. Основу данной процедуры составляет оптимальное вычисление посимвольных апостериорных вероятностей путем применения производительного алгоритма быстрого спектрального преобразования в базисе Уолша-Адамара, а также его модификации. Показано, что существуют условия ограничений при вычислении апостериорных вероятностей, определяющие монотонное снижение вероятности ошибки при увеличении отношения сигнал/помеха и достижение вероятностных характеристик итеративного приема, близких к предельным вероятностным характеристикам Шенноновской пропускной способности канала передачи с аддитивным белым гауссовским шумом.

0.5 дБ и более. Реализация этого алгоритма перспективна средствами цифровых сигнальных процессоров (ЦСП) с использованием формата чисел с плавающей запятой. В этом случае необходимо использовать процедуры приема, учитывающие разрядность данного формата чисел и ограниченность динамического диапазона вычислений.

Данная статья посвящена решению проблем реализации второго алгоритма итеративного приема блочных турбо-кодов средствами ЦСП.

Алгоритм итеративного приема блочных турбо-кодов

Кодовые слова блочных турбо-кодов, известных в литературе как коды-произведения, формируются на основе двух двоичных блочных кодов $C_1(n_1, k_1)$ и $C_2(n_2, k_2)$ и эквивалентны двумерной матрице размером $n_1 \times n_2$. Строки матрицы – кодовые слова кода C_1 , столбцы матрицы – кодовые слова кода C_2 [2]. Здесь n, k – длительность кодовых слов и размерность блочного кода. Длительность кодовых слов кода-произведения равна $n = n_1 \cdot n_2$, размерность $k = k_1 \cdot k_2$, кодовая скорость $R = k/n$. Если составляющие блочные коды систематические, то информационные символы кода-произведения образуют прямоугольную матрицу размером $k_1 \times k_2$ в составе двумерной матрицы кодовых слов.

При приеме блочных турбо-кодов может быть применен формализованный подход, общий для приема турбо-кодов. Его основу составляет итеративная обработка входных реализаций, соответствующих составляющим блочных кодов C_1, C_2 . Приведем описание процедуры итеративного приема блочных турбо-кодов [4].

Пусть $\vec{A} = (a_{ij}; 0 \leq i < k_1; 0 \leq j < k_2)$ – последовательность информационных символов, образующих матрицу в составе двумерной матрицы кодового слова

$\vec{B} = (b_{ij}; 0 \leq i < n_1; 0 \leq j < n_2)$ блокового турбо-кода; $\vec{Y} = (y_{ij}; 0 \leq i < n_1; 0 \leq j < n_2)$ - реализация с выхода демодулятора сигналов. Полагаем, что используется канал передачи без памяти и известна функция правдоподобия $p(\vec{Y}|\vec{B})$.

Введем обозначения: $L(y_{ij}|b_{ij}) = \ln \left(\frac{p(y_{ij}|b_{ij}=0)}{p(y_{ij}|b_{ij}=1)} \right)$ -

отношения правдоподобия условных плотностей вероятностей отсчетов y_{ij} ;

$L(b_{ij}) = \ln \left(\frac{\Pr(b_{ij}=0)}{\Pr(b_{ij}=1)} \right)$ - отношения априорных символь-

ных вероятностей.

m -ая итерация процедуры итеративного приема блоковых турбо-кодов состоит из двух этапов. На первом этапе вычисляются отношения правдоподобия

$$L^{(1,m)}(b_{ij}|\vec{Y}_i^{(1)}, L^{(2,m)}(b_{ij})) = \ln \left(\frac{\Pr(b_{ij}=0|\vec{Y}_i^{(1)}, L^{(2,m)}(b_{ij}))}{\Pr(b_{ij}=1|\vec{Y}_i^{(1)}, L^{(2,m)}(b_{ij}))} \right)$$

для апостериорных вероятностей кодовых символов $b_{ij}, j = 0, 1, \dots, n_1 - 1$ для i -го кодового слова $\vec{B}_i^{(1)}$ составляющего блокового кода C_1 , образующего строки двумерной матрицы. На основе $L^{(1,m)}(b_{ij}|\vec{Y}_i^{(1)}, L^{(2,m)}(b_{ij}))$ вычисляются приращения апостериорных вероятностей для кодовых символов b_{ij}

$$L^{(1,m)}(b_{ij}) = L^{(1,m)}(b_{ij}|\vec{Y}_i^{(1)}, L^{(2,m)}(b_{ij})) - (L(y_{ij}|b_{ij}) + L^{(2,m)}(b_{ij})). \quad (1)$$

Здесь $\vec{Y}_i^{(1)}$ - реализация в составе \vec{Y} , соответствующая кодовому слову $\vec{B}_i^{(1)}$ кода C_1 . Для первой итерации полагается условие $L^{(2,1)}(b_{i,j}) = L(b_{i,j})$.

На втором этапе m -ой итерации подобная процедура осуществляется для вычисления приращения апостериорных вероятностей

$$L^{(2,m)}(b_{ij}) = L^{(2,m)}(b_{ij}|\vec{Y}_j^{(2)}, L^{(1,m)}(b_{ij})) - (L(y_{ij}|b_{ij}) + L^{(1,m)}(b_{ij}))$$

символов $b_{ij}, i = 0, 1, \dots, n_2$ для j -го кодового слова $\vec{B}_j^{(2)}$ в составе блокового кода C_2 , образующего столбцы двумерной матрицы. Приращения апостериорных вероятностей $L^{(2,m)}(b_{ij})$ используются как отношения априорных символьных вероятностей для первого этапа $(m+1)$ -ой итерации $L^{(1,m+1)}(b_{ij}) = L^{(2,m)}(b_{ij})$.

На последней итерации принимаются решения относительно переданных кодовых символов b_{ij} , используя вычисленные отношения правдоподобия $L^{(2,m)}(b_{ij}|\vec{Y}_i^{(2)}, L^{(1,m)}(b_{ij}))$ при условии

$L^{(2,m)}(b_{ij}|\vec{Y}_i^{(2)}, L^{(1,m)}(b_{ij})) > 0$ принимается решение $b_{ij} = 0$, в противном случае $b_{ij} = 1$.

Ниже приведено описание процедуры для вычисления апостериорных вероятностей $\Pr(b_{ij} = \xi|\vec{Y})$ ($\xi = 0, 1$) символов составляющих блоковых кодов, которая основана на вычислении соотношения $P(l) = \Pr(b_i = 0|\vec{Y}) - \Pr(b_i = 1|\vec{Y})$.

Пусть $A = (a_i; 0 \leq i < k)$ - последовательность информационных символов кодового слова $\vec{B} = (b_{ij}; 0 \leq i < k; 0 \leq j < n)$ блокового кода C (n, k) с проверочной матрицей $H = (h_{il}; 0 \leq i < n-k; 0 \leq l < n)$. Рассматриваемая процедура вычисления апостериорных символьных вероятностей перспективна для

высокоскоростных блоковых кодов ($k/n \cong 1$), ее результирующие соотношения имеют вид [3]

$$P(l) = \frac{\rho_l}{2} \left(1 + \frac{F_D(h_l)}{F_D(0)} \right) + \frac{1}{2\rho_l} \left(1 - \frac{F_D(h_l)}{F_D(0)} \right), \quad (2)$$

$$\rho_l = \frac{L(y_{ij}|b_{ij}) \cdot L(b_{ij}) - 1}{L(y_{ij}|b_{ij}) \cdot L(b_{ij}) + 1}, \quad (3)$$

$$F_D(h_l) = \sum_{v=0}^{n-k-1} D(v) \cdot (-1)^{t_v(l)}, \quad (4)$$

$$D(v) = \prod_{l=0}^{n-1} (\rho_l)^{t_v(l)}. \quad (5)$$

Здесь $h_l = \sum_{i=0}^{n-k-1} h_{il} \cdot 2^i$; $t_v(l) = \sum_{i=0}^{n-k-1} v_i \cdot h_{il}$ -

символы V -го кодового слова кода $(n, n-k)$ дуально к коду C (суммирование осуществляется в поле $GF(2)$); $v = 0, \dots, 2^{n-k} - 1$, $0 \leq l < n$; v_i - двоичные компоненты номера v .

Реализация алгоритма итеративного приема блоковых турбо-кодов средствами ЦСП

Процедура итеративного приема (1)-(5) была реализована для ряда блоковых турбо-кодов с использованием ЦСП типа Analog Devices 21065L.

При вычислении $F_D(h_l)$ (4) применяется производительный алгоритм быстрого спектрального преобразования в базисе Уолша-Адамара (БПУ) размерностью 2^{n-k} над последовательностью $D(v)$. Суть алгоритма БПУ - факторизация матрицы Уолша-Адамара размером $2^{n-k} \times 2^{n-k}$ в виде произведения $(n-k)$ матриц того же размера с преобладанием нулевых компонент. Граф БПУ содержит $(n-k)$ слоев, каждый слой содержит 2^{n-k-1} основных элементов - "бабочек" с базовыми операциями "сложение-вычитание-пересылки" [5].

При вычислении $D(v)$ (5) также возможно применение алгоритма БПУ, однако при этом требуется вычисление нелинейных функций $\ln(x)$ и $\exp(x)$. В реализации при вычислении $D(v)$ применялся модифицированный алгоритм БПУ, содержащий "бабочки" с базовыми операциями "умножение-пересылки", в этом случае вычисление нелинейных функций не требуется. Следует отметить, что при использовании ЦСП операции типа "сложение-вычитание-умножение-пересылки" осуществляются за один такт и поэтому эквивалентны относительно сложности и времени выполнения.

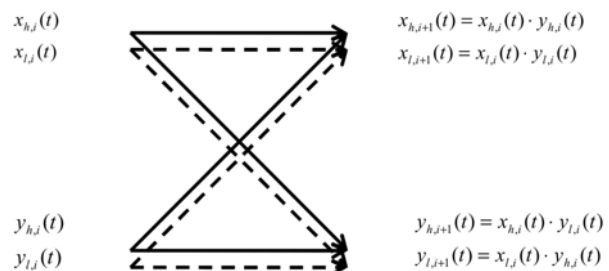


Рис.1. Схема "бабочки" i -го слоя модифицированного алгоритма БПУ с базовыми операциями "умножение-пересылки".

На рис.1 приведена схема “бабочки” i -го слоя модифицированного алгоритма БПУ. В этом случае выходные парные отсчеты, являющиеся входными для $(i+1)$ -го слоя, формируются по правилу $x_{h,i+1}(t) = x_{h,i}(t) \cdot y_{h,i}(t)$, $x_{l,i+1}(t) = x_{l,i}(t) \cdot y_{l,i}(t)$, $y_{h,i}(t) = x_{h,i}(t) \cdot y_{l,i}(t)$, $y_{l,i+1}(t) = x_{l,i}(t) \cdot y_{h,i}(t)$. Здесь $x_{h,i}(t)$, $x_{l,i}(t)$, $y_{h,i}(t)$, $y_{l,i}(t)$ - отсчеты на входе i -го слоя, $t = 0, 1, \dots, 2^{n-k-1} - 1$. На первом слое ($i=1$) отсчеты задаются по правилу

$$x_{h,1}(t) = \begin{cases} \rho_t, t = \sum_{i=0}^{n-k-1} h_{i,2t} \cdot 2^i; \\ 1, t \neq \sum_{i=0}^{n-k-1} h_{i,2t} \cdot 2^i \end{cases}$$

$$y_{h,1}(t) = \begin{cases} \rho_t, t = \sum_{i=0}^{n-k-1} h_{i,(2t+1)} \cdot 2^i; \\ 1, t \neq \sum_{i=0}^{n-k-1} h_{i,(2t+1)} \cdot 2^i \end{cases}$$

$$x_{l,1}(t) = y_{h,1}(t) = y_{l,1}(t) = 1.$$

На последнем слое ($i = n - k$) определяются значения $D(2t) = x_{h,n-k}(t)$, $D(2t+1) = y_{h,n-k}(t)$, используемые при вычислении $F_D(h_l)$.

Для канала передачи с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) и при использовании сигналов с двоичной фазовой манипуляцией отношения правдоподобия имеют вид $L(y_{ij}|b_{ij}) = Ay_{ij} / \sigma^2$. Здесь A , σ^2 - амплитуда и мощность сигнальной и помеховой составляющих с выхода демодулятора. Отсюда следует, что при реализации процедуры итеративного приема необходима оценка энергетического параметра $\alpha = Ay_{ij} / \sigma^2$. Исследования показали, что замена параметра α постоянным значением не приводит к заметному ухудшению вероятностных характеристик итеративного приема для рабочих значений отношения сигнал/помеха. При реализации итеративной процедуры (1)-(5) задавалось фиксированное значение энергетического параметра α , при котором достигалась вероятность ошибки на информационный бит $P_e = 10^{-7}$.

Важной проблемой является реализация процедуры итеративного приема блоковых турбо-кодов с учетом ограниченности динамического диапазона промежуточных вычислений, обусловленная конечной разрядностью представления порядка и мантиссы чисел с плавающей точкой в ЦСП. В микросхеме Analog Devices 21085L используется 32-х разрядный формат (24E8), предназначенный для хранения чисел в формате float с нормализованной мантиссой, соответствующий спецификации IEEE-754 - порядок чисел представляется 8-ю разрядами, диапазон чисел $(-2^{-127}, 2^{127})$. Мантисса чисел представляется 23 разрядами, точность не превышает 2^{-24} . При реализации процедуры итеративного приема возможно несоответствие данного формата и требуемого формата, характеризуемого большим динамическим диапазоном и более высокой точностью без выполнения соответствующих условий. Это приводит к существенному ухудшению вероятностных характеристик итеративного приема блоковых турбо-кодов при низких вероятностях ошибки ($P_e < 10^{-7} \div 10^{-8}$) по отношению к теоретическим вероятностным характеристикам.

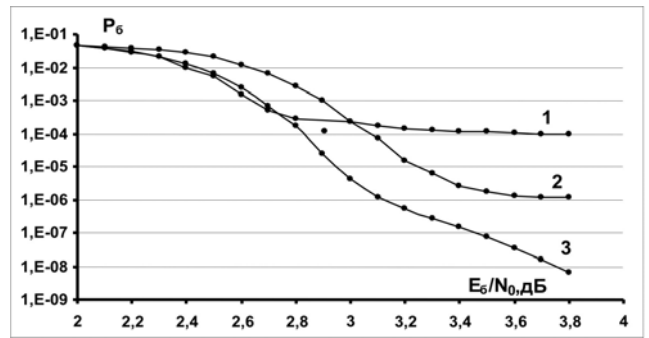


Рис.2. Зависимости вероятности ошибки P_e от отношения сигнал/помеха E_s / N_0 , полученные путем моделирования процедуры итеративного приема (4 итерации) блокового турбо-кода на основе блокового кода (64,57): 1 - без применения ограничивающих условий; 2 - при применении ограничения - $r_1 = 100$, $r_2 = 100$; 3 - при применении ограничения - $r_1 = 400$, $r_2 = 400$ (в диапазоне оптимальных значений параметров ограничения).

В качестве примера на рис.2 (кривая 1) приведена зависимость вероятности ошибки P_e от отношения сигнал/помеха E_s / N_0 , полученная путем моделирования итеративного приема блокового турбо-кода на основе расширенного блокового кода Хэмминга (64,57) без применения специальных условий выполнения вычислений. Параметры данного турбо-кода - длительность кодовых слов $n = 4096$, размерность $k = 3249$, кодовая скорость $R = 0.791$. Видно, что вероятность ошибки P_e для значений $E_s / N_0 > 3$ дБ имеет практически постоянное значение $P_e \cong 10^{-4}$. Здесь E_s - энергия сигнала на информационный бит, N_0 - односторонняя спектральная плотность мощности АБГШ помехи. На рис.3 (кривая 1) приведена аналогичная вероятностная кривая, полученная путем моделирования итеративного приема блокового турбо-кода на основе расширенного кода Хэмминга (128,120) без применения специальных условий выполнения вычислений. Параметры данного турбо-кода - длительность кодовых слов $n = 16384$, размерность $k = 14400$, кодовая скорость $R = 0.879$. Вероятность ошибки P_e для значений $E_s / N_0 > 3.4$ дБ также имеет практически постоянное значение $P_e \cong 10^{-4}$.

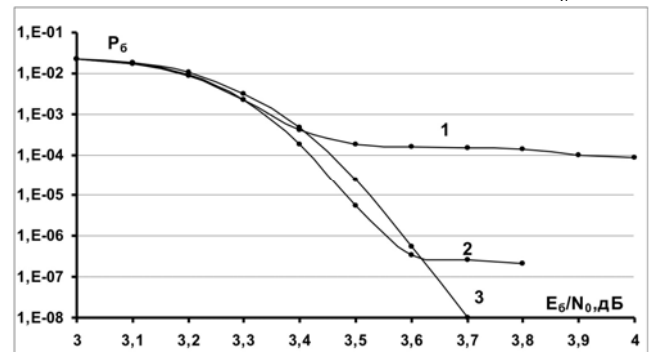


Рис.3. Зависимости вероятности ошибки P_e от отношения сигнал/помеха E_s / N_0 , полученные путем моделирования процедуры итеративного приема (4 итерации) блокового турбо-кода на основе блокового кода (128,120): 1 - без применения ограничивающих условий; 2 - при применении ограничения - $r_1 = 200$, $r_2 = 1000$; 3 - при применении ограничения - $r_1 = 700$, $r_2 = 675$ (в диапазоне оптимальных значений параметров ограничения).

Исследование характера поведения вероятностных характеристик от условий выполнения вычислений процедуры итеративного приема, а также исследование ее сходимости, являются сложными проблемами для теоретического анализа вследствие нелинейности соотношений (1)-(5). В работах [6,7] приведены подходы к решению проблемы сходимости, которые основаны на анализе статистических характеристик приращений апостериорных вероятностей $L^{(1,m)}(b_{ij}), L^{(2,m)}(b_{ij})$ (1), получаемых путем моделирования процедуры итеративного приема, либо с использованием моделей для их плотностей распределения. Эти подходы можно применить также и для исследования относительно эффективной реализации процедуры итеративного приема блоковых турбо-кодов с учетом конечной разрядности формата чисел с плавающей точкой в ЦСП.

Применение данных подходов, а также моделирование процедуры итеративного приема (1)-(5), показали, что характер вероятностных характеристик итеративного приема блоковых турбо-кодов определяется ограничивающими условиями на приращения апостериорных вероятностей $L^{(q,m)}(b_{ij}), q=1,2$ для кодовых символов и на величины $z^{(q,m)}(b_{ij}) = L(y_{ij}|b_{ij}) \cdot L^{(q,m)}(b_{ij})$, используемые при вычислении ρ_l (3). Условия ограничения на $L^{(q,m)}(b_{ij})$ и $z^{(q,m)}(b_{ij})$ задаются правилами

$$L^{(q,m)}(b_{ij}) = \begin{cases} L^{(q,m)}(b_{ij}), & \text{если } r_1^{-1} \leq |L^{(q,m)}(b_{ij})| \leq r_1; \\ \text{sign}(L^{(q,m)}(b_{ij})) \cdot r_1, & \text{если } |L^{(q,m)}(b_{ij})| \geq r_1; \\ \text{sign}(L^{(q,m)}(b_{ij})) \cdot r_1^{-1}, & \text{если } |L^{(q,m)}(b_{ij})| \leq r_1^{-1}. \end{cases}$$

$$z^{(q,m)}(b_{ij}) = \begin{cases} z^{(q,m)}(b_{ij}), & \text{если } r_2^{-1} \leq |z^{(q,m)}(b_{ij})| \leq r_2; \\ \text{sign}(z^{(q,m)}(b_{ij})) \cdot r_2, & \text{если } |z^{(q,m)}(b_{ij})| \geq r_2; \\ \text{sign}(z^{(q,m)}(b_{ij})) \cdot r_2^{-1}, & \text{если } |z^{(q,m)}(b_{ij})| \leq r_2^{-1}. \end{cases}$$

Здесь $\text{sign}(x)$ - знак аргумента x ; r_1, r_2 - параметры ограничения.

На рис.2 (кривая 2) приведена зависимость вероятности ошибки на информационный бит P_o от отношения сигнал/помеха E_o / N_o , полученная путем моделирования итеративного приема блокового турбо-кода на основе рассмотренного выше блокового кода (64,57) при условиях ограничения - $r_1 = 100, r_2 = 100$. Видно, что по отношению к кривой 1, соответствующей итеративному приему без применения условий ограничения, наблюдается снижение уровня постоянных значений вероятностей ошибки до $P_o \cong 10^{-6}$.

На рис.3 (кривая 2) приведена аналогичная вероятностная кривая, полученная путем моделирования итеративного приема блокового турбо-кода на основе блокового кода (128,120) при условиях ограничения - $r_1 = 200,$

$r_2 = 1000$. Видно, что по отношению к кривой 1, соответствующей итеративному приему без применения ограничения, наблюдается снижение уровня постоянных значений вероятностей ошибки до $P_o \cong 4 \cdot 10^{-7}$.

Для ряда блоковых турбо-кодов путем моделирования определены оптимальные значения r_1, r_2 , определяющие монотонное снижение вероятности ошибки P_o ($P_o < 10^{-8}$) при увеличении энергетического параметра E_o / N_o . В таблице 1 приведены соответствующие оптимальные значения параметров ограничения.

На рис.2 (кривая 3) приведена зависимость вероятности ошибки P_o от отношения E_o / N_o , полученная путем моделирования итеративного приема блокового турбо-кода на основе блокового кода (64,57) для оптимальных значений параметров ограничения - $r_1 = 400, r_2 = 400$. Видно, что по отношению к кривым 1 и 2 наблюдается монотонное снижение вероятности ошибки до анализируемых значений $P_o \approx 10^{-8}$. На рис.3 (кривая 3) приведена аналогичная вероятностная кривая, полученная путем моделирования итеративного приема блокового турбо-кода на основе блокового кода (128,120) для оптимальных значений параметров ограничения - $r_1 = 700, r_2 = 675$. Видно, что по отношению к кривым 1 и 2 также наблюдается монотонное снижение вероятности ошибки до анализируемых значений ошибки $P_o \approx 10^{-8}$.

Предельное Шенноновское значение отношения E_o / N_o для кодовой скорости $R = 0.791$ при использовании двоичных сигналов и дискретно-непрерывного канала равно 2 дБ. Из рис.2 видно, что вероятность ошибки $P_o = 10^{-5}$ при использовании турбо-кода с кодовой скоростью $R = 0.791$ достигается при отношении сигнал/помеха $E_o / N_o = 2.95$ дБ, это значение лишь на 0.95 дБ отличается от предельного значения. При увеличении информационного объема турбо-кодов отличие их вероятностных характеристик от предельных характеристик уменьшается и для рассмотренного выше турбо-кода с кодовой скоростью не превышает 0.6 дБ.

Заключение

Рассмотрены особенности реализации процедуры итеративного приема блоковых турбо-кодов средствами ЦСП с использованием формата чисел с плавающей точкой. Основу данной процедуры составляет оптимальное вычисление посимвольных апостериорных вероятностей путем применения производительного алгоритма быстрого спектрального преобразования в базисе Уолша-Адамара с базовыми операциями "сложение-вычитание-пересылки", а также его модификации с базовыми операциями "умножение-пересылки".

Таблица 1.

Значения параметров ограничения r_1, r_2 , оптимальные для реализации процедуры итеративного приема блоковых турбо-кодов средствами ЦСП с использованием формата float (24E8) спецификации IEEE-754 (для канала передачи с АБГШ).

Турбо-код	Составляющий блоковый код	Оптимальные значения ограничения	
		r_1	r_2
(1024,676)	(32,26)	[175÷225]	[175÷225]
(4096,3249)	(64,57)	[375÷425]	[375÷425]
(16384,14400)	(128,120)	[700÷800]	[650÷700]

Показано, что существуют условия ограничений при вычислении апостериорных символьных вероятностей, определяющие монотонное снижение вероятности ошибки P_e при увеличении отношения сигнал/помеха и достижение вероятностных характеристик итеративного приема, близких к предельным вероятностным характеристикам Шенноновской пропускной способности канала передачи с аддитивным белым гауссовским шумом. Для ряда блочных турбо-кодов реализованы процедуры итеративного приема средствами ЦСП Analog Devices 21065L с учетом приведенных особенностей.

Литература

1. Solemani M.R., Gao Y., Vilaipornsawai U. Turbo coding for satellite and wireless communications. New York. Kluwer Academic Publishers. 2002. 214 p.
2. Pundiah R.M. Near-optimum decoding of product codes: block turbo-codes. // IEEE Transactions on Communication. 1998. V.46. N8. P.1003-1010.
3. Смольянинов В.М., Назаров Л.Е. Применение спектрального преобразования Уолша при оптимальном посимвольном приеме сигналов, основанных на линейных кодах. // Радиотехника и электроника. 1997. Т.42. №10. С.124-1219.
4. Hagenauer J., Offer E., Papke L. Iterative decoding of binary block and convolutional codes.// IEEE Transactions on Information Theory. 1996. V.42. N2. P.429-448.
5. Трахтман А.М., Трахтман В.А. Основы дискретных сигналов на конечных интервалах. М.: Советское радио. 1975. 208 с.
6. Lehman F., Maggio G.M. Analysis of the iterative decoding of LDPC and product codes using Gaussian approximation.// IEEE Transactions on Information Theory. 2003. V.49. N11. P.2993-3000.
7. Назаров Л.Е., Головкин И.В. О поведении предельных вероятностных характеристик итеративного приема турбо-кодов на основе блочных кодов. // Радиотехника и электроника. 2006. Т.51. №6. С.713-719.

ПОЗДРАВЛЕНИЯ ЮБИЛЯРУ



9 мая 2009 года исполнилось 60 лет Сергею Анатольевичу Букашкину – Генеральному директору ФГУП «Российское государственное научно-производственное объединение «Автоматика», директору ФГУП «НИИ автоматки», Генеральному конструктору, доктору технических наук, профессору, действительному члену МАИ и Академии криптографии Российской Федерации.

С.А. Букашкин родился 9 мая 1949 года в г. Москве. В 1973 году окончил с отличием радиотехнический факультет Рижского института инженеров гражданской авиации (РИИГА) и был приглашен для работы на кафедре в качестве ассистента. За период с 1973 по 1991 годы прошел путь от ассистента до заведующего кафедрой и первого проректора РИИГА.

С 1991 года С.А. Букашкин работает в ФГУП «НИИ автоматки». С этого момента его профессиональная деятельность неразрывно связана с отраслью связи и информационно-телекоммуникационных технологий специального назначения. По инициативе С.А. Букашкина коллектив ФГУП «НИИ автоматки» разворачивает работы по освоению новой технологии проектирования аппаратуры закрытой связи с использованием цифровых процессоров обработки сигналов и программируемых логических матриц. В рекордные сроки удалось создать ряд принципиально новых изделий, которые по своим тактико-техническим показателям на-

много превосходили предыдущие поколения шифротехники. Это позволило разработать и передать в производство нескольких десятков образцов качественно новой аппаратуры. Некоторые из этих технических средств демонстрировались на крупных международных выставках в Женеве, Дели, Париже, Рио-де-Жанейро, Сингапуре, Йоханнесбурге, Абу-Даби, Москве и получили высокую оценку специалистов.

На базе новых технических средств созданы и введены в эксплуатацию защищенные сети и системы связи в Кремле, Доме Правительства, Государственной Думе, Счетной палате, Центральном банке и других ведомствах. Качественно новую технику получили Вооруженные силы России, представители других силовых структур.

Разработанная под руководством С.А. Букашкина аппаратура закрытой связи реализует качественно новые технологии и принципы построения, основанные на методах и алгоритмах цифровой обработки сигналов, принципах виртуального построения функциональных модулей аппаратуры связи и оптимального проектирования на сигнальных процессорах.

С.А. Букашкин – один из ведущих отечественных специалистов в области цифровой обработки сигналов и информационно-телекоммуникационных технологий. Список его научных трудов включает более 120 названий. Под руководством С.А. Букашкина подготовлены 17 кандидатов и 3 доктора наук.

Коллеги и редакция журнала «Цифровая обработка сигналов» желают Сергею Анатольевичу крепкого здоровья и дальнейших творческих успехов!

УДК 621.391

ДЕМОДУЛЯЦИЯ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ОБРАБОТКИ ИХ МОДИФИЦИРОВАННЫХ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫХ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ

Дворников С. В.

Введение

Частотно-временной анализ находит все более широкое применение в технологиях цифровой обработки сигналов. Теоретические работы Коэна [1], получившие творческое развитие в трудах Классена и Мекленбука [2], позволили по новому подойти к решению таких задач радиомониторинга как обнаружение, разделение сигналов, их распознавание и измерение параметров [3-5].

Очевидно, что возможности частотно-временного анализа не ограничиваются его применением только в рамках указанных задач. Благодаря своим свойствам частотно-временные распределения являются уникальным инструментом, позволяющим обрабатывать тонкую структуру сигналов. А возможность получения на их основе модифицированных форм, с улучшенными свойствами помехоустойчивости, расширила сферу применения частотно-временных представлений. В частности, анализ результатов [6] позволил сделать заключение о целесообразности построения на их базе алгоритмов демодуляции.

Вопросам поиска универсальных алгоритмов демодуляции радиосигналов в комплексах мониторинга традиционно отводится особое место. В первую очередь это связано с необходимостью их работы в широком спектре самых разнообразных модуляционных форматов. Очевидно, что использование, в указанной ситуации, классических алгоритмов, базирующихся на методах оптимальной фильтрации и корреляционной обработки, приведет к необходимости наличия соответствующего ассортимента аппаратуры, или же значительного перечня соответствующего программного обеспечения.

Таким образом, проблема поиска универсальных алгоритмов, позволяющих производить демодуляцию широкого класса сигналов, остается актуальной и значимой задачей для радиомониторинга. В связи с этим, целью данной работы является разработка метода демодуляции, позволяющего эффективно работать с широким классом сигналов частотной манипуляции в шумах высокой интенсивности.

Метод демодуляции сигналов на основе их частотно-временных представлений

В соответствии с методологией разработанной Коэном, спектрограмма, представляющая квадрат модуля кратковременного (оконного) преобразования Фурье, является простейшим частотно-временным представлением, хотя и не относится к классу билинейных распределений [1]. Поэтому рассмотрим возможность приме-

Предлагается метод демодуляции сигналов частотной манипуляции на основе обработки их частотно-временных распределений. Обосновывается целесообразность выбора в качестве базовых билинейных распределений. Приводятся результаты практического эксперимента, подтверждающие продуктивность разработанного подхода.

нения спектрограммы для демодуляции сигналов с частотной манипуляцией.

Пусть $z(t)$ – радиосигнал частотной манипуляции. Тогда его спектр $F(f)$ в комплексном базисе функций Фурье будет представлен следующим аналитическим выражением [7]

$$F(f) = \int_{-\infty}^{\infty} z(t) e^{-j2\pi f t} dt, \quad (1)$$

Для получения совместного частотно-временного представления необходимо в выражение (1) ввести функцию, ограничивающую процесс вычисления по времени $h(t)$. Функцию $h(t)$ часто называют временным окном анализа. В результате получим частотно-временное распределение, представляющее оконное преобразование Фурье [1]

$$\rho_{\text{ОПФ}}(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} z(\tau) h(\tau - t) e^{-j2\pi f \tau} d\tau. \quad (2)$$

Тогда, в соответствии с определением, выражение для расчета спектрограммы сигнала $z(t)$ запишем следующим образом:

$$\rho_{\text{СП}}(f, t) = |\rho_{\text{ОПФ}}(f, t)|^2. \quad (3)$$

На рис. 1 представлен спектр тестового радиосигнала $z(t)$, манипулированного меандром и его спектрограмма.

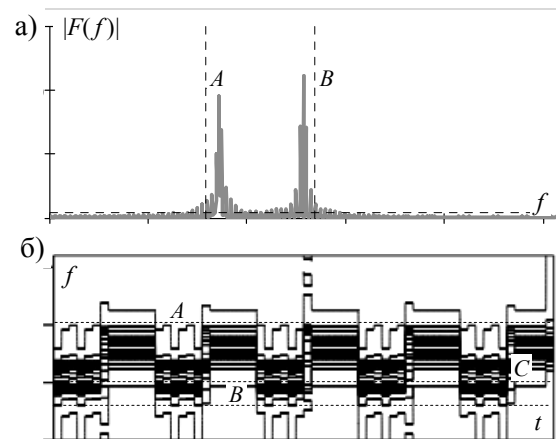
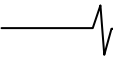


Рис. 1. Спектр тестового сигнала – а); спектрограмма тестового сигнала – б).



Вертикальные пунктирные линии на рис. 1, обозначенные как A и B , определяют границы, заключающие 98% спектральной энергии сигнала.

Анализ спектрограммы на рис. 1б показывает, что на частотно-временной матрице распределения сигнальные компоненты имеют вид функции первичного модулирующего сигнала. Следовательно, если выделить строку матрицы, соответствующую максимальному уровню энергии, то по форме функции ее огибающей можно судить о модулирующем (первичном) сигнале. Так, на рис. 2а представлена функция огибающей значений строки матрицы, соответствующей частоте нажатия f_H (на рис. 1б пунктирная линия C).

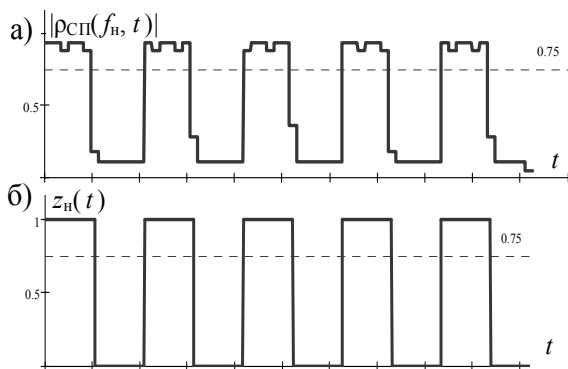


Рис. 2. Функция огибающей строки частотно-временной матрицы распределения тестового сигнала, соответствующей частоте нажатия – а); первичный модулирующий сигнал на частоте нажатия – б).

На рис. 2, совместно с функцией огибающей, нанесена пунктирная линия по уровню 0,75, представляющая порог принятия решения. Он позволяет нивелировать фронты функции огибающей, поскольку те не всегда могут быть достаточно гладкими. Более того, они, как правило, разнятся по уровню от одной битовой посылки к другой [6].

Анализ полученных результатов (см. рис. 2б) позволяет сделать вывод о близости форм функции огибающей распределения пиковых значений энергии и первичного сигнала. Следовательно, выделенная из частотно-временной матрицы функция огибающая довольно полно характеризует модулирующий сигнал.

Таким образом, данные проведенных исследований позволяют определить первичную трактовку основных этапов, составляющих метод демодуляции частотно-манипулированных сигналов на основе обработки их частотно-временных представлений.

На первом этапе рассчитывается матрица частотно-временного представления демодулируемого сигнала. На втором этапе определяются строки матрицы, в пределах которых локализуется энергия сигнальных компонент. На третьем этапе определяется уровень порога принятия решения. На четвертом собственно и осуществляется демодуляция как процедура сравнения значений функции оги-

бающей с величиной порога в каждый момент времени на основе дуального решения, т.е. есть пересечение или нет.

Учитывая, что функция огибающей тестового сигнала не является гладкой, можно предположить, что в условиях шумов величина неровностей увеличится. Указанные обстоятельства в значительной степени усложняют эффективную реализацию процедуры выбора порога принятия решения.

С целью повышения ее продуктивности необходимо модифицировать рассчитанную частотно-временную матрицу за счет ее временного нормирования. Это позволит компенсировать энергетические «провалы» на частотно-временной плоскости, вызванные не только аддитивными шумами, но и результатом мультипликативных замираний. Например, обусловленных многолучевостью ионосферного распространения радиоволн, характерной для сигналов декаметрового диапазона.

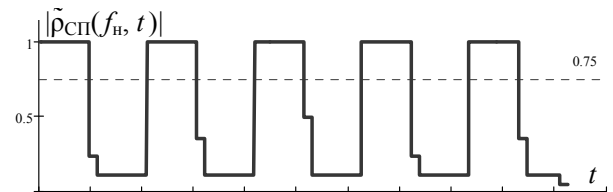


Рис. 3. Функция огибающей тестового сигнала.

На рис. 3 представлена функция огибающей тестового сигнала, полученной на основе его предварительно нормированной частотно-временной матрицы $\tilde{\rho}_{CP}(f, t)$.

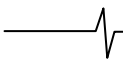
Результаты эксперимента по демодуляции частотно-манипулированных сигналов

Для оценки продуктивности предлагаемого метода были проведены исследования по демодуляции частотно-манипулированных сигналов в шумах различной интенсивности. В качестве тестового синтезировался радиосигнал длительностью в 2048 дискретных отсчета, модулированный меандром с первичным импульсом в 204 дискретных отчета, аналогичный изображенному на рис. 2б. При формировании спектрограммы в качестве функции окна использовалась функция Хэмминга [7]

$$h(t) = 0,54 - 0,46 \cdot \cos\left(2\pi \frac{t}{n-1}\right), \quad (4)$$

здесь n – переменная, регулирующая длительность окна анализа, в пределах которого осуществляется обработка сигнала. Эта же функция использовалась для синтеза фильтра, который согласовывался по спектру с модулирующим сигналом.

Затем с первичным сигналом $z_{\Pi}(t)$ сравнивались функции огибающих, выделенные из матрицы спектрограммы $\rho_{ОПФ}(f_H, t)$, и матрицы ее модифицированной формы $\rho_{ОПФ}^M(f_H, t)$ за счет процедур временного нормирования, а также результирующая функция $\rho_{\Phi}(t)$, полученная в результате свертки импульсной характеристики $h(t)$ согласованного фильтра с тестовым сигналом



$$\rho_{\Phi}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau - t) z(\tau) d\tau \quad (5)$$

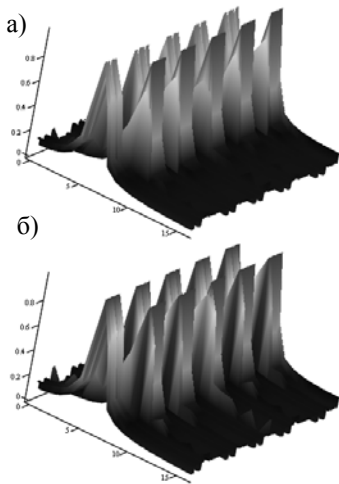


Рис. 4. Спектрограмма тестового сигнала без шумов: классическая форма – а); модифицированная форма – б).

На рис. 4 представлены классическая и модифицированная формы спектрограммы тестового сигнала без шумов

Качество демодуляции оценивалось по величине абсолютной ошибки между первичным сигналом и полученными функциями

$$\Delta = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^N |z_{\Pi}(t) - \rho(t)| \quad (6)$$

Здесь для соответствующей величины ошибки $\Delta_{\text{ОПФ}}$, $\Delta_{\text{ОПФ}}^{\text{М}}$, Δ_{Φ} в качестве $\rho(t)$ выступают: $\rho_{\text{ОПФ}}(f_{\text{H}}, t)$,

$\rho_{\text{ОПФ}}^{\text{М}}(f_{\text{H}}, t)$ и $\rho_{\Phi}(t)$, соответственно.

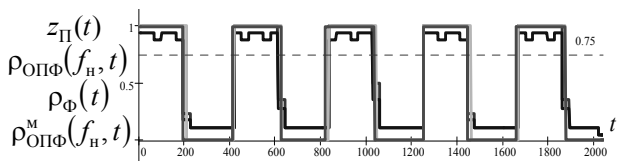


Рис. 5. Модулирующий сигнал, функция огибающей строки матрицы классической спектрограммы и ее модифицированной формы, результирующая функция корреляции.

Далее тестовый сигнал аддитивно смешивался с шумом и эксперимент повторялся. В ходе опытов отношение сигнал/шум (ОСШ) оценивалось как отношение средней мощности сигнала к спектральной плотности шума. Мощность сигнала рассматривалась в пределах пятих гармоник отдельно для каждой из частот нажатия и отжатия

$$\Delta F_{\text{о}} = |(f_{\text{о}} + f_{\text{о}}^5) - (f_{\text{о}} - f_{\text{о}}^5)|,$$

$$\Delta F_{\text{H}} = |(f_{\text{H}} + f_{\text{H}}^5) - (f_{\text{H}} - f_{\text{H}}^5)| \quad (7)$$

На рис. 6 представлены матрицы классической спектрограммы и ее модифицированной формы тестового

сигнала при ОСШ 10 дБ.

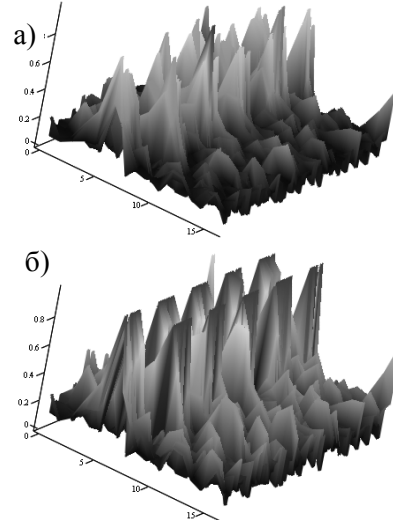


Рис. 6. Спектрограмма тестового сигнала при ОСШ 15 дБ: классическая форма – а); модифицированная форма – б).

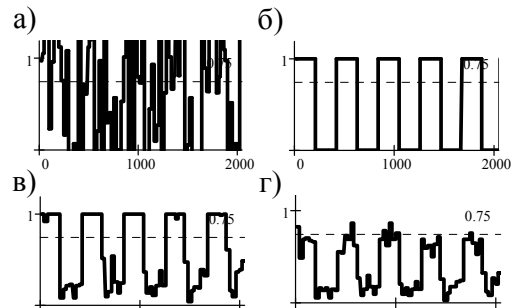


Рис. 7. Функция корреляции – а); модулирующий сигнал – б); функция огибающей строки матрицы модифицированной спектрограммы – в); функция огибающей строки матрицы классической спектрограммы – г); при ОСШ 15 дБ.

Следует отметить, что при указанных значениях ОСШ метод корреляционной фильтрации фактически не позволяет получать приемлемых результатов (см. рис. 7а). В данном эксперименте амплитудно-частотная характеристика фильтра выбиралась из соображения полного восстановления модулирующего колебания. Однако на практике фильтрующие системы настраивают только на первую гармонику, а для восстановления первичного сигнала дополнительно применяют корректирующие алгоритмы (см. рис. 8а). В этом случае общая эффективность демодулятора существенно повышается.

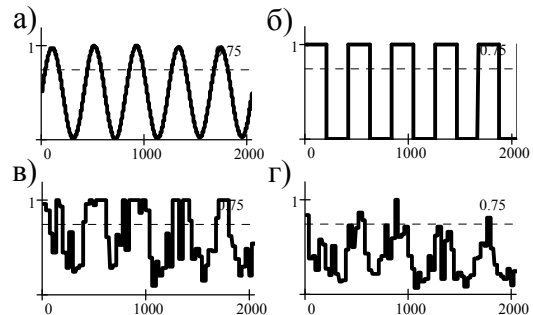
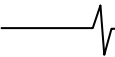


Рис. 8. Функция фильтра 1-й гармоники – а); модулирующий сигнал – б); функция огибающей строки матрицы модифицированной спектрограммы – в); функция огибающей строки матрицы классической спектрограммы – г); при ОСШ 8 дБ.



Следует заметить, что аналогичные алгоритмы коррекции применимы и для предлагаемого метода, а так как в рамках эксперимента исследовалась эффективность фильтрации с позиций непосредственной демодуляции, то полученные результаты сравнивались с функцией $\rho_{\Phi}(t)$.

В таблице 1 представлены оценки величин ошибок $\Delta_{\text{ОПФ}}$, $\Delta_{\text{ОПФ}}^{\text{М}}$ и Δ_{Φ} , нормированных к максимальному значению.

Таблица 1.

Результаты ошибки демодуляции тестового сигнала

Значение ОСШ, дБ	Величина ошибки		
	Δ_{Φ} , %	$\Delta_{\text{ОПФ}}$, %	$\Delta_{\text{ОПФ}}^{\text{М}}$, %
0	2,37	7,72	5,34
34	7,53	8,69	5,41
30	12,33	9,17	5,47
25	17,13	9,84	5,59
22	20,90	10,09	5,72
20	24,00	11,30	6,07
19	27,64	12,70	6,80
18	34,99	13,55	7,29
16	38,82	14,34	7,72
15	40,83	14,82	8,63
14	48,91	15,31	8,99
13	61,30	15,86	10,09
12	66,16	16,40	10,45
11	70,47	17,31	11,00
10	76,67	18,65	14,22
9	85,24	20,60	14,40
8	100,0	21,63	16,46

Результаты табл. 1 получены методом Монте-Карло по 100 выборкам, хотя рекомендуемое количество выборок должно быть больше 200. Однако на практике часто ограничиваются меньшим числом, допуская при этом определенный проигрыш в точности вычисления статистических оценок [8].

В качестве другого показателя эффективности (см. табл. 2) рассматривалась относительная оценка, полученная как отношение функций $\Delta_{\text{ОПФ}}$, $\Delta_{\text{ОПФ}}^{\text{М}}$ и Δ_{Φ} к величине ошибки огибающей, выделенной из частотно-временной матрицы классической spectroграммы $\delta = \Delta / \Delta_{\text{ОПФ}}$ для каждого значения ОСШ.

Использование относительной оценки δ позволяет наглядно оценить пределы диапазона эффективного применения того или иного метода. В частности, при высоких значениях ОСШ применение демодуляции на основе корреляционной фильтрации видится более предпочтительным. В то время как при ОСШ ниже 18-15 дБ преимущество разработанного метода неоспоримо.

Анализ результатов, представленных на рис. 8, показывают, что даже изменение порога принятия решения в методе демодуляции, базирующемся на классической форме spectroграммы, не даст существенного улучшения.

Таблица 2.

Результаты относительной оценки

Значение ОСШ, дБ	Значение величины ошибки для		
	δ_{Φ}	$\delta_{\text{ОПФ}}$	$\delta_{\text{ОПФ}}^{\text{М}}$
0	0,31	1,0	0,69
34	0,87	1,0	0,62
30	1,34	1,0	0,60
25	1,74	1,0	0,57
22	2,07	1,0	0,56
20	2,12	1,0	0,54
19	2,18	1,0	0,54
18	2,58	1,0	0,54
16	2,7	1,0	0,54
15	2,75	1,0	0,58
14	3,19	1,0	0,59
13	3,87	1,0	0,64
12	4,03	1,0	0,64
11	4,07	1,0	0,64
10	4,11	1,0	0,68
9	4,14	1,0	0,70
8	4,62	1,0	0,76

Таким образом, основываясь на результатах проведенного эксперимента, целесообразно уточнить трактовку первого этапа разработанного метода. А именно: сформированную матрицу распределения модифицировать за счет применения к ней операций временного нормирования.

Распространение метода демодуляции на билинейные частотно-временные распределения

Для строгости перехода от spectroграмм к билинейным распределениям в предлагаемом методе целесообразно рассмотреть обобщенное распределение Коэна, свойства которого подробно исследованы в [9]

$$\rho(f, t) = \iiint_{-\infty}^{\infty} \exp[j2\pi(\xi t - f\tau - \xi v)] \Phi(\tau, \xi) K(v, \tau) dv d\tau d\xi, \quad (8)$$

где $K(v, \tau) = z_a^*(v - \tau/2) z_a(v + \tau/2)$; $\Phi(\tau, \xi)$ – функциональное (порождающее) ядро преобразования, определяющее тип распределения.

Фундаментальность уравнения (8) определяется сохранением всех полезных свойств синтезируемых на его основе частотно-временных распределений по отношению к их классическим формам и согласованием их с теорией оценивания параметров сигналов.

Синтезу уравнения, определяющего обобщенную форму (8), предшествовал ряд работ Коэна, наиболее интересной из которых является [1]. В ней впервые определено понятие билинейности, сущность которой состоит в том, что при формировании распределений исходный сигнал используется дважды (в виде $K(v, \tau) = z_a^*(v - \tau/2) z_a(v + \tau/2)$), причем в формуле синтеза связь между описаниями сигнала линейна.

С целью исследования возможности применимости билинейных распределений, синтезированных на основе уравнения (8) в разработанном методе демодуляции, проанализируем, на сколько этому соответствуют, получае-

мые частотные и временные оценки сигналов с использованием функции плотности распределения энергии.

Утверждение 1.

Результат интегрирования любого совместного распределения по частоте дает среднее значение квадрата огибающей при условии $\Phi(0, \xi) \equiv 1$.

Доказательство.

Проинтегрируем распределение сигнала $\rho(f, t)$ по частоте

$$\int_{-\infty}^{\infty} \rho(f, t) df \cdot$$

Учитывая, что $\int_{-\infty}^{\infty} \exp(-j2\pi f\tau) df = \delta(\tau)$, получим:

$$\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \exp[j2\pi\xi(t-v)] \Phi(0, \xi) z_a^*(v) z_a(v) dv d\xi = \\ & = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\int_{-\infty}^{\infty} \exp[j2\pi\xi(t-v)] d\xi \right) |z_a(v)|^2 dv = \\ & = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t-v) |z_a(v)|^2 dv = |z_a(t)|^2. \end{aligned}$$

Утверждение 2.

Результат интегрирования любого совместного распределения по времени дает среднее значение энергии сигнала (квадрата его амплитудных значений) при условии $\Phi(\tau, 0) \equiv 1$.

Доказательство.

Проинтегрируем распределение сигнала $\rho(f, t)$ по времени

$$\int_{-\infty}^{\infty} \rho(f, t) dt \cdot$$

Учитывая, что $\int_{-\infty}^{\infty} \exp(-j2\pi f\tau) d\tau = \delta(f)$, получим:

$$\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \exp[j2\pi(-\tau f)] \Phi(\tau, 0) z_a^*(v-\tau/2) z_a(v+\tau/2) dv d\tau = \\ & = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi f\tau} F_a^*(f) e^{-j2\pi f(v-\tau/2)} F_a(f) e^{-j2\pi f(v+\tau/2)} df dv d\tau = \\ & = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \exp[j2\pi f(-\tau-2v)] d\tau dv \right) |F_a(f)|^2 df = \\ & = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(f) \cdot |F_a(f)|^2 df = |F_a(f)|^2. \end{aligned}$$

Представленные аналитические доказательства подтвердили правомерность выбора билинейных распределений в качестве базовых.

Поскольку ядро обобщенного преобразования в уравнении (8) не зависит от f и t , то соответственно, любые сдвиги сигнала по времени или по частоте приводят к аналогичным частотно-временным сдвигам в их билинейных распределениях [9]. Указанное фундаментальное свойство делает его тонким инструментом анализа. Если у билинейных распределений частотное разрешение зависит от частоты дискретизации, то у спектрограмм оно определяется параметрами окна, в пределах которого происходит усреднение энергии. Это делает спектрограммы в

большей степени размытыми частотно-временными описаниями по отношению к билинейным представлениям. Следовательно, функция огибающей частотно-временной матрицы, полученная на основе билинейных распределений, будет в большей степени рельефна, что, в конечном счете, повысит эффективность демодуляции.

Заключение

Предложенный в работе метод демодуляции, естественно, в большей степени применим в решении задач мониторинга, когда сложно использовать методы оптимальной фильтрации. Между тем результаты практического эксперимента указывают на его высокую продуктивность в условиях шумов высокой интенсивности. Более того, можно предположить, что применение степенных преобразований к частотно-временным матрицам распределений [6], позволит повысить эффективность метода. Другой путь повышения качества демодуляции видится в использовании масштабно-временных распределений, поскольку они позволяют концентрировать шумы преимущественно в высокочастотной части матриц, которые затем легко убираются в результате обратной репродукции только непораженных фрагментов. Результаты работы могут рассматриваться в качестве основы для разработки алгоритмов демодуляции частотно-манипулированных радиосигналов.

Литература

1. Cohen L. Generalized phase-space distribution function // J. of Mathematical Physics. – 1966. – Vol. 7. – N5, pp. 781-786.
2. Claasen T.A.C.M., Meulenbrauker W.F.G. The Wigner distribution a tool for time-frequency signal analysis. Part 1,2,3// Philips J. Res. - 1980. - Vol.35, pp. 217-250, 276-300, 372-389.
3. Алексеев А.А., Дворников С.В., Железняк В.К., и др. Применение методов частотно-временной обработки акустических сигналов для анализа параметров реверберации // Научное приборостроение. – 2001. – Т. 11, №1. – С.65-76.
4. Дворников С.В., Алексеева Т.Е. Распределение Алексеева и его применение в задачах частотно-временной обработки сигналов / Информация и космос. 2006. № 3 С. 9-21.
5. Дворников С.В., Комарович В.Ф., Железняк В.К., и др. Метод обнаружения радиосигналов на основе обработки их частотно-временных распределений плотности энергии / Информация и космос. 2005. № 4. С. 13-17.
6. Дворников С.В., Сауков А.М. Модификация частотно-временных описаний нестационарных процессов на основе показательных и степенных функций // Научное приборостроение. Т.14. 2004. № 2. С. 57-66.
7. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.
8. Математический энциклопедический словарь. М.: Сов. Энциклопедия, 1988. 847 с.
9. Коэн Л. Время-частотные распределения: Обзор // ТИИЭР. – 1989. – Т.77. – № 10. – С. 72-121.

ИТЕРАЦИОННЫЙ АЛГОРИТМ СОВМЕСТНОЙ ДЕМОДУЛЯЦИИ И ФИЛЬТРАЦИИ ПАРАМЕТРОВ КАНАЛА СВЯЗИ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ (OFDM)

Крейнделин В.Б., Колесников А.В.

Введение

К современным системам передачи информации, использующим ортогональное частотное мультиплексирование (OFDM), предъявляются высокие требования по спектральной и энергетической эффективности. Для достижения высокой энергетической эффективности необходимо использовать когерентный прием [1]. Это требует высокой точности фильтрации комплексного множителя канала связи, который может изменяться во времени.

Для фильтрации комплексного множителя канала связи в системах OFDM обычно используются известные на приемной стороне пилот-сигналы, которые передаются через определенные промежутки времени [2]. На интервалах времени между пилот-сигналами передаются информационные символы. При использовании энергии только пилот-сигналов для фильтрации комплексного множителя канала связи с целью демодуляции информационных символов применяются оценки этого множителя, полученные с помощью пилот-сигналов. При этом для достижения высокой точности фильтрации параметров канала связи требуется увеличивать число пилот-сигналов. Это возможно только за счет уменьшения числа передаваемых информационных символов, что влечет за собой снижение скорости передачи полезной информации в системе связи и, таким образом, происходит снижение ее спектральной эффективности.

Для достижения высокой энергетической и спектральной эффективности цифровой системы передачи информации для фильтрации параметров канала связи целесообразно использовать энергии как пилот-сигналов, так и информационных сигналов. Отсюда можно сделать вывод, что должна быть решена задача совместного оценивания информационных символов и фильтрации комплексного множителя канала связи. Известны оптимальные алгоритмы решения такой задачи [3,4], однако на практике их применение весьма затруднено (а часто и совсем невозможно) из-за очень высокой вычислительной сложности.

Цель данной работы – разработать итерационный алгоритм совместной демодуляции информационных символов и фильтрации комплексного множителя канала связи в системах OFDM, обладающий высокой эффективностью при приемлемой вычислительной сложности.

Модель принимаемого сигнала

Рассмотрим следующую обобщенную модель принимаемого сигнала в системе OFDM [2, 5, 10] с K поднесущими:

Рассматривается итерационный алгоритм совместной демодуляции информационных символов и фильтрации комплексного множителя канала связи в системах OFDM, использующий энергии как пилот-сигналов, так и информационных сигналов. Полученный алгоритм обладает высокой эффективностью при приемлемой вычислительной сложности.

$$Y(i) = A(i)\theta(i) + \eta(i), \quad i = 1; 2; \dots; I, \quad (1)$$

где: $Y(i)$ - K -мерный комплексный вектор принимаемого сигнала; $\theta(i)$ - K -мерный вектор-столбец M -ичных комплексных символов, каждая компонента которого может принимать M возможных значений; $A(i)$ - диагональная матрица комплексных множителей канала размерности $K \times K$, содержащая комплексные множители всех поднесущих; i - номер текущего временного интервала (дискретное время); $\eta(i)$ - комплексная некоррелированная во времени последовательность K -мерных гауссовских векторов шумов наблюдения с нулевым средним и известной корреляционной матрицей V_{η} ; I - число информационных тактовых интервалов, определяющее время наблюдения.

Рассмотрим синтез алгоритма фильтрации комплексного множителя канала связи, используя модель (1).

Алгоритм фильтрации комплексного множителя канала связи, использующий энергию только пилот-сигналов

Предположим, что для $i \in J_p$, где $J_p = \{i_1; i_2; \dots; i_p; \dots; i_P\}$, P - число пилот-сигналов, векторы комплексных символов $\theta(i)$ известны на приемной стороне. Это означает, что векторы $\theta(i)$ являются пилот-сигналами.

Модель (1) для $i \in J_p$ можно переписать в следующей эквивалентной форме:

$$Y(i_p) = \mathcal{G}(i_p)a(i_p) + \eta(i_p), \quad p = 1; 2; \dots; P, \quad (2)$$

где дополнительно обозначено: $\mathcal{G}(i_p)$ - известная на приемной стороне квадратная диагональная матрица, диагональные элементы которой есть элементы вектора $\theta(i_p)$, т.е., $\mathcal{G}(i_p) = \text{diag}\{\theta_1(i_p); \theta_2(i_p); \dots; \theta_K(i_p)\}$; $a(i_p)$ - K -мерный вектор-столбец, элементы которого есть диагональные элементы матрицы $A(i_p)$, т.е., $a(i_p) = [A_{11}(i_p); A_{22}(i_p); \dots; A_{KK}(i_p)]^T$.

Задача фильтрации состоит в том, чтобы получить оценку $\hat{a}(i_p)$ неизвестного вектора комплексных множителей канала, оптимальную по критерию минимума среднеквадратической ошибки. Для решения этой зада-

чи необходимо иметь априорную информацию об изменениях во времени вектора $a(i_p)$. Эта информация содержится в уравнении состояния [4,6]:

$$a(i_p) = a(i_{p-1}) + \mu(i_p), \quad p = 1; 2; \dots P, \quad (3)$$

где $\mu(i_p)$ - вектор шумов возбуждения с нулевым средним и корреляционной матрицей W_p .

Применяя к уравнениям (2) и (3) теорию линейной фильтрации Калмана, нетрудно получить следующий алгоритм фильтрации неизвестного вектора $a(i_p)$ комплексных множителей канала связи [6,7]:

$$\begin{aligned} U_p &= V_{p-1} + W_p; \\ K_p &= \mathcal{G}'(i_p) \cdot U_p \cdot [\mathcal{G}'(i_p) \cdot U_p \cdot \mathcal{G}(i_p) + V]^{-1}; \\ \hat{a}(i_p) &= \hat{a}(i_{p-1}) + K_p \cdot (Y(i_p) - \mathcal{G}(i_p) \cdot \hat{a}(i_{p-1})); \\ V_p &= U_p - K_p \cdot \mathcal{G}(i_p) \cdot U_p; p = 1; 2; \dots P. \end{aligned} \quad (4)$$

В уравнении (4) использованы следующие обозначения: U_p - экстраполированная корреляционная матрица ошибок фильтрации; V_p - апостериорная корреляционная матрица ошибок фильтрации; K_p - матрица коэффициентов усиления фильтра Калмана. Знаком ' обозначена операция эрмитова сопряжения.

Для работы полученного алгоритма фильтрации (4) необходимо задать начальные условия: $\hat{a}(i_0) = a_0$ и V_0 . Поскольку при фильтрации с помощью только пилот-сигналов априорная информация о величине a_0 отсутствует, то целесообразно принять в качестве a_0 нулевое значение. Что касается V_0 , то эта матрица содержит априорные сведения о дисперсиях и взаимных корреляциях компонент вектора $\hat{a}(i_0)$. Логично предположить (в отсутствие априорной информации), что компоненты вектора $\hat{a}(i_0)$ некоррелированы. Таким образом, будем использовать для алгоритма (4) следующие начальные условия:

$$a_0 = a(i_0) = 0; \quad V_0 = D \cdot I \quad (5)$$

где $D > 0$ - некоторое число, равное априорной дисперсии одной компоненты вектора $a(i_0)$.

Алгоритм (4) совместно с начальными условиями (5) осуществляет фильтрацию вектора $a(i_p)$ комплексных множителей канала связи, используя при этом энергию только пилот-сигналов.

Демодуляция информационных символов

Вернемся к рассмотрению модели наблюдения (1). Предположим, что имеется экстраполированная оценка $\hat{A}(i)$ матрицы $A(i)$ комплексных множителей канала связи:

$$\hat{A}(i) = A(i) + \Delta A(i), \quad (6)$$

где $\Delta A(i)$ - диагональная матрица ошибок оценивания, имеющая нулевое среднее. В простейшем случае экстраполированная оценка $\hat{A}(i)$ равна оценке $\hat{A}(i-1)$ на предыдущем временном интервале, т.е., $\hat{A}(i) = \hat{A}(i-1)$.

Подставляя (6) в (1), получим новую модель наблюдения:

$$Y(i) = \hat{A}(i)\theta(i) + \eta(i) + \delta(i), \quad i = 1; 2; \dots I, \quad (7)$$

где $\delta(i) = R(i)\Delta A(i)\theta(i)$ - случайный вектор с нулевым средним. Вектор $\delta(i)$ можно рассматривать как дополнительный шум наблюдения. Его корреляционная матрица $D_\delta(i)$ может быть найдена следующим образом:

$$\begin{aligned} D_\delta(i) &= E \{ \delta(i) \cdot \delta'(i) \} = \\ &= E \{ \Delta A(i) \cdot \theta(i) \cdot \theta'(i) \cdot \Delta A'(i) \} = \tilde{V}(i), \end{aligned} \quad (8)$$

где $\tilde{V}(i) = \text{diag} \{ V(i) \}$ - диагональная матрица, на главной диагонали которой расположены дисперсии ошибок оценивания комплексных множителей канала связи. Символом $E \{ \}$ обозначена операция вычисления математического ожидания. В выражении (8) учтено, что компоненты вектора $\theta(i)$ комплексных информационных символов независимы между собой и имеют единичные дисперсии.

Задача демодуляции применительно к модели наблюдения (7) сводится к задаче оценивания неизвестного вектора комплексных информационных символов $\theta(i)$, линейно наблюдаемого на фоне шума $\eta(i) + \delta(i)$, имеющего нулевое среднее и корреляционную матрицу $V_\eta(i) = V_\eta + \tilde{V}(i)$.

В настоящее время известно много алгоритмов решения указанной задачи оценивания [8]. Оптимальный по критерию максимума правдоподобия алгоритм предполагает вычисление значений функции правдоподобия для всех возможных комбинаций комплексных информационных символов, входящих в состав вектора $\theta(i)$. При больших значениях K размерности вектора $\theta(i)$ и при высоких порядках модуляции M сложность реализации такого оптимального алгоритма демодуляции, которая пропорциональна M^K , оказывается чрезмерно высокой.

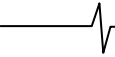
Поэтому целесообразно использовать какой-либо квазиоптимальный алгоритм демодуляции, сложность которого позволяет реализовать его на практике. Например, возможно использование линейного алгоритма оценивания [4,8]:

$$\hat{\theta}(i) = [\hat{A}'(i) \cdot V_\delta^{-1}(i) \cdot \hat{A}(i)]^{-1} \cdot \hat{A}'(i) \cdot V_\delta^{-1}(i) \cdot Y(i) \quad (9)$$

При этом корреляционная матрица $V_\theta(i)$ ошибок оценивания (демодуляции) выражается следующим образом [1, 2,8]:

$$\begin{aligned} V_\theta(i) &= [\hat{A}'(i) \cdot V_\delta^{-1}(i) \cdot \hat{A}(i)]^{-1} = \\ &= [\hat{A}'(i) \cdot (V_\eta + \tilde{V}(i))^{-1} \cdot \hat{A}(i)]^{-1} \end{aligned} \quad (10)$$

Заметим, что линейный алгоритм демодуляции не учитывает тот факт, что компоненты вектора комплексных информационных символов $\theta(i)$ могут принимать только конечное множество значений, определяемое видом используемой модуляции. Например, при использовании модуляции BPSK каждый информационный символ может принимать только 2 значения, а при использовании модуляции QPSK число значений составляет 4, и т.д. Для того, чтобы учесть конечность множества значений комплексных информационных символов



(и тем самым повысить точность оценивания), используется нелинейное преобразование оценок $\hat{\theta}(i)$, конкретный вид которого зависит от вида используемой в системе модуляции:

$$\hat{\theta}^{\text{soft}}(i) = f(\hat{\theta}(i), V_{\delta}(i)). \quad (11)$$

Например, при использовании модуляции BPSK вид функции $f(\cdot)$ в выражении (11) следующий [4,9]:

$$\hat{\theta}^{\text{soft}}(i) = \text{th}\left(\frac{\hat{\theta}(i)}{\text{diag}(V_{\delta}(i))}\right), \quad (12)$$

где $\text{diag}(V_{\delta}(i))$ - вектор, состоящий из диагональных элементов матрицы $V_{\delta}(i)$.

При использовании модуляции QPSK функция $f(\cdot)$ принимает следующий вид [9]:

$$\hat{\theta}^{\text{soft}}(i) = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \text{th}\left(\frac{\text{Re}(\hat{\theta}(i))}{\sqrt{2} \cdot \text{diag}(V_{\delta}(i))}\right) + j \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \text{th}\left(\frac{\text{Im}(\hat{\theta}(i))}{\sqrt{2} \cdot \text{diag}(V_{\delta}(i))}\right), \quad (13)$$

В выражениях (12) и (13) операции деления и вычисления функции $\text{th}(\cdot)$ осуществляются поэлементно. Для других видов модуляции вид функции $f(\cdot)$ приведен в [9].

Алгоритм фильтрации комплексного множителя канала связи, использующий энергию как пилот-сигналов, так и информационных сигналов

Вернемся снова к рассмотрению исходной модели (1) наблюдаемого сигнала и перепишем ее для всех $i = 1; 2; \dots; I$ в следующей эквивалентной форме:

$$Y(i) = \mathcal{G}(i)a(i) + \eta(i), \quad (14)$$

где обозначения аналогичны принятым в (2).

Предположим теперь, что на i -м интервале времени имеется оценка матрицы $\mathcal{G}(i)$ комплексных информационных символов:

$$\hat{\mathcal{G}}(i) = \mathcal{G}(i) + \Delta \mathcal{G}(i) \quad (15)$$

где $\Delta \mathcal{G}(i)$ - диагональная матрица ошибок оценивания, имеющая нулевое среднее.

Подставляя (15) в (14), получим следующую преобразованную модель наблюдения:

$$Y(i) = \hat{\mathcal{G}}(i)a(i) + \varepsilon(i), \quad (16)$$

где $\varepsilon(i) = \Delta \hat{\mathcal{G}}(i)a(i) + \eta(i)$ - случайный вектор с нулевым средним.

Следуя уже использованному в п. 2 подходу, будем рассматривать вектор $\varepsilon(i)$ как шум наблюдения, который имеет следующую корреляционную матрицу:

$$D_{\varepsilon}(i) = V_{\theta}(i) * [a(i) \cdot a'(i)] + V_{\eta} \quad (17)$$

где знак $*$ означает поэлементное умножение матриц. Заметим, что в выражение (17) для $D_{\varepsilon}(i)$ входит неизвестный вектор $a(i)$ комплексных множителей канала, и поэтому использовать (17) для вычисления $D_{\varepsilon}(i)$ невозможно. Заменяя в (17) истинное значение неизвестного вектора $a(i)$ его экстраполированной оценкой

$\hat{a}(i)$, получим следующее приближенное выражение для корреляционной матрицы $D_{\varepsilon}(i)$:

$$D_{\varepsilon}(i) \approx V_{\theta}(i) * [\hat{a}(i) \cdot \hat{a}'(i)] + V_{\eta} \quad (18)$$

Как и в п.1, будем считать, что уравнение состояния для вектора $a(i)$ имеет следующий вид:

$$a(i) = a(i-1) + \xi(i), \quad i = 1; 2; \dots; I \quad (19)$$

где $\xi(i)$ - вектор шума возбуждения с нулевым средним и корреляционной матрицей W_{ξ} .

Матрица W_{ξ} имеет следующую структуру:

$$W_{\xi} = \sigma_{\eta}^2 \begin{bmatrix} \rho_0 & \rho_1 & \dots & \rho_{M-1} \\ \rho_1 & \rho_0 & \dots & \rho_{M-2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \rho_{M-1} & \rho_{M-2} & \dots & \rho_0 \end{bmatrix}$$

где ρ_m , $m = 0, 1, \dots, M-1$; $r = 0, 1, \dots, M-1$, - коэффициент корреляции между комплексной амплитудой r -й поднесущей и комплексной амплитудой $|r-m|$ -й поднесущими. Коэффициент корреляции между комплексными амплитудами поднесущих зависит только от расстояния между поднесущими. Поэтому матрица W_{ξ} имеет теплицевую структуру.

Теперь, используя модель наблюдения (16) и уравнение состояния (19), с помощью теории линейной фильтрации Калмана [6,7], нетрудно получить следующий алгоритм фильтрации комплексного множителя канала связи:

$$U(i) = V(i-1) + W_{\xi};$$

$$K(i) = \mathcal{G}'(i) \cdot U(i) \cdot [\mathcal{G}'(i) \cdot U(i) \cdot \mathcal{G}(i) + D_{\varepsilon}(i)]^{-1}; \quad (20)$$

$$\hat{a}(i) = \hat{a}(i-1) + K(i) \cdot (Y(i) - R(i) \cdot \mathcal{G}(i) \cdot \hat{a}(i-1));$$

$$V(i) = U(i) - K(i) \cdot \mathcal{G}(i) \cdot U(i); i = 1; 2; \dots; I.$$

где обозначения соответствуют обозначениям, принятым в (4).

Начальные условия для алгоритма (20) задаются уравнениями (5).

Отметим, что корреляционная матрица шумов возбуждения W_p в уравнениях состояния (3) и (19) не является диагональной. Это связано с тем, что замирания поднесущих в системе OFDM определенным образом коррелированы по частоте из-за наличия многолучевого распространения в канале связи. Вид матрицы W_p определяется количеством, мощностями и задержками лучей.

Предлагаемый итерационный алгоритм

Выше были рассмотрены алгоритмы демодуляции и алгоритмы фильтрации параметров канала связи, которые будут использованы далее в качестве составных элементов предлагаемого итерационного алгоритма совместной демодуляции и фильтрации. Рассмотрим работу этого алгоритма по шагам.

Шаг 1. Фильтрация комплексного множителя канала связи с использованием только пилот-сигналов, с помощью уравнений (4) и (5).

Шаг 2. Демодуляция информационных символов с помощью уравнений (8) ... (5).

Шаг 3. Фильтрация комплексного множителя канала связи с использованием как пилот-сигналов, так и полученные на Шаге 2 оценки информационных символов, с помощью уравнений (18) и (20).

Шаг 4. Повторить Шаг 2 и Шаг 3 N раз.

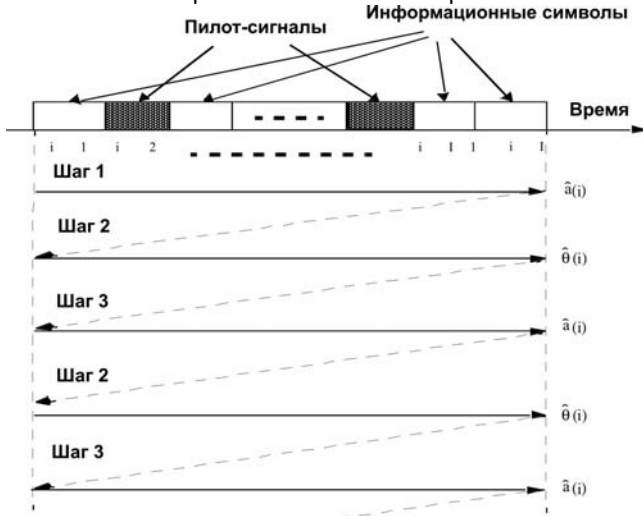


Рис.1. Принцип работы предлагаемого итерационного алгоритма.

На рис.1 приведена схема, поясняющая принцип работы предлагаемого итерационного алгоритма. Отметим, что на каждом шаге используются не только оценки, полученные на предыдущем шаге, но и соответствующие им корреляционные матрицы ошибок фильтрации (или оценивания), которые характеризуют точность полученных оценок. Число итераций N должно выбираться, исходя из требуемых характеристик демодуляции и имеющихся ограничений на сложность реализации.

Коэффициент усиления фильтра Калмана $K(i)$ в (20) может быть вычислен заранее и сохранен в памяти, что значительно снижает вычислительную сложность алгоритма.

Результаты моделирования

С целью изучения характеристик синтезированного алгоритма была разработана программа моделирования на Matlab 6.5 и проведен ряд экспериментов. Результаты некоторых из них приведены ниже. Условия моделирования:

- длина кадра – 1280 информационных бит;
- турбокодирование со скоростью 1/2;
- модуляция QPSK;
- число поднесущих OFDM – 128;
- модель канала - ITU Channel A, имеющая шесть независимых лучей, замирающих по рэлеевскому закону [11];
- значение доплеровской частоты в канале ($F_d = 1500\text{Hz}$);
- плотность расстановки пилот-сигналов на частотно-временной плоскости 22% и 48%.

В качестве критерия эффективности работы алгоритма использовалась относительная частота ошибок на кадр (FER – Frame Error Rate).

На Рис. 2 показаны зависимости относительной частоты ошибок на кадр от отношения сигнал/шум на бит

при плотности расстановки пилот-сигналов на частотно-временной плоскости 48% для предложенного алгоритма и для алгоритма демодуляции при идеальной синхронизации. Кривая, соответствующая 1-ой итерации алгоритма (эта кривая соответствует алгоритму, работающему только по пилот-сигналам) показывает наличие потерь по сравнению с алгоритмом демодуляции при идеальной синхронизации порядка 1.2 дБ по уровню $FER=10^{-2}$.

На Рис. 3 приведены аналогичные зависимости для плотности расстановки пилот-сигналов на частотно-временной плоскости 22%.

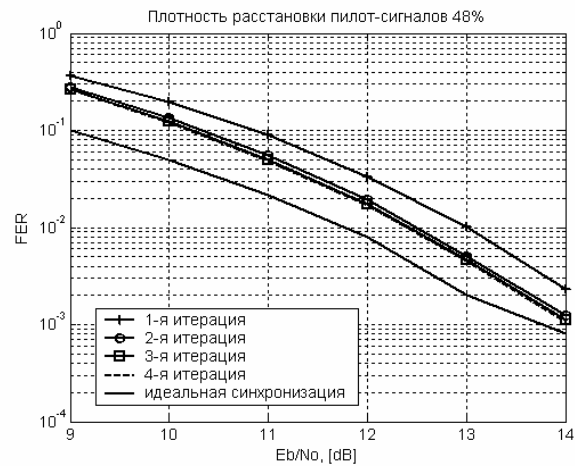


Рис.2. Вероятность ошибки на кадр при плотности расстановки пилот-сигналов 48%

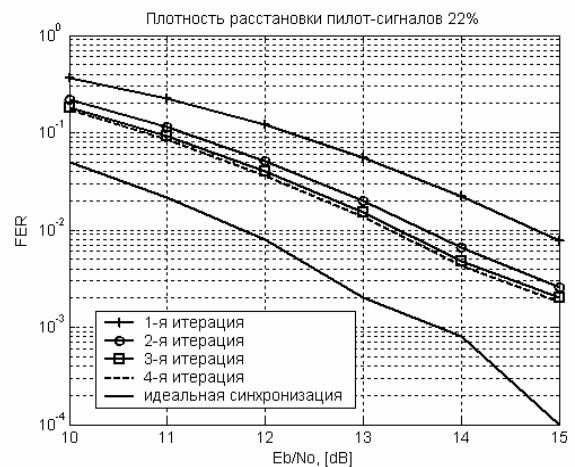


Рис.3. Вероятность ошибки на кадр при плотности расстановки пилот-сигналов 22%.

Заключение

Сравнительный анализ результатов моделирования, приведенных на рис.2 и рис.3, показывает, что применение разработанного алгоритма совместной демодуляции и фильтрации комплексного множителя канала связи позволяет при указанных выше исходных данных уменьшить плотность расположения пилот-сигналов с 48% до 22 % и тем самым увеличить спектральную эффективность системы связи OFDM примерно в 1.5 раза без снижения помехоустойчивости.

Авторы выражают благодарность М.Г. Бакулину за полезные замечания.

Литература

1. Прокис Дж. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000.
2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: ИД «Вильямс», 2003.
3. Ярлыков М.С. Применение марковской теории нелинейной фильтрации в радиотехнике. - М.: Сов. радио, 1980.
4. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: Учеб. пособие для вузов. - М.: Радио и связь, 1991.
5. S. Hara and R. Prasad. Multicarrier Technologies for 4G Mobile Communications. London. Artech House, 2003, 240 p.
6. Сейдж Дж., Мелс Э. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении. // Пер. с англ. под ред. Б.П.Левина, М. Связь, 1976 г.
7. Браммер К., Зиффлинг Г. Фильтр Калмана-Бьюси: детерминированное наблюдение и стохастическая фильтрация, пер. с нем. под ред. И.Е. Казакова. - М.: Наука, 1982.
8. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982.
9. Крейнделин В.Б. Мягкая демодуляция сигналов с многопозиционной амплитудно-фазовой модуляцией. //В сб. научных трудов учебных заведений связи", № 173, Санкт-Петербург, 2005;
10. R. Prasad. OFDM for wireless communication systems. Boston. Artech House, 2004, 272 p.;
11. ITU ITU-R M.1225, "Guidelines for evaluations of radio transmission technologies for IMT-2000,"1997. <http://www.itu.int/rec/recommendation.asp?type=folders&lang=e&parent=R-REC-m.1225>.

ПОЗДРАВЛЕНИЯ ЮБИЛЯРУ



1 июня 2009 года исполнилось 60 лет Владимиру Викторовичу Витязеву - заведующему кафедрой телекоммуникаций и основ радиотехники Рязанского государственного радиотехнического университета (РГРТУ), доктору технических наук, профессору, заместителю Главного редактора нашего журнала.

В.В. Витязев родился 1 июня 1949 года в поселке Дябрино Красноборского района Архангельской области. Окончил в 1966 году Североморскую (Мурманской области) среднюю школу, а в 1971 году - с отличием Рязанский радиотехнический институт (РРТИ) по специальности «Автоматика и телемеханика». В 1973 году начал свою научную деятельность в должности инженера кафедры автоматики и телемеханики РРТИ. За период с 1973 по 2000 годы прошел путь от инженера, научного сотрудника до профессора. В 2001 году был избран на должность заведующего кафедрой телекоммуникаций и основ радиотехники.

В.В. Витязев проводит большую учебно-методическую работу. Читает лекции по циклу дисциплин: «Цифровые цепи и сигналы», «Системы цифровой обработки сигналов» «Цифровая обработка сигналов и сигнальные процессоры в средствах связи с подвижными объектами», «Устройства преобразования и обработки информации в системах подвижной радиосвязи» и др. Под его руководством в РГРТУ создана специализированная учебно-научная лаборатория: «Системы цифровой обработки сигналов и DSP-технологии». В 2009 году открыт филиал ФГУП «НИИ автоматики» - ведущего в России НИИ, работающего в области телекоммуникационных систем специального назначения.

Область научной деятельности В.В. Витязева – цифровая обработка сигналов и ее применение в радиотехнике, системах телекоммуникаций и управления. Издал более 130 научных работ, в том числе монографию «Цифровая частотная селекция сигналов» (издательство «Радио и связь», 1993 год). Подготовил 8 кандидатов технических наук.

В.В. Витязев активно участвует в проведении научных мероприятий по поддержке отечественной науки и молодых ученых. Стал инициатором и одним из организаторов Международной НТК и Выставки «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA» (г. Москва, ИПУ РАН) и Международной НТК «Проблемы передачи и обработки информации в сетях и системах телекоммуникаций» (г. Рязань). В.В. Витязев является заместителем Главного редактора научно-технического журнала «Цифровая обработка сигналов» и членом редколлегии научно-технического журнала «Электросвязь». В 2007 году вошел в состав ВАК РФ в области электроники, радиотехники и связи. С 1998 года В.В. Витязев возглавляет Рязанское отделение Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, являясь одновременно членом Президиума Центрального Совета. С 1999 года является членом международной научной организации IEEE Society в области обработки сигналов и телекоммуникаций.

За высокий уровень учебно-методической, научной и общественной работы В.В. Витязев награжден Нагрудными Знаками: «Почетный работник высшего профессионального образования» и «Почетный радист».

Коллеги и редакция журнала «Цифровая обработка сигналов» желают Владимиру Викторовичу крепкого здоровья и дальнейших творческих успехов!

УДК 629.78

АНАЛИТИЧЕСКИЙ МЕТОД РАСЧЕТА ПОГРЕШНОСТЕЙ ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛОВОЙ ОРИЕНТАЦИИ ПО СИГНАЛАМ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Алешечкин А.М.

Введение

Режим определения угловой пространственной ориентации по сигналам навигационных космических аппаратов (НКА) спутниковых радионавигационных систем (СРНС) ГЛОНАСС/GPS, является одним из перспективных направлений расширения функциональных возможностей навигационной аппаратуры потребителей (НАП) и вызывает интерес у большого числа пользователей [1]. При реализации данного режима обеспечивается определение положения потребителя не как материальной точки, а как трехмерного объекта, что позволяет решать задачи эффективного управления движением, расширяет круг задач, решаемых при помощи НАП. Используя информацию о пространственной ориентации, можно определять координаты любой заданной точки объекта, например, при определении положения ковша экскаватора или положения черпакового барабана золотодобывающей драги, находящегося под водой [2, 3]. В железнодорожном транспорте возможно определение уклона продольного профиля пути или взаимного положения рельсовых нитей по высоте (уровень).

Анализ публикаций в технической литературе и рекламных материалов показывает, что вся выпускаемая НАП СРНС, выполняющая определение ориентации объектов, использует интерферометрический метод измерений. Применение этого метода требует наличия на борту потребителя нескольких пространственно разнесенных антенн, принимающих сигналы НКА. На основании измерений фазовых сдвигов (ФС) сигналов НКА, принятых двумя и более разнесенными на расстояние B антеннами, пользователь оценивает ориентацию базовой линии, соединяющей приемные антенны НАП, а по ней - свою собственную ориентацию.

Представляет интерес исследование влияния случайной составляющей погрешности измерения ФС принимаемых сигналов на результирующую точность оценки ориентации интерферометра. Учет данной составляющей погрешности позволяет определить не только достижимые точности угломерной НАП в тех или иных условиях применения, но и оценить погрешности определения тех параметров, для которых в качестве исходных данных используется информация об угловой ориентации.

В [1, стр. 206] приведена оценка допустимой погрешности измерения ФС сигналов, принятых разнесенными антеннами угломерной НАП. Из приведенных расчетов следует, что для измерения угловой ориентации с погрешностью около 1 угловой минуты необходимо обеспечить погрешность измерения ФС не более 1° при рас-

Приведена методика аналитического расчета погрешностей определения угловой ориентации двухантенного интерферометра по сигналам спутниковых радионавигационных систем, полученная на основе оценки погрешностей косвенных измерений. Выполнен расчет погрешностей определения параметров угловой ориентации по методу статистического моделирования и с использованием разработанной методики. Показано, что предложенный метод расчета позволяет выполнить оценку погрешностей по заданным значениям корреляционной матрицы погрешностей измеренных фазовых сдвигов.

стоянии между антеннами интерферометра, равном 2 м.

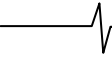
Следует отметить, что приведенная оценка погрешности не учитывает влияние на точность ориентации числа принимаемых НКА, взаимного расположения НКА и базы интерферометра, а также неравноточности измеренных значений ФС.

В [4] приведена оценка погрешности определения ориентационных координат второй антенны интерферометра, получаемая на основании ковариационной матрицы погрешностей измерения ФС принятых сигналов. Данная оценка позволяет найти ковариационную матрицу погрешностей определения координат второй антенны интерферометра и учесть влияние взаимного положения НКА и антенн, образующих базу интерферометра. Однако в рассматриваемой работе не приведена методика оценки погрешностей определения азимута и угла места антенн интерферометра, получаемых из относительных координат второй антенны путем дополнительных преобразований.

В связи с этим, данное исследование направлено на решение проблемы оценки погрешностей конечных параметров угловой ориентации, задаваемых в виде азимута и угла места, а также расстояния между антеннами интерферометра, являющегося дополнительным неизвестным в системе уравнений для определения угловой ориентации объектов.

Оценка погрешностей определения угловой ориентации методом статистического моделирования

В качестве одного из способов расчета погрешностей определения угловой ориентации может быть использован метод статистического моделирования, реализуемый путем вычисления на каждое заданное угловое положение антенной системы объекта N отсчетов ФС сигналов n НКА, по которым проводятся измерения. При этом расчетные значения ФС НКА суммируются с погрешностями их измерения, распределенными по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и заданным среднеквадратическим отклонением.



В результате определения угловой ориентации по заданным значениям ФС получают N частных значений азимута Ψ_{ai} , угла места $\Psi_{\delta i}$, и базы B_i . Затем, поскольку истинные значения азимута Ψ_{a0} , угла места $\Psi_{\delta 0}$ и базы B_0 известны, могут быть вычислены среднеквадратические погрешности оценок азимута σ_a , угла места $\sigma_{\delta i}$ и базы σ_b по формулам:

$$\sigma_a = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N (\Psi_{ai} - \Psi_{a0})^2}, \quad \sigma_{\delta i} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N (\Psi_{\delta i} - \Psi_{\delta 0})^2},$$

$$\sigma_b = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N (B_i - B_0)^2}, \quad (1)$$

где N – число обрабатываемых измерений для вычисления СКО в заданной точке.

Полученные значения оценок являются статистическими, т.е. сами эти оценки подвержены случайным отклонениям вследствие того, что число проведенных измерений N конечно.

Оценка погрешностей аналитическим методом

Поскольку оценки погрешностей (1) являются статистическими, то для уменьшения их погрешностей требуется увеличение N , что в конечном итоге приводит к возрастанию времени вычислений.

Для повышения точности оценок предлагается метод аналитической оценки погрешностей, полученный с использованием математического аппарата, используемого в теории оценки погрешностей косвенных измерений [5]. Рассмотрим основные соотношения, использованные при разработке аналитического метода.

Корреляционная матрица погрешностей измерений ФС принятых сигналов $\varphi_1, \dots, \varphi_n$ в общем случае задается в виде:

$$\mathbf{P}_\varphi = \begin{pmatrix} \sigma_{\varphi_1}^2 & \sigma_{\varphi_1\varphi_2} & \dots & \sigma_{\varphi_1\varphi_n} \\ \sigma_{\varphi_1\varphi_2} & \sigma_{\varphi_2}^2 & \dots & \sigma_{\varphi_2\varphi_n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \sigma_{\varphi_1\varphi_n} & \sigma_{\varphi_2\varphi_n} & \dots & \sigma_{\varphi_n}^2 \end{pmatrix}, \quad (2)$$

где $\sigma_{\varphi_i}^2$ – дисперсия погрешности измерения фазового сдвига сигнала i -го НКА; $\sigma_{\varphi_i\varphi_j} = M(\Delta\varphi_i \cdot \Delta\varphi_j)$ – корреляционный момент связи погрешностей измерений ФС сигналов i -го и j -го НКА ($i > j$), определяемый как математическое ожидание произведения погрешностей измерений [6]. В дальнейшем изложении считается, что погрешности измерений ФС и их взаимные корреляции с течением времени остаются неизменными.

Система уравнений для определения углового положения однобазового интерферометра при неизвестной величине расстояния между антеннами в случае приема сигналов n НКА, где $n \geq 3$, имеет вид [4, 7]:

$$k_{xi}X^* + k_{yi}Y^* + k_{zi}Z^* = \frac{\lambda_i}{2\pi} \varphi_i, \quad (3)$$

где: $i=1, \dots, n$ – текущий номер НКА, по которому проводятся измерения; n – общее число НКА; λ_i – длина волны сигнала i -го НКА; φ_i – значение ФС сигнала i -го НКА, складывающееся из целочисленной неоднозначности (в рассмат-

риваемом случае данная составляющая погрешности считается известной) и измеренного значения ФС находящегося в пределах $0 - 360$ градусов; k_{xi}, k_{yi}, k_{zi} – значения направляющих косинусов векторов – направлений от антенн НАП на i -й НКА, заданных в геоцентрической системе координат (ГЦСК), определяемые из известных координат НКА и НАП; X^*, Y^*, Z^* – неизвестные координаты второй антенны интерферометра относительно первой.

Система (3) содержит n уравнений с 3 неизвестными X^*, Y^*, Z^* и становится избыточной при числе принимаемых НКА $n > 3$.

Выражение (3) в матричном виде имеет вид:

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{X} = \mathbf{C}, \quad (4)$$

где: \mathbf{A} ($n \times 3$) – матрица коэффициентов системы уравнений (3), $\mathbf{X} = (X^* \ Y^* \ Z^*)^T$ – вектор неизвестных значений относительных координат второй антенны интерферометра, представляющих собой произведения направляющих косинусов базы интерферометра в ГЦСК на расстояние между его антеннами; \mathbf{C} ($n \times 1$) – вектор свободных членов системы уравнений (4), имеющий вид:

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} \frac{\lambda_1}{2\pi} \varphi_1 & \frac{\lambda_2}{2\pi} \varphi_2 & \dots & \frac{\lambda_n}{2\pi} \varphi_n \end{pmatrix}^T.$$

Вектор \mathbf{C} удобно представить в виде произведения весовой матрицы \mathbf{W} размерностью ($n \times n$), на вектор измеренных значений фазовых сдвигов сигналов n НКА: $\vec{\varphi} = (\varphi_1 \ \varphi_2 \ \dots \ \varphi_n)^T$. Тогда система уравнений (4) запишется в виде:

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{X} = \mathbf{W} \cdot \vec{\varphi}, \quad (5)$$

где весовая матрица \mathbf{W} имеет вид:

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} \frac{\lambda_1}{2\pi} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{\lambda_2}{2\pi} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\lambda_n}{2\pi} \end{pmatrix}.$$

Для решения системы (5) может быть использован метод наименьших квадратов (МНК). В результате использования МНК будет получена система нормальных уравнений с тремя неизвестными вида:

$$\mathbf{A}^T \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} = \mathbf{A}^T \cdot \mathbf{W} \cdot \vec{\varphi}. \quad (6)$$

В матричном виде решение системы (6) имеет вид:

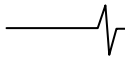
$$\mathbf{X} = (\mathbf{A}^T \cdot \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{A}^T \cdot \mathbf{W} \cdot \vec{\varphi}. \quad (7)$$

Тогда корреляционная матрица погрешностей оценки вектора неизвестных системы уравнений (7) определяется:

$$\mathbf{P}_{\mathbf{X}^*} = (\mathbf{A}^T \cdot \mathbf{A}) \cdot \mathbf{A}^T \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{P}_\varphi \cdot [(\mathbf{A}^T \cdot \mathbf{A}) \cdot \mathbf{A}^T \cdot \mathbf{C}]^T, \quad (8)$$

$$\text{где } \mathbf{P}_{\mathbf{X}^*} = \begin{pmatrix} \sigma_{X^*}^2 & \sigma_{X^*Y^*} & \sigma_{X^*Z^*} \\ \sigma_{X^*Y^*} & \sigma_{Y^*}^2 & \sigma_{Y^*Z^*} \\ \sigma_{X^*Z^*} & \sigma_{Y^*Z^*} & \sigma_{Z^*}^2 \end{pmatrix} - \text{корреляционная}$$

матрица погрешностей определения относительных координат второй антенны.



Следующим шагом при определении угловой ориентации объекта является определение расстояния между антеннами, используя нелинейное уравнение связи между относительными координатами второй антенны вида:

$$B = \sqrt{X^{*2} + Y^{*2} + Z^{*2}} = f(X^*, Y^*, Z^*). \quad (9)$$

Расстояние между антеннами B является результатом косвенного измерения [4] величин X^*, Y^*, Z^* , являющихся результатом прямых измерений.

Переход к действительным значениям X_0, Y_0, Z_0 величин X^*, Y^*, Z^* и ввод в рассмотрение случайных погрешностей прямых измерений $\Delta X^*, \Delta Y^*, \Delta Z^*$, приводит к представлению выражения (9) в следующем виде:

$$B_0 + \Delta B = \sqrt{(X_0^* + \Delta X^*)^2 + (Y_0^* + \Delta Y^*)^2 + (Z_0^* + \Delta Z^*)^2}, \quad (10)$$

где B_0 - действительное значение расстояния между антеннами B .

Из предположения о малости значений погрешностей прямых измерений $\Delta X^*, \Delta Y^*, \Delta Z^*$ в сравнении со своими действительными значениями, функция $f(X^*, Y^*, Z^*)$ может быть разложена в ряд Тейлора в окрестностях точки (X_0^*, Y_0^*, Z_0^*) с удержанием только линейных членов разложения:

$$B_0 + \Delta B = f(X_0^*, Y_0^*, Z_0^*) + \frac{\partial f}{\partial X^*} \Delta X^* + \frac{\partial f}{\partial Y^*} \Delta Y^* + \frac{\partial f}{\partial Z^*} \Delta Z^*, \quad (11)$$

где $\frac{\partial f}{\partial X^*}, \frac{\partial f}{\partial Y^*}, \frac{\partial f}{\partial Z^*}$ - частные производные от функции $f(X^*, Y^*, Z^*)$, вычисленные в точке, соответствующей действительным значениям координат второй антенны (X_0^*, Y_0^*, Z_0^*) .

После вычисления частных производных погрешность измерения расстояния между антеннами ΔB может быть представлена следующим образом:

$$\Delta B = \frac{1}{B_0} (X_0^* \cdot \Delta X^* + Y_0^* \cdot \Delta Y^* + Z_0^* \cdot \Delta Z^*). \quad (12)$$

Усреднение квадрата выражения (12) позволяет оценить дисперсию погрешности определения расстояния между антеннами объекта:

$$\sigma_B^2 = \frac{1}{B_0^2} \cdot (X_0^{*2} \cdot \sigma_{X^*}^2 + Y_0^{*2} \cdot \sigma_{Y^*}^2 + Z_0^{*2} \cdot \sigma_{Z^*}^2) + \frac{2}{B_0^2} \cdot (X_0^* \cdot Y_0^* \cdot \sigma_{X^* Y^*} + X_0^* \cdot Z_0^* \cdot \sigma_{X^* Z^*} + Y_0^* \cdot Z_0^* \cdot \sigma_{Y^* Z^*}). \quad (13)$$

Для дальнейшего исследования погрешностей необходимо определить значения корреляционных моментов связи $\sigma_{X^* B}, \sigma_{Y^* B}, \sigma_{Z^* B}$. Корреляционный момент связи между двумя случайными величинами определяется как математическое ожидание произведения центрированных случайных величин. В данном случае, корреляционные моменты определяются по формулам:

$$\sigma_{X^* B} = M(\Delta X^* \cdot \Delta B), \sigma_{Y^* B} = M(\Delta Y^* \cdot \Delta B), \sigma_{Z^* B} = M(\Delta Z^* \cdot \Delta B), \quad (14)$$

где ΔB - определяется в соответствии с (12); $M(\cdot)$ - оператор вычисления математического ожидания.

Исходя из этого, корреляционные моменты определяются как:

$$\sigma_{X^* B} = \frac{1}{B_0} \cdot \left(X_0^* \cdot \sigma_{X^*}^2 + Y_0^* \cdot \sigma_{X^* Y^*} + Z_0^* \cdot \sigma_{X^* Z^*} \right),$$

$$\sigma_{Y^* B} = \frac{1}{B_0} \cdot \left(X_0^* \cdot \sigma_{X^* Y^*} + Y_0^* \cdot \sigma_{Y^*}^2 + Z_0^* \cdot \sigma_{Y^* Z^*} \right),$$

$$\sigma_{Z^* B} = \frac{1}{B_0} \cdot \left(X_0^* \cdot \sigma_{X^* Z^*} + Y_0^* \cdot \sigma_{Y^* Z^*} + Z_0^* \cdot \sigma_{Z^*}^2 \right).$$

Следующим шагом в определении ориентации базовой линии объекта является переход от относительных координат второй антенны к направляющим косинусам вектора-базы в геоцентрической системе координат (ГЦСК) по формулам вида:

$$X = \frac{X^*}{B}; Y = \frac{Y^*}{B}; Z = \frac{Z^*}{B}. \quad (15)$$

Направляющие косинусы вектора-базы X, Y, Z в выражении (15) также являются результатами косвенных измерений. Прямыми измерениями в данном случае являются величины X^*, Y^*, Z^* и B . Дисперсия погрешностей определения направляющих косинусов определяется в последовательности, аналогичной определению дисперсии погрешности определения расстояния между антеннами B .

Полученные дисперсии погрешностей будут иметь вид:

$$\sigma_X^2 = \frac{1}{B_0^2} \cdot \left(\sigma_{X^*}^2 - \frac{2X_0^*}{B_0} \sigma_{X^* B} + \frac{X_0^{*2}}{B_0^2} \sigma_B^2 \right),$$

$$\sigma_Y^2 = \frac{1}{B_0^2} \cdot \left(\sigma_{Y^*}^2 - \frac{2Y_0^*}{B_0} \sigma_{Y^* B} + \frac{Y_0^{*2}}{B_0^2} \sigma_B^2 \right),$$

$$\sigma_Z^2 = \frac{1}{B_0^2} \cdot \left(\sigma_{Z^*}^2 - \frac{2Z_0^*}{B_0} \sigma_{Z^* B} + \frac{Z_0^{*2}}{B_0^2} \sigma_B^2 \right).$$

Корреляционные моменты связи между направляющими косинусами вектора-базы $\sigma_{X,Y}, \sigma_{X,Z}, \sigma_{Y,Z}$ находят как:

$$\begin{aligned} \sigma_{X,Y} &= M(\Delta X \cdot \Delta Y) = \\ &= \frac{1}{B_0^2} \cdot \left(\sigma_{X^* Y^*} - \frac{X_0^*}{B_0} \sigma_{Y^* B} - \frac{Y_0^*}{B_0} \sigma_{X^* B} + \frac{X_0^* \cdot Y_0^*}{B_0^2} \sigma_B^2 \right), \end{aligned}$$

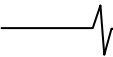
$$\begin{aligned} \sigma_{X,Z} &= M(\Delta X \cdot \Delta Z) = \\ &= \frac{1}{B_0^2} \cdot \left(\sigma_{X^* Z^*} - \frac{X_0^*}{B_0} \sigma_{Z^* B} - \frac{Z_0^*}{B_0} \sigma_{X^* B} + \frac{X_0^* \cdot Z_0^*}{B_0^2} \sigma_B^2 \right), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sigma_{Y,Z} &= M(\Delta Y \cdot \Delta Z) = \\ &= \frac{1}{B_0^2} \cdot \left(\sigma_{Y^* Z^*} - \frac{Y_0^*}{B_0} \sigma_{Z^* B} - \frac{Z_0^*}{B_0} \sigma_{Y^* B} + \frac{Y_0^* \cdot Z_0^*}{B_0^2} \sigma_B^2 \right). \end{aligned}$$

После вычисления значений вышеприведенных выражений формируют корреляционную матрицу погрешностей определения направляющих косинусов вектора-базы в ГЦСК:

$$P_X = \begin{pmatrix} \sigma_X^2 & \sigma_{X,Y} & \sigma_{X,Z} \\ \sigma_{X,Y} & \sigma_Y^2 & \sigma_{Y,Z} \\ \sigma_{X,Z} & \sigma_{Y,Z} & \sigma_Z^2 \end{pmatrix}. \quad (16)$$

Следующим шагом при вычислении ориентации объекта является переход из ГЦСК в систему координат, связанную



с объектом. Центр связанной системы координат находится в центре масс объекта, ось X_T направлена на север, ось Y_T направлена вертикально вверх, ось Z_T дополняет систему до правой системы координат и направлена вправо по горизонтали (на восток). Уравнения перехода из ГЦСК в связанную с объектом систему координат в матричной форме записи имеют вид:

$$\mathbf{X}_T = \mathbf{K}_T \cdot \mathbf{X},$$

где: \mathbf{K}_T (3×3) - матрица перехода к направляющим косинусам вектора-базы в связанной системе координат; $\mathbf{X} = (X \ Y \ Z)^T$ - вектор направляющих косинусов вектора-базы в ГЦСК; $\mathbf{X}_T = (X_T \ Y_T \ Z_T)^T$ - вектор направляющих косинусов в связанной с объектом системе координат.

Корреляционная матрица погрешностей оценки направляющих косинусов определяется с использованием уравнения:

$$\mathbf{P}_{\mathbf{X}_T} = \mathbf{K}_T \cdot \mathbf{P}_X \cdot (\mathbf{K}_T)^T, \quad (17)$$

где: $\mathbf{P}_{\mathbf{X}_T}$ (3×3) - матрица погрешностей определения направляющих косинусов вектора-базы в связанной с объектом системе координат, имеющая вид:

$$\mathbf{P}_{\mathbf{X}_T} = \begin{pmatrix} \sigma_{X_T}^2 & \sigma_{X_T Y_T} & \sigma_{X_T Z_T} \\ \sigma_{X_T Y_T} & \sigma_{Y_T}^2 & \sigma_{Y_T Z_T} \\ \sigma_{X_T Z_T} & \sigma_{Y_T Z_T} & \sigma_{Z_T}^2 \end{pmatrix}. \quad (18)$$

Матрица $\mathbf{P}_{\mathbf{X}_T}$ характеризует погрешности оценки направляющих косинусов вектора-базы в связанной с объектом системе координат.

Завершающим шагом в определении ориентации объекта является определение азимутального угла Ψ_a и угла места Ψ_{oi} .

Углы Ψ_a и Ψ_{oi} связаны с направляющими косинусами вектора-базы, заданными в связанной с объектом системе координат, следующими соотношениями:

$$\Psi_a = \arctg\left(\frac{Z_T}{X_T}\right), \quad (19)$$

$$\Psi_{oi} = \arcsin(Y_T).$$

В данном случае величины Ψ_a и Ψ_{oi} функционально связаны со значениями X_T , Y_T , Z_T и являются результатами косвенных измерений. В качестве прямых измерений здесь выступают значения направляющих косинусов X_T , Y_T , Z_T с корреляционной матрицей $\mathbf{P}_{\mathbf{X}_T}$ (18).

Разложение выражений в ряд Тейлора с удержанием линейных членов разложения, выделение погрешностей определения азимута и угла места и усреднение их квадратов позволяет найти дисперсию погрешности определения углов Ψ_a и Ψ_{oi} :

$$\begin{aligned} \sigma_{\Psi_a}^2 &= M(\Delta\Psi_a^2) = \\ &= \left(\frac{X_{T0}}{(X_{T0}^2 + Z_{T0}^2)} \right)^2 \cdot (X_{T0}^2 \sigma_{Z_T}^2 - 2X_{T0}Z_{T0} \sigma_{X_T Z_T} + Z_{T0}^2 \sigma_{X_T}^2), \\ \sigma_{\Psi_{oi}}^2 &= \frac{1}{1 - Y_{T0}^2} \sigma_{Y_T}^2, \end{aligned} \quad (20)$$

где X_{T0} , Y_{T0} , Z_{T0} - действительные значения направляющих косинусов вектора-базы объекта в связанной с объектом системе координат.

Корреляционный момент связи погрешностей измерения азимута и угла места $\sigma_{\Psi_a \Psi_{oi}}$ определяется выражением:

$$\sigma_{\Psi_a \Psi_{oi}} = \frac{1}{(X_{T0}^2 + Z_{T0}^2) \cdot \sqrt{1 - Y_{T0}^2}} \cdot (X_{T0} \cdot \sigma_{Z_T Y_T} - Z_{T0} \cdot \sigma_{X_T Y_T}) \quad (21)$$

Полученные соотношения позволяют оценить дисперсии погрешностей определения ориентации интерферометра, а также корреляционный момент связи погрешностей определения азимута и угла места. Кроме того, в соответствии с выражением (13) вычисляется дисперсия погрешности определения расстояния между антеннами.

Результаты моделирования по расчету погрешностей определения угловой ориентации

Расчет погрешностей определения угловой ориентации выполнялся разработанным методом аналитической оценки погрешностей и методом статистического моделирования при следующих исходных данных:

- число антенн интерферометра – 2, образующих одну базу;
- расстояние между антеннами интерферометра $B = 0.5$ и 2 м;
- число НКА, по которым проводились измерения ФС $n = 12$;
- угол места антенн интерферометра $\Psi_{oi} = 0^\circ$.

На рис.1 приведено расположение НКА, принятое при моделировании. График построен в полярных координатах, центр окружности соответствует углу места НКА $\Psi_{oi} = 0^\circ$, равному 90° . Угол от оси абсцисс соответствует азимутальному углу НКА Ψ_{ai} , выраженному в градусах. Цифры на графике соответствуют номеру НКА.

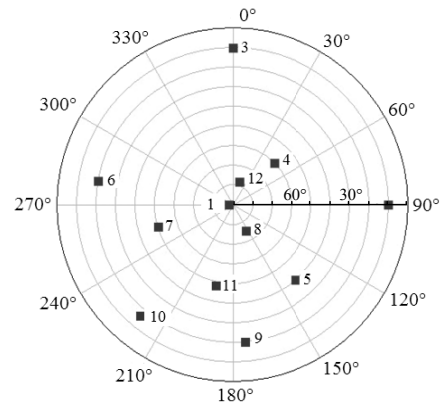


Рис.1. Расположение НКА

При решении задачи оценки погрешностей разработанных алгоритмов считалось, что ФС сигналов НКА, принятых пространственно разнесенными антеннами объекта, имеют погрешность, подчиняющуюся нормальному закону распределения с нулевым математическим ожиданием и среднеквадратическим отклонением, равным 3.6° . Погрешности измерения ФС сигналов разных НКА задавались некоррелированными друг с другом. В результате этого корреляционная матрица погрешностей измерения ФС принимаемых сигналов (2) принимает вид диагональной.

Результаты оценки погрешностей определения угловой ориентации при расстоянии между антеннами интерферометра $B = 0.5$ м представлены на рис.2 а, в, д, при $B = 2$ м – рис.2 б, г, е.

Расстояние между антеннами $B=0.5$ м

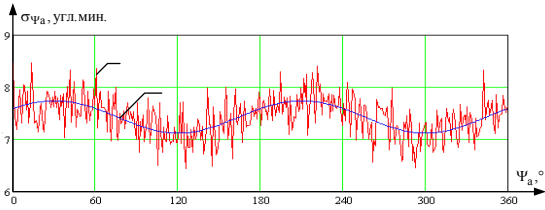


Рис. 2а. Погрешность азимута, угл. мин

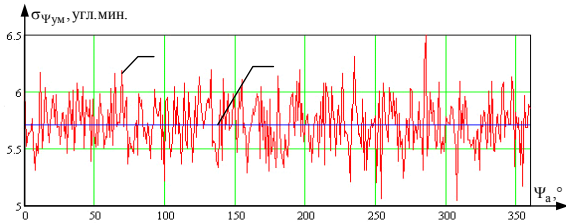


Рис. 2в. Погрешность угла места, угл. мин

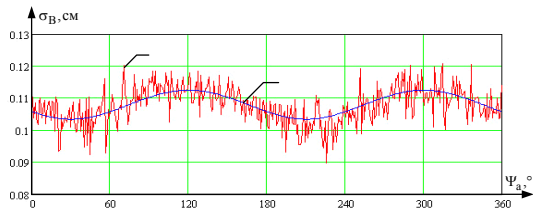


Рис. 2д. Погрешность базы, см

Расстояние между антеннами $B=2$ м

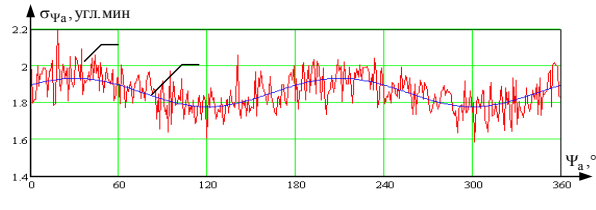


Рис. 2б. Погрешность азимута, угл. мин

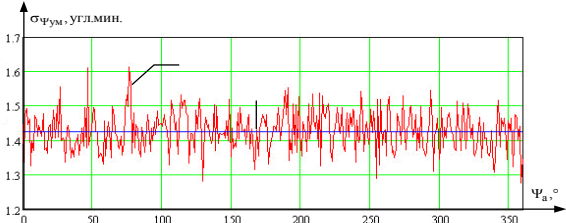


Рис. 2г. Погрешность угла места, угл. мин

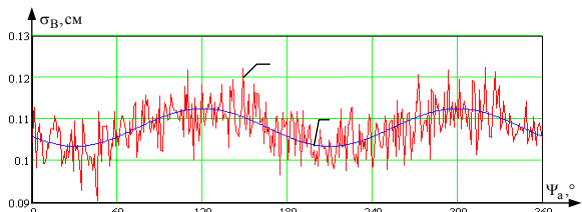


Рис. 2е. Погрешность базы, см

На графиках рис. 2 приведены значения среднеквадратических отклонений (СКО) погрешностей измерения азимута σ_{Ψ_a} , угла места $\sigma_{\Psi_{oi}}$ (в угловых минутах) и расстояния между антеннами σ_B (в сантиметрах) в зависимости от значения азимутального угла, взятого в пределах $0^{\circ} - 360^{\circ}$, с шагом 1° . Цифрой 1 обозначено значение погрешности определения угловой ориентации, полученное методом статистического моделирования по результатам $N=100$ испытаний для каждой точки, 2 – разработанным методом аналитической оценки погрешностей.

Представленные зависимости подтверждают известный вывод о том, что при увеличении расстояния между антеннами интерферометра происходит пропорциональное уменьшение погрешностей определения азимута и угла места, при этом абсолютная погрешность измерения расстояния между антеннами остается неизменной.

Заключение

Таким образом, разработанный метод оценки погрешностей определения угловой ориентации объектов, основанный на использовании математического аппарата оценки погрешностей косвенных измерений, позволяет выполнить расчет среднеквадратических погрешностей азимута, угла места и расстояния между антеннами интерферометра.

В отличие от известных предложенный метод учитывает влияние взаимного расположения вектора-базы и НКА, числа НКА, неравноточности и коррелированности измеренных значений ФС сигналов.

Предложенный аналитический метод оценки погрешностей может найти применение как для оценки точности определения параметров ориентации в НАП СРНС, так и в расчетах погрешностей систем, исходной информацией в которых являются параметры ориентации антенной системы, например [2, 3]. Достоверность метода аналитической

оценки погрешностей подтверждена сравнением полученных результатов с оценками, найденными методом статистического моделирования. Результаты оценок, полученных аналитическим методом, не подвержены случайным отклонениям, не требуют многократных расчетов, позволяют определить СКО погрешностей ориентации по заданной корреляционной матрице погрешностей ФС принимаемых сигналов НКА.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, проект № 08-08-00849.

Литература

1. Сетевые спутниковые радионавигационные системы. Под ред. В.С. Шебшаевича - М: Радио и связь, 1993.
2. Алёшечкин А.М., Кокорин В.И. Использование спутниковых навигационных систем при разработке россыпей драгами. // М.: Маркшейдерский вестник – 1996. №2. С.20-22.
3. Патент РФ № 2152049. Устройство для определения координат исполнительного механизма надводного объекта. / Алёшечкин А.М., Кокорин В.И. // Оpubл. 2000. Бюл. № 18.
4. Фатеев Ю.Л. Определение пространственной ориентации объектов по сигналам радионавигационных систем ГЛОНАСС/GPS. Электронный журнал "Исследовано в России", 071, 781 – 791, 2004. <http://zhurnal.ape.relarn.ru/articles/2004/071.pdf>.
5. Винокуров В.И., Каплин С.И., Петелин И.Г. Электрорадиоизмерения: Учеб. Пособие для радиотехнич. спец. вузов /Под ред. В.И. Винокурова. - 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Высш. шк., 1986. - 351 с.: ил.
6. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. -М.: "Наука", 1964.
7. Патент РФ № 2122217. Способ угловой ориентации по радионавигационным сигналам космических аппаратов (варианты). / Алёшечкин А.М., Фатеев Ю.Л., Чмых М.К. // Оpubл. 1998. Бюл. № 32.

ОПТИМИЗАЦИЯ ФУНКЦИИ ОКНА БАНКА ФИЛЬТРОВ ДЛЯ КОДИРОВАНИЯ АУДИОСИГНАЛОВ

Осинов К.С.

Введение

В настоящее время наиболее перспективными являются такие направления повышения эффективности сжатия аудио информации как построение банков фильтров для преобразования временного сигнала в частотную область, выбор хорошей психоакустической модели для определения оптимального распределения битовых ресурсов, а также поиск эффективных методов квантования и сжимающего кодирования передаваемых данных. В данной работе рассматривается проблема оптимизации банка фильтров.

Банк фильтров служит для преобразования сигнала из временной формы в частотную. Он может быть интерпретирован как совокупность полосовых фильтров, полосы пропускания которых практически не перекрываются и покрывают весь доступный частотный диапазон сигнала. Банк фильтров, по сути, делит спектральную область на частотные поддиапазоны и формирует последовательные блоки коэффициентов разложения, описывающих последовательные фрагменты (кадры) сигнала во временной области. Чтобы избежать искажений на стыке кадров, кадры выбирают перекрывающимися во временной области. Тем не менее, известны структуры банков фильтров [1], позволяющие обеспечивать практически точное восстановление сигнала при числе спектральных компонент равном числу отсчетов во временной области. К числу таких преобразования относятся, например, модифицированное косинусное преобразование (МДКП), ортогональные преобразования с перекрытиями (ОПП) [2] и преобразования на основе квадратичных зеркальных фильтров (КЗФ) [1]. Банки на основе ОПП применяются, в частности, в современном стандарте сжатия аудио сигналов AAC [3], а банки на основе КЗФ в сочетании с МДКП использованы в стандарте MPEG, Layer 3, или MP3 [4].

В настоящей работе мы рассматриваем каскадный банк фильтров, построенный как последовательное применение ОПП и МДКП аналогично тому, как в аудиокодеке MP3, где на первом этапе используется КЗФ, а на втором – МДКП. Рассмотрим подробно первую ступень преобразования.

Формула для получения коэффициентов $S_k^{(t)}$ преобразования ОПП выглядит как [2]

$$S_k^{(t)} = \sqrt{\frac{2}{K}} \sum_{n=0}^{N-1} w_n x_n^{(t)} e^{\frac{\pi}{K} \left(k + \frac{1}{2}\right) \left(n + \frac{K+1}{2}\right)}, \quad k = 0..K-1 \quad (1)$$

где t – номер кадра, K – размер спектра на выходе, (w_0, \dots, w_{N-1}) – функция окна, $(x_0^{(t)}, \dots, x_{N-1}^{(t)})$ – отсчеты

Рассматривается задача оптимизации банка фильтров на основе ортогонального преобразования с многократными перекрытиями для аудиокодера. Предлагается использовать комплексный критерий качества и итеративный алгоритм для нелинейной оптимизации параметров фильтра-прототипа. Полученный банк фильтров выигрывает, по сравнению с известными банками фильтров, как по точности восстановления, так и по качеству разделения спектральных компонент.

входного сигнала, N – длина входного кадра. Кратность перекрытия L равна $L = N / K$.

Основными свойствами фильтра, характеризующими эффективность его применения к задаче аудио кодирования, являются:

– точность восстановления, которая вычисляется как

$$E_{pr} = \sum_{s=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{M/2-1} \left[\sum_{i=0}^{2K-2s-1} w(n+iM) w(n+iM+2sM) - \delta(s) \right]^2 \quad (2)$$

– энергия сигнала в полосе за пределами полосы пропускания

$$E_s = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_s}^{\pi} |H(e^{j\omega})|^2 d\omega. \quad (3)$$

Первый параметр, очевидно, важен для того, чтобы в отсутствие квантования спектральных коэффициентов точность прямого и обратного преобразования была достаточно высокой для исключения слышимых искажений.

Второй параметр говорит о качестве разделения соседних спектральных компонент и существенным образом влияет на битовую скорость, необходимую для кодирования сигнала с заданным уровнем искажений. Задача оптимизации банка фильтров состоит в уменьшении ширины переходной полосы и энергии полосы не пропускания при ограничении на точность восстановления сигнала. Рассматриваемый банк фильтров представляет собой набор идентичных фильтров, представляющих собой частотные сдвиги так называемого фильтра-прототипа. Характеристики фильтра-прототипа, в свою очередь, полностью определяются видом функции окна. Поэтому задача оптимизации банка фильтров сводится к оптимизации функции окна. В общем случае, в силу симметрии, число параметров, по которым производится оптимизация, очень велико (оно равно половине длины кадра). В связи с этим непосредственное применение стандартных методов оптимизации невозможно.

В следующем параграфе мы рассмотрим известные методы построения окон преобразования и опишем новый подход.

Подходы к построению фильтра-прототипа

Метод Кайзера

В работе [5] предлагается выбирать окно преобразования с большим перекрытием как покомпонентное произведение функции Кайзера на функцию $\sin x / x$, что даёт хорошую аппроксимацию идеального НЧ-фильтра. Получаемая функция окна имеет вид

$$h(x) = \frac{f}{\sqrt{M}} S\left(\frac{x}{2KM}, \alpha\right) \frac{\sin\left[\frac{f\pi(x-KM)}{M}\right]}{\left[\frac{f\pi(x-KM)}{M}\right]}, \quad (4)$$

где

$$S(x, \alpha) = \frac{I_0(\alpha\sqrt{1-x^2})}{I_0(\alpha)}, |x| \leq 1 \quad (5)$$

– функция окна Кайзера, а $I_0(x)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

Как следует из формулы, функция окна Кайзера определяется двумя параметрами: α и f . Задача оптимизации сводится к поиску этих параметров, минимизирующих функцию точности восстановления (2). Пример окна длины 512, построенного данным методом, приведен на рис. 1.

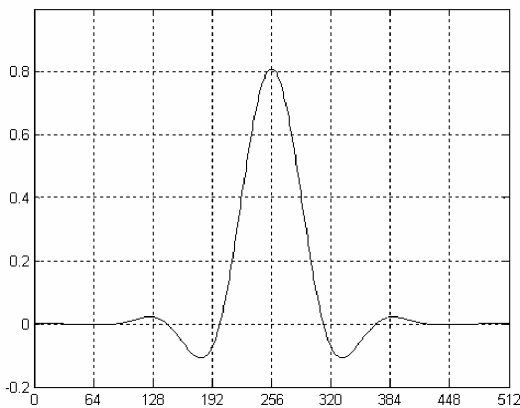


Рис. 1. Пример окна Кайзера ($K=512, L=16$)

На сегодняшний день этот метод представляется наиболее практичным, как с точки зрения сложности выполнения оптимизации, так и по характеристикам получаемых фильтров.

Оптимизация с использованием метода углов поворота (butterfly angles)

Данный метод описан Г. Малваром в книге [1], [6].

На первом шаге строится окно, представляющее собой сумму косинусов, задаваемую формулой

$$w(n) = \sum_{i=0}^{K-1} a_i \cos\left[f_i\left(n - KM + \frac{1}{2}\right)\right], n = 0, 1, \dots, 2KM - 1 \quad (6)$$

где a_i – амплитуды а f_i – частоты соответствующих косинусов.

В качестве начальных значений a_i и f_i выступают произвольные, например, случайные числа. Затем при помощи алгоритма безусловной нелинейной оптимизации минимизируется параметр точности восстановления. По построенному таким образом окну вычисляется набор так называемых углов поворота.

Под углами поворота понимаются значения на диагоналях матриц вида

$$\begin{aligned} C_k &= \text{diag}\{\cos \theta_{0k}, \cos \theta_{1k}, \dots, \cos \theta_{M/2-1,k}\}; \\ S_k &= \text{diag}\{\sin \theta_{0k}, \sin \theta_{1k}, \dots, \sin \theta_{M/2-1,k}\}, \\ D_k &= \begin{bmatrix} -C_k & S_k J \\ JS_k & JC_k J \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (7)$$

где матрица D_k используется для вычисления соответствующей ступени преобразования ОПП (см. рис. 2).

Наконец, углы поворота θ_{ik} подбираются так, чтобы минимизировать E_s . Отметим, что после перехода от представления окна в виде (6) к представлению в виде набора углов поворота (7) окно приобретает свойство идеального восстановления, и в ходе дальнейшей оптимизации это свойство сохраняется.

Таким образом, построение фильтра при помощи данного метода всегда даёт фильтр с идеальным восстановлением. Поэтому как критерий для качества фильтра при построении используется только энергия сигнала в полосе не пропускания. Начальные условия для построения случайны, а найденные оптимумы – локальны, поэтому для получения «хорошего» фильтра требуются многократные итерации алгоритма с различными начальными условиями. К сожалению, для фильтров с большой степенью перекрытия и большим количеством каналов получить хорошие фильтрующие свойства не удаётся, поэтому применительно к задаче кодирования аудиосигналов этот метод проигрывает методу Кайзера.

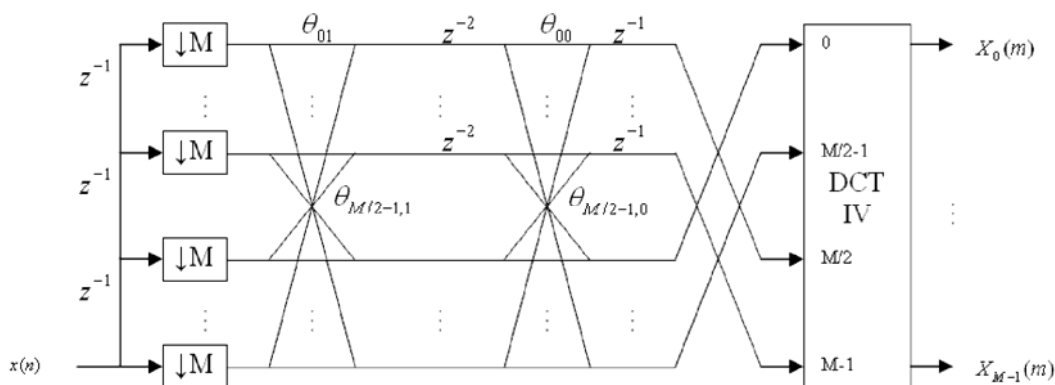


Рис. 2. Прямое преобразование ОПП, $K=2$

Предлагаемый алгоритм построения и оптимизации фильтра-прототипа

Предлагается отказаться от свойства идеального восстановления, а для построения фильтра использовать комбинацию двух описанных выше методов. Метод Кайзера (4) используется для получения «хорошего» начального фильтра, а при помощи суммы косинусов выбирается аддитивная добавка аналогичная (6), улучшающая качества построенного фильтра. В итоге формула окна принимает вид

$$h(x) = \frac{f}{\sqrt{M}} S\left(\frac{x}{2KM}, \alpha\right) \frac{\sin\left[\frac{f\pi(x-KM)}{M}\right]}{\left[\frac{f\pi(x-KM)}{M}\right]} + \sum_{i=0}^{K-1} a_i \cos\left[f_i\left(n-KM + \frac{1}{2}\right)\right], n = 0, 1, \dots, 2KM - 1. \quad (8)$$

Параметры α_i и f_i подбираются при помощи процедуры безусловной нелинейной оптимизации (алгоритм Нелдера-Мида), минимизирующей параметр точности E_{pr} с условием сохранения параметра фильтрации E_s . При поиске оптимальных значений параметров использовалась стандартная библиотека пакета Matlab 7.0.

Пример оптимизации

В качестве примера рассмотрим преобразование ОПП с параметрами $K=512, L=16$. Частотная характеристика фильтра показана на рис. 3 вместе с частотными характеристиками фильтра Кайзера и МПЗ-фильтра. Как видно из рисунка, энергия сигнала за пределами полосы пропускания заметно меньше, чем для других фильтров. В результате, применение такого фильтра может существенно сказаться на эффективности кодирования.

На рис. 4 приведена полученная в результате оптимизации аддитивная добавка к окну Кайзера.

Численные характеристики рассмотренных в работе фильтров сведены в таблицу 1. Из представленных ре-

зультатов видно, что по сравнению с фильтром Кайзера имеется выигрыш по обоим параметрам – и по точности восстановления и по подавлению энергии за пределами полосы пропускания.

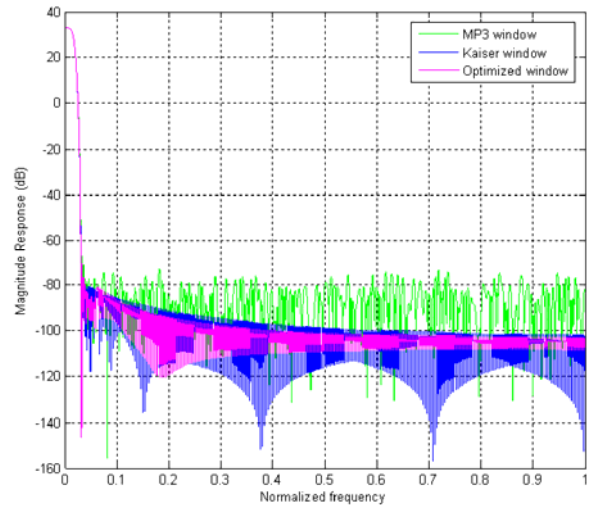


Рис. 3. Частотный отклик фильтров

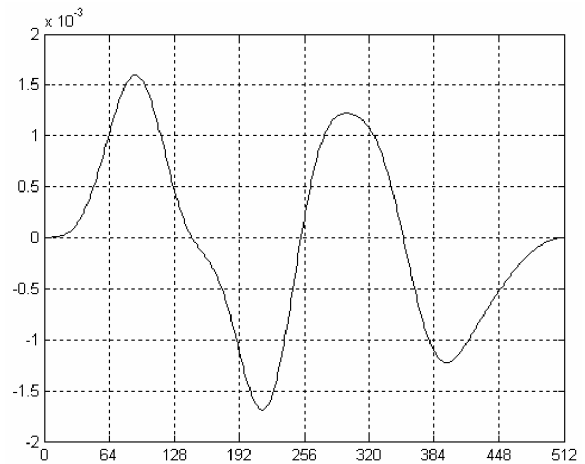


Рис. 4. Аддитивная оптимизирующая добавка

Таблица 1.

Точность восстановления и энергия полосы непропускания

	E_{pr}	E_s , дБ
Окно МПЗ	1.83 е-04	84.26
Метод Кайзера	1.272 е-05	96.84
Метод Малвара	0	41.1
Предложенный метод	1.872 е-06	98.8

Заключение

Предложен алгоритм оптимизации окна, полученного при помощи метода Кайзера. В примере достигается улучшение параметра восстановления почти на порядок, без ухудшения фильтрующих свойств. Достоинством метода является невысокая сложность алгоритма.

Литература

1. Henrique S. Malvar «Signal Processing with Lapped Transforms», Artech house 1991.
2. Henrique S. Malvar, David H. Staelin «The LOT: transform coding without blocking effects» IEEE Transactions on acoustics,

- speech, and signal processing, vol. 37, №4, April 1989.
3. R. Koenen «Overview of the MPEG-4 Standard» ISO/IEC JTC1/SC29/WG11 N2323, July 1998.
4. Стандарт IS11172-3 ISO/IEC JTC1/SC29/WG11 MPEG. Information Technology – Coding of Moving Pictures and Associated Audio for Digital Storage Media at up to About 1.5 Mbit/s, Part 3: Audio 1992. (MPEG-1)
5. P. P. Vaidyanathan «Multirate Systems and Filter Banks» Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall Signal Processing Series, 1993.
6. Henrique S. Malvar «Extended Lapped Transforms: Properties, Applications, and Fast Algorithms» IEEE Transactions on signal processing, vol. 40, №11, November 1992.

УДК 621.391

КЛАССИФИКАЦИЯ ОБЪЕКТОВ В СЕЙСМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ ОХРАНЫ*Костенко К.В., Шевцов В.Ф.***Введение**

Системы охранной сигнализации, предназначенные для обнаружения нарушителей на открытом пространстве, являются важнейшей частью комплексов автоматизированной физической защиты важных и особо важных объектов (граница, ядерно-опасные производства и т.д.). Без таких систем на современном этапе усиления глобальных угроз (терроризм, религиозный экстремизм, сепаратизм) невозможно обеспечить безопасность государства, населения и личности в конечном итоге [1].

Системы периметровой охранной сигнализации и соответствующие средства обнаружения можно подразделить на две большие категории: стационарные и быстро развертываемые. Первые гораздо шире распространены и известны, доступно множество изданий отечественного и зарубежного производства, имеется техническая литература, их описывающая и классифицирующая, «закрытость» этой тематики (в недалеком прошлом), по сути, отброшена. Вторые известны и распространены гораздо меньше в силу специфичности решаемых задач, реальный рынок в нашей стране только складывается.

Классификация объектов

Рассмотрим вопрос классификации движущихся объектов в сейсмических системах, который является актуальным в «военных» и «гражданских», стационарных и быстро развертываемых охранных системах. Исходя из аналитических данных, задача классификации является недостаточно изученной, а потому представляет научный интерес. Как будет показано далее, сигнал одиночного сейсмического датчика содержит в себе классификационную информацию об объектах различных типов. Рассматриваемые алгоритмы позволяют производить классификацию объектов, относя каждый из них к одному из трех классов, которые являются типичными для данных систем охраны, – человек, группа людей и транспортное средство (ТС).

Классификация объектов уместна только тогда, когда произошло их обнаружение. Для устранения воздействия случайных помех и, соответственно, ложных срабатываний обычно применяется следующий принцип. Устройство первичной обработки сигнала (обнаружитель) следит за состоянием сигнально-помеховой ситуации и рассчитывает среднее значение шумности, которое изменяется в зависимости от времени суток, погодных условий и других источников помех. Если данный накопленный порог будет превышен на определенный процент в течение некоторого времени, про-

Рассматриваются вопросы классификации движущихся объектов в сейсмических системах. Показано, что сигнал единичного сейсмического датчика содержит в себе классификационную информацию об объектах различных типов. Рассматриваемые алгоритмы позволяют производить классификацию объектов, относя каждый из них к одному из трех классов, которые являются типичными для данных систем охраны: человек, группа людей и транспортное средство.

исходит событие обнаружения цели. В этот момент накопление данных о средней шумности прекращается, и начинает работу алгоритм классификации по рассматриваемым далее признакам.

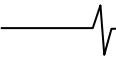
Классификационные признаки***Коэффициент заполнения выборки полезным сигналом***

Сигнал от человека, получаемый с сейсмического датчика, имеет импульсный характер. Основными характеристиками импульсного сигнала являются: длительность импульса, скважность (отношение периода следования импульсов к длительности) и амплитуда импульсов. Эти параметры зависят от индивидуальных особенностей человека (таких как скорость его движения, длина шагов, масса), а также от рельефа местности. Данный классификационный признак опирается на характеристики длительности и скважности.

Коэффициент заполнения выборки полезным сигналом показывает, какую долю времени во взятой выборке занимает полезный сигнал. Сигнал от помехи отделяется по пороговому значению. Рассмотрим алгоритм расчета данного коэффициента. Описываемая последовательность преобразований применяется к каждой отдельной реализации (выборке) временного сигнала.

Шаг 1. Сигнал, получаемый с датчика (рис. 1), необходимо отцентрировать. Дело в том, что уровень сигнала при отсутствии возмущений может не быть равным нулю, а иметь какое-то положительное или отрицательное значение. Это может быть связано как с исполнением электронной части датчика, так и с воздействием на датчик каких-либо постоянных источников излучений. Для правильной работы алгоритма нужно отцентрировать сигнал, для этого вычислим среднее значение сигнала в выборке, а затем вычтем это значение из каждого отсчета (измерения).

Далее в формулах используется двойная индексация переменных. Нижний индекс обозначает номер отсчета, верхний служит для обозначения номера преобразования, которому подвергается сигнал.



Таким образом, значение i -го отсчета определяется по формуле

$$S_i^1 = S_i^0 - \sum_{i=1}^N S_i^0 / N. \quad (1)$$

где S_i^0 – значение отсчета, полученное с датчика, N – число отсчетов в выборке.

Шаг 2. Затем переводим сигнал в область положительных значений, взяв модуль каждого отсчета:

$$S_i^2 = |S_i^1|. \quad (2)$$

Шаг 3. Вычисляем значение шумового порога сигнала данной реализации как среднее квадратичное его отсчетов:

$$P = \sqrt{\sum_{i=1}^N (S_i^2)^2 / N}. \quad (3)$$

Шаг 4. Производим сглаживание колебаний сигнала, путем разбиения реализации на короткие отрезки и усреднения сигнала на этих отрезках.

Шаг 5. Обнуляем те отсчеты, которые не проходят шумовой порог, т.е. оставляем только полезный сигнал.

Шаг 6. Рассчитываем значение коэффициента заполнения как отношение количества отсчетов больших нуля к длине реализации:

$$F = \frac{\sum_{i=1}^N (S_i^2 > 0)}{N}. \quad (4)$$

По данному алгоритму были рассчитаны зависимости коэффициента заполнения от реализации для сигналов, создаваемых одним человеком, группами лиц численностью от 2 до 13 человек и трактором. В анализе использовались сигналы людей, полученные с помощью программы моделирования, и сигнал трактора, записанный в ходе натурального эксперимента. Возможные различия в масштабах амплитуд сигналов, полученных из разных источников, не оказывают влияния на полученный результат так как данный классификационный признак не восприимчив к амплитуде сигнала. Под различием в масштабах амплитуд понимается то, что амплитуда сигнала от одного и того же объекта в модельной и реальной записях может значительно различаться.

Результаты представлены в графическом виде на рис.2, каждая кривая рассчитывалась по 10 записям сигнала с последующим усреднением.

Из данной картины можно сделать вывод, что значение коэффициента заполнения выборки является уверенным классификационным признаком, позволяющим разделить сигналы объектов всех рассматриваемых типов по пороговому значению.

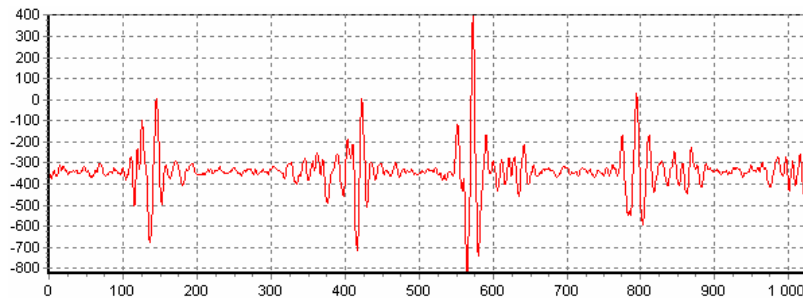


Рис.1. Реализация сигнала человека.

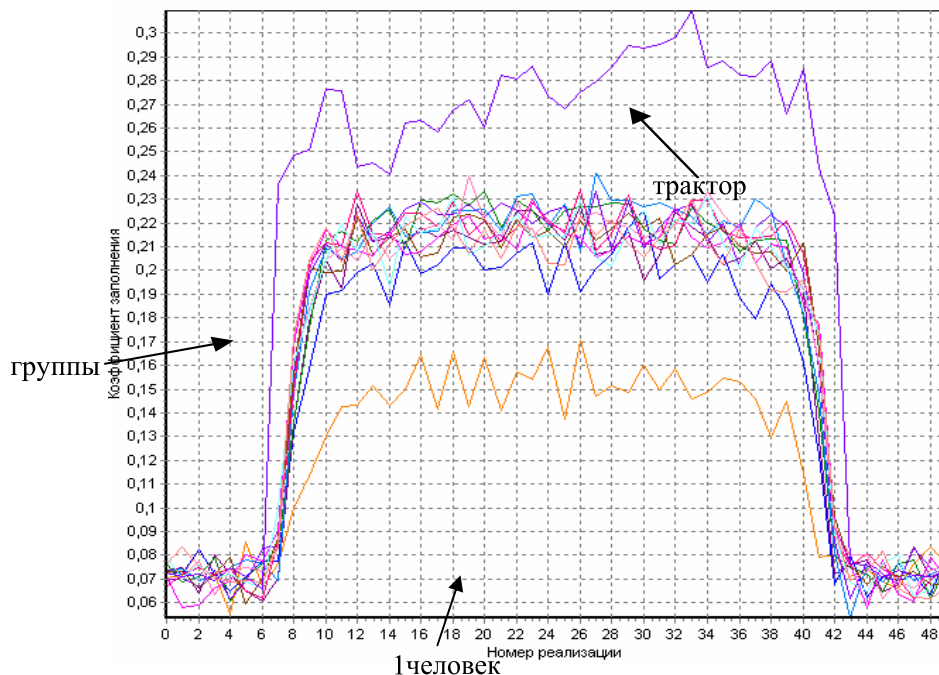


Рис.2. Коэффициенты заполнения выборки для различных классов целей.

Энергия сигнала в выборке

Существенными характеристиками сигнала для данного классификационного признака являются амплитуда и скважность импульсов. Под энергией сигнала в выборке будем понимать сумму квадратов отсчетов в реализации. Данный признак не использует понятия шума, рассчитывается общая энергия сигнала. Рассмотрим алгоритм расчета энергии.

Шаг 1. Центрируем сигнал в соответствии с алгоритмом, рассмотренном в шаге 1 предыдущего раздела.

Шаг 2. Рассчитываем значение энергии, взяв сумму квадратов отсчетов:

$$E = \sum_{i=1}^N (S_i^1)^2 \tag{5}$$

По данному алгоритму были рассчитаны зависимости энергии от реализации для сигналов, создаваемых одним человеком и группами лиц численностью от 2 до 14 человек. В анализе использовались сигналы людей, полученные с помощью программы моделирования, и не были использованы записи сигналов транспортных средств. Это связано с тем, что амплитуды сигналов в модельных и реальных записях могут значительно различаться, а т.к. амплитуда является основным понятием для данного признака, сравнивать сигналы из разных источников бессмысленно. Несмотря на это, можно говорить о том, что энергия сигнала от ТС будет выше энергии одного человека.

Каждая кривая рассчитывалась по 10 записям сигнала с последующим усреднением. На рис. 3 приведены все кривые, соответствующие группам различной численности, а на рис. 4 – только для одного и двух человек.

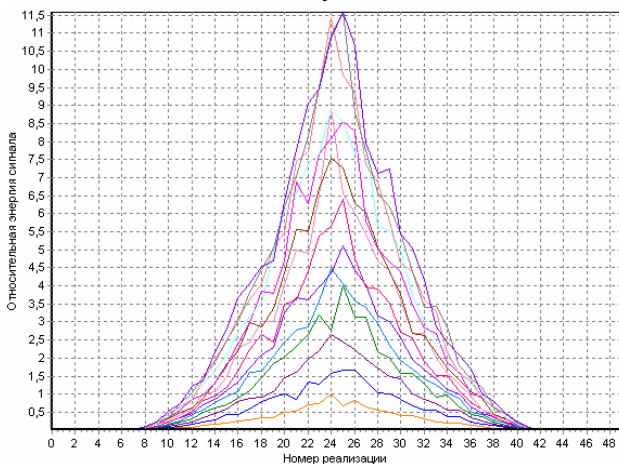


Рис.3. Относительные энергии сигналов для групп людей различной численности.

Ось ординат имеет масштаб, нормированный на максимальную энергию одного человека. Уровень энергии сигнала малых групп при увеличении численности членов возрастает практически линейно, с дальнейшим увеличением численности членов группы рост энергии замедляется.

Уровень энергии сигнала двух человек (т.е. группы) превышает энергию одного человека более чем в 1.5 раза. Это позволяет говорить о том, что по данному классификационному признаку можно уверенно различать одного человека и группу. Как отмечалось ранее, энергия сигнала ТС также значительно превышает энергию одного человека, а поэтому эти два типа объектов тоже различимы. Однако с помощью данного признака невозможно различить такие классы, как группа людей и ТС.

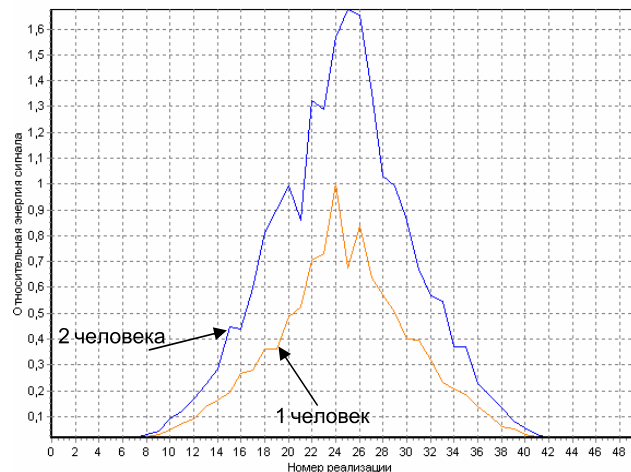


Рис.4. Относительные энергии сигналов одного и двух человек.

Спектр огибающей сигнала

Под огибающей сигнала понимается модуль N последовательных временных реализаций сигнала (N = 5 – 10). Под спектром огибающей сигнала будем понимать разложение выборки сигнала на гармоники с помощью процедуры быстрого преобразования Фурье (БПФ). Нужно отметить, что подвергать анализу следует довольно продолжительные по времени выборки сигнала (длительностью несколько секунд, отсюда N = 5 – 10). Это связано с низкой частотой шагов человека, который за одну секунду делает не более трех шагов.

Рассмотрим алгоритм получения спектра сигнала с помощью процедуры БПФ.

Шаг 1. Аналогичен соответствующему шагу предшествующих разделов.

Шаг 2. Переводим сигнал в область положительных значений, взяв модуль каждого отсчета:

$$S_i^2 = |S_i^1| \tag{1}$$

Шаг 3. К сигналу S^2 применяем процедуру БПФ.

В анализе были использованы записи модельных сигналов, создаваемых одним человеком и группами лиц, а также записи одного, двух человек и ТС, полученные в ходе натуральных испытаний.

Характер спектра у механических транспортных средств и людей различен. В спектре сигнала человека основной дискретной составляющей является частота шагов. Помимо нее также наблюдаются гармоники, кратные основной частоте, но с убывающей амплитудой (рис. 5). Набор данных гармоник составляет «звукоряд» человека.

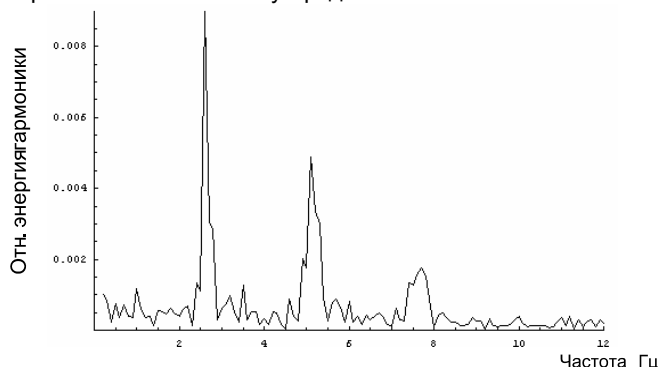


Рис.5. Спектр сигнала одного человека.

Спектр человека является довольно «низкочастотным», т.е. за пределами $\sim 10..12$ Гц какая-либо полезная информация отсутствует. Поэтому на приведенных здесь графиках верхней частотой является 12 Гц.

В случае рассмотрения группы ее результирующий спектр будет состоять из набора «звукорядов» ее отдельных членов. Так в спектре сигнала группы из двух человек хорошо различимы два звукоряда (рис.6).

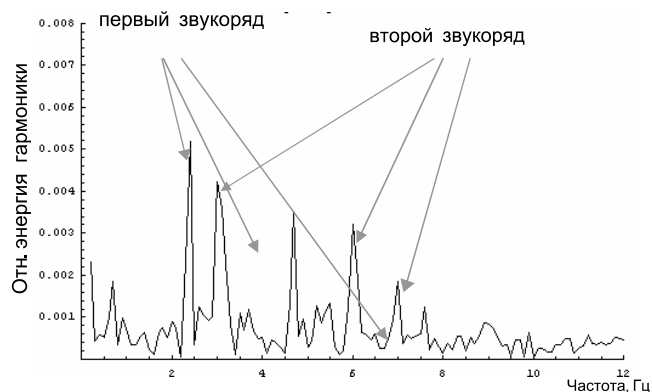


Рис.6. Спектр сигнала группы из двух человек.

Если частота шагов членов группы различается существенно, это будет приводить к тому, что звукоряды отдельных членов будут «сливаться», образуя более «широкие» дискретные составляющие. При увеличении численности членов группы выраженность, т.е. амплитуда, их звукорядов будет уменьшаться.

Характерной особенностью сигнала от ТС является наличие в его спектре мощных дискретных составляющих, в какие-то моменты времени значительно превышающих уровень сплошной (шумовой) части спектра. Их появление носит случайный характер во времени и обусловлено режимами работы механизмов и дорожными условиями (рис. 7).

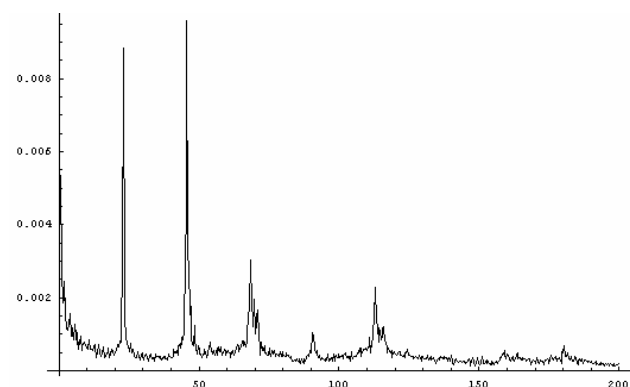


Рис. 7. Спектр сигнала транспортного средства.

Важным обстоятельством является то, что частоты дискретных составляющих значительно превышают максимальную частоту в спектре людей.

В дополнение к изложенным характеристикам спектров рассмотрим величину отношения наиболее выраженной гармоники спектра к нулевой гармонике БПФ. Как показало проведенное исследование, эта величина различна для рассматриваемых классов целей. На рис. 8 приведены значения данного отношения для различных объектов.

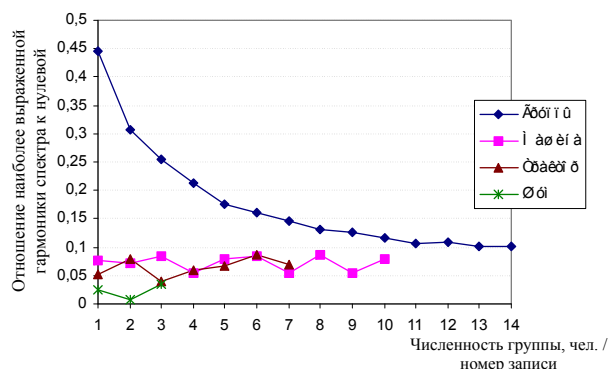


Рис.8. Отношение наиболее выраженной гармоники спектра к нулевой для различных объектов.

На графике верхняя кривая соответствует человеку и группам лиц, численность которых отложена по оси абсцисс. Она построена по средним данным, полученным при анализе модельных записей. Также на графике для сравнения приведены еще несколько кривых, построенных по нескольким натурным записям каждая. Они иллюстрируют возможный разброс значений в пределах класса, по оси абсцисс отложен номер записи.

При анализе графика можно заметить, что рассматриваемое отношение для одного человека превышает подобное для группы из двух человек в полтора раза, что позволяет различать данные классы. Для групп небольшой численности данное отношение превышает подобное для транспортных средств, и эти классы различимы по пороговому значению.

Основываясь на выше изложенном, можно сделать следующие выводы по данному признаку:

- сигнал ТС отличается от сигнала людей по наличию в его спектре выраженных дискретных составляющих в области частот выше 20 Гц;
- спектр сигнала одного человека содержит один звукоряд из дискретных составляющих, кратных основной частоте (частоте шагов);
- при достаточном различии в частотах следования шагов у разных членов группы в спектре будут наблюдаться дискретные составляющие из разных звукорядов, а, следовательно, не кратные какой-то одной частоте. По этому признаку различаются сигналы одного человека и группы людей;
- величина отношения наиболее выраженной гармоники спектра к нулевой гармонике БПФ для человека больше, чем для группы и ТС;
- величина отношения наиболее выраженной гармоники спектра к нулевой для групп небольшой численности больше, чем для ТС.

Заключение

Было показано, что сигнал единичного сейсмического датчика содержит в себе классификационную информацию об объектах различных типов. Разработанные алгоритмы позволяют производить классификацию объектов, относя каждый из них к одному из трех классов, которые являются типичными для данных средств охраны, – человек, группа людей и транспортное средство.

Во временном сигнале были выявлены и рассмотрены три классификационных признака, каждый из которых позволяет разделять объекты разных типов (табл. 1).

Таблица 1.

Возможность разделения объектов по классификационным признакам.

Сравнив. классы \ Классификац. признак	коэффициент заполнения выборки	энергия сигнала в выборке	спектр огибающей сигнала
Человек – Группа	★	★	★
Человек – ТС	★	★	★
Группа – ТС	★		★

Звездочками отмечены классификационные признаки, которые позволяют разделить соответствующие типы объектов. Рассмотренные алгоритмы классификации показывают теоретическую возможность разделения объектов этих трех типов. Для их использования в программе реального датчика они нуждаются в некотором дополнении. Так, при наблюдении движущегося объекта, отдельный классификационный алгоритм может отнести его к разным классам с течением времени. Это связано с неравномерностью движения объекта, изменением рельефа в зоне ответственности датчика, неоднородностью почвы и другими факторами. Поэтому необходимо обрабатывать сигнал одновременно по всем трем алгоритмам, причем с выдачей по каждому из них количественной оценки, а затем, на основе этих количественных оценок, принимать окончательное решение об отнесении объекта к тому или иному типу.

Подводя итог, можно отметить, что задача классификации движущихся объектов по сигналу единичного

сейсмического датчика является решаемой. Предлагаемые алгоритмы классификации могут являться основой алгоритмов, реализованных в реальных датчиках.

Авторы благодарны НИИ Прикладной Акустики и НИИ "Атолл" за предоставление записей натуральных экспериментов.

Литература

1. Звездинский С.С. Быстроразвертываемые средства обнаружения и охранные системы – <http://www.dedal.ru/publication/texts/zvezhinsky-bystroSO&OS-1.doc>, 25.04.2007.
2. Звездинский С.С. Быстроразвертываемые средства обнаружения и охранные системы. Часть 2. – <http://www.dedal.ru/publication/texts/zvezhinsky-bystroSO&OS-2.doc>, 25.04.2007.
3. Дудкин В.А., Дудкин С.В. Синтез выходного сигнала сейсмоприемника при движении человека и группы людей. – <http://www.pniei.penza.ru/conf/tom1/034/t3.htm>, 11.03.2006.

ПРЕЗЕНТАЦИЯ УНИВЕРСИТЕТСКОЙ ПРОГРАММЫ TEXAS INSTRUMENTS

В рамках прошедшей 11-й Международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA '2009» состоялась презентация Университетской программы фирмы Texas Instruments. Докладчики: Роберт Оуэн – менеджер программы в странах Европы – и Алексей Петровский – координатор программы в России и странах СНГ.

Университетская программа Texas Instruments призвана обеспечить поддержку образовательных курсов и научно-исследовательских работ учебных заведений, посвященных передовым методам цифровой обработки сигналов и информационным технологиям реального времени. Программа предоставляет образовательным учреждениям средства разработки от фирмы TI на льготных условиях; оказывается техническую помощь специалистам; предоставляет 50% скидки на участие в семинарах и конференциях TI; бесплатно предоставляет инструментальные средства для подготовки диссертаций и дипломных работ.

Подробнее об Университетской программе TI можно узнать на сайтах www.dspsa.ru/cosvuz и www.ti.com/ru/universities.htm.



АВТОКОМПЕНСАЦИЯ ДОПЛЕРОВСКОЙ ФАЗЫ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

Попов Д.И.

Введение

При обработке радиолокационных сигналов на фоне пассивных помех в условиях априорной неопределенности возникает задача компенсации доплеровской фазы помехи, обусловленной взаимным перемещением источника мешающих отражений и носителя радиолокационной системы (РЛС). Эта задача решается в адаптивных режекторных фильтрах (АРФ) с комплексными весовыми коэффициентами путем двумерных поворотов обрабатываемых отсчетов в комплексных перемножителях [1, 2]. Однако синфазность отсчетов помехи только в пределах памяти фильтра приводит к сохранению доплеровских сдвигов фазы остатков режектирования и необходимости компенсации этих сдвигов при последующей когерентной обработке. Кроме того, наличие соответствующего порядку фильтра числа комплексных перемножителей усложняет структуру АРФ, особенно высоких порядков, и повышает требования к быстродействию арифметических операций. В связи с этим представляет интерес раздельное решение задачи автокомпенсации доплеровских сдвигов фазы помехи и последующего режектирования «остановленной» помехи в фильтре с действительными весовыми коэффициентами. В этом случае, в отличие от адаптации к доплеровской фазе путем соответствующего смещения АЧХ фильтра, необходимо скомпенсировать доплеровское смещение спектра помехи. Для осуществления этого во временной области следует измерять с точностью до начальной фазы текущую фазу помехи в виде полного доплеровского сдвига за поступившее число периодов. При этом возможны измерители и автокомпенсаторы двух типов – с прямой и обратной связью.

Модель помехи

Помеха, создаваемая мешающими отражениями от протяженных объектов, является случайным узкополосным процессом гауссовского типа, образующим с внутренним шумом приемника аддитивную смесь, которой в j -м периоде повторения и в l -м элементе разрешения по дальности соответствуют цифровые отсчеты $U_{jl} = x_{jl} + iy_{jl}$ комплексной огибающей, следующие через период повторения T и образующие в двух смежных периодах вектор-столбец $\mathbf{U}_l = \{U_{j-1,l}, U_{j,l}\}^T$. В пределах временного строба, соответствующего $n+1$ смежным элементам разрешения по дальности, отсчеты помехи образуют обучающую выборку в виде совокупности $\{U_l\}$, $l=1, n+1$. Соответствующий среднему элементу разрешения в стробе вектор U_l ($l = n/2 + 1$) исключается из обучающей выборки. При условии однородности помехи в пределах рассматриваемого временного строба помеха в каждом его элементе разрешения описывается корреляционной матрицей

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_l = \overline{\mathbf{U}_l \mathbf{U}_l^*} / 2\sigma_n^2, \text{ элементы которой } R_{jk} = \rho_{jk} e^{i(j-k)\varphi} + \lambda \delta_{jk},$$

Методом максимального правдоподобия синтезированы алгоритмы оценивания доплеровской фазы пассивных помех. Предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех с прямой и обратной связью. Проведен сравнительный анализ точности компенсации предложенных автокомпенсаторов.

где ρ_{jk} – коэффициенты междупериодной корреляции, φ – доплеровский сдвиг фазы за период T , $\lambda = \sigma_{ш}^2 / \sigma_n^2$ – отношение шум/помеха, δ_{jk} – символ Кронекера.

С учетом статистической независимости помехи в различных элементах разрешения по дальности, ввиду полной смены элементарных отражателей, выражение для функции правдоподобия имеет вид

$$P(\{U_l\} / \varphi) = C \exp \left\{ -\frac{1}{2} \sum_{l=1}^{n+1} \mathbf{U}_l^* \mathbf{W} \mathbf{U}_l \right\}, \quad (1)$$

где C – не зависящая от \mathbf{U}_l и φ константа; \mathbf{W} – обратная \mathbf{R} матрица, элементы которой $W_{jk} = w_{jk} e^{i(j-k)\varphi}$.

Автокомпенсаторы с прямой связью

В данном случае в качестве исходных используются оценки междупериодного доплеровского сдвига фазы помехи φ , определяемые из уравнения правдоподобия

$$\partial \ln P(\{U_l\} / \varphi) / \partial \varphi \Big|_{\varphi=\hat{\varphi}} = 0. \quad (2)$$

В результате решения уравнения (2) находим

$$\hat{\varphi}_j = \arg V_j = \arctg(\text{Im } V_j / \text{Re } V_j), \quad (3)$$

где

$$V_j = \sum_{l=1}^{n+1} U_{j-1,l}^* U_{j,l} = \text{Re } V_j + i \text{Im } V_j = |V_j| e^{i\hat{\varphi}_j}. \quad (4)$$

Значения арктангенса находятся в пределах $[-\pi/2, \pi/2]$. Расширение диапазона измерения $\hat{\varphi}_j$ до интервала $[-\pi, \pi]$ основывается на логических операциях:

$$\hat{\varphi}_j = \begin{cases} \arg V_j & \text{и } \delta \text{è } \text{Re } V_j > 0, \\ (\text{sgn } \text{Im } V_j)(\pi - |\arg V_j|) & \text{и } \delta \text{è } \text{Re } V_j < 0, \\ (\text{sgn } \text{Im } V_j)\pi/2 & \text{и } \delta \text{è } \text{Re } V_j = 0. \end{cases} \quad (5)$$

Далее вычисляется полный сдвиг фазы помехи за поступившее число периодов j :

$$\theta_j = \theta_{j-1} + \hat{\varphi}_j = \sum_{k=1}^j \hat{\varphi}_k. \quad (6)$$

Структурная схема основанного на алгоритмах (3..6) первого варианта измерителя полного сдвига фазы помехи

приведена на рис. 1 [3].

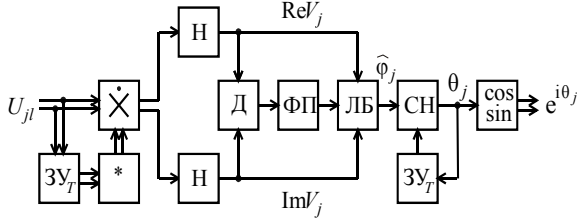


Рис. 1.

В первом запоминающем устройстве $3Y_T$ отсчеты U_{jl} задерживаются на интервал T ; в блоке комплексного сопряжения (*) инвертируются знаки мнимых проекций отсчетов $U_{j-1,l}^*$; в комплексном перемножителе ($\dot{\times}$), схема которого приведена в [1, 2], и в накопителях H , осуществляющих скользящее вдоль дальности суммирование n произведений $U_{j-1,l}^* U_{jl}$, в соответствии с алгоритмом (4) вычисляются величины $V_j = \text{Re}V_j + i \text{Im}V_j$. В делителе D , функциональном преобразователе ФП, реализующем операцию арктангенса, и логическом блоке ЛБ в соответствии с алгоритмами (3) и (5) вычисляются оценки $\hat{\varphi}_j$. Сумматор-нормализатор СН и второе $3Y_T$ в цепи обратной связи отдельно для каждого элемента разрешения по дальности реализуют рекуррентный алгоритм (6). Нормализованные (не превосходящие 2π) сдвиги фазы θ_j поступают в косинусно-синусный функциональный преобразователь, в котором образуются величины $e^{i\theta_j} = \exp\left(i \sum_{k=1}^j \hat{\varphi}_k\right)$.

Решая уравнение (2) относительно $e^{i\varphi}$, получаем

$$e^{i\hat{\varphi}_j} = V_j / |V_j| = (\text{Re}V_j + i \text{Im}V_j) / \sqrt{(\text{Re}V_j)^2 + (\text{Im}V_j)^2}, \quad (7)$$

что приводит ко второму варианту измерителя полного сдвига фазы помехи, структурная схема которого приведена на рис. 2 [4], где BM – вычислитель модуля $|V_j|$. В соответствии с алгоритмами (4) и (7) на выходах делителей D вычисляются величины, образующие оценки $e^{i\hat{\varphi}_j}$. С помощью второго комплексного перемножителя ($\dot{\times}$) и второго $3Y_T$ в цепи обратной связи, осуществляющих рекуррентное накопление оценок, на выходе измерителя определяются непосредственно величины

$$e^{i\theta_j} = e^{i\theta_{j-1}} e^{i\hat{\varphi}_j} = \exp\left(i \sum_{k=1}^j \hat{\varphi}_k\right).$$

Структурная схема АРФ на основе автокомпенсатора с прямыми связями приведена на рис. 3 [5]. Измеритель И полного сдвига фазы помехи выполняется в соответствии с рис. 1 или 2.

Ввиду однородности помехи по доплеровской фазе ($\hat{\varphi}_k \approx \hat{\varphi}$) в пределах обрабатываемой в РФ последовательности отсчетов

$$\exp\left(i \sum_{k=1}^j \hat{\varphi}_k\right) \approx e^{i j \hat{\varphi}}.$$

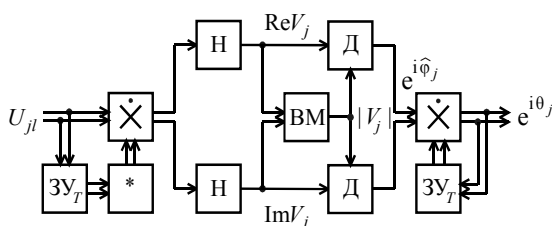


Рис. 2.

Для компенсации доплеровского сдвига фазы помехи образованная в блоке комплексного сопряжения (*) величина $e^{-i j \hat{\varphi}}$ перемножается с исходными отсчетами помехи $U_j = u_j e^{i(j\varphi + \varphi_0)}$, задержанными в $3Y_T$ с целью временного согласования вводимых и компенсируемых фазовых сдвигов на интервал τ , равный задержке оценок по отношению к среднему элементу разрешения временного строба, исключенному из обучающей выборки. Тогда в случае разрывной помехи или сигнала от цели, соизмеримого по величине с помехой, при обработке элемента разрешения, содержащего сигнал, исключается его влияние на используемые оценки.

Выходные величины автокомпенсатора $\tilde{U}_j = U_j e^{-i j \hat{\varphi}} = u_j e^{i[j(\varphi - \hat{\varphi}) + \varphi_0]}$ с точностью до погрешностей измерения оценки $\hat{\varphi}$ не содержат доплеровских сдвигов фазы помехи, что позволяет осуществлять последующее режектирование помехи фильтром с действительными весовыми коэффициентами. При этом число комплексных перемножителей независимо от порядка фильтра остается неизменным и равным двум или трем, в зависимости от используемого варианта измерителя И (рис. 1 или 2). Автокомпенсаторы с прямой связью являются практически безынерционными, и поэтому их целесообразно использовать в обзорных РЛС.

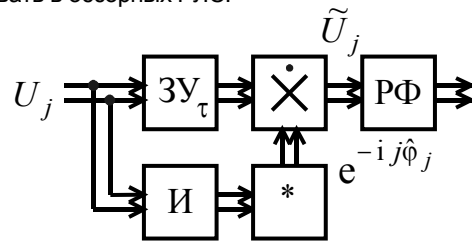


Рис. 3.

Автокомпенсаторы с обратной связью

Автокомпенсаторы данного типа строятся по принципу следящей системы – дискриминатор плюс сглаживающий фильтр. В дискриминаторе по выходным отсчетам автокомпенсатора $\tilde{U}_{jl} = \tilde{x}_{jl} + i \tilde{y}_{jl}$ определяется оценка ошибки рассогласования $\Delta \hat{\varphi}_j$ между истинным и отслеживаемым автокомпенсатором значением фазы φ . Автокомпенсаторы с обратной связью допускают широкий выбор дискриминаторов. Алгоритм оптимального дискриминатора определяется из уравнения правдоподобия

$$\Delta \hat{\varphi}_j = - \frac{\partial \ln P(\{\tilde{U}_l\} / \varphi) / \partial \varphi}{\partial^2 \ln P(\{\tilde{U}_l\} / \varphi) / \partial \varphi^2} \Big|_{\varphi = \varphi_0}, \quad (8)$$

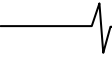
где $P(\{\tilde{U}_l\} / \varphi)$ – аналогичная (1) функция правдоподобия, $\tilde{U}_l = \{\tilde{U}_{j-1,l}, \tilde{U}_{j,l}\}^T$ – вектор-столбец, φ_0 – опорное значение измеряемого параметра.

В установившемся режиме автокомпенсатора доплеровские сдвиги фазы помехи скомпенсированы, что соответствует опорному значению $\varphi_0 = 0$. Тогда после соответствующих вычислений в (8) найдем

$$\Delta \hat{\varphi}_j = \text{Im} \tilde{V}_j / \text{Re} \tilde{V}_j, \quad (9)$$

где \tilde{V}_j вычисляются по отсчетам $\tilde{U}_{j-1,l}$ и $\tilde{U}_{j,l}$ аналогично алгоритму (4).

Структурная схема дискриминатора на основе алгоритма (9) соответствует левой части рис. 1 до функционального преобразователя ФП.



Избежать операции комплексного перемножения многозарядных чисел позволяют суммарно-разностные алгоритмы, которые открывают возможности для дальнейших упрощений дискриминатора. Рассматривая свойства проекций при различных положениях разности $\tilde{U}_{j-1,l} - \tilde{U}_{jl}$, эвристическим путем получаем простой и удобный для практического применения алгоритм оценивания ошибки рассогласования

$$\Delta\hat{\varphi}_j = \sum_{l=1}^{n+1} [(\text{sgn } \tilde{x}_{jl})(\tilde{y}_{j-1,l} - \tilde{y}_{jl}) - (\text{sgn } \tilde{y}_{jl})(\tilde{x}_{j-1,l} - \tilde{x}_{jl})] / d, \quad (10)$$

$$l \neq \frac{n}{2} + 1$$

где

$$d = \sum_{l=1}^{n+1} (|\tilde{U}_{j-1,l}|^2 + |\tilde{U}_{jl}|^2) - \text{нормирующий коэффициент.}$$

$$l \neq \frac{n}{2} + 1$$

Автокомпенсаторы с обратной связью могут быть построены с введением поправки в частоту или фазу опорного колебания гетеродина [6] или с цифровой компенсацией непосредственно на видеочастоте [7], что позволяет осуществлять оперативную компенсацию доплеровской фазы по дальности. Структурная схема АРФ на основе цифрового автокомпенсатора с обратной связью приведена на рис. 4 [8].

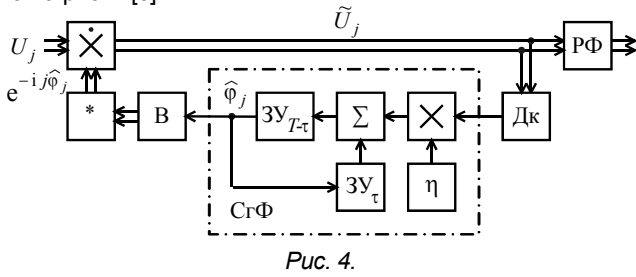


Рис. 4.

Текущие оценки $\Delta\hat{\varphi}_j$ от дискриминатора Дк поступают на вход сглаживающего фильтра СгФ, в котором осуществляется взвешивание оценок с помощью весового коэффициента η и раздельное для каждого элемента разрешения по дальности накопление взвешенных величин, приводящее к сглаживанию ошибок рассогласования и образованию в установившемся режиме оценки междупериодного сдвига фазы

$$\hat{\varphi}_j = \eta \sum_{k=1}^j \Delta\hat{\varphi}_k.$$

Величина η определяет коэффициент передачи разомкнутой петли автокомпенсатора и, как будет показано ниже, влияет на его динамические свойства и флюктуационную ошибку. С целью временного согласования со средним элементом временного stroba поступающие с выхода СгФ оценки $\hat{\varphi}_j$ задерживаются в $3У_{T-\tau}$ на интервал $T - \tau$. В вычислителе В полного сдвига фазы образуются величины $e^{i\theta_j} \approx e^{i j \hat{\varphi}}$. Вычислитель может быть выполнен в двух вариантах. В первом варианте (рис. 5, а) на выходе сумматора-нормализатора СН аналогично рис. 1 образуется нормализованная (не превосходящая 2π) величина

$$\theta_j = \sum_{k=1}^j \hat{\varphi}_k < 2\pi,$$

поступающая затем в косинусно-синусный функциональный преобразователь. Во втором варианте (рис. 5, б) вначале происходит косинусно-синусное преобразование, а

затем аналогичное рис. 2 рекуррентное вычисление величин

$$e^{i\theta_j} = e^{i\theta_{j-1}} e^{i\hat{\varphi}_j} \approx e^{i j \hat{\varphi}}.$$

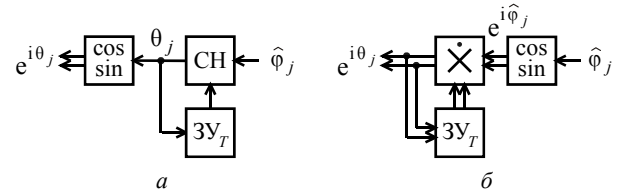


Рис. 5.

Компенсация доплеровской фазы помехи осуществляется путем комплексного перемножения (\times) поступающих отсчетов U_j (рис. 4) с выходной величиной $e^{-i j \hat{\varphi}}$ блока комплексного сопряжения (*). Отсчеты $\tilde{U}_j = U_j e^{-i j \hat{\varphi}} = u_j e^{i(j(\varphi - \hat{\varphi}) + \varphi_1)}$ аналогично соответствующим отсчетам схемы на рис. 3 в установившемся режиме не содержат доплеровских сдвигов с точностью до погрешностей измерения оценки $\hat{\varphi}$.

Точность компенсации

Точность компенсации характеризуется дисперсией флюктуационной ошибки, которая для автокомпенсаторов с прямой связью определяется выражением Крамера-Рао

$$\sigma_\varphi^2 = - \left[\frac{\partial^2 \ln P(\{U_i\} / \varphi)}{\partial \varphi^2} \right]^{-1}. \quad (11)$$

После вычислений в (11) с использованием функции правдоподобия (1) и обозначения $\rho_{12} = \rho$ получаем

$$\sigma_\varphi^2 = \frac{(1 + \lambda)^2 - \rho^2}{2n\rho^2}. \quad (12)$$

Очевидно, что необходимая точность компенсации обеспечивается выбором объема обучающей выборки n .

Дисперсия флюктуационной ошибки для автокомпенсаторов с обратной связью определяется простой и широко известной формулой

$$\sigma_\varphi^2 = 2S_{\text{эф}} \Delta f_{\text{эф}},$$

где $S_{\text{эф}}$ – эквивалентная спектральная плотность флюктуаций, $\Delta f_{\text{эф}}$ – эффективная полоса пропускания автокомпенсатора.

Для оптимального дискриминатора эквивалентная спектральная плотность $S_{\text{эф}} = S_{\text{опт}}$. При этом $S_{\text{опт}}$ определяется выражениями (11) и (12).

Рассматривая автокомпенсатор как дискретную систему, эффективную полосу пропускания $\Delta f_{\text{эф}}$ можно определить следующим образом:

$$2\Delta f_{\text{эф}} = \frac{1}{2\pi i} \oint_{|z|=1} G(z) G(z^{-1}) \frac{dz}{z}, \quad (13)$$

где

$$G(z) = \frac{k_d H(z)}{1 + k_d H(z)},$$

k_d – коэффициент передачи или крутизна дискриминатора, $H(z)$ – системная функция сглаживающего фильтра в z -плоскости.

Для оптимального дискриминатора $k_d = 1$, а системная функция изображенного на рис. 4 сглаживающего фильтра 1-го порядка $H(z) = \eta / (z - 1)$. Тогда после вычисления

интеграла (13) найдем $2\Delta f_{эф} = \eta/(2 - \eta)$.

Окончательно получаем

$$\sigma_{\varphi}^2 = 2\Delta f_{эф} S_{110} = \frac{\eta[(1 + \lambda)^2 - \rho^2]}{2(2 - \eta)n\rho^2}. \quad (14)$$

Точность компенсации теперь зависит не только от n , но и от весового коэффициента η . При $\eta = 1$ точность компенсации в автокомпенсаторах с прямой и обратной связью при прочих равных условиях одинаковая, а при $\eta < 1$ точность автокомпенсаторов с обратной связью выше, что достигается ценой соответствующего увеличения длительности процесса установления. В связи с этим автокомпенсаторы с обратной связью целесообразно использовать в РЛС сопровождения.

На рис. 6 представлены зависимости среднеквадратичной ошибки σ_{φ} от объема обучающей выборки n при $\eta = 1$, $\lambda \leq 10^{-4}$ и $\rho = 0,99$. Кривая 1 соответствует выражениям (12) и (14), кривые 2 и 3 – моделированию автокомпенсатора (рис. 4) с дискриминаторами на основе алгоритмов (9) и (10) соответственно. Результаты моделирования подтверждают асимптотическую эффективность получаемых оценок и, следовательно, предельную точность компенсации доплеровской фазы помехи. Использование эвристического алгоритма (10) приводит к незначительному снижению точности компенсации, что позволяет отдать ему предпочтение, как более простому в реализации.

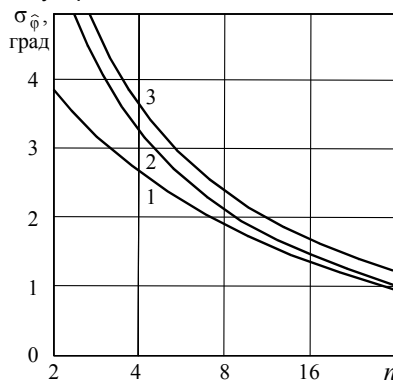


Рис. 6.

Погрешности автокомпенсации влияют на корреляционные свойства пассивной помехи. Коэффициенты корреляции отсчетов помехи $\tilde{U}_j = U_j e^{-ij\varphi}$ на выходе автокомпенсатора с учетом нормального закона распределения исходных отсчетов U_j и асимптотической нормальности распределения оценки $\hat{\varphi}$ со средним φ и дисперсией σ_{φ}^2 имеют вид

$$\tilde{\rho}_{jk} = \tilde{U}_j \tilde{U}_k^* / 2\sigma_{\varphi}^2 = \rho_{jk} \exp[-i(j-k)(\hat{\varphi} - \varphi)] = \rho_{jk} \exp[-(j-k)^2 \sigma_{\varphi}^2 / 2]$$

Экспоненциальный множитель учитывает уменьшение коэффициентов корреляции помехи в зависимости от величины σ_{φ}^2 и, следовательно, от объема обучающей выборки n , что соответствует расширению энергетического спектра помехи и приводит к снижению эффективности ее режектирования. Соответствующий анализ показывает, что снижение эффективности режектирования помехи за счет погрешностей автокомпенсации является незначительным (менее одного децибела при $n > 6$).

Устойчивость автокомпенсаторов с обратной связью

Автокомпенсатор как следящая система в зависимости от выбора его параметров может быть как устойчивым, так и

неустойчивым, что определяет динамику процесса автокомпенсации. Для определения условий устойчивости представим системную функцию автокомпенсатора на основе сглаживающего фильтра 1-го порядка (рис. 4) в виде

$$G(z) = \frac{k_d H(z)}{1 + k_d H(z)} = \frac{k_d \eta}{z - 1 + k_d \eta} = \frac{k_d \eta}{z - z_p},$$

где $z_p = 1 - k_d \eta$ – полюс системной функции.

Так как необходимым и достаточным условием устойчивости системы с обратной связью является выполнение неравенства $|z_p| < 1$, то автокомпенсатор будет устойчивым при $0 < k_d \eta < 2$. В частности, для оптимального дискриминатора $k_d = 1$, а условию устойчивости системы автокомпенсации соответствует $0 < \eta < 2$. В устойчивой системе возможны два вида переходного процесса – аperiodический, при $0 < \eta < 1/k_d$, и колебательный затухающий, при $1/k_d < \eta < 2/k_d$. При $\eta > 2/k_d$ система будет неустойчивой, а переходный процесс вследствие перерегулирования – колебательным расходящимся. Очевидно, что при $\eta = 1/k_d$ система с точностью до погрешностей оценивания доплеровского сдвига фазы помехи обрабатывает первоначальное рассогласование в течение первого шага автокомпенсации. При увеличении или уменьшении η время автокомпенсации увеличивается.

Заключение

Предложенные принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов с прямой связью позволяют реализовать практически безынерционную компенсацию доплеровской фазы пассивной помехи с заданной точностью компенсации. Предложенные автокомпенсаторы с обратной связью допускают широкий выбор структур и параметров их узлов в зависимости от требований к точности компенсации, длительности процесса установления и сложности аппаратной реализации. Использование упрощенного дискриминатора приводит к незначительному снижению точности компенсации, позволяющему рекомендовать его для практического применения. Погрешности автокомпенсации при соответствующем выборе объема обучающей выборки вносят незначительные потери в эффективность последующего режектирования пассивной помехи.

Литература

1. Попов Д.И. Синтез и анализ эффективности систем адаптивной междупериодной обработки сигналов на фоне помех с неизвестными корреляционными свойствами // Радиотехника и электроника. – 1983. – Т. 28. – № 12. – С. 2373-2380.
2. А. с. 934816 СССР, МКИ5 G 01 S 7/36, 13/52. Режекторный фильтр / Д.И. Попов. – 20 с.
3. А. с. 1015757 СССР, МКИ5 G 01 S 7/36. Устройство подавления пассивных помех / Д.И. Попов. – 12 с.
4. А. с. № 1136620 СССР, МКИ5 G 01 S 7/292. Измеритель параметров пассивных помех / Д.И. Попов, В.В. Гладких. – 9 с.
5. А. с. 1098399 СССР, МКИ5 G 01 S 7/36. Устройство адаптивной режекции пассивных помех / Д.И. Попов. – 16 с.
6. А. с. 687941 СССР, МКИ5 G 01 S 7/36. Устройство для подавления пассивных помех / Д.И. Попов. – 13 с.
7. А. с. 711849 СССР, МКИ5 G 01 S 7/36. Устройство для подавления пассивных помех / Д.И. Попов. – 10 с.
8. А. с. 875960 СССР, МКИ5 G 01 S 7/36. Устройство для подавления пассивных помех / Д.И. Попов. – 11 с.

ПЕРВИЧНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В КОМПЛЕКСАХ РАДИОМОНИТОРИНГА НА БАЗЕ ОДНОКАНАЛЬНОГО ПРИЕМНИКА

Замурий А.Ю.

Проблемы обработки сигналов в комплексах радиомониторинга

С точки зрения теории оптимального радиоприема обработка сигнала, принимаемого в аддитивной смеси с гауссовым шумом и мешающими узкополосными сигналами сводится к решению следующих задач [1]:

1) обнаружение сигнала – ответ, имеется ли полезный сигнал $s(t)$ в принятом колебании $u(t)=s(t)+n(t)$ или оно образовано одним шумом $n(t)$;

2) оценка параметров – определение с максимальной точностью значений параметров (амплитуда и частота и т.п.) полезного сигнала $s(t)$.

В средствах радиотехнической разведки первичная обработка сводится к формированию потока наблюдений первичных параметров в виде упорядоченных наборов данных, содержащих результаты измерения параметров принятых сигналов [2]. Применительно к комплексам радиомониторинга набор данных содержит результаты оценки мощности, частоты, ширины спектра и длительности радиочастотной посылки (для импульсных сигналов). Проблемой обнаружения является ограниченный радиус зоны контроля несанкционированных радиоизлучений вследствие низкого динамического диапазона обработки радиосигналов с большими и малыми уровнями мощности, попадающих в полосу одновременного приема. Проблемой идентификации несанкционированных радиоизлучений является противоречие, которое заключается в ограничении на время выявления радиочастотных посылок импульсных сигналов и необходимости детального спектрального анализа при выявлении непрерывных шумоподобных и узкополосных сигналов под прикрытием радиоизлучений зарегистрированных ГКРЧ. Более подробно обобщенный критерий качества поисковых средств радиомониторинга рассмотрен в [6].

Рассмотрен комбинированный метод первичной обработки сигнала в одноканальном приемнике комплекса радиомониторинга и вариант построения системы спектрального анализа сигнала, принимаемого в аддитивной смеси с гауссовым шумом и мешающими сигналами.). Предложены эквивалентные схемы, реализующие независимые оценки спектральной плотности мощности в узкополосных частотных каналах анализа и уравнения, позволяющие построить имитационные модели для расчета времени спектрального анализа в зависимости от частотного разрешения и дисперсии оценки.

Пути повышения эффективности первичной обработки сигналов

Преодоление проблемы, связанной с увеличением динамического диапазона обработки радиосигналов, может быть решено в рамках предварительной аналоговой обработки путем частотного ограничения полосы одновременного приема и компрессии квантуемого сигнала по уровню. Задача повышения эффективности выявления сигналов, обладающих только временной скрытностью, решается путем сокращения времени параллельной обработки сигнала в широкополосных частотных каналах с низкой разрешающей способностью спектрального анализа [6]. Задача повышения эффективности выявления непрерывных сигналов, обладающих энергетической и структурной скрытностью, решается путем разбиения полосы каждого широкополосного частотного канала на узкополосные частотные каналы для реализации детального параллельного спектрального анализа [5]. Функциональная декомпозиция предлагаемого конвейера первичной цифровой обработки сигналов (ПЦОС) приведена на рис. 1.

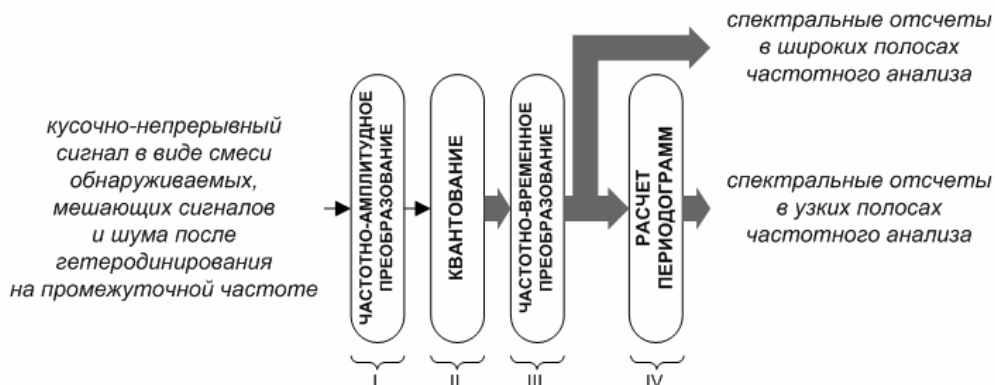


Рис. 1. Функциональная декомпозиция первичной цифровой обработки

На I ступени осуществляется предварительная аналоговая обработка, которая заключается в частотном ограничении полосы одновременного приема и компрессии по уровню квантуемого сигнала. Целью частотного ограничения является минимизация «просачивания» на вход квантователя лишних спектральных составляющих кусочно-непрерывного сигнала в виде смеси обнаруживаемых, мешающих сигналов и шума после гетеродинирования в соответствии с критерием Котельникова [3]:

$$\frac{\omega_{ГВ}}{\text{int}\left[\frac{\omega_{ГВ}}{\omega_{ГВ}-\omega_{ГН}}\right]} \leq \frac{\pi}{T_D} \leq \frac{\omega_{ГН}}{\text{int}\left[\frac{\omega_{ГВ}}{\omega_{ГВ}-\omega_{ГН}}\right]-1} \quad (1)$$

где: $\text{int}[x]$ – целочисленная величина, T_D – интервал дискретизации сигнала, $\omega_{ГВ} \neq \omega_{ГН}$ – граничные частоты полосы одновременного приема.

Целью компрессии сигнала по уровню является эквивалентное отношение сигнал/шум при квантовании сигналов малой и большой амплитудой, а именно «если квантователю с равномерным шагом квантования предшествует компрессор с логарифмической функцией, которая при малых значениях аргумента приближается к линейной, а при больших значениях – к логарифмической зависимости» с детерминированной среднеквадратической ошибкой:

$$SNR \cong 12 \cdot [U_{СКВ} / \log(u(t)_{\max} / u(t)_{\min})]^2, \quad (2)$$

где: $U_{СКВ}$ – среднеквадратическое значение квантуемого сигнала $u(t)$.

На выходе I ступени обработки формируется кусочно-непрерывный сигнал $u(t)$ с такими амплитудно-частотными параметрами, которые обеспечат заданный динамический диапазон обработки с меньшей разрядностью квантователя.

На II ступени осуществляется квантование сигнала, которое заключается в преобразовании действующего значения напряжения $u(t)$ в цифровой эквивалент $X(nT)$. С уменьшением разрядности квантователя конвейерного типа сокращается число тактов, требуемых для квантования [8]:

$$\tau_K = \Theta_K \cdot T_D \pm \tau_A, \quad (3)$$

где: Θ_K – число тактов квантования, T_D – интервал дискретизации, τ_A – апертурная нелинейность квантователя.

Значения τ_A и Θ_K зависят от структуры и схемотехники конвейера и указываются в спецификации конкретной модели квантователя. Минимизация времени квантования позволит расширить полосу одновременного приема сигналов. Стоит отметить, что для оценки разрешающей способности квантования следует руководствоваться не разрядностью квантователя, а приведенным в его спецификации значением эффективного разрешения. Это объясняется тем, что распределение значений квантованной последовательности $X(nT)$ подчиняется гауссовому закону, среднеквадратическое значение шума определяется шириной этой кривой при условии, что 99% значений $X(nT)$ находятся в её пределах, а эффективное значение разрешения квантователя превышает пиковое примерно на 2.7 бит:

$$P_{ш\ p-p} = 6.6 \cdot P_{ш\ СКВ}, \quad (4)$$

где: $P_{ш\ p-p}$ – пиковое значение шума, $P_{ш\ СКВ}$ – среднеквадратическое значение шума.

Повышение точности преобразования логарифмической шкалы квантования в линейную шкалу вычислителя $\log^{-1}[X(nT)]$ достигается за счет представления квантованных данных в виде смешанного числа [7]:

$$-2^{EXT} \dots 2^{EXT} - 2^{-(k-EXT-1)}, \quad (5)$$

где: k – длина расширенного числа со знаком, EXT – длина целой части числа, $k-EXT-1$ – длина дробной части числа.

При разрядности вычислителя $k=16$ динамический диапазон цифровой обработки не хуже 96 dB, что приемлемо для практики [7]. На выходе II ступени обработки формируется непрерывного потока отсчетов дискретизированного процесса $X_K(nT)$ в полосе одновременно приема.

На III ступени осуществляется разбиение полосы одновременного приема сигналов на широкополосные каналы частотного анализа на базе трансмультиплексора (ТМ). Более подробно этот вопрос обсуждается в [4]. При частотно-временном преобразовании спектр сигнала представляет собой сумму спектров исходного процесса $X_K(nT)$ с периодом дискретизации T_D , сдвинутые по оси частот ω на величину $2\pi m T_D$:

$$X * \left(e^{i2\pi m T_D} \right) = \frac{1}{m} \cdot \sum_{l=0}^{m-1} X \left(e^{i\omega T_D + i2\pi \frac{l}{m}} \right), \quad (6)$$

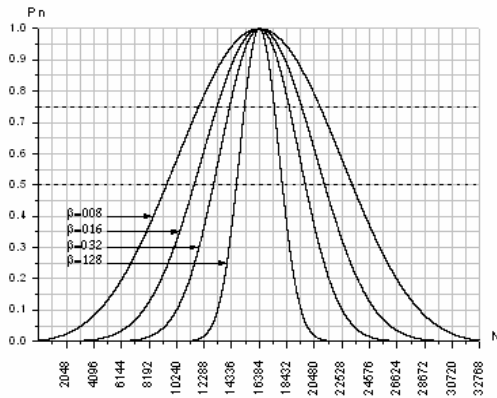
где: m – коэффициент децимации.

В области нижних частот $\omega \in [0, \pi/2m]$ всегда расположены прямые спектры канальных сигналов, а процедура децимации не сопровождается размножением спектра исходной последовательности и наложением её составляющих. На выходе III ступени обработки формируются исходные данные для выявления импульсных сигналов и детального спектрального анализа непрерывных сигналов в каждом широкополосном частотном канале.

На IV ступени в каждом широкополосном частотном канале осуществляется независимый спектральный анализ сигнала в узкополосных частотных каналах методом периодограмм [3]. Вычисление периодограммы представляет собой расчет модуля спектра, обрабатываемой последовательности $Xr(nT)$, сглаженной с помощью «оконной» функции P_n на r -м интервале наблюдения:

$$I_r(k) = \frac{\left| \sum_{n=0}^{N-1} X_r(nT) \cdot P_n \cdot \exp \left[-i \cdot \frac{2\pi \cdot k \cdot n}{N} \right] \right|^2}{\sum_{n=0}^{N-1} P_n}, \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (7)$$

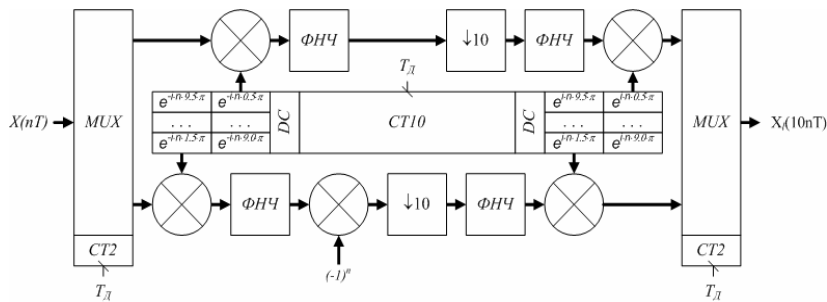
Число отсчетов, обрабатываемых на каждом интервале наблюдения, определяется интервалом дискретизации, требуемой разрешающей способностью спектрального анализа и параметрами выбранной «оконной» функции. Для решения задачи выявления сигнала с априорно неизвестными параметрами (частота, амплитуда, признак наличия внутриимпульсной модуляции и т.п.), принимаемого в аддитивной смеси с гауссовым шумом и мешающими сигналами, интерес представляет функция Кайзера-Бесселя, приведенная на рис. 2.



$$P_n = \frac{I_0 \left[\beta \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{2 \cdot k - n - 1}{n - 1} \right)^2} \right]}{I_0(\beta)}, k = 0, 1, \dots, N - 1$$

где: I_0 – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка, β – коэффициент избирательности.

Рис. 2. Свойства «оконной» функции Кайзера-Бесселя при обработке сигнала в полосе одновременного приема с частотным разрешением



CT2 – двоичный счетчик $[0 \rightarrow 1 \rightarrow 2 \rightarrow 0]$,

CT10 – десятичный счетчик $[0 \rightarrow 1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4 \rightarrow 5 \rightarrow 6 \rightarrow 7 \rightarrow 8 \rightarrow 9 \rightarrow 0]$,

DC – декодер адреса памяти коэффициентов комплексного умножения,

MUX – мультиплексор/демultipлексор.

Рис. 3. Структурная схема трансмуплексора

На выходе IV ступени обработки формируются исходные данные для выявления непрерывных шумоподобных и узкополосных сигналов.

Реализация предложенного способа

Предложенный способ первичной обработки является комбинированным: применено частотно-временное преобразование, реализованное в ТМ и Фурье-анализ при вычислении периодограммы в каждом широкополосном частотном канале. На практике ТМ может быть реализован на базе специализированных кристаллов, например, AD6636 фирмы Analog Devices. Более широкие возможности открывает реализация ТМ на базе ПЛИС. Разбиение полосы одновременного приема шириной 10 МГц (III ступень конвейера) позволит реализовать параллельную обработку сигнала в 10 каналах частотного анализа с шириной полосы анализа 1 МГц. Структурная схема такого ТМ приведена на рис. 3.

Оптимизация передаточной функции ТМ заключается в размещении фильтров нижних частот (ФНЧ) с одинаковой передаточной функцией $H(z) = 1 - z^{-1}$ до и после компрессора частоты дискретизации (КЧД). Фор-

мирование отсчетов прямого спектра в каналах с нечетными номерами обеспечивает дополнительный множитель на $(-1)^n$. Реализация комплексного транслятора спектра l -го широкополосного канала в область нижних частот при умножении отсчетов на комплексный коэффициент $\exp[\pm i \cdot n \cdot (l + 0.5) \cdot \Delta\omega \cdot T_d]$ соответствует двум трансляторам, обрабатывающим вещественную и мнимую части сигнала с вещественными коэффициентами $\cos[n \cdot (l + 0.5) \cdot \Delta\omega \cdot T_d]$ и $\pm \sin[n \cdot (l + 0.5) \cdot \Delta\omega \cdot T_d]$. Аналогично, реализация комплексного КЧД и ФНЧ соответствует двум идентичным компрессорам и фильтрам, обрабатывающим вещественную и мнимую части дискретизированного процесса.

Поскольку упорядоченные потоки отсчетов с выхода ТМ формируются с разделением во времени, то спектральный анализ в каждом частотном канале методом периодограмм (IV ступень конвейера) может быть реализован на базе цифрового сигнального процессора. Для упрощения распределения отсчетов исходной последовательности конечной длины N по r интервалам наблюдения Θ рационально использовать коэффициент перекрытия $D = 0.5$, что иллюстрирует рис. 4.

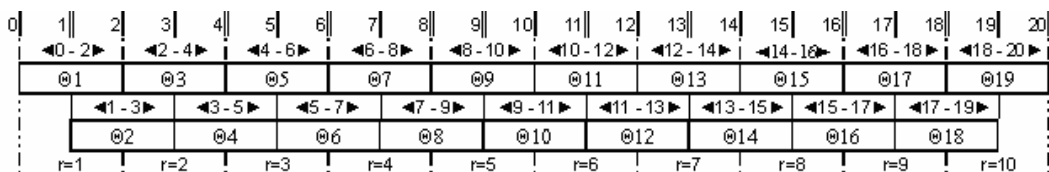
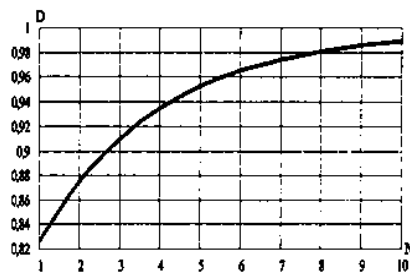


Рис. 4. Структура исходных данных для расчета периодограммы

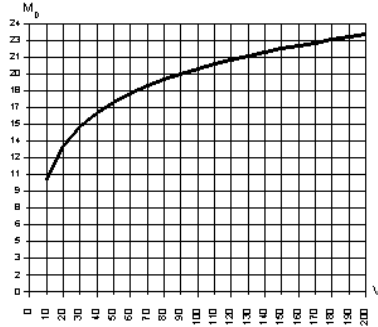


$$D = 1 - \Phi \left[-\frac{1}{\sqrt{k_i N i}} \right],$$

$$k_i N i = \frac{2 \cdot N - 1 + e^{-2N}}{N^2}, \quad N = t_A \cdot \delta_f$$

где: $\Phi(z)$ – табличный интеграл вероятности, t_A – время анализа, δ_f – разрешающая способность частотного анализа.

Рис. 5. Зависимость вероятности обнаружения от числа отсчетов



$$M_D = 10 \cdot \lg \left[\frac{V}{(1 + 2 \cdot c_{0.5}^2) - \frac{2 \cdot c_{0.5}^2}{V}} \right],$$

где: V – число интервалов наблюдения, $c_{0.5} = 0.074$ для оконной функции Кайзера-Бесселя с коэффициентом избирательности $\beta = 3$.

Рис. 6. Зависимость дисперсии оценки СПМ от числа интервалов наблюдения

Принятое распределение отсчетов исходной последовательности позволит оценить программным способом время реализации спектрального анализа с выбранным частотным разрешением.

Теоретическая оценка эффективности первичной обработки

Время анализа сигнала с априорно неизвестными параметрами лимитируется минимальным значением вероятности его обнаружения при заданной вероятности ложной тревоги [5], что иллюстрирует рис. 5.

В полосе одновременного приема 10 МГц, разбитой на 10 широкополосных частотных каналов с разрешающей способностью $\delta_f = 100$ кГц, время обнаружения радиочастотных посылок $D \geq 0.99$ при вероятности ложной тревоги $F \leq 10^{-3}$ составит порядка 10 мкс. При тех же условиях время анализа сигнала в широкой (1 МГц) полосе частотного канала, разбитой на 10 узкополосных частотных каналов с разрешающей способностью $\delta_f = 10$ кГц, составит порядка 100 мкс. Предельное время детального спектрального анализа ($\delta_f = 1$ кГц) при выявлении узкополосных сигналов составит порядка 1 мс.

Зависимость дисперсии оценки спектральной плотности мощности (СПМ) от числа обрабатываемых в каждом частотном канале отсчетов приведена на рис. 6.

Уменьшение дисперсии оценки СПМ (выигрыш по отношению c/sh на входе обнаружителя) за счет независимой обработки сигнала в узкополосных каналах с частотным разрешением 10 кГц составит не менее 12 дБ, а при реализации детального спектрального анализа дискретизированного процесса с частотным разрешением 1 кГц достигнет 20 дБ.

Заключение

1. Предложенные технические решения повысят эффективность (≥ 12 дБ) различения сигналов с большим и малым уровнем мощности, принимаемых в широкой (≥ 10 МГц) полосе.
2. Частотно-временной анализ принятого сигнала параллельно в широкополосных каналах с частотным разре-

шением 100 кГц позволит выявлять короткие (≥ 10 мкс) радиочастотные посылки импульсных сигналов.

3. Реализация в каждом широкополосном канале независимого спектрального анализа в узкополосных частотных каналах с частотным разрешением 10 кГц позволит сократить время выявления шумоподобного сигнала в полосе одновременного приема до 100 мкс.

4. Гибкость метода периодограмм, позволяющая реализовать разрешающую способность спектрального анализа по частоте 1 кГц программным путем, повысит эффективность выявления узкополосных сигналов в полосе одновременного приема.

5. Можно отказаться от Фурье-анализа, если на каждой ступени обработки ширина полосы каналов ТМ соответствует заданному частотному разрешению анализа сигнала.

Литература

1. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы -Л.: «Гостехиздат», 1963.
2. Радзиевский В.Г., Сирота А.А. Теоретические основы радиоэлектронной разведки -М.: «Радиотехника», 2004.
3. Гольденберг Л.М. Цифровая обработка сигналов. -М.: «Радио и связь», 1985.
4. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровые устройства сопряжения (трансмультимплексоны) в системах связи. – Электросвязь, 1980, №1.
5. Каргашин В.Л., Проблемы обнаружения и идентификации радиосигналов средств негласного контроля информации - М.: «Специальная техника» 2000, №4.
6. Рембовский А.М. Повышение эффективности поисковых средств автоматизированного радиомониторинга. - М.: «Специальная техника» 2003, №4.
7. Солонина А.И., Улахович Д.А., Яковлев Л.А. Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов. – СПб.: «БХВ-Петербург», 2001.
8. Цикин И. А. Дискретно-аналоговая обработка сигналов. -М.: «Радио и связь», 1982.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СЛОЖНЫХ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ С ЦИФРОВЫМ ФОРМИРОВАНИЕМ ДЛЯ ДОПЛЕРОВСКИХ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ РАДИОЛОКАТОРОВ

Ефремов В.С., Вовшин Б.М., Вылегжанин И.С., Лаврукевич В.В., Р.М. Седлецкий Р.М.

Введение

До настоящего времени в большинстве метеорадаров (МР) различного назначения использовались простые сигналы с базой $B = 1$ [1,2]. Их применение требует генерации и излучения очень высокой импульсной мощности ($P_p \geq 300$ кВт) для наблюдения на больших дальностях метеобразований (МО) в широком диапазоне отражаемостей. Поэтому в таких МР к электрической прочности антенно-фидерного тракта и защите приемника предъявляются повышенные требования.

Эти требования можно существенно снизить, если в МР применяются сложные сигналы с $B \gg 1$ в сочетании с технологией цифрового сжатия. За счет возможностей в B раз снизить генерируемую пиковую мощность повышается эксплуатационная надежность МР и снижается его стоимость.

Несмотря на указанные достоинства, а также возможность улучшить разрешающую способность по дальности, сложные сигналы, широко распространенные в РЛС других назначений, в МР не нашли своего применения. В качестве аргумента против сложных зондирующих сигналов (ЗС) в метеорадиолокации выдвигается тезис о высоком уровне боковых лепестков (УБЛ) корреляционной функции КФ [3]. При больших градиентах отражаемости это может привести к следующим последствиям:

- главные максимумы эхо-сигналов от слабых МО могут быть «замаскированы» боковыми лепестками эхо-сигналов от мощных МО;
- при отражении от границы МО за счет боковых лепестков КФ происходит «размывание» кромки, что, в свою очередь, может привести к ошибкам определения контура МО.

Как отмечалось в [4], указанные недостатки относятся к сложным сигналам с УБЛ более - 25 дБ. Современный уровень теории и практики цифровых устройств формирования и сжатия сигналов позволяет достичь гораздо более низкий уровень УБЛ. Поэтому проектирование перспективных российских МР проводится на основе сложных сигналов, во многом определяющих их облик. Для принятия решения об их использовании был проведен большой объем экспериментальных исследований. Их целью являлось корректное сравнение простых и сложных сигналов при определении полей отражаемости реальных МО. Основные результаты этих исследований представлены в данной статье. Отметим,

Показана теоретическая и экспериментальная целесообразность применения сложных зондирующих сигналов в метеорадарах, предназначенных для измерения отражаемости метеобразований. Приводятся результаты синтеза сложных сигналов со сверхнизким уровнем боковых лепестков корреляционной функции. Проводится сравнительный анализ применения синтезированных и простых сигналов без внутримпульсной модуляции на основе данных натурного эксперимента по измерению полей отражаемости метеобразований.

что аналогичные тенденции к использованию сложных сигналов наблюдаются в ряде ведущих западных фирм-производителей МР [5,6].

Синтез и свойства фазомодулированных степенных сигналов

Для перспективных МР был предложен новый тип сигналов с внутримпульсной фазовой ступенчатой модуляцией (СФМС). Синтез этих сигналов проводился по критерию минимизации УБЛ сжатого сигнала при согласованной обработке. Для малых коэффициентов сжатия ($B \leq 25$) использовался среднеквадратический критерий синтеза. Для сигналов с большой базой ($B = 60-100$) применялся среднестепенный критерий [7]. Задача получения минимального УБЛ сводится к минимизации функционала вида

$$J = \min \sum_{k=1}^N |R_k|^p, \quad (1)$$

где R_k – k -ый лепесток КФ, $p = 2-6$ – степень критерия минимизации.

В следствии «овражности» и многоэкстремальности поставленной задачи синтеза, для ее решения использовался метод сопряженных градиентов в варианте наискорейшего спуска. В качестве начального приближения был выбран известный нелинейно-частотно-модулированный сигнал [8].

Суть метода сопряженных градиентов заключается в следующей последовательности операций. Из точки начального приближения x_{int} осуществляется спуск в точку x_0 по направлению антиградиента $P_0(x_{int})$

$$x_0 = x_{int} + \alpha_0 P_0(x_{int}), \quad (2)$$

где α_0 – оптимальный шаг, обеспечивающий нахождение глобального минимума.

Далее из точки x_0 реализуется повторный спуск градиентным методом в направлении антиградиента $P_1(x_0)$ в точку x_1 . Точки x_0 и x_1 определяют направление «оврага», вдоль которого осуществляется оптимальный шаг.

В общем виде итерационная процедура для метода сопряженных градиентов записывается в виде $x_{k+1} = x_k + \alpha P_k, P_k = x_k + \beta_k, \beta_k = |x_k|^2 / |x_{k-1}|^2, (3)$ где P_k – направление дна «оврага», β_k – отношение квадратов норм сигналов x_k и x_{k-1} ;

На рис.1 для сигнала длительностью $\tau_s=60$ мкс при коэффициенте сжатия $B = 60$ показано распределение фаз по отсчетам сигнала.

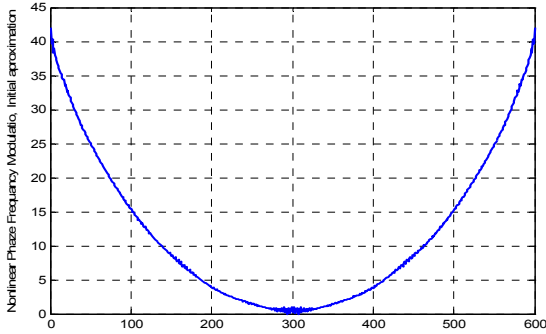


Рис. 1. Фазовая функция сложного сигнала

Соответствующие КФ синтезированного сигнала для доплеровских сдвигов частоты, равных $F_{dop} = 0$ и 2,4 кГц, показаны на рис. 2 и 3.

КФ для $F_{dop} = 0$ кГц имеет среднеквадратический УБЛ – 83 дБ. Минимаксный УБЛ – 70 дБ. Частота дискретизации 10 МГц.

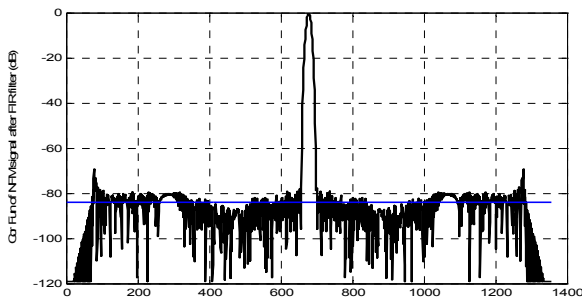


Рис. 2. КФ для $F_{dop} = 0$ кГц, среднеквадратический УБЛ = 83 дБ, минимаксный – 70 дБ

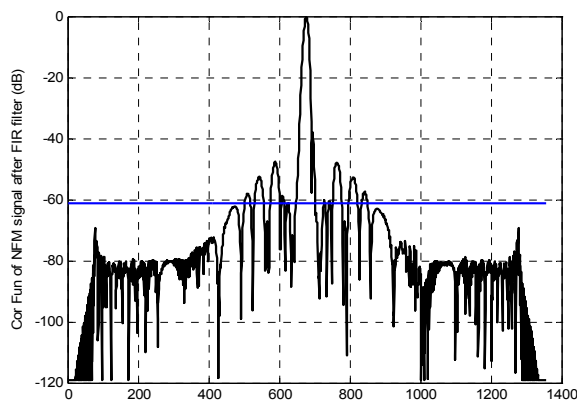


Рис. 3. КФ для $F_{dop} = 2.4$ кГц, минимаксный УБЛ = 47.8 дБ, среднеквадратический УБЛ – 61 дБ

Для МР в С диапазоне значение $F_{dop} = 2,4$ кГц является предельным, соответствующим максимальной радиальной скорости $|v_{rmax}| = 50$ м/с. Как видно из этих рисунков, максимальный УБЛ здесь возрастает от -72

дБ ($F_{dop} = 0$) до 52 дБ ($F_{dop} = 2.4$ кГц), что удовлетворяет предъявляемым требованиям к сигналу МР.

Отметим, что сжатие СФМС осуществляется согласованным фильтром во временной области с очень малыми потерями, обусловленными децимирующим фильтром $\sim 0.03 \div 0.05$ дБ. Сжатие во временной области обладает преимуществом по сравнению со сжатием в частотной области, так как обеспечивает конечную протяженность боковых лепестков КФ. В частотной области с использованием инверсного и весового фильтров сжатие приводит к «размыванию» боковых лепестков КФ по всей дистанции, что недопустимо для МР.

Экспериментально полученные КФ СФМС и его спектр показаны на рис. 4, 5 соответственно.

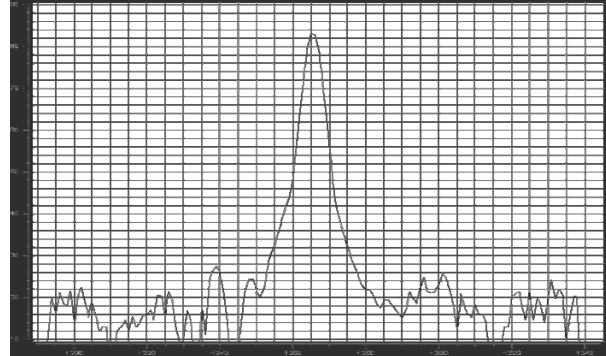


Рис. 4. Экспериментальная КФ фазомодулированного сигнала

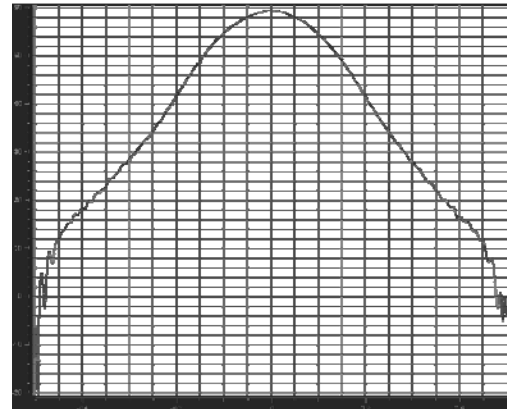


Рис. 5. Экспериментальный спектр фазомодулированного сигнала

Аппаратная реализация сложных сигналов

Проверка работы МР со сложным СФМС являлась важнейшей задачей экспериментов, которые проводились на действующих российских МР типа МРЛ-5 в районе Санкт-Петербурга (лето 2008г.) и в Москве (осень-зима 2008г.). Для этой цели в них была встроена когерентная приемопередающая аппаратура «Ли́ра-А10» S- диапазона. Формирование и обработка СФМС осуществлялось в цифровом виде с использованием ПЛИС Xilinx Virtex-4 платы цифровой обработки сигналов ADP201P1 (разработка ЗАО «Инструментальные системы»). Характеристики цифрового коррелятора на базе ПЛИС Xilinx Virtex-4:

- кол-во конфигурируемых логических блоков 6000;
- тактовая частота, МГц 400;
- разрядность входных/выходных данных, бит 16;
- разрядность данных при обработке, бит 48;
- объем статической памяти, Мбайт 8;

- частота дискретизации сигнала, МГц 10.
- В ходе экспериментов обеспечивались следующие основные параметры метеолокатора:
- генерируемая импульсная мощность, кВт 15;
 - чувствительность приемного устройства при полосе
 - $\Delta f_s = 0,5$ МГц, дБ/Вт минус 142;
 - длительность СФМС:
 - до сжатия, мкс 60;
 - после сжатия, мкс 2;
 - средний период повторения импульсов, мс 2;
 - максимальный УБЛ, дБ - минус 60;
 - число импульсов в пачке при скорости вращения антенны 36°/с 15.

Для корректного сравнения отражаемостей МО был предусмотрен режим работы с простым сигналом (МОНО) длительностью 2 мкс. Характеристики отражаемости МО определялись путем обработки цифро-

вых записей квадратурных составляющих отсчетов принятых сигналов. Пересчет оценки мощности эхо-сигналов \hat{P}_r в отражаемость осуществлялся по формуле [3]:

$$Z_{MF}(dBZ) = 10 \lg\left(\frac{\hat{P}_r}{\hat{P}_n}\right) - 10 \lg \dot{I}_M + 20 \lg R,$$

где \hat{P}_n - оценка мощности шумов, \dot{I}_M - метеорологический потенциал, R - дальность до отражателя.

Кроме того, в эксперименте была предусмотрена возможность сравнить результаты, полученные для СФМС, с оценкой отражаемости каналами X и S диапазонов штатного МРЛ-5. В этих каналах, работающих с МОНО сигналом, генерируемая импульсная мощность превышала мощность передатчика «Лира-А10» в 35 и 25 раз соответственно.

Результаты сравнительного эксперимента

На рис. 6-8 показаны карты метеотражений, полученные при использовании аппаратуры «Лира-А10» с СФМС:

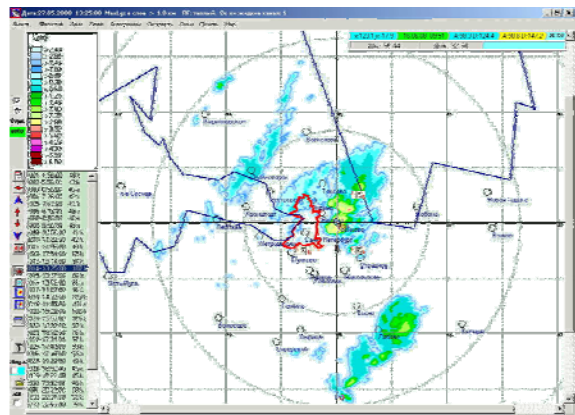
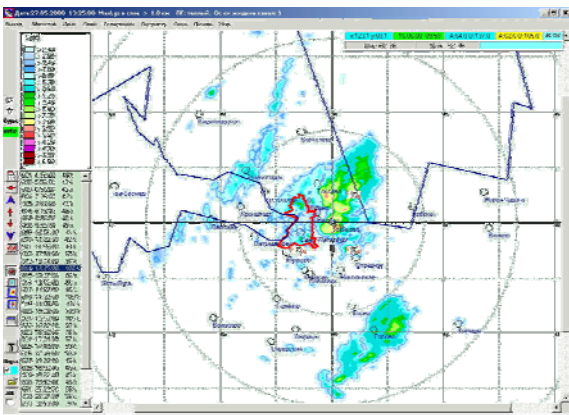


Рис. 6. Карты максимальной отражаемости "Лира-А10" (слева) и 3,2 см канала МРЛ-5 (справа). ПО «Мерком»

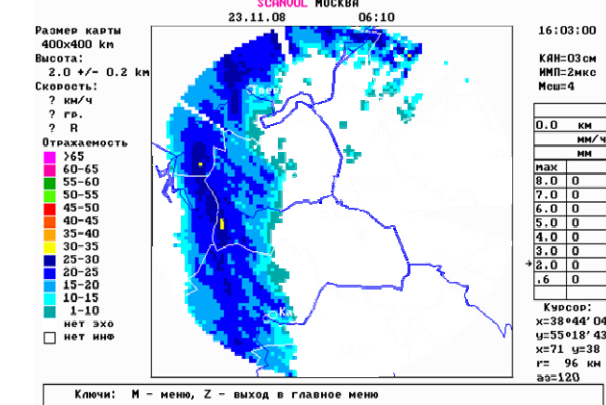
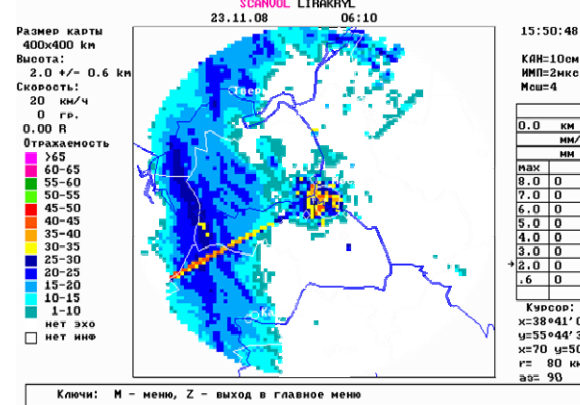


Рис. 7. Карты отражаемости на высоте 2 км. "Лира-А10" (слева) и 3,2 см канала МРЛ-5 (справа). ПО АКСОПРИ

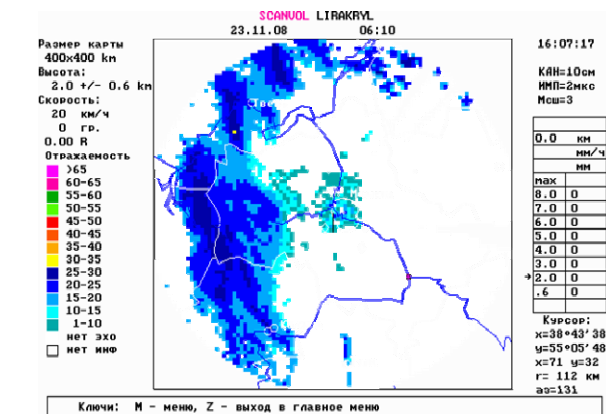
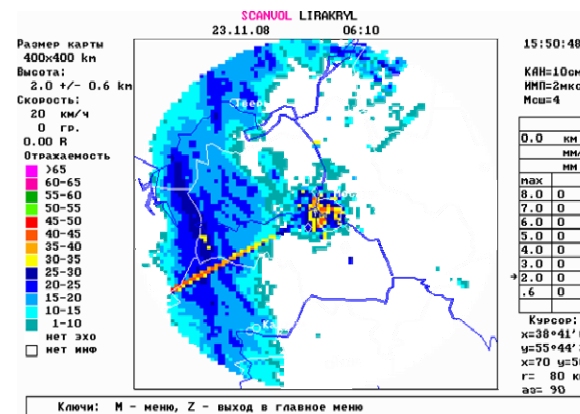


Рис.8. Карты верхней границы облачности. "Лира-А10" (слева) и 10 см канала МРЛ-5 (справа). ПО АКСОПРИ

Для СФМС «мертвая» зона, протяженностью до 10 км, не обрабатывалась. Сравнимые карты отражений получены практически одновременно в одинаковых метеоусловиях. Анализ рис. 6-8 показывает, что карты отражаемости для СФМС и МОНО сигналов совпадают с высокой степенью точности. Незначительные расхождения объясняются разницей ширины и ориентации диаграмм направленности антенны, совмещенной для X и S- диапазонов.

Сравнительный эксперимент был проведен и для случая, когда СФМС и МОНО сигналы формировались и принимались единой аппаратурой «Лира-А10». Для выравнивания энергетических потенциалов для МОНО импульсов был предусмотрен режим когерентного накопления. В этой ситуации, как показано на рис. 9, полученные профили отражаемости совпадали с точностью в пределах 10-15%.

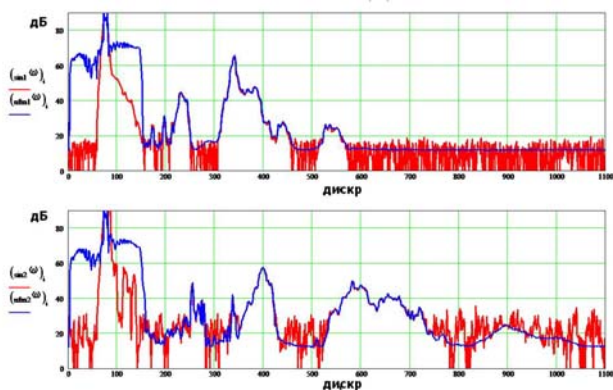


Рис. 9. Профили отражаемости для СФМС (относительно плавная кривая) и моно (осциллирующая кривая) сигналов

Совпадения результатов наблюдалось и при определении мощности отражений от МО с градиентами до 50 дБ в интервале ± 10 км от максимума. Этот результат свидетельствует об отсутствии влияния боковых лепестков СФМС на оценку мощности эхосигналов (подобное влияние можно ожидать в гипотетическом случае 80-100дБ градиентов). В ходе экспериментов также были получены оценки минимально обнаруживаемой отражаемости МО для обоих каналов МРЛ-5 и при использовании аппаратуры «Лира-А10». На заданном расстоянии ~ 200 км при пороговом отношении сигнал/шум, равном 1, минимально обнаруживаемая отражаемость МО для «Лира-А10» составила 13 dBz, а для штатной аппаратуры МРЛ-5 -10 dBz и 18 dBz в X и S каналах соответственно. Этот результат свидетельствует о возможности обнаружения МО с малыми величинами отражаемости и их геометрических характеристик (например, высоты верхней границы) при использовании СФМС.

В целом результаты экспериментальных исследований подтвердили высокую энергетическую эффективность СФМС.

При достигнутом уровне боковых лепестков эти сигналы не уступают традиционным МОНО сигналам для получения качественной метеоинформации, но при этом требуют существенно более низкой импульсной мощности МР.

Заключение

Результаты проведенных исследований позволяют сделать следующие выводы.

1. Для применения в перспективных МР синтезирован новый вид сложных сигналов (СФМС), обеспечивающий сверхнизкий УБЛ КФ в широком диапазоне возможных скоростей МО.

2. Особенностью предлагаемых сложных сигналов является ступенчатая фазовая модуляция временных отсчетов формируемого сигнала, взятых с высокой тактовой частотой (~ 10 МГц).

3. Показана целесообразность применения СФМС сигналов в МР для снижения генерируемой импульсной мощности и возможность их практической реализации (формирования и сжатия) в реальном времени на современной цифровой элементной базе

4. Экспериментально подтверждена высокая степень сходства измеренных полей отражаемостей МО при использовании СФМС и МОНО сигналов в МР.

5. В связи с указанными достоинствами на основе СФМС предлагается создание российских МР нового поколения.

Литература

1. Метеорологические автоматизированные радиолокационные сети. под. ред. А.С.Солонина, Гидрометеиздат, Санкт-Петербург, 2002.
2. Enterprise Electronic Corporation. USA. Weather radar sobetions for today and tomorrow. A techsys company. Prospects. 1999.
3. Richard T.Doviak, Dusan S Zenic. Doppler Radar and Weather Observation. Academic Press, Inc. 1985.
4. Barrick D.E. FM/CW radar signals and digital processing. – NOAA Tech Rep. ERL 293-WPL 26, 1-22. 1973.
5. Ivic, IR, A Zahrai and DS Zrnec, 2003. Whitening in range to improve weather radar spectral moment estimates. Part 2: Experimental evaluation. J. Atmos. Oceanic, Technol., 20, 1449-1459.
6. O'Hora, F and Keeler R. J., 2006: Comparison of Pulse compression & Whitening Transformation signal processing. Proceedings of the ERAD2006.
7. Д.Вакман, П.Седлецкий. Вопросы синтеза сложных сигналов. –М.. «Советское радио», 1971.
8. Radar handbook V1, Editor-in-Chief Merrill I.Skolnik. McGRAW-HILL Book Company. 1970.

ОЦЕНКА АМПЛИТУДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Зайцев Г.В., Цыпин И.Б.

Введение

При разработке устройства цифровой обработки радиолокационных сигналов часто бывает необходимо на ранней стадии оценить его основные характеристики, такие как динамический диапазон, чувствительность, коэффициент фильтрации и т.д. В данной работе рассматривается методика такой оценки, слабо зависящая от деталей технической реализации аппаратного и программного обеспечения устройства.

Для описания указанной методики блок-схему рассматриваемого устройства обработки сигналов (УОС) удобно представить в упрощенном виде, приведенном на рис. 1. Устройство содержит аналоговую часть и цифровой процессор сигналов. Аналоговая часть включает в себя каскады управляемого усиления, полосовой фильтр для формирования полосы обрабатываемых сигналов и соблюдения условий теоремы Котельникова, а также собственно аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Все основные алгоритмы обработки реализуются в цифровом процессоре сигналов. Аналоговая часть необходима для качественного преобразования сигнала в цифровой вид.

Следует подчеркнуть, что, несмотря на то, что основная обработка производится в цифровом процессоре, аналоговая часть определяет многие важные характеристики устройства в целом, такие как чувствительность, динамический диапазон, максимальная полоса частот обрабатываемых сигналов. Более того, на сегодняшнем уровне развития техники именно эта часть аппаратуры ограничивает предельно достижимые характеристики УОС. В связи с этим перечисленные узлы выделены в отдельные блоки.

На вход УОС поступает принимаемая радиолокационной станцией смесь полезного радиолокационного сигнала, шумов и помех с выхода высокочастотного приемного устройства. Результаты обработки поступают на управляющий вычислительный комплекс системы.

На рис. 1 аналоговая часть устройства содержит один входной канал обработки. Реальные устройства обычно включают в себя несколько таких каналов. Однако для анализа основных характеристик это несуще-

Приводится простая методика оценки основных характеристик устройства обработки радиолокационных сигналов (динамический диапазон, чувствительность, коэффициент фильтрации и др.), полезная на ранних стадиях разработки.

ственно, так как все каналы, как правило, имеют идентичные характеристики.

Функцией цифрового процессора сигналов, рассматриваемой в данной работе, является когерентная обработка сигналов, принимаемых радиолокационной станцией в одном зондировании. При этом будем считать, что процессор реализует многоканальную согласованную или близкую к ней оптимальную обработку принимаемых сигналов [1], оптимизирующую отношение сигнал/шум. Причем такая обработка производится для значительного количества приемных фильтров, перекрывающих необходимую область в координатах дальность-скорость.

Исходные положения

Для вывода соотношений, определяющих характеристики УОС, введем обозначения и сформулируем допущения относительно параметров сигналов УОС. Полосу входных сигналов по уровню минус 3 дБ обозначим W_{in} . Входной внешний шум будем считать квазибелым, иными словами, спектральная плотность мощности этого шума считается равномерно распределенной в пределах полосы входных сигналов. Среднеквадратичное значение этого шума обозначим σ_{in} , причем здесь и далее всегда будем рассчитывать значения шума и сигналов по напряжению, как это обычно принято в отечественной литературе.

Аналогичные предположения будем использовать и для внутренних шумов УОС. При этом различные источники шума будем считать независимыми.

Перед рассмотрением соотношения внешних и внутренних шумов УОС сделаем несколько замечаний. Среднеквадратичное значение любой составляющей шума различно в различных точках тракта, и эти изменения вызваны следующими двумя основными причинами.

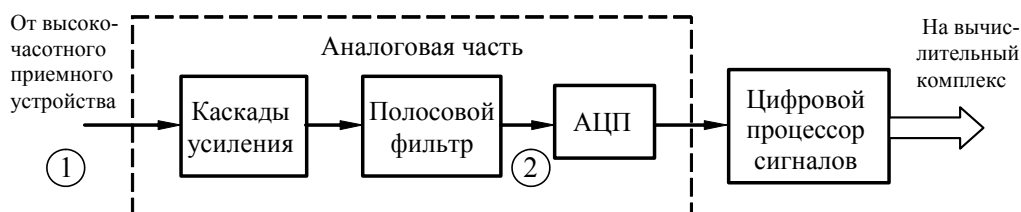


Рис. 1. Основные составные части УОС

Во-первых, усилительные каскады увеличивают среднеквадратичное значение шума пропорционально коэффициенту усиления по напряжению. Поэтому при рассмотрении соотношения шумов их параметры должны быть приведены к одной точке тракта обработки. Во-вторых, дисперсия квазibelого шума снижается пропорционально уменьшению полосы, в которой он рассматривается. Следовательно, при анализе соотношения шумов их параметры должны быть приведены к одинаковой полосе.

Соотношение шумов в данной работе рассматривается в двух точках аналоговой части УОС: на входе УОС (точка 1 в кружке на рис. 1) и на входе АЦП (точка 2 на рис. 1). Чтобы определить, к какой точке относится то или иное значение параметра, будем при необходимости добавлять номер рассматриваемой точки в нижний индекс соответствующего параметра. Например, σ_{in2} означает среднеквадратичное значение по напряжению внешнего шума в точке 2. При этом обозначение без цифрового индекса может использоваться в контексте, в котором неважно, в какой точке тракта эти шумы рассматриваются. В настоящем разделе для определенности будем приводить шумы к входу УОС и к входной полосе. При этом цифровые индексы для простоты не используются.

Обозначим символом R отношение среднеквадратичного значения σ_{in} внешних шумов к среднеквадратичному значению σ_s собственных шумов аналоговой части УОС

$$R = \sigma_{in} / \sigma_s. \quad (1)$$

Величина R обычно задается при проектировании УОС и должна быть заметно больше единицы, чтобы не снижать чувствительность устройства. Действительно, при введенных обозначениях дисперсия шума на выходе аналоговой части устройства увеличивается за счет собственного шума в

$$\beta = \frac{\sigma_{in}^2 + \sigma_s^2}{\sigma_{in}^2} = 1 + \frac{1}{R^2}$$

раз. При этом возникают потери в отношении сигнал/шум, составляющие в децибелах величину

$$L_a = 10 \cdot \lg\left(1 + \frac{1}{R^2}\right). \quad (2)$$

Будем считать, что разрядность цифрового процессора сигналов позволяет пренебречь шумами округления цифровых алгоритмов обработки. На современном уровне развития микроэлектроники это без труда может быть достигнуто выбором соответствующего формата

представления чисел. Тогда основными составляющими собственных шумов являются шумы каскадов аналоговой части и шумы АЦП. Зададим соотношение этих составляющих шумов. Пусть среднеквадратичное значение σ_{amp} шума аналоговых каскадов в c раз больше среднеквадратичного значению σ_{ADC} шума АЦП:

$$\sigma_{amp} = c \sigma_{ADC}.$$

Тогда величина σ_s может быть представлена в виде

$$\sigma_s = \sqrt{c^2 + 1} \sigma_{ADC},$$

а из (1) получаем отношение среднеквадратичных значений входного шума и шума АЦП:

$$\frac{\sigma_{in}}{\sigma_{ADC}} = \sqrt{c^2 + 1} \cdot R. \quad (3)$$

В приводимых ниже численных примерах будем полагать эти величины равными следующим значениям: $R = 3$; $c = 2$. Тогда $\sigma_s = 2,24 \sigma_{ADC}$ и $\sigma_{in} / \sigma_{ADC} = 6,71$, а потери (2) составляют 0,46 дБ.

Для иллюстрации рассматриваемой ниже методики оценки параметров используются типовые радиолокационные сигналы, перечисленные в таблице 1.

В таблицу включены импульсы с линейной частотной модуляцией ЛЧМ1 и фазокодовой манипуляцией ФКМ1, а также квазинепрерывный сигнал КН1 (или пачка импульсов) с высокой частотой повторения. Детальное обсуждение принципов обработки этих сигналов может быть найдено в [2].

Для численных примеров примем также $\sigma_{in1} = 100$ мкВ, ширину полосы входных сигналов положим равной $W_{in} = 10$ МГц, ширину полосы пропускания полосового фильтра равной $W_{BF} = 5$ МГц, а частоту дискретизации в АЦП $F_s = 50$ МГц.

Коэффициент фильтрации

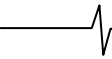
Коэффициентом фильтрации какого-либо устройства называется рассчитываемый в децибелах выигрыш в отношении сигнал/шум за счет обработки сигнала в этом устройстве. Определим этот параметр отдельно для аналоговой и цифровой частей УОС.

Обработка сигнала в идеальной аналоговой части, не вносящей собственных шумов, может изменить отношение сигнал/шум за счет полосовой фильтрации, которая используется для обеспечения выполнения теоремы Котельникова при дискретизации в АЦП. Очевидно, полосовая фильтрация должна выполняться таким образом, чтобы не исказить обрабатываемый радиолокационный сигнал. Однако полоса этого фильтра W_{BF} может быть меньше, чем входная полоса W_{in} .

Таблица 1

Типовые радиолокационные сигналы

Название сигнала	Длительность периода зондирования, мкс	Длительность импульса, мкс	Частота повторения импульсов, кГц	Полоса сигнала, МГц
ЛЧМ1	1000	50	-	2
ФКМ1	1000	50	-	2
КН1	4000	0,5	100	2



При этом изменяется дисперсия шумов пропорционально ширине полосы тракта. Поэтому коэффициент фильтрации K_{ap} для идеальной аналоговой части УОС, рассчитываемый в децибелах, определяется следующим соотношением:

$$K_{ap} = 10 \cdot \lg \left[\frac{W_{in}}{W_{BF}} \right]. \quad (4)$$

Эта формула описывает выигрыш для аналоговой части УОС, не вносящей собственных шумов. Реальные схемы вносят некоторые потери L_a (2) в отношении сигнал/шум за счет добавления собственных шумов аналоговых каскадов и АЦП. При этом выражение для коэффициента фильтрации K_a реальной схемы приобретает вид

$$K_a = 10 \cdot \lg \left[\frac{W_{in}}{W_{BF}} \right] - L_a. \quad (5)$$

Коэффициент фильтрации цифровой части тракта K_d определяется способом обработки сигнала. Максимальное отношение сигнал/шум на выходе УОС обеспечивается при использовании согласованной фильтрации [1]. Определим для этого случая коэффициент фильтрации цифровой части УОС. При использовании согласованного фильтра отношение сигнал/шум по мощности на его выходе определяется выражением [1]

$$Q_{out} = \frac{2E}{N_0}, \quad (6)$$

где E – энергия сигнала, а $N_0/2$ – спектральная плотность мощности шума на входе УОС.

Выразим через эти же параметры отношение сигнал/шум на входе цифровой части УОС. Мощность входного шума равна

$$P_n = b \cdot \frac{N_0}{2} \cdot W_{BF}, \quad (7)$$

где b – некоторый масштабный коэффициент, определяемый коэффициентом усиления и переводом сигнала в цифровую форму.

Для определения мощности полезного сигнала P_s на входе цифровой части УОС заметим, что для современных радиолокаторов с мощными передатчиками управление амплитудой излучаемого сигнала, как правило, неосуществимо. Поэтому

$$P_s = b \frac{E}{T}, \quad (8)$$

где T – сумма интервалов времени в пределах периода зондирования, где обрабатываемый радиолокационный сигнал не равен нулю. Для импульсных сигналов величина T равна длительности импульса. Для пачек импульсов эта величина равна длительности обрабатываемого сигнала, поделенной на скважность. Поделив (8) на (7), получаем отношение сигнал/шум на входе цифровой части УОС

$$Q_{in} = \frac{P_s}{P_n} = \frac{2E}{N_0 \cdot W_{BF} \cdot T}. \quad (9)$$

Отношение величин (6) и (9) дает искомый коэффициент фильтрации K_{dp} цифровой части УОС при выполнении идеальной согласованной фильтрации, равный в логарифмическом масштабе

$$K_{dp} = 10 \cdot \lg (W_{BF} \cdot T). \quad (10)$$

Заметим, что если величину $1/T$, имеющую размерность частоты, назвать выходной шумовой полосой частот W_{out} , то формула (10) приобретает вид, аналогичный формуле (4):

$$K_{dp} = 10 \cdot \lg \left[\frac{W_{BF}}{W_{out}} \right]. \quad (11)$$

При этом выигрыш в отношении сигнал/шум по (11) можно интерпретировать как уменьшение полосы частот шума, воздействующего на согласованный фильтр.

Эта формула, аналогично формуле (4), описывает выигрыш для идеальной реализации согласованной фильтрации в УОС. Реальная реализация вносит некоторые потери L_d в отношении сигнал/шум. При этом формула (11) преобразуется к виду

$$K_d = 10 \cdot \lg \left[\frac{W_{BF}}{W_{out}} \right] - L_d. \quad (12)$$

Основные составляющие потерь L_d обусловлены следующими факторами:

- отступление от согласованной фильтрации, например, для снижения уровня боковых лепестков отклика приемных фильтров. Для этой цели часто используются весовые функции [3]; при этом величина потерь зависит от требуемого уровня лепестков: при уровне минус 43 дБ (весовая функция Хемминга) потери составляют $L_w = 1,34$ дБ, при уровне минус 100 дБ (весовая функция Дольфа-Чебышева) потери равны $L_w = 2,91$ дБ;

- дискретность расстановки приемных каналов. При этом общий вид максимального отклика фильтров УОС при изменении координат цели имеет вид волнообразной функции, среднее значение которой меньше максимально, описываемого приведенной формулой. Значение этого вида потерь составляет, как правило, $L_s = 1-2$ дБ. В англоязычной литературе этот вид потерь называется седловыми потерями;

- неточное знание принимаемого сигнала из-за различных неидеальностей приемного и передающего тракта РЛС. Для простых видов сигналов этой составляющей потерь можно пренебречь. Для сложных видов сигналов эта составляющая может достигать величины $L_{dc} = 1 \dots 1,5$ дБ.

Следует заметить, что опытный разработчик может интуитивно хорошо оценить потери, вносимые используемым видом обработки сигнала в УОС. В данной работе будем считать, что величина потерь складывается из перечисленных трех составляющих

$$L_d = L_w + L_{dc} + L_s.$$

Суммарный коэффициент фильтрации K от входа до выхода УОС равен сумме коэффициентов фильтрации аналоговой и цифровой частей:

$$K = K_a + K_d.$$

Объединяя формулы (5) и (12), получаем

$$K = 10 \cdot \lg \left[\frac{W_{in}}{W_{out}} \right] - L_a - L_d. \quad (13)$$

Для типовых радиолокационных сигналов, перечисленных в таблице 1, расчет коэффициентов фильтрации по приведенным формулам дает результаты, приведенные в таблице 2.

Таблица 2

Коэффициенты фильтрации для типовых радиолокационных сигналов

Название сигнала	K_a , дБ	L_d^* , дБ	K_d , дБ	K , дБ
ЛЧМ1	2,55	2,9	21,1	23,6
ФКМ1		3,6	20,4	22,9
КН1		4,4	24,9**	27,5

*) Потери взяты из работы [2].

**) Время обработки принято равным 3,43 мс [2].

Чувствительность

Чувствительностью S устройства обработки сигналов назовем среднеквадратичное значение сигнала на входе УОС, при котором отношение сигнал/шум на его выходе равно единице при отсутствии внешних шумов.

Другими словами, входной сигнал со среднеквадратичным значением S равен на выходе тракта среднеквадратичному значению собственных шумов. Комбинируя этот факт с определением коэффициента фильтрации, нетрудно проверить, что на входе тракта этот сигнал на K децибел меньше, чем собственный шум σ_s :

$$20 \cdot \lg\left(\frac{\sigma_s}{S}\right) = K.$$

Откуда следует:

$$S = \sigma_s \cdot 10^{-\frac{K}{20}}.$$

Параметр σ_s может быть выражен через среднеквадратичное значение входного шума. Согласно формуле (1) $\sigma_{in} / \sigma_s = R$. Поэтому

$$S = \frac{\sigma_{in}}{R} \cdot 10^{-\frac{K}{20}}.$$

Величины σ_{in} и R являются заданными исходными параметрами для проектирования УОС. Величина K рассчитывается по формуле (13).

Для типовых радиолокационных сигналов, перечисленных в таблице 1, расчет чувствительности дает результаты, приведенные в таблице 3.

Таблица 3

Чувствительность УОС для типовых радиолокационных сигналов

ЛЧМ1	ФКМ1	КН1
2,2 мкВ	2,4 мкВ	1,4 мкВ

Коэффициент усиления

Номинальный коэффициент усиления аналоговой части тракта обработки рассчитывается, исходя из заданного отношения среднеквадратичных значений внешнего шума σ_{in} и шума АЦП σ_{ADC} (3):

$$\frac{\sigma_{in}}{\sigma_{ADC}} = \sqrt{c^2 + 1} \cdot R.$$

Рассмотрим указанные составляющие шумов на входе АЦП (точка 2 на рис. 1). При коэффициенте усиления по напряжению G аналоговой части до АЦП

и обужении полосы в полосовом фильтре с W_{in} до W_{BF} первая величина равна

$$\sigma_{in2} = G \cdot \sigma_{in1} \cdot \sqrt{\frac{W_{BF}}{W_{in}}}. \quad (14)$$

Шум АЦП рассчитывается, исходя из паспортных данных используемой микросхемы АЦП. Пусть U_{max} – напряжение, соответствующее максимальной амплитуде гармонического сигнала в линейном диапазоне передаточной характеристики АЦП, а λ – его паспортное значение отношения сигнал/шум в децибелах. В силу определения λ (детали могут быть найдены, например, в [4]), среднеквадратичное значение собственного шума АЦП в полной однозначной полосе $F_s/2$ составляет

$$\sigma_{ADC2,full} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}} \cdot 10^{-\frac{\lambda}{20}}.$$

В полосе W_{BF} внешних шумов величина этого шума составит

$$\sigma_{ADC2} = U_{max} \cdot 10^{-\frac{\lambda}{20}} \cdot \sqrt{\frac{W_{BF}}{F_s}}. \quad (15)$$

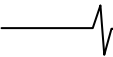
Последний множитель в этой формуле отражает тот факт, что шум вне полосы W_{BF} полностью режектируется последующей цифровой обработкой, и поэтому может не учитываться при расчетах. Иными словами, коэффициент фильтрации цифровой части для широкополосного собственного шума АЦП выше, чем в формуле (12).

Подставляя (14) и (15) в (3), получаем выражение для необходимого усиления аналоговой части УОС до АЦП:

$$G = \sqrt{c^2 + 1} \cdot R \cdot \frac{U_{max}}{\sigma_{in}} \cdot 10^{-\frac{\lambda}{20}} \cdot \sqrt{\frac{W_{in}}{F_s}}. \quad (16)$$

Например, для микросхемы 16-разрядного АЦП LTC2208 фирмы Linear Technology, США, для одного из режимов работы $U_{max} = 0,75$ В, а при входной частоте 70 МГц отношение сигнал/шум составляет $\lambda \approx 75$ дБ. Тогда из (16) нетрудно получить, что при величинах параметров, заданных для примеров в настоящей работе, коэффициент усиления равен $G = 4,0$ (12 дБ).

Сделаем несколько замечаний. Во-первых, приведенные в этом разделе формулы справедливы для случая, когда характеристика АЦП линеаризована при воздействии внешних шумов. Для этого необходимо, чтобы среднеквадратичное значение внешних шумов (14) было порядка ступеньки квантования АЦП или



более. Хотя на практике это условие, как правило, удовлетворяется с большим запасом, рекомендуется проверять его выполнение.

Проверим его для приведенного примера. Значение шага квантования рассчитывается по следующей очевидной формуле:

$$h = \frac{U_{\max}}{2^{r-1}}.$$

Для упомянутого выше АЦП LTC2208 $h = 22,9$ мкВ, а величина (14) при заданных параметрах составляет 283 мкВ, так что указанное условие удовлетворяется с большим запасом.

Во-вторых, рассчитанный в данном разделе коэффициент усиления является номинальным, т.е. при таком коэффициенте УОС работает с номинальным значением чувствительности (см. предыдущий раздел). В реальных устройствах, как правило, предусматривается возможность регулировки усиления в аналоговой части УОС для обеспечения линейности тракта при большом уровне сигналов. При снижении коэффициента усиления падает отношение внешнего шума к собственному, и чувствительность устройства снижается.

Рассчитаем уровень максимального входного сигнала $U_{s\max}$, линейно обрабатываемого в тракте. Очевидно,

$$U_{s\max} = \frac{U_{\max}}{G}.$$

Подставляя в эту формулу выражение для G (16), получаем:

$$U_{s\max} = \frac{U_{\max}}{G} = \frac{\sigma_{in} 10^{\frac{\lambda}{20}}}{\sqrt{c^2 + 1} R} \sqrt{\frac{F_s}{W_{in}}}.$$

Например, для рассмотренного выше случая $U_{s\max} = 0,19$ В.

Динамический диапазон

Динамический диапазон D в данном сечении тракта УОС определяется как рассчитываемое в децибелах отношение среднеквадратичных значений максимального гармонического сигнала A_{rms} , линейно обрабатываемого в тракте, и номинального собственного шума σ в этом сечении:

$$D = 20 \cdot \lg \left(\frac{A_{rms}}{\sigma} \right).$$

В настоящее время наиболее узким местом тракта обработки сигнала, ограничивающим значение динамического диапазона, является узел АЦП. Поэтому будем считать, что динамический диапазон предшествующей аналоговой части выше, чем динамический диапазон АЦП, и начнем с расчета динамического диапазона на входе АЦП. Динамический диапазон собственно АЦП в полосе $F_s/2$ равен его паспортному

значению λ отношения сигнал/шум (см. предыдущий раздел).

В полосе W_{BF} он несколько выше (аналогично (15)):

$$D_{ADC} = \lambda + 10 \cdot \lg \frac{F_s}{2W_{BF}}.$$

Согласно принятым в начале работы обозначениям среднеквадратичное значение полного собственного шума больше среднеквадратичного значения шума АЦП в $\sqrt{c^2 + 1}$ раз, поэтому динамический диапазон тракта в точке 2 равен

$$D_2 = \lambda + 10 \cdot \lg \frac{F_s}{2(c^2 + 1)W_{BF}}.$$

Динамический диапазон на выходе УОС больше динамического диапазона в точке 2 на величину коэффициента фильтрации (12) цифровой части:

$$D = \lambda + 10 \cdot \lg \frac{F_s}{2(c^2 + 1)W_{out}} - L_d.$$

Значения динамического диапазона УОС для сигналов и параметров, заданных для примеров в данной работе, сведены в табл. 4.

Таблица 4

Динамический диапазон УОС для типовых радиолокационных сигналов

ЛЧМ1	ФКМ1	КН1
96,1 дБ	95,4 дБ	99,9 дБ

Заключение

Рассмотренная в настоящей работе простая методика оценки основных характеристик УОС выработана в процессе создания ряда РЛС и прошла апробацию на реальной аппаратуре. Результаты применения методики позволяют, с одной стороны, оценить адекватность требований технических заданий, а с другой, – заложить основы для проектирования узлов УОС и выбора элементной базы.

Литература

1. Справочник "Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория." под ред. Я.Д. Ширмана, М., Радиотехника, 2007.
2. Д.Ю. Бобров, А.П. Доброжанский, Г.В. Зайцев, Ю.В. Маликов, И.Б. Цыпин, Обработка сигналов в МРЛС ЗРК, журнал "Цифровая обработка сигналов": часть 1, Принципы разработки. Преобразование сигнала в цифровую форму, 2001. – №4. – с. 2-11; часть 2, Алгоритмы обработки радиолокационных сигналов, 2002. – №1. – с. 28-39; часть 3, Программируемый процессор сигналов, 2002. – №2. – с. 17-26.
3. Хэррис Ф. Дж., Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье, ТИИЭР, том 66, 1978, №1, с. 60-96.
4. W. Kester, ed., Analog-Digital Conversion, 2004, www.analog.com.

КОНВЕЙЕРНАЯ ОБРАБОТКА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Кашин В.А., Кузин А.А., Рындык А.Г.

Введение

Первичная обработка сигнала в РЛС может быть условно разделена на два этапа: увеличение отношения сигнал/шум и обнаружение сигнала с измерением его параметров.

Обработка первого этапа включает фильтрацию, подавление различного вида помех, амплитудное детектирование, межпериодное накопление и т.п., при этом над каждым элементом входных данных выполняется достаточно большое число арифметических операций – обработка имеет потоковый характер. Алгоритмы такой обработки, как правило, линейны, но требуют большой производительности вычислительного устройства.

Обработка второго этапа тоже частично имеет потоковый характер – решается задача обнаружения, но большая часть обработки более "интеллектуальна" – измерение параметров производится избирательно и т.д. Алгоритмы имеют более ветвящуюся структуру, обращения производятся к непоследовательным элементам данных и т.п., при этом требования к производительности вычислителя значительно ниже, чем на первом этапе.

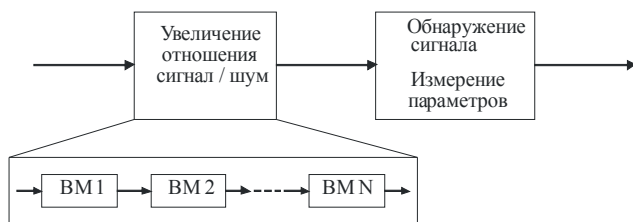


Рис.1. Первичная обработка сигнала

Для первого этапа обработки наиболее подходящим является использование ПЛИС, структура которой представляет собой конвейер из вычислительных модулей ВМ, реализующих отдельные функции обработки (рис.1). Реализация второго этапа может быть выполнена с использованием сигнальных процессоров.

При проектировании вычислительного конвейера необходимо учитывать следующие требования:

- совместная обработка данных нескольких каналов, физически расположенных на разных модулях;
- синхронизация с внешними сигналами управления, динамически изменяющимися некоторые алгоритмы обра-

Рассмотрена многомодульная реализация цифровой обработки радиолокационных сигналов. Предложена структура обработки, представляющая собой стробируемый конвейер из тестируемых вычислительных модулей, реализующих функционально законченные операции обработки сигнала: фильтрацию, подавление несинхронных импульсных помех и т.п.

ботки;

- программное управление параметрами обработки;
- тестируемость и измерение параметров непосредственно в процессе эксплуатации;
- большой динамический диапазон обрабатываемого сигнала.

Стробируемый конвейер

Вычислительные модули конвейера реализуют функционально законченные операции обработки сигнала: фильтрацию (и, если требуется, децимацию), согласованную фильтрацию, подавление несинхронных импульсных помех, подавление сигнала боковых лепестков, адаптивную компенсацию помех и т.п. Вычисления реализуются параллельно в нескольких приемных каналах, причем часть обработки в каналах производится независимо, а с некоторого шага алгоритма – совместно. Для организации совместной обработки необходимо организовать взаимный обмен данными между вычислительными конвейерами, расположенными на различных модулях.

Централизованное управление большими вычислительными конвейерами "со сцеплением"[2] представляет серьезные трудности. Более гибким представляется стробируемый конвейер (рис.2), каждый ВМ которого содержит кроме блока арифметических операций (БАО) локальное устройство управления (ЛУУ). Запуск вычислений осуществляется в момент поступления входных данных на БАО по специальному сигналу стробирования Stb . По завершении вычислений результат фиксируется в выходном регистре БАО, и ЛУУ выдает сигнал готовности данных Rdy , который используется для запуска следующего ВМ конвейера. При этом задержка результата в каждом ВМ (T_{PD}) незначительна, единственное условие – она не должна превышать период поступления входных отсчетов T_S .

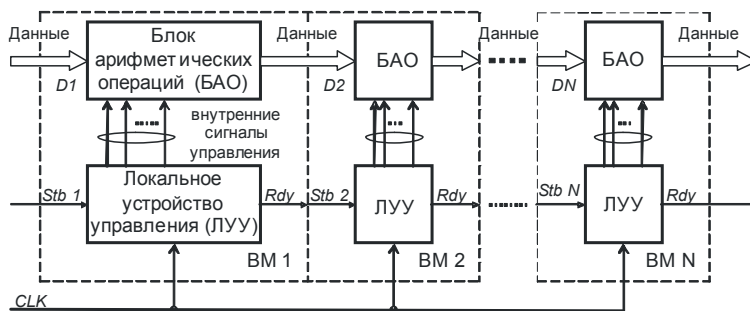


Рис.2. Стробируемый конвейер

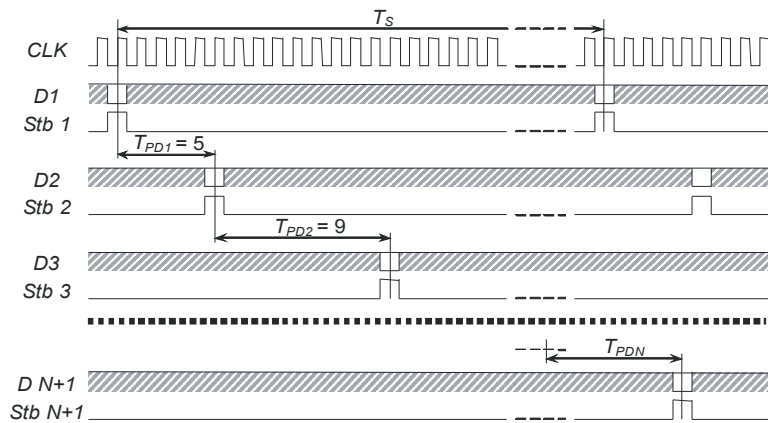


Рис.3. Диаграмма работы стробируемого конвейера

В настоящее время в системах ЦОС радиолокационных сигналов входной узкополосный сигнал обычно дискретизируется на несущей частоте. После переноса спектра на нулевую частоту, фильтрации и децимации отсчеты комплексной огибающей поступают в вычислительный конвейер с частотой в десятки раз ниже, чем тактовая частота ПЛИС CLK. Это позволяет внутри вычислительного модуля выполнять несколько арифметических операций за период поступления отсчетов и использовать итерационные алгоритмы типа CORDIC.

Иллюстрация работы стробируемого конвейера приведена на рисунке 3. Штриховкой показаны безразличные состояния шин данных.

Все ВМ такого конвейера могут синхронизироваться одной тактовой частотой – внутренним сигналом CLK, для реализации вычислителя идеально подходит ПЛИС FPGA, содержащая большое количество логических элементов с синхронными триггерами.

Из рис. 3 виден главный недостаток такой вычислительной структуры – низкая загрузка ВМ. Очевидно, что максимальная загрузка ВМ достигается при $T_{PD1} = T_{PD2} = \dots = T_{PDN} = T_s$, а максимальная производительность всего конвейера – при $T_{PD1} = T_{PD2} = \dots = T_{PDN} = T_s = 1$.

Однако, такая логическая организация конвейера позволяет легко наращивать число ВМ, а также исключать ВМ из цепочки обработки без модификации оставшихся блоков, поскольку все ВМ независимы по управлению. Для организации согласованной работы нескольких конвейеров в любой разрыв цепочки ВМ могут добавляться специальные блоки, обеспечивающие обмен данными между конвейерами и синхронизацию их работы (назовем их блоки синхронизации БС). На рис.4 показано сцепление двух конвейеров с использованием двух блоков синхронизации, при этом БС1 обеспечивает двунаправленный обмен данными, БС2 – передачу данных со второго конвейера на первый. Вычислители располагаются в различных ПЛИС FPGA1 и FPGA2.

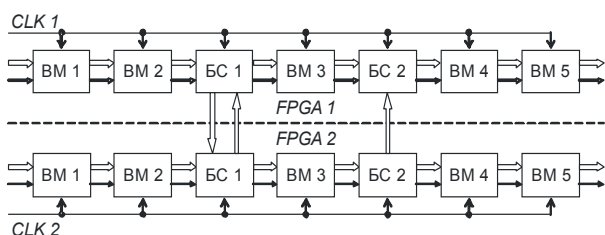


Рис.4. Сцепление стробируемых конвейеров

Синхронизация обработки

Порядок вычислений в некоторых ВМ конвейера изменяется в зависимости от внешних по отношению к ВМ управляющих сигналов. Например, опорный импульс ОИ (импульс запуска РЛС), интервал настройки коэффициентов в автокомпенсаторах и т.п. – некоторые временные стробы ВС. Временные стробы могут быть как внешними, формируемыми аппаратно, так и программно-управляемыми. Как правило, они имеют логические уровни сигналов и формируются относительно некоторого опорного импульса (в нашем случае – импульса запуска РЛС).

Если временные стробы управляют работой только ВМ1 в конвейере – проблем нет. Если управление осуществляется промежуточным ВМ, приходится учитывать задержки предыдущих ВМ конвейера и вносить соответствующие задержки в стробы. В случае, если временной строб управляет несколькими ВМ конвейера (например, ОИ), приходится формировать несколько копий временного строба с различными задержками. При внесении изменений в структуру конвейера или изменении T_{PD} блоков требуется корректировать все временные стробы.

Система ЦОС – это система дискретного времени, вследствие этого:

- в системе отсутствует абсолютное время, а существует лишь время относительное (нормированное), выраженное через номера отсчетов N;
- любой временной интервал может быть представлен с точностью до периода дискретизации T_s , иными словами, как разность номеров отсчетов.

Исходя из этого, при проектировании системы необходимо фиксировать логические значения временных стробов в моменты дискретизации входных аналоговых сигналов (моменты выборок АЦП) и приписывать полученные коды каждому отсчету. Таким образом, каждый отсчет снабжается набором признаков (MARKS), которые передаются по конвейеру вместе с самим отсчетом. На рис. 5 показано формирование и передача между ВМ признаков, состоящих из опорного импульса ОИ, внешнего аппаратного строба ВС1 и программно-формируемого строба ВС2.

Признаки MARKS образуют канал управления и передвигаются по конвейеру синхронно с данными. Впоследствии к временным стробам добавляются признаки

переполнения в АЦП, некоторые специфичные признаки обработки и т.п. Для организации такого канала в структуре каждого ВМ добавлено по два регистра (входной и выходной) для признаков.

Фактически признаки – это условия ветвления управляющего автомата ЛУУ. При обработке в ВМ отсчет может дополнительно снабжаться признаками, влияющими на работу последующих ВМ в цепочке конвейера.

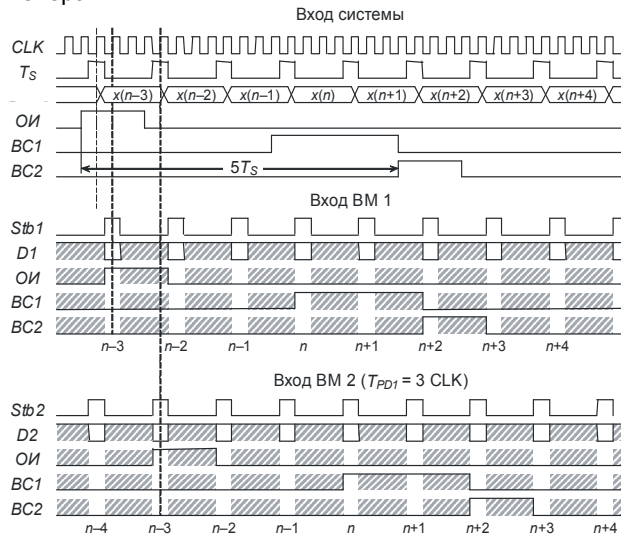


Рис.5. Формирование и передача признаков

Такой подход к синхронизации конвейера позволяет избежать централизованного управления сложной вычислительной системой. Поскольку признаки в ВМ задерживаются вместе с данными на время T_{PD} , при добавлении или исключении ВМ из конвейера не требуется никаких модификаций в управлении.

Программное управление

Многие ВМ конвейера требуют программируемых параметров – это коэффициенты фильтров, коэффициенты регулировки ОС в автокомпенсаторах и т.п. Для этих целей каждый ВМ содержит набор регистров параметров или ОЗУ параметров, запись данных в которые производится с разделяемой шины, проходящей по всем ВМ конвейера. Управление записью осуществляет блок интерфейса с процессором.

Тестирование

На начальных стадиях работы над проектом должны быть выделены следующие этапы тестирования, различающиеся целями, полнотой и моментами применения:

- тестирование при проектировании, включающее измерения параметров разработанного устройства (например, коэффициентов подавления помех);
- тестирование в производстве (заводские испытания);
- тестирование в процессе эксплуатации и измерения некоторых параметров системы, в которую встраивался блок ЦОС.

Тестирование на этапе разработки конфигурации ПЛИС – самый полный и трудоемкий этап, целью которого является выявление дефектов проекта и доведение параметров обработки до требуемых. Для измере-

ния параметров устройства возникает необходимость доступа к различным точкам обрабатывающего конвейера.

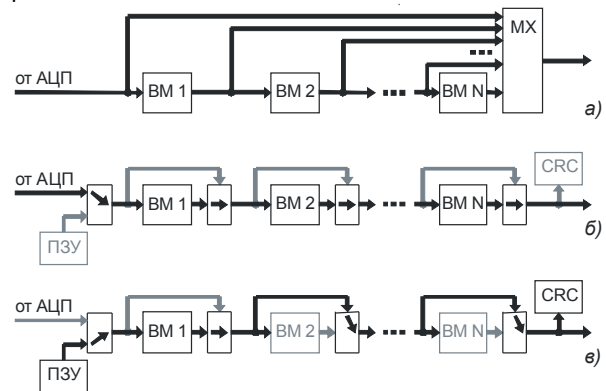


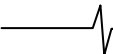
Рис.6. Модификация конвейера для тестирования: -а) с подключением к выходу системы выходов различных блоков, б) штатный режим работы конвейера (в обработке участвуют все модули), в) один из тестовых режимов (данные на выход конвейера передаются с выхода ВМ1, все последующие блоки находятся в режиме BYPASS).

Очевидным решением является введение в схему мультиплексора МХ (рис. 6, а), подключающего к выходу системы выходы различных блоков (контрольные точки). Однако, реализация такой схемы в ПЛИС потребует большого числа длинных параллельных каналов передачи данных, что в конечном итоге может значительно снизить быстродействие всего устройства.

Возможным решением является введение мультиплексоров на выходе каждого ВМ, с тем, чтобы организовать путь обхода вычислителя. Таким образом, появляется режим работы ВМ *BYPASS* (обход), в котором данные с входа ВМ передаются на его выход. В этом режиме задержка T_{PD} составляет 1 такт *CLK*, но как было сказано ранее, схема стробируемого конвейера не критична к величине указанной задержки. На рис. 6 показаны варианты использования режима *BYPASS*.

Для формирования входных воздействий в тестовых режимах на входе устройства должно быть добавлено ПЗУ, которое заменяет сигнал входного АЦП. Записанная в ПЗУ реализация детерминированного сигнала всегда приводит к детерминированной выходной последовательности отсчетов на выходе любого ВМ конвейера. Это позволяет установить на выходе конвейера блок *CRC* для подсчета циклической контрольной суммы по массиву данных. Контрольные суммы используются для быстрой проверки работоспособности устройства при заводских испытаниях.

Введение в конвейер режима *BYPASS* и независимость ВМ по данным и управлению позволяют сосредоточить усилия на верификации отдельных ВМ и отказаться от средств тестирования на основе *JTAG* интерфейса (встраиваемых логических анализаторов), поскольку в качестве анализатора используется инструментальная ЭВМ, принимающая поток данных с любого ВМ конвейера. Отладка полного конвейера может проводиться на реальном устройстве, а верификация отдельных ВМ – с помощью средств САПР (временная симуляция).



Тестирование ВМ лучше всего проводить средствами САПР по стандартному алгоритму – формирование входного вектора тестовых воздействий, вычисление выходных реакций ВМ на входной вектор, далее временное моделирование схемы и сравнение полученных результатов моделирования с рассчитанным вектором реакции. В случае полного совпадения результатов расчета и моделирования проектирование ВМ может считаться завершенным.

Верификация отдельных ВМ со сложной организацией вычислений (например, адаптивный компенсатор помех) представляет определенные трудности. Вектор входных воздействий для таких ВМ имеет большую размерность (несколько тысяч отсчетов) и формирование его должно быть автоматизировано. Еще большую трудность представляет расчет реакции ВМ на тестовое воздействие с учетом погрешностей внутренних арифметических операций в ВМ (таких, например, как округление).

Для формирования входных воздействий и расчета реакций в пакете MATLAB необходимо создать модели вычислительных операций каждого ВМ, учитывающие форматы операндов. Внутренние переменные моделей должны быть эквивалентны внутренним регистрам ВМ, что позволяет ускорить процесс верификации блоков проекта.

После отладки всего проекта по тестовому сигналу из ПЗУ могут быть вычислены и зафиксированы контрольные суммы для различных режимов работы конвейера.

Целью тестирования в производстве является быстрая проверка функционирования устройства. На этом этапе конфигурация ПЛИС остается неизменной, а неправильная работа устройства может быть связана только с производственными дефектами. Для проверки используются контрольные суммы, совпадение их значений с зафиксированными ранее гарантирует работоспособность устройства и соответствие его параметров заданным.

В процессе эксплуатации устройства проверка может производиться по контрольным суммам, а измерения параметров системы – с помощью специального программного обеспечения.

Структура вычислительного модуля

С учетом приведенных ранее рассуждений была получена структура вычислительного модуля, показанная на рис. 7. Структура БАО может быть выполнена по

принципу конвейера. Мультиплексор М позволяет контролировать промежуточные вычисления в конвейере.

На рис. 7: РГ – регистры, М – мультиплексор данных, ЛУУ – локальное устройство управления, БАО с ПТ – блок арифметических операций с плавающей точкой.

Применение арифметических операций с плавающей точкой желательно выбрать по двум причинам:

- большой диапазон представления операндов (а значит и большой динамический диапазон сигнала, который может быть обработан);
- возможен компактный формат представления комплексных данных в форме с плавающей точкой.

Арифметика плавающей точки

Возможный формат комплексных операндов с плавающей точкой, упакованных в 32-разрядное слово, представлен на на рис. 8 [1].

Exp (6)	SR	F_RE (12)	SI	F_IM (12)
---------	----	-----------	----	-----------

Рис. 8. Формат комплексного операнда с ПТ

Формат имеет структуру, состоящую из пяти полей:
Exp – экспонента (порядок) комплексного числа, целое со знаком в дополнительном коде;
SR – знак действительной части комплексного числа;
F_RE = *R*[11..0] – дробная часть мантииссы действительной части комплексного числа;
SI – знак мнимой части комплексного числа;
F_IM = *I*[11..0] – дробная часть мантииссы мнимой части комплексного числа.

Величина комплексного числа *X* определяется следующей формулой:

$$X = (Re + jIm) * 2^{Exp}, \text{ где}$$

$$Re = -SR * 2^0 + R[11] * 2^{-1} + \dots + R[0] * 2^{-12};$$

$$Im = -SI * 2^0 + I[11] * 2^{-1} + \dots + I[0] * 2^{-12}.$$

Число считается нормализованным, если *R*[11] ≠ *SR* или *I*[11] ≠ *SI*.

Диапазоны значений нормализованных чисел:
 положительных $2,3283 \times 10^{-10} \dots 2,14696 \times 10^{+9}$;
 отрицательных $-2,14748 \times 10^{+9} \dots -2,32944 \times 10^{-10}$.

Для корректного выполнения операций сложения/вычитания может быть введен специальный код нуля с ПТ:

$$Exp = -32, Re = 0, Im = 0 \text{ (код } 0x8000 \text{ } 0000).$$

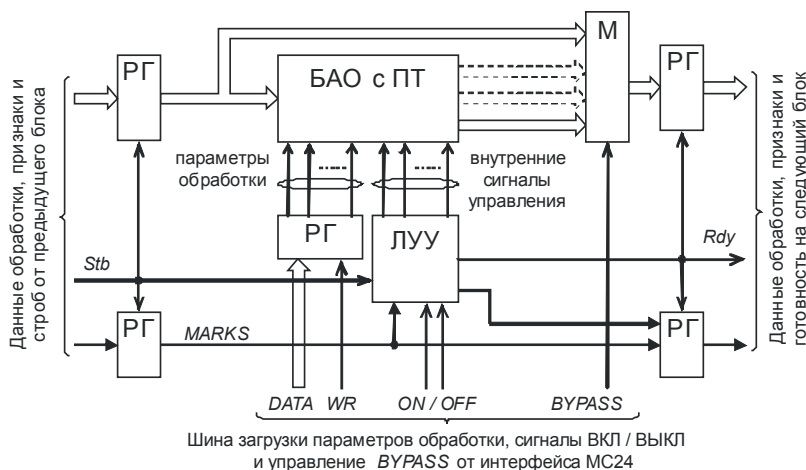


Рис. 7. Структура вычислительного модуля

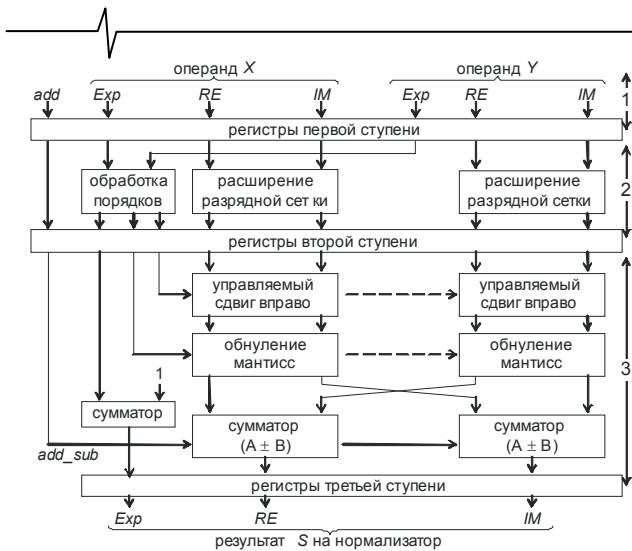


Рис. 9. Блок сложения/вычитания комплексных операндов с ПТ

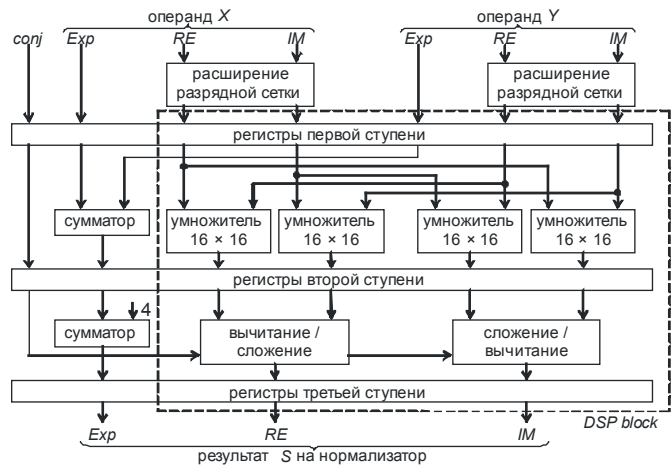


Рис. 10. Блок умножения комплексных операндов с ПТ

В процессе работы над реальным проектом была создана библиотека арифметических модулей для комплексных чисел в указанном формате, которая включала блоки сложения/вычитания, умножения, тригонометрические функции и некоторые другие. Реализация большинства арифметических модулей конвейерная.

На рис.9 и рис. 10 показаны структуры блоков сложения/вычитания и умножения. Первый блок построен на логических элементах, основой второго является специальный DSP блок, входящий в состав ПЛИС.

Результаты вычислений поступают на специальные блоки, осуществляющие преобразование чисел с ПТ в нормализованную форму (нормализаторы). Особенностью нормализации чисел приведенного формата является совместный анализ двух мантисс. Определяется количество разрядов слева, совпадающих со знаком, для обеих (действительной и мнимой) мантисс. Наименьшее из значений определяет величину сдвига мантисс влево и величину коррекции порядка.

Заключение

Описанный стролируемый конвейер на основе арифметических блоков с ПТ был реализован в двухканальной системе обработки сигналов, разработанной для одного из радиолокационных комплексов. Каждый из конвейеров содержал 14 вычислительных модулей и 3 блока синхронизации, обеспечивающих обмен данными между конвейерами.

В проектируемой системе не требовалось обеспечивать 100% вычислительную загрузку ВМ. Производи-

тельность различных ВМ колебалась от 10 до 85% от максимальной, даже при этих условиях была достигнута производительность каждого конвейера около 4500 MFLOPS (при тактовой частоте ПЛИС 150 МГц). При этом производительность, например, согласованного фильтра, была не менее 900 MFLOPS, что составляло около 50% от максимальной.

К недостаткам выполненного проекта можно отнести неэкономное использование ресурсов ПЛИС, хотя для современных ПЛИС это вполне допустимо (проект использовал около 60%).

Принцип организации конвейера в виде цепочки автономных по управлению вычислительных модулей позволил легко модифицировать схему и значительно упростил процесс отладки.

Применение для обработки чисел с ПТ увеличило диапазон представляемых сигналов примерно до 350 дБ, что эквивалентно целочисленной обработке с разрядностью операндов 64 бита.

Конвейер может быть реализован не только в одной ПЛИС, а разбит на несколько частей (например, по количеству ВМ), каждая из которых проектируется как отдельная ПЛИС.

Литература

1. V.G. Oklobdzija, D.Villeger, T. Soulas/ A Integrated Multiplier for Complex Numbers. – Journal of VLSI Signal Processing, 7, 213-222 (1994)
2. Компьютеры на СБИС: В 2-х кн. 2: Пер. с япон./ Мотоока Т., Хорикоси Х., Сакаути М. и др. – М.: Мир, 1988. – 336 с., ил.

ФОРМИРОВАНИЕ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ЛУЧЕЙ ВОКРУГ ЦЕНТРАЛЬНОГО ПРИЕМНОГО ЛУЧА В ЦИФРОВОЙ ФАР

Григорьев Л.Н., Кузнецов Ю.А.

Введение

В фазированных антенных решетках (ФАР) с двумерным управлением лучом часто требуется вокруг основного приемного луча сформировать несколько вспомогательных лучей, например, с целью увеличения точности определения угловых координат обнаруженных объектов. Основным приемным лучом обычно называют центральным (**ц** – на рис. 1), относительно него формируются боковые лучи: **в** и **н** (верхний и нижний), **л** и **п** (левый и правый), **вл** и **вп** (верхний левый и верхний правый), **нл** и **нп** (нижний левый и нижний правый). Варианты расположения лучей в поперечном сечении в координатах азимут и угол места (β и ε) показаны на рис. 1.

Лучи, образующие «розочку», содержатся также в «матрице» и «ромашке», где имеются еще угловые лучи. В «матрице» угловые лучи несколько отдалены от центрального луча, в «ромашке» все боковые лучи «касаются» центрального луча. Для точного определения угловых координат обнаруженных объектов используется отношение уровней сигналов, принимаемых центральным и боковыми лучами. Очевидно, что при равновероятном расположении объекта относительно приемных лучей точность определения угловых координат (при прочих равных условиях) будет наибольшей при использовании «ромашки» и наименьшей – при «розочке».

Настоящая статья посвящена экономным методам формирования боковых лучей ФАР относительно центрального луча при определенной структуре (геометрии) расположения излучателей.

Исходные условия: излучатели ФАР расположены по строкам и столбцам, принимаемые излучателями сигналы оцифровываются, положение центрального луча относительно нормали ФАР определяется соответствующим фазовым распределением по раскрытию антенны.

Ставится задача: минимизировать объем вычислительных операций при формировании боковых лучей относительно центрального луча. Эффективность

Рассмотрен способ формирования вспомогательных лучей вокруг центрального приемного луча в цифровой фазированной антенной решетке при строчно-столбцовом расположении излучателей. Показана возможность существенного сокращения операций умножения при формировании вспомогательных лучей по сравнению с традиционным способом.

решения задачи будем оценивать по сокращению количества операций умножения.

Универсальный подход

Для формирования боковых лучей используется цифровое фазовое распределение по раскрытию ФАР, соответствующее положению центрального луча. Его положение по отношению к нормали ФАР может быть любым (в пределах сектора сканирования). Фазовый фронт каждого бокового луча должен быть повернут относительно фазового фронта центрального луча определенным образом. Для этого необходимо в каждый излучатель ФАР ввести определенную фазовую добавку. Изменение фазы есть операция умножения. Для формирования одного бокового луча требуется количество операций умножения, равное количеству излучателей. Последующее сложение сигналов излучателей даст один боковой луч. При формировании нескольких боковых лучей количество операций умножения увеличивается пропорционально количеству лучей.

Такой подход применим при любой геометрии расположения излучателей в раскрытии ФАР. Рассмотрим как можно упростить решение задачи при строчно-столбцовом расположении излучателей.

Формирование «розочки» лучей

При строчно-столбцовой структуре ФАР для формирования, например, лучей **л** и **п** необходимо «повернуть» фазовый фронт центрального луча вокруг столбца до необходимого положения (влево или вправо).

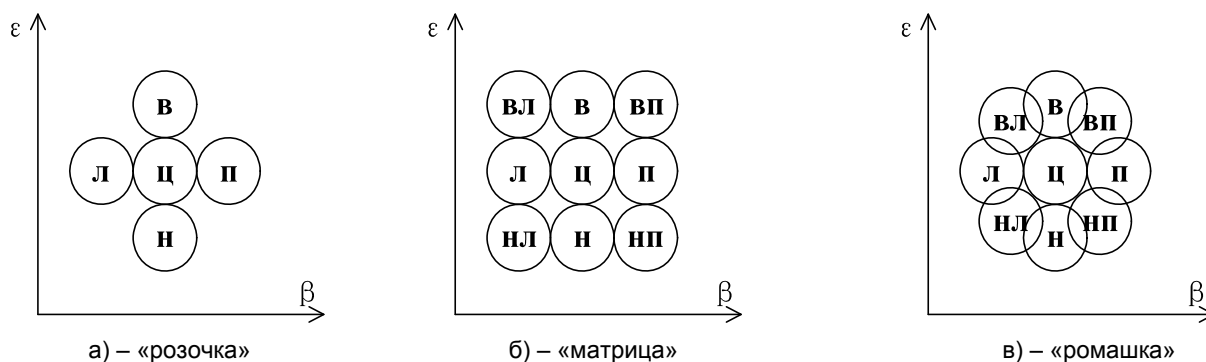


Рис. 1

При таком «повороте» взаимное соотношение фаз по столбцу не меняется, но необходимо обеспечить одинаковую дополнительную нарастающую фазу между столбцами. Следовательно, в отдельно взятом столбце сигналы всех излучателей должны получить одинаковый дополнительный фазовый сдвиг (умножение на одинаковую величину). Это позволяет модифицировать алгоритм: сигналы излучателей, соответствующие положению центрального луча, сначала суммировать по столбцам, затем эти суммарные сигналы сдвинуть по фазе (умножить) с нарастанием от столбца к столбцу, после чего просуммировать полученные произведения. В результате получим сигнал, соответствующий лучу **л** или **п**.

Для левого луча (при одинаковом шаге между столбцами):

$$U_{\text{л}} = \sum_{i=1}^n U_{1i} + \sum_{j=2}^m [(j-1)\Delta\varphi] \sum_{i=1}^n U_{ji} \quad (1)$$

где $U_{\text{л}}$ – выходной сигнал луча **л**,

i – номер строки,

j – номер столбца,

U_{ji} – сигнал излучателя j -го столбца i -ой строки,

U_{1i} – сигнал излучателя первого столбца i -ой строки,

n – количество строк,

m – количество столбцов,

$\Delta\varphi$ – дополнительный фазовый сдвиг между соседними столбцами.

В формуле (1) использована условная запись произведения $\Delta\varphi \cdot U$, означающая поворот вектора сигнала U на угол $\Delta\varphi$ (реально надо вычислять квадратуры результирующего сигнала с использованием квадратур исходного сигнала и квадратур единичного сигнала с фазой φ). Это условное упрощение формулы позволяет яснее понять общий алгоритм преобразования, не вникая в сложности операций с квадратурами.

В крайний столбец не требуется вводить дополнительную фазу (при $j=1$), поэтому количество операций умножения составляет $(m-1)$, количество складываемых величин равно $m \cdot n + m = m(n+1)$.

По сравнению с универсальным методом количество операций умножения сокращается в $m \cdot n / (m-1)$ раз, при $m \gg 1$ выигрыш получим приблизительно в n раз.

Для правого луча **п** (при одинаковом с левым лучом отклонении от центрального луча) имеем

$$U_{\text{п}} = \sum_{i=1}^n U_{1i} + \sum_{j=2}^m [(j-1)(-\Delta\varphi)] \sum_{i=1}^n U_{ji} \quad (2)$$

при таком же выигрыше в сокращении операций умножения, как и для луча **л**.

Упрощенная схема (алгоритм) формирования лучей **л** и **п** показана на рис. 2.

Верхний и нижний лучи формируются аналогичным образом с той разницей, что сигналы до умножения суммируются по строкам. При одинаковом шаге между строками имеем:

$$U_{\text{В,Н}} = \sum_{j=1}^m U_{j1} + \sum_{i=2}^n [(i-1)(\pm\Delta\psi)] \sum_{j=1}^m U_{ji} \quad (3)$$

Здесь $\Delta\psi$ – дополнительный фазовый сдвиг между соседними строками (для луча **в** $\Delta\psi$ берется со знаком «+», для **н** – со знаком «-»).

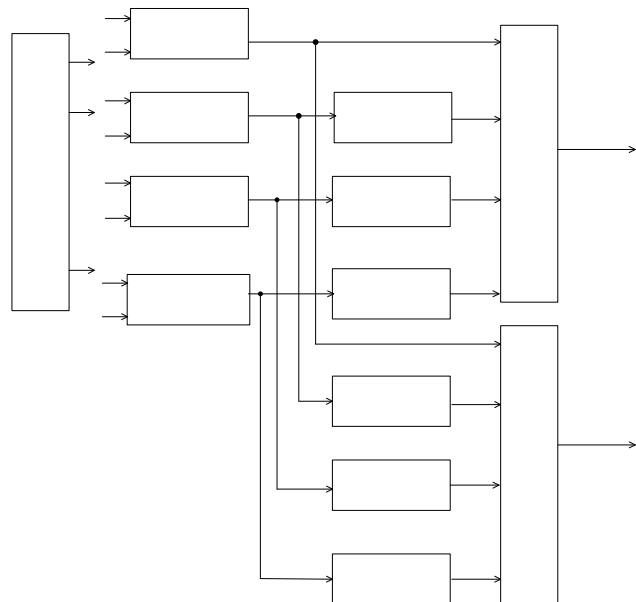


Рис. 2.

Количество операций умножения для формирования одного луча составляет $(n-1)$. Количество складываемых величин равно $m \cdot n + n = n(m+1)$, для случая $n=m$ получим соответственно $n(n+1)$.

Схема формирования лучей **в** и **н** аналогична рис. 2 с той разницей, что до умножения сигналы суммируются по строкам.

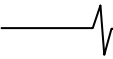
Положение лучей **л**, **п**, **в**, **н** относительно центрального луча можно менять путем выбора соответствующих значений $\Delta\varphi$ и $\Delta\psi$, при этом указанные лучи будут перемещаться в направлениях, указанных стрелками на Рис.1а. Эти направления перпендикулярны столбцам или строкам.

Данный способ формирования боковых лучей «розочки» изложен в [1]. Он применим при строчно-столбцовой геометрии размещения излучателей и может быть использован при разной геометрии плоскости раскрыва ФАР (прямоугольная, овальная и др.). При неэквидистантном расположении столбцов (строк) формулы (1), (2), (3) следует уточнить: дополнительная фаза между соседними столбцами(строками) должна соответствовать шагу между ними. Применим он также при разделении ФАР на подрешетки (с суммированием сигналов в подрешетках) с последующим использованием сигналов подрешеток для формирования боковых лучей.

Формирование лучей «матрицы»

В «матрице» лучи **л**, **п**, **в** и **н** формируются изложенным выше способом. К ним надо добавить угловые лучи **вл**, **нл**, **вп** и **нп**. Для их формирования воспользуемся таким же подходом – поворот фронта волны центрального луча относительно диагонали, соединяющей углы прямоугольника, образованного соседними излучателями строк и столбцов.

Рассмотрим это на примере квадратной ФАР с одинаковым шагом излучателей по вертикали и по горизонтали. На рис. 3 точками представлено расположение излучателей для ФАР, состоящей из 5 строк и 5 столбцов, и показаны диагональные линии (слева вверх направо), соединяющие соответствующие излучатели. При повороте фазового фронта центрального луча вокруг одной из диаго-



нальных линий взаимное соотношение фаз по линии не меняется, но необходимо обеспечить одинаковую дополнительную нарастающую фазу между линиями.

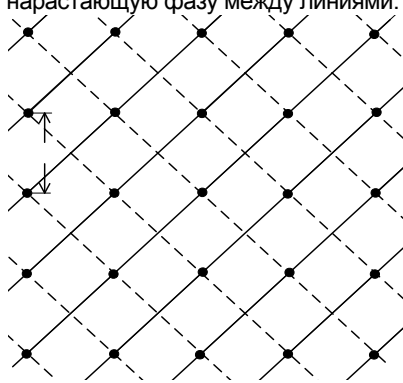


Рис. 3

Следовательно, в отдельно взятой диагональной линии сигналы всех излучателей получают одинаковый фазовый сдвиг, поэтому можно сначала просуммировать сигналы излучателей по линиям, а затем полученные суммы умножить на соответствующий фазовый сдвиг. В результате получим лучи **вл** или **нп**, которые смещены относительно центрального луча перпендикулярно диагонали.

При повороте фазового фронта относительно другой диагональной линии (на рис.3 ортогональные диагональные линии показаны пунктиром слева вниз направо) можно аналогичным образом сформировать лучи **лн** или **пв**.

Количество диагональных линий в квадратной решетке (при $n=m$) будет равно $(2n-1)$. Суммирование сигналов по линиям, проходящим через угловые излучатели (одиночные), не требуется. Сигнал одиночного углового излучателя (U_{11}) умножать также не требуется. Поэтому для формирования одного углового луча необходимо $(2n-3)$ сумматора, $(2n-2)$ умножителя и один выходной сумматор.

Схема (алгоритм) формирования двух угловых лучей (например, **лв** и **нп**) представлена на рис. 4, где $\Delta\theta$ – дополнительный фазовый сдвиг между соседними диагональными линиями.

Количество операций умножения для формирования одного углового луча в 2 раза больше, чем при формировании луча «розочки». По сравнению с универсальным методом сокращение операций умножения будет примерно в $n/2$ раза (при $n \gg 1$). Количество складываемых величин равно $(n+1)^2-4$.

Угловые лучи **лн** и **вн** формируются аналогичным образом с той разницей, что сигналы до умножения суммируются по другим диагональным линиям (пунктирные линии на рис. 3).

Положение угловых лучей относительно центрального луча можно менять путем выбора необходимых значений фазового сдвига между соседними диагональными линиями, при этом угловые лучи будут перемещаться в направлениях, перпендикулярных диагоналям.

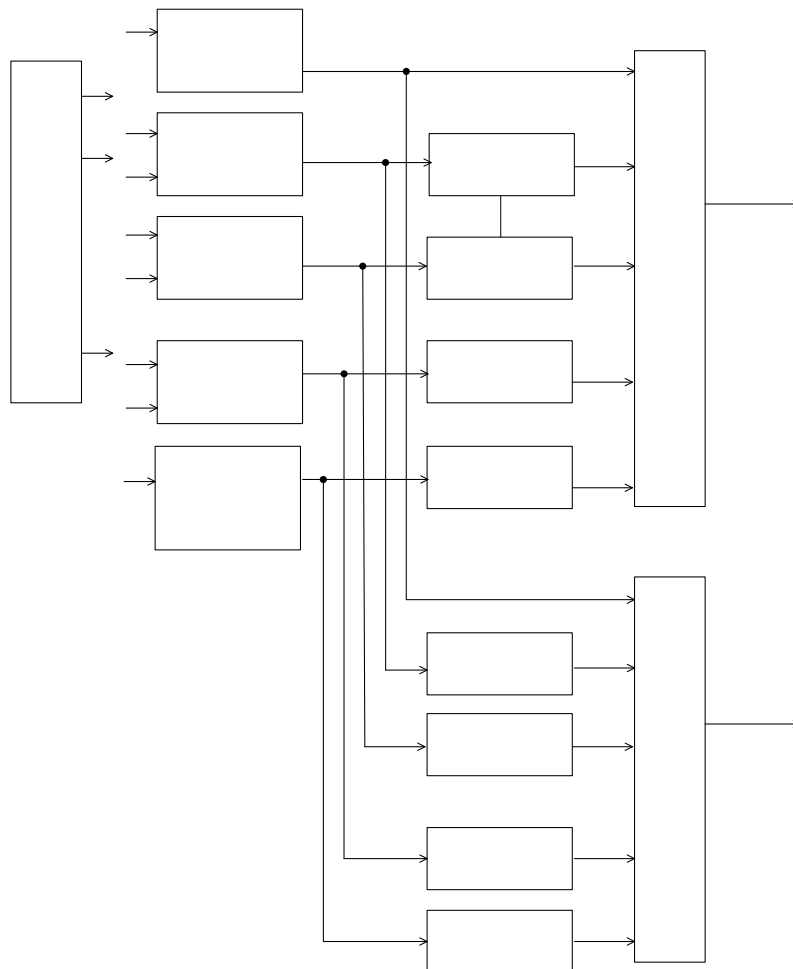


Рис. 4.

Количество	Рассмотренный способ		Универсальный способ
	лучи в, н, л, п	лучи нл, вл, вл, нп	
1. Операций умножения	$n - 1$	$2(n - 1)$	n^2
2. Операций сложения	$n + 1$	$2(n - 1)$	1
2.1. Складываемых величин в одной операции сложения	n	от 2 до $(n - 1)$	n^2
2.2. Всего складываемых величин	$n^2 + n$	$(n + 1)^2 - 4$	n^2

Формирование лучей «ромашки»

«Ромашка» формируется тем же способом, как и «матрица». Положение угловых лучей относительно центрального луча определяется выбором необходимого значения фазового сдвига между соседними диагональными линиями, обеспечивающего требуемое пересечение углового луча с центральным.

Прежде чем сделать заключительные выводы о представленном способе формирования лучей в цифровой ФАР, - несколько замечаний о пределах его применения. Исходным условием применения является строчно-столбцовая геометрия размещения излучателей. Шаг решетки в одном измерении должен быть одинаковым. Допускается разный шаг решетки по двум измерениям: по вертикали один шаг, по горизонтали – другой. Изложенные условия достаточны для применения данного способа[2].

Иной вопрос – обеспечение одинакового уровня пересечения угловых лучей с соседними вспомогательными лучами. Это определяется, во-первых, формой лучей в поперечном сечении (т.е. соотношением вертикального и горизонтального размеров ФАР) и, во-вторых, - положением диагоналей. Приведенная на Рис.1 конфигурация лучей является частным случаем, когда лучи имеют карандашную форму, а ФАР имеет одинаковый шаг решетки по столбцам и строкам. В общем случае сечение луча может отличаться от круга, и не всегда возможно требуемое размещение угловых лучей относительно других, что надо учитывать при формировании ансамбля пеленгационных характеристик для определения угловых координат.

Изложенный подход – поворот фазового фронта центрального луча вокруг строки, столбца и диагонали – можно использовать и для общего случая, когда строки и столбцы расположены не под прямым углом, а диагонали взаимно не перпендикулярны. Взаимное расположение лучей при этом отличается от показанного на Рис.1. Представляет интерес вариант, в котором соседние друг с другом излучатели расположены на вершинах ромба. Диагонали ромба

можно разместить по вертикали и горизонтали (они взаимно перпендикулярны) и формировать относительно них «розочку», а угловые лучи будут перемещаться перпендикулярно сторонам ромба. Изменяя угол при вершине ромба (в зависимости от размеров луча по вертикали и горизонтали), можно варьировать положения угловых лучей и уровни их пересечений с соседними лучами.

Заключение

Представленный способ формирования в цифровой ФАР боковых приемных лучей вокруг центрального луча позволяет существенно уменьшить количество операций умножения по сравнению с универсальным методом. Для квадратной ФАР с одинаковым количеством строк и столбцов ($n=m$) это уменьшение будет в n раз при формировании боковых лучей «розочки», и в $n/2$ раз при формировании «угловых» лучей «матрицы» и «ромашки» (при $n \gg 1$).

При этом несколько увеличивается количество операций сложения, но при уменьшении количества складываемых величин в одной операции. Приведенная таблица дает количество операций умножения и сложения (для квадратной ФАР) при формировании одного бокового луча.

Для иной формы плоскости раскрытия ФАР (в том числе с неодинаковым количеством строк и столбцов) количество операций умножения легко определяется по изложенной выше методике и зависит от количества строк, столбцов и диагональных линий. При этом использование формы, близкой к «гладкой» (круг, овал и т.п.), даст уменьшение количества диагональных линий.

Литература

1. Григорьев Л.Н., Кузнецов Ю.А. «Устройство формирования диаграммы направленности цифровой ФАР». Патент на полезную модель №52266.
2. Григорьев Л.Н., Кузнецов Ю.А. «Устройство формирования вспомогательных лучей в цифровой ФАР». Заявка на полезную модель №2009110097, приоритет от 20 марта 2009г.

ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ОБРАБОТЧИКА ПРЕРЫВАНИЙ В СЕМЕЙСТВЕ ADSP-211XX/2XX/3XX

Ботвинёнок А.А., Курличников А.П.

При проектировании различных радиоэлектронных устройств часто возникает задача построения точной временной диаграммы запуска различных процессов или периферийных устройств. В зависимости от предъявленных требований к стабильности, эту задачу можно решать различными способами. С помощью ПЛМ и ПЛИС можно добиться отличных результатов как по точности соблюдения диаграммы, так и по джиттеру, однако это решение повышает стоимость устройства, энергопотребление. Кроме того, на плате ЦОС в распоряжении разработчика часто есть один или несколько DSP с высокой тактовой частотой, на первый взгляд, пригодных для такого применения. В эксперименте была поставлена задача реализовать временную диаграмму управления периферийным устройством посредством имеющихся процессоров ADSP-21XXX, отказавшись от дополнительных аппаратных средств.

В качестве примера были взяты платы ЦОС, где основными (или единственными) процессорами были DSP семейства Sharc – ADSP-21161/262/362, на которых дополнительно требовалось реализовать схему управления внешним устройством (посредством нескольких импульсов по трём управляющим шинам), жестко привязанную к внешнему синхроимпульсу. При этом требовалось получить джиттер не более 5 нс и разрешалось варьировать частоту процессора с условием невмешательства в исполнение основной программы.

Для решения подобной задачи внешний синхроимпульс подавался на наиболее приоритетное прерывание IRQ2 процессора, а выдача сигналов осуществлялась через флаги (или DA1 для 21262/362). Добиться требуемой временной диаграммы пытались двумя способами: традиционным – с использованием таймеров, или используя цепочки команд в качестве задержек. При этом используемые типы процессоров отличаются, (ввиду разной архитектуры обработчика прерывания) величиной минимальной задержки выходных импульсов, реализуемых во временной диаграмме (например для 21362 – около 50 нс). Высокие тактовые частоты процессоров в принципе позволяют получить дискретность временной диаграммы менее 10 нс, что вполне достаточно для большинства приложений, но остаётся вопрос обеспечения стабильности фронтов выдаваемых импульсов и отсутствие влияния внешних факторов. Ниже указаны использовавшиеся в экспериментах напряжения питания и частоты процессоров.

Процессор	ADSP-21161	ADSP-21262	ADSP-21362
V_{core}, V_{PLL}	1.8 В	1.2 В	1.2 В
F_{ext}	40 МГц	40 МГц	40 МГц
F_{pll}	80 МГц (2/1)	160 МГц (8/2)	320 МГц (16/2)

Вариант формирования диаграммы с использованием таймеров.

В данном эксперименте осуществлялся запуск таймеров в режиме компаратора, по прерыванию которого производилось управление соответствующей периферией. Однако, несмотря на кажущуюся надёжность и удобство метода, никакими манипуляциями не удалось добиться джиттера менее одного периода входной частоты (далее – $T_{вх}$, в нашем случае 25 нс), что объясняется частотой обращения к периферии. При этом следует отметить, что таймеры процессора могут быть задействованы в основной программе, это делает данный способ ещё менее привлекательным, и поэтому он далее не рассматривается.

Использование цепочек команд.

В этом способе цепочки команд основной программы дополнялись холостыми командами (nop) для соблюдения требуемой временной диаграммы. В этом случае результаты получились существенно лучше, чем при использовании таймеров. При точной реализации временной диаграммы (с дискретом такта процессора) сигнал, тем не менее, имеет джиттер относительно синхроимпульса на период $T_{вх}$ (25 нс) относительно среднего положения, причём это «дрожание» имеет дискретный характер: три стабильных точки на временной диаграмме, где равномерно может находиться фронт выдаваемого импульса, а сама «точка» представляет собой размазанный на 3-4 нс фронт. Далее были исследованы факторы, оказывающие основное влияние на джиттер и свои синхронизации:

а) Момент обращения к периферии.

Было замечено, что джиттер зависит от расположения точки выдачи сигнала. В частности установлено, что оптимальным моментом для поднятия флага является первая команда в обработчике прерывания. При смещении выдачи импульса холостыми командами, результат в большинстве случаев ухудшался на $\pm 0.5T_{вх}$. (код представлен для процессора 21262/362):

```
__IRQ2I::                               //Обработчик IRQ2.  
por; por;...nop;                          //холостые ко-  
манды  
bit set FLAGS FLG1; //Установка логической 1 на  
выходе  
...  
rti;
```

Таким образом, без учёта других факторов, невозможно получить стабильный сигнал с произвольной или управляемой задержкой.

б) Положение синхроимпульса относительно

входной опорной частоты.

Проверено, что джиттер выдаваемых сигналов зависит от положения внешнего синхроимпульса относительно фазы опорной частоты (для генерирования синхроимпульса использовался тот же источник опорной частоты, что и для самого процессора). Так, меняя взаимное расположение опорной частоты и синхроимпульса, можно было наблюдать уменьшение сбоев синхронизации с 3-х до 2-х стабильных точек с расстоянием в один период $T_{вх}$ (25 нс) между ними.

в) Влияние коэффициентов PLL.

В зависимости от используемых множителей внутренней PLL, джиттер также менялся. Наилучшие результаты были получены при коэффициентах, представляющих собой степенной ряд двойки. Это, видимо, объясняется тем, что такое умножение или деление частоты является самой технологичной операцией, и поэтому джиттер внутренней частоты минимален. Так, при множителе 4 и делителе 2 (4/2) на всех испытываемых процессорах была получена стабильность ± 2 нс при равномерном шуме фронта, причём этот джиттер не зависел от частоты работы ядра (входная частота делилась на два). Вероятно, это дрожание связано не с внутренними эффектами в процессоре, а получается с умножением фазового шума опорной частоты. При подаче эталонной внешней частоты (от стабильного внешнего генератора с низким фазовым шумом) дрожание уменьшилось до ± 0.7 нс. Такие низкие значения джиттера удавалось получить только при коэффициентах 16/2 (ADSP-21362), 8/2 (ADSP-21262/362), 4/2 (21161/262/362), но не 8/1 и 4/1. Это может быть связано с неидеальностью скважности входной частоты. Следует обратить внимание на то, что от включения к включению питания точка стабильности могла менять своё положение на четверть $T_{вх}$ (6.25 нс). Этот эффект, по-видимому, связан с возможностью запуска PLL по переднему или заднему фронту входной тактовой частоты (используемое семейство DSP не имеет команды сброса PLL). Кроме того, в случаях коэффициентов PLL, равных 16/2, 8/2 и 4/2, на временной диаграмме удалось выявить участки стабильного воспроизведения сигналов с минимальным джиттером (± 0.7 нс). На основе этих наблюдений были выработаны нижеследующие рекомендации.

Рекомендации по построению временной диаграммы.

Большое влияние на джиттер оказывает положение спада синхроимпульса (по нему защёлкивается прерывание IRQ2) относительно фронта входной тактовой частоты. При этом присутствует «точка нестабильности» (в эксперименте - зона шириной около 1 нс), попав в которую синхроимпульс начинает случайным образом обрабатываться в предыдущем или последующем тактах внешней частоты. Положение этой точки не зависит от настроек PLL, питания ядра и PLL и определяется внутренней логикой обработчика прерываний.

Так, для процессоров 21362 при входной частоте 40 МГц точка бифуркации опережала фронт входной частоты на 2.5 нс, а при входной частоте 20 МГц -

примерно на 5 нс. Для процессора 21161 эта точка опережала тактирующий фронт на 1 нс, причём не выявлено зависимости от входной частоты. Таким образом, первая рекомендация состоит в подстройке положения синхроимпульса относительно тактирующей частоты.

Второй важный момент – соблюдение требований к коэффициентам PLL (PII_{mul} , PII_{div}), которые должны представлять собой целую степень двойки (2, 4, 8, 16, 32...).

И в заключении, при разработке программы, для получения стабильных сигналов, необходимо соблюдать некоторые дополнительные требования:

Для процессора 21161 - число команд (без учёта rti) в обработчике прерывания должно быть равно $4n-1$, где n – натуральное число.

Для процессоров 21262 - число команд (без учёта rti) в обработчике прерывания должно быть выбрано в зависимости от настроек PLL процессора, однако число команд в обработчике прерывания (без учёта rti) должно равняться $3n+k$, где n – натуральное, а k – целое число, зависящее от настроек PLL.

Для процессоров 21362 - число команд (без учёта rti) в обработчике прерывания должно быть равно $4n$, где n – натуральное число.

Выводы

Таким образом, на базе DSP SHARC трёх разных поколений (21161/262/362) независимо от значения частоты ядра удалось получить стабильную временную диаграмму с дискретом $\frac{1}{2} T_{вх}$, и джиттером менее 1 нс (для системы с единым тактовым генератором). Это достигнуто благодаря соблюдению условия кратности команд в обработчике прерывания и соответствующего расположения синхроимпульса относительно входной частоты. В других случаях джиттер сигналов был более одного периода входной частоты, что нельзя считать приемлемым для многих приложений (25-50 нс в нашем случае).

Проведённые эксперименты показывают, что при наличии неиспользуемых ресурсов процессора (IRQ2, процессорное время) можно построить требуемую временную диаграмму без дополнительных аппаратных средств. Кроме того, полученные для случая работы с флагами результаты можно распространить и на другую периферию. Таким образом, можно построить требуемую временную диаграмму SPORT, LINK и других портов. При этом холостые команды, естественно, можно заменить полезным кодом обработки - тогда затраты процессорного времени на обслуживание диаграммы будут минимальны, хотя платой за это будет некоторое усложнение отладки программ.

Литература

1. ADSP-2106x SHARC Processor User's Manual, revision 2.1
2. ADSP-21161 SHARC DSP Microcomputer Data Sheet
3. ADSP-21262 3rd Generation Low Cost 32-bit Floating-Point SHARC Processor Data Sheet
4. ADSP-21362 High-Performance 32-bit Floating-Point SHARC Processor for General Purpose Applications Data Sheet

ДИСКРЕТИЗАЦИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ПРИКЛАДНЫХ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ

Цыганенко В.Н., Белик А.Г.

Введение

В основе дискретизации непрерывных сигналов лежит принципиальная возможность представления их в виде взвешенных сумм:

$$x(t) = \sum_j a_j f_j(t), \quad (1)$$

где a_j - некоторые коэффициенты или отсчеты, характеризующие исходный сигнал в дискретные моменты времени; $f_j(t)$ - набор элементарных функций, используемых при восстановлении сигнала по его отсчетам.

В общем случае выбор частоты дискретизации будет зависеть также от используемого в (1) вида функции $f_j(t)$ и допустимого уровня погрешностей, возникающих при восстановлении исходного сигнала по его отсчетам [1].

Вышесказанное характерно для случая дискретизации в системах передачи данных с последующим восстановлением исходного сигнала. В измерительно-вычислительных системах (ИВС) и системах интеллектуального анализа оцифрованная информация используется в дальнейших вычислениях. При этом становится очевидным, что, несмотря на полезность принятой методологии в системах связи, к которым метрологические требования не предъявляются, в ИВС она часто не приемлема, поскольку в этой области проявляется ряд её недостатков [2].

Процессы обработки измерительной информации могут носить нелинейный характер, а результатом обработки является не восстановленный первичный сигнал, а результат оценки некоторого обобщенного вычисляемого параметра состояния процесса, явления или технологического оборудования. Таким образом, современные методы и технологии цифровой обработки сигналов, применяемые в системах связи для целей передачи информации, не могут быть применены в системах обработки измерительной информации без применения специальных методов, обеспечивающих точность и достоверность представления выходных данных. Широко распространенные методы «обработки» результатов измерений типа наименьших квадратов, максимальной энтропии и т.п., часто не могут служить основой таких алгоритмов, поскольку не могут гарантировать максимальной точности ИВС как средства измерения [3] вследствие отсутствия семантической связи между цифровыми оценками измеряемых величин и функциональными требованиями объективной истины.

Одним из методов обеспечения максимальной достоверности вычисляемой выходной информации является прикладное функциональное моделирование [4],

Предлагается использование принципов прикладной функциональности при дискретизации измерительных сигналов как механизма оценивания непрерывной величины, заданной на временном интервале. Представлены принципиальные схемы АЦП с реализацией цифровых прикладных функциональных оценок, которые могут быть использованы в широком классе информационных и измерительных систем контроля технологических параметров производственных объектов и управления технологическими процессами.

которое представляет механизм оценивания непрерывной величины, заданной на некотором пространственно-временном интервале.

Постановка задачи

Пусть подлежащая дискретизации непрерывная величина $y(t)$ используется при вычислении некоторой обобщенной аналитической величины:

$$Z = k_p k_a \int_{t_0}^{t_n} G(y(t)) dt \quad (2)$$

где k_p - коэффициент пропорциональности, $0 < k_a \leq 1$ - некоторый коэффициент усреднения. При арифметическом усреднении

$$k_a = \frac{1}{t_n - t_0}.$$

Достоверность вычисляемой величины Z на временном интервале от t_0 до t_n при дискретном представлении сигнала $y(t)$ будет определяться совокупностью интерпретаций $\tilde{Y} = \{y_i\}, i = 1..n, n = (t_n - t_0)\Delta t$, полученных с использованием некоторого оператора P : $\tilde{Y} = P[y(t), \Delta t]$. Вид данного оператора должен определяться исходя из применяемого функционального преобразования G .

Пусть требуется выполнить равномерную дискретизацию с шагом Δt . Выбор дискретного значения y_i , соответствующего моменту времени t_i , где $i = 1..n$, будем осуществлять на основании равенства:

$$Z = k_p k_a \Delta t \sum_{i=1}^n G(y_i), \quad (3)$$

т.е. интегральная сумма, вычисляемая по полученной выборке \tilde{Y} дискретных значений, должна точно соответствовать абсолютному значению измеряемой величины Z .

Функциональные оценки дискретного сигнала

Пусть для каждого момента времени t_i вычисляется интегральная оценка:

$$W_i = \int_{t_i}^{t_i + \Delta t} G(y(t)) dt, \quad (4)$$

которая используется для определения функционально-го дискретного значения:

$$y_{fi} = G^{-1}\left(\frac{W_i}{\Delta t}\right), \quad (5)$$

обеспечивая, таким образом, выполнение условия (3) вследствие равенств

$$\int_{t_0}^{t_n} G(y(t))dt = \sum_{i=1}^n W_i = \Delta t \sum_{i=1}^n G(y_{fi}).$$

Использование прикладных функциональных оценок (5) в процессах формирования первичной измерительной информации в цифровом виде позволит полностью устранить неопределенность, вызываемую заменой непрерывных значений дискретными, и повысить достоверность измерения вычисляемых величин обобщенного вида (2). При этом устраняются ограничения, накладываемые теоремой Уиттекера-Шеннона-Котельникова на выбираемую частоту дискретизации, что позволит осуществлять ее выбор исходя из технических требований к представлению расчетных данных в измерительно-вычислительных и аналитических системах различного назначения.

Пример. Приведем расчет дискретных значений произвольного сигнала $y = g(t)$, где величина y используется для вычисления величины:

$$Z = R \int_0^T y^2 dt.$$

В данном случае усреднение не применяется, т.е. $k_a = 1, k_p = R$.

Прототипом можно считать вычисление количества электрической энергии, рассеиваемой на сопротивлении R при стабилизированном напряжении по непрерывным показаниям амперметра.

С целью сравнительного анализа проведем оценивание дискретных значений с использованием мгновенных значений $y_i = g(t_i)$, средних значений

$$y_{ci} = \frac{1}{\Delta t} \int_{t_{i-1}}^{t_i} g(t)dt$$

и прикладных функциональных величин y_{fi} . Прикладная функциональная оценка на i -м шаге дискретизации вычисляемая на основании (5) определяется следующим образом:

$$y_{fi} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{W_i}{\Delta t}}, \text{ где } W_i = R \int_{t_i}^{t_i+\Delta t} g^2(t)dt.$$

Результаты расчетов для тестовой бигармонической функции:

$$g(t) = 0,4 + 0,25 \cos(2,75t) + 0,04 \cos(9t + 1) \quad (6)$$

при $R = 1, T = 120, \Delta t = 15$ приведены на рис.1. Представленные графики могут быть использованы только для анализа точности самой величины y , в то время как прикладная функциональная величина используется с целью достоверного вычисления значения (2).

Более информативным с точки зрения анализа достоверности вычисляемой оценки Z является представление исследуемого процесса дискретизации для интегральной величины вида

$$z(\tau) = R \int_0^\tau f^2(t)dt, \quad Z = z(T).$$

При этом дискретные мгновенные, средние и прикладные функциональные значения будут представлены следующими функциями накопленных сумм:

$$Y_\tau(\tau) = R \sum_{j=0}^m y_j^2, \quad Y_{c\tau}(\tau) = R \sum_{j=0}^m y_{cj}^2, \quad Y_{f\tau}(\tau) = R \sum_{j=0}^m y_{fj}^2,$$

где $m = [\tau / \Delta t], y_0 = y_{c0} = y_{f0} = 0$.

Эти зависимости приведены на рис. 2 на примере тестовой функции (6).

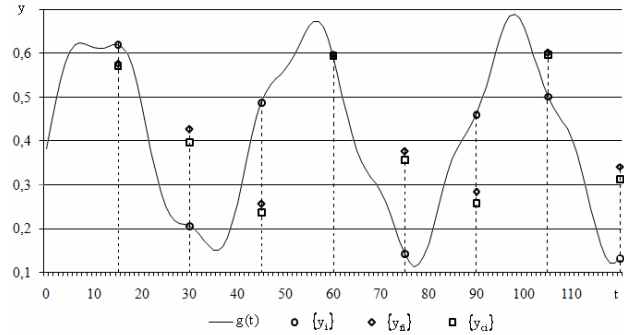


Рис. 1. Дискретизация непрерывного сигнала с мгновенным, средним и прикладным функциональным оцениванием.

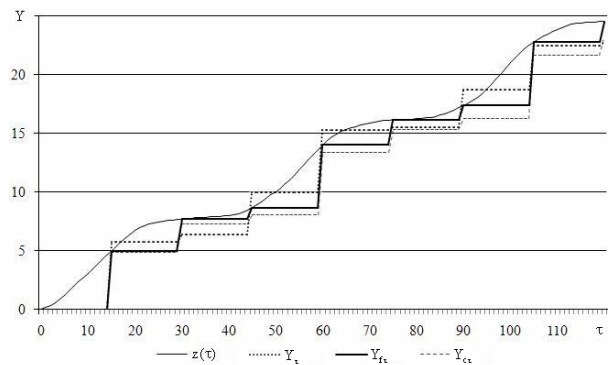


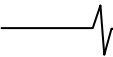
Рис. 2. Представление процесса дискретизации непрерывного сигнала накопленными суммами.

Приведенные расчеты показали, что традиционная равномерная дискретизация по мгновенным значениям y_i приводит к появлению преимущественно случайной погрешности вычисления величины Z . Значение этой погрешности в относительном выражении находится в пределах $\pm 5\%$ при соблюдении условия выбора периода дискретизации согласно теореме Уиттекера-Шеннона-Котельникова. Применение средних оценок y_{ci} характеризуется примерно тем же уровнем погрешностей, которые имеют преимущественно систематический характер.

Представленные на рис. 2 зависимости подтверждают, что применение прикладного функционального оценивания позволяет полностью устранить неопределенность, вызванной заменой непрерывных значений дискретными. Это позволяет существенно повысить методическую точность измерения вычисляемых величин, например при выполнении косвенных измерений.

Прикладные функциональные АЦП

Применение принципов прикладного функционального моделирования, как показано выше, обеспечивает повышение достоверности измерительной информации в случае, когда оценивание исходного сигнала, непре-



ровного во времени или пространстве, рассматривается исходя из прикладного характера вычисляемых результатов. Это определяет необходимость разработки новых устройств преобразования непрерывных сигналов в цифровую форму с использованием этих принципов. Нелинейная функциональная зависимость результата вычислений Z от исходных величин, получаемых в результате измерений, должна учитываться и при проведении процедуры дискретизации, которая, как правило, сочетается с квантованием по уровню в аналого-цифровых преобразователях [5]. Отличием принципов аналого-цифрового преобразования традиционного типа от преобразования с использованием ПФМ, заключается лишь в том, что при дискретизации по времени необходимо обеспечить вычисление оценок, определяемых в общем случае преобразованием (5). Это преобразование может быть реализовано как аппаратно, с использованием аналоговых или цифровых вычислительных устройств, так и программно.

Ключевыми преобразованиями для формирования из непрерывного сигнала последовательности прикладных функциональных оценок в числовом виде являются интегрирование, дискретизация и квантование. Наиболее простым решением для построения АЦП с ПФМ может быть использование интегрирующего АЦП, совмещающего в себе эти преобразования. Структурная схема АЦП с ПФМ на основе интегрирующего АЦП в составе одноканальной измерительной системы представлена на рис. 3.

Исходный непрерывный сигнал $y(t)$ после прохождения вторичного прибора ВП, осуществляющего аналоговое функциональное преобразование $G(y)$, преобразуется интегрирующим АЦП в цифровую последовательность чисел, соответствующих оценкам (4), которые на цифровом вычислителе ВУ1 преобразуются в функциональные оценки (5). Полученные значения обрабатываются основным устройством обработки информации измерительной системы ВУ2, включая окончательное вычисление $G(y_f)$, и (или) накапливаются в устройстве хранения данных УХ.

Другим вариантом построения АЦП с ПФМ является схема с использованием аналогового интегрирующего элемента и неинтегрирующего АЦП (параллельного или последовательного типа), приведенная на рис. 4.

Этот вариант использует аналоговый вычислительный канал, включающий вторичные приборы ВП1 и ВП2, выполняющие прямое G и обратное G^{-1} преобразования, управляемый переключатель и интегратор. В результате одного такта преобразования формируется накапливающийся непрерывный сигнал $y_f(t)$, который в конце такта преобразуется АЦП в дискретизированный цифровой код. Устройство синхронизируется управляющей последовательностью тактовых импульсов ТИ.

Третий тип АЦП с ПФМ основан на применении цифрового канала обработки информации и быстродействующего АЦП, также неинтегрирующего. Структурная схема устройства представлена на рис. 5. В этом преобразователе обработка снимаемых с АЦП цифровых кодов производится программируемыми блоками ВУ1, ВУ2 и сумматором. Управление частотой формирования функциональных оценок Y_f , объемом

обрабатываемых сумматором выборок промежуточных значений, а также выбираемыми видами функций $G(Y)$ и $G^{-1}(W)$ осуществляется устройством управления УУ. Программный способ организации АЦП с ПФМ придает им полную универсальность, обеспечивая возможности управления – как параметрами преобразования, так и его видом.

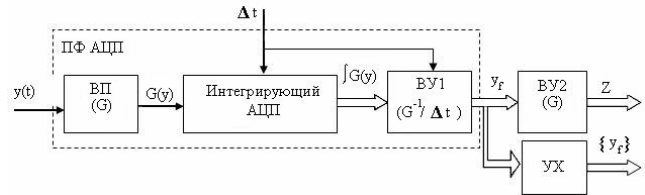


Рис. 3. Одноканальный прикладной функциональный АЦП.

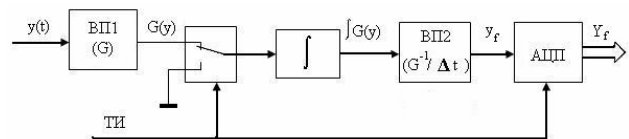


Рис. 4. Прикладной функциональный АЦП с аналоговым интегратором.

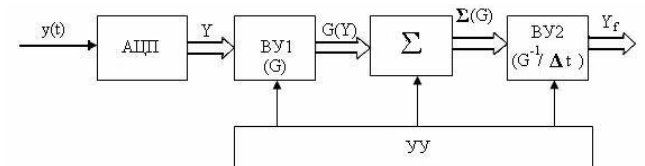


Рис. 5. Универсальный прикладной функциональный АЦП с программной обработкой информации.

Заключение

Применение системы прикладных функциональных операторных преобразований ориентировано в первую очередь на решение задачи выбора значений первичной измеряемой величины при ее дискретизации или передискретизации. Они могут быть использованы в широком классе информационных и измерительных систем контроля технологических параметров производственных объектов и управления технологическими процессами в различных отраслях промышленности.

Литература

1. Басараб М.А., Зелкин Е.Г., Кравченко В.Ф., Яковлев В.П. Цифровая обработка сигналов на основе теоремы Уиттекера-Котельникова-Шеннона. – М.: Радиотехника, 2004. – 72 с.
2. Григоренко А.М. Некоторые вопросы теории технической информации. – М.: Юбекс, 1998. – 112 с.
3. Пытьев Ю.П. Методы математического моделирования измерительно-вычислительных систем. – М.: Физматлит, 2004. – 400 с.
4. Чуканов С.Н., Цыганенко В.Н., Белик А.Г. Прикладное функциональное моделирование количественных величин в информационных и измерительных системах // Системы управления и информационные технологии. – 2007. – № 1.3. – С. 402 – 408.
5. Ратхор Т.С. Цифровые измерения. АЦП/ЦАП. – М.: Техносфера, 2006. – 392 с.

