

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

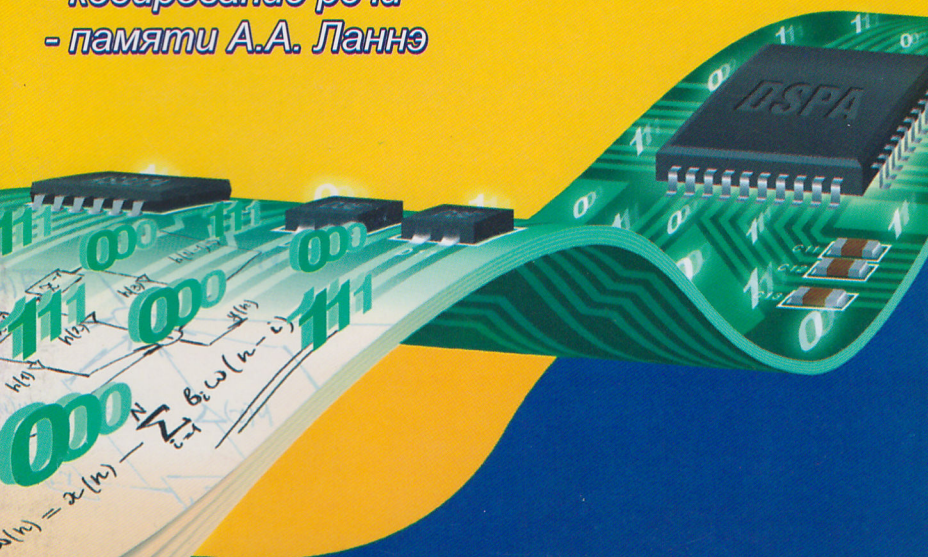
1/2011

НАУЧНО - ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

13-я Международная Конференция

Цифровая обработка Сигналов
и ее Применение
Digital Signal Processing
and its Applications

- дискретные преобразования
- обнаружение ЛЧМ-сигналов
- распознавание радиосигналов
- адаптивная фильтрация
- цифровая связь
- кодирование речи
- памяти А.А. Ланнэ



ISSN 1684-2634



ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал
№ 1/2011

Издается с 1999 года
Выходит четыре раза в год

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР
Ю.Б. ЗУБАРЕВ

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

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

Адрес редакции:

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

Для писем:

129090 Москва, а/я 48.

Издатель:

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

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

Подписано в печать 09.03.11 г.
Формат 60x90/8.

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

Заказ № 1213. 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:

Пономарев В.А., Пономарева О.В.

Теория и применение параметрического дискретного преобразования Фурье 2

Глинченко А.С., Тронин О.А.

Повышение точности интерполяционных оценок параметров сигналов при спектрально-весовых измерениях 7

Немыкин А.А.

Построение приемного тракта в условиях совместного действия импульсных и узкополосных помех 13

Тутыгин В.С., Шедов С.В., Южаков А.В.

Новые адаптивные алгоритмы обнаружения и определения параметров ЛЧМ-сигналов 16

Дворников С.В., Дворников С.С., Коноплев М.А.

Метод формирования признаков для распознавания радиосигналов с близкой частотно-временной структурой 24

Петров А.В., Сергиенко А.Б.

Новый алгоритм слепой оценки фазового сдвига для КАМ-сигналов на основе аппроксимации функции правдоподобия 28

Гюнтер А.В.

Метод построения троичных последовательностей с нулевой зоной корреляции 33

Линович А.Ю.

Методы многоскоростной обработки сигналов в многоканальных адаптивных фильтрах с самоорганизующейся структурой: эквалайзеры с динамическим выбором каналов 37

Крейнделин В.Б., Колесников А.В.

Алгоритм совместной демодуляции и оценивания параметров канала связи в системах связи с несколькими антеннами (MIMO) и ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM) 45

Афанасьев А.А., Илюшин М.В.

Использование психоакустической модели слуха при разработке вокодеров с линейным предсказанием ... 49

Афанасьев А.А., Трубицын В.Г.

Уменьшение объема данных при широкополосном кодировании речевого сигнала 53

Беляев А.И., Букварев Е.А., Ястребов А.В.

Оптимизация многоканального согласованного фильтра бинарных последовательностей 57

ПАМЯТИ АРТУРА АБРАМОВИЧА ЛАННЭ 63

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

ТЕОРИЯ И ПРИМЕНЕНИЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ДИСКРЕТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ

Пономарев В.А., д.т.н., cik18@gossovet.udm.ru

Пономарева О.В., к.т.н., доцент Ижевского государственного технического университета, cik18@gossovet.udm.ru

Ключевые слова: дискретное преобразование Фурье, базис, параметрическое, экспоненциальные функции, дискретные сигналы.

Метод и алгоритмы дискретного преобразования Фурье (ДПФ) занимают важное место при цифровой обработке сигналов в различных областях научных исследований [1,2,3]. Преобразование Фурье в базисе параметрических дискретных экспоненциальных функций – параметрическое дискретное преобразование Фурье (ДПФ-П) [4,5], в настоящее время не получило столь широкого применения. И это несмотря на то, что исследователи в той или иной мере интуитивно используют свойства параметрических дискретных экспоненциальных функций (как правило, при $\theta = 1/2$) [2]. Например, каноническое разложение случайных функций, предложенное Пугачевым В.С., предполагает по умолчанию дополнение нулевыми отсчетами исходного сигнала до двойной длительности [4]. Аналогичное положение наблюдается и при расчете импульсных характеристик КИХ - фильтров [3]. По мнению авторов настоящей работы такая ситуация объясняется прежде всего тем, что отсутствуют исследования свойств ДПФ-П и определения роли и места данного преобразования в решении практических задач цифровой обработки сигналов.

Задача данной работы – исследование аналитических свойств ДПФ-П и анализ его применения в решении практических задач цифровой обработки сигналов.

Пара преобразований ДПФ-П в матричной форме задается следующими соотношениями [5]:

$$S_{N,\theta} = \frac{1}{N} F_{N,\theta} X_N, \quad (1)$$

$$X_N = F_{N,\theta}^* S_{N,\theta}, \quad 0 \leq \theta < 1$$

или в обычной форме:

$$S_N(k, \theta) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{(k+\theta)n}, \quad k = \overline{0, N-1} \quad (1,а)$$

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} S_N(k, \theta) W_N^{-(k+\theta)n}, \quad n = \overline{0, N-1}, \quad 0 \leq \theta < 1$$

где θ - параметр, * - знак комплексного сопряжения, $X_N = [x(0), x(1), \dots, x(N-1)]^T$ - представление дискретного сигнала $x(n)$, $n = \overline{0, N-1}$, в виде вектора N - мерного линейного пространства; T - знак транспонирования; $S_{N,\theta} = [s(0), s(1), \dots, s(N-1)]^T$ - вектор коэффициентов разложения X_N по системе параметрических дискретных экспоненциальных функций (ДЭФ – П), задаваемой матрицей $F_{N,\theta}$:

На основе системного подхода рассматривается развитие теоретических основ параметрического дискретного преобразования Фурье и анализ его применения в решении практических задач цифровой обработки сигналов.

$$F_{N,\theta} = \begin{matrix} & \begin{matrix} 0 & 1 & \dots & (N-1) \end{matrix} \\ \begin{matrix} 0 \\ \dots \\ (N-1) \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & W_N^\theta & \dots & W_N^{\theta(N-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & W_N^{(N-1+\theta)} & \dots & W_N^{(N-1+\theta)(N-1)} \end{bmatrix} \end{matrix},$$

$$W_N = \exp\left[-j \frac{2\pi}{N}\right] \quad (2)$$

Дискретные функции вида

$$W_N^{(p+\theta)l} = \exp\left[-j \frac{2\pi}{N} (p+\theta)l\right], \quad p, l = \overline{0, N-1}$$

есть параметрические дискретные экспоненциальные функции (ДЭФ-П) - $def_p(p, l, \theta)$.

ДЭФ-П являются обобщением обычных ДЭФ и равны им при значении параметра $\theta=0$. Матрица $F_{N,\theta}$ состоит соответственно из ДЭФ-П при $p=k, l=n$. Матрица $F_{N,\theta}$ не симметрическая, в отличие от матрицы ДПФ, но является также унитарной.

Перечислим без доказательства основные свойства ДЭФ-П (доказательства даны в [4]):

1. ДЭФ-П в отличие от ДЭФ не являются функциями двух равноправных переменных p и l .

2. ДЭФ-П являются периодическими по переменной p и параметрически периодическими по переменной l с периодом N .

3. Система ДЭФ-П не мультипликативна по переменной p и мультипликативна по переменной l .

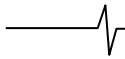
4. Среднее значение ДЭФ-П по переменной p равно нулю при $l \neq 0$, а по переменной l не равно нулю.

5. Система ДЭФ-П ортогональна по обоим переменным.

6. Система ДЭФ-П является полной системой, так как число линейно независимых функций равно размерности множества дискретных сигналов.

С помощью ДЭФ-П можно расширить понятие периодичности, из которого N – периодичность следует как частный случай. Определим параметрическую N – периодическую решетчатую функцию следующим выражением:

$$x_\theta(n) = x(n \bmod N) W_N^{\theta N \text{ent}[n/N]} \quad (3)$$



где $\text{ent} []$ – операция взятия целой части. Отметим, что параметрическую N - периодичность можно интерпретировать как результат круговой перестановки внутри интервала $[0, N - 1]$ с фазовым сдвигом $\exp(j2\pi\theta)$. При $\theta = 0$ $x_\theta(n)$ – есть N - периодическая функция, а при $\theta = 1/2$ приходим к понятию N - антипериодической функции

$$x_{1/2}(n + N) = -x_{1/2}(n), \quad (4)$$

В этих двух случаях функция $x_\theta(n)$ – остается действительной; при $\theta \neq 0, 1/2$ функция $x_\theta(n)$ – является комплексной. Используя понятие параметрической N - периодичности, можно показать, что выполняются следующие соотношения:

$$\frac{1}{N} \sum_{n=m}^r x_\theta(n) W_N^{(k+\theta)n} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_\theta(n) W_N^{(k+\theta)n} \quad (5)$$

$$\sum_{k=m}^r S_N(k, \theta) W_N^{-(k+\theta)n} = \sum_{k=0}^{N-1} S_N(k, \theta) W_N^{-(k+\theta)n} \quad (6)$$

где $|r - m| = N - 1$.

Рассмотрим основные свойства ДПФ-П. Введем символическое обозначение для ДПФ-П и ОДПФ-П, определяемых соотношениями (1,а)

$$x_\theta(n) \longleftrightarrow S_N(k, \theta),$$

где $x_\theta(n)$ - решетчатая параметрическая N - периодическая функция; $S_N(k, \theta)$ – спектр функции $x_\theta(n)$.

Теорема линейности. ДПФ-П линейно по определению. Это означает, что если $x_\theta(n) \longleftrightarrow S_N(k, \theta)$ и $y_\theta(n) \longleftrightarrow Q_N(k, \theta)$, то $\lambda_1 x_\theta(n) + \lambda_2 y_\theta(n) \longleftrightarrow \lambda_1 S_N(k, \theta) + \lambda_2 Q_N(k, \theta)$, где λ_1, λ_2 - произвольный числа.

Теорема сдвига. Если $x_\theta(n) \longleftrightarrow S_N(k, \theta)$, то $x_\theta(m + n) \longleftrightarrow W_N^{-(k+\theta)m} S_N(k, \theta) = R_N(k, \theta)$.

Доказательство. ДПФ-П решетчатой функций $x_\theta(n)$ равно:

$$R_N(k, \theta) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_\theta(n+m) W_N^{(k+\theta)n}. \text{ Положим } n+m=l, \text{ тогда}$$

$$R_N(k, \theta) = \frac{1}{N} \sum_{l=m}^{N+m-1} x_\theta(l) W_N^{(k+\theta)(l-m)} = W_N^{-(k+\theta)m} \frac{1}{N} \sum_{i=m}^{N+m-1} x_\theta(i) W_N^{(k+\theta)i}$$

или с учетом (5): $R_N(k, \theta) = W_N^{-(k+\theta)m} S_N(k, \theta)$, аналогично $x_\theta(n - m) = -W_N^{(k+\theta)m} S_N(k, \theta)$.

Теорема корреляции. Если $x_\theta(n) \longleftrightarrow S_N(k, \theta)$ и $y_\theta(n) \longleftrightarrow Q_N(k, \theta)$, то ДПФ-П круговой корреляции, определяемой соотношением

$$Z_\theta(n) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x_\theta(m) y_\theta(n+m), \quad (7)$$

равен $U_N(k, \theta) = S_N^*(k, \theta) Q_N(k, \theta)$, где $Z_\theta(n) \longleftrightarrow U_N(k, \theta)$.

Доказательство. ДПФ-П решетчатой функции равно

$$U_N(k, \theta) = \frac{1}{N^2} \sum_{m=0}^{N-1} x_\theta(m) \sum_{n=0}^{N-1} y_\theta(n+m) W_N^{(k+\theta)n}.$$

Из теоремы сдвига следует, что

$$U_N(k, \theta) = Q_N(k, \theta) \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x_\theta(m) W_N^{-(k+\theta)m} \text{ или}$$

$$U_N(k, \theta) = Q_N(k, \theta) S_N^*(k, \theta).$$

Используя теорему корреляции, докажем справедливость теоремы Парсеваля для ДПФ-П.

Если $x_\theta(n) = y_\theta(n)$, то

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_\theta(n) x_\theta(n+m) = \sum_{k=0}^{N-1} |S_N(k, \theta)|^2 W_N^{-(k+\theta)n},$$

откуда, при $m = 0$, следует теорема Парсеваля

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |x_\theta(n)|^2 = \sum_{k=0}^{N-1} |S_N(k, \theta)|^2 \quad (8)$$

Для ДПФ-П, аналогично ДПФ, вводится понятие энергетического спектра и спектра мощности: $P_N(k, \theta) = |S_N(k, \theta)|^2$,

$$G_N(k, \theta) = \frac{P_N(k, \theta)}{\Delta f} = N |S_N(k, \theta)|^2, \text{ где } \Delta f = 1/N.$$

Из теоремы сдвига непосредственно следует инвариантность энергетического спектра к сдвигу параметрической N - периодической решетчатой функции $x_\theta(n)$. Для действительной последовательности при значениях параметра $\theta = 0, 1/2$ энергетический спектр является четной функцией.

При решении практических задач цифровой обработки сигналов часто имеют дело с сигналами, у которых искусственно увеличен интервал определения одним из следующих способов [1]:

- растяжением сигнала;
- удлинением сигнала.

Различают два варианта растяжения сигнала:

- добавлением после каждого отсчета некоторого количества нулей (теорема растяжения 1);
- повторением каждого отсчета некоторого числа раз (теорема растяжения 2).

Существуют и два варианта удлинения сигнала:

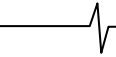
- за счет добавления к сигналу справа нулевых отсчетов, число которых, как правило, кратно числу отсчетов исходного сигнала (теорема удлинения 1);
- за счет периодического повторения сигнала (теорема удлинения 2).

Очевидно, что операцией обратной растяжению сигнала является операция прореживания сигнала, а операцией обратной удлинению сигнала будет операция усечения сигнала.

В монографии [1] рассмотрено видоизменение базисной системы ВКФ для сигналов, подвергшихся таким преобразованиям. Однако, как справедливо отмечено авторами монографии, полученные результаты теряют смысл для N - ичной системы счисления и, следовательно, не могут быть применены для базисной системы ДЭФ. Заметим, что исследование, проведенное в [6] для базисной системы ДЭФ, выполнено лишь для двух вариантов удлинения сигнала и, естественно, не является полным.

Покажем, что с помощью ДПФ-П можно вскрыть сущность явлений, происходящих при такого рода преобразованиях исходного дискретного сигнала.

При значении параметра $\theta = 0$, ДПФ-П переходит в стандартное ДПФ с матрицей преобразования (система базисных функций) следующего вида:



$$\{def(k, n)\} = F_M = F_{Nr} =$$

$$\begin{matrix} & 0 & 1 & \dots & (M-1) \\ 0 & \left[\begin{array}{cccc} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_M^1 & \dots & W_M^{(M-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ (M-1) & \left[\begin{array}{cccc} 1 & W_M^{(M-1)} & \dots & W_M^{(M-1)(M-1)} \end{array} \right] \end{array} \right]^n, \end{matrix} \quad (9)$$

$$W_M = \exp(-j \frac{2\pi}{M}); M = Nr, r = 1, 2, 3, \dots$$

Обозначим множество номеров строк матрицы F_{Nr} через E :

$$E = \{0, 1, 2, \dots, Nr - 1\}$$

Применив к множеству номеров строк E матрицы F_{Nr} отношение сравнимости по модулю r [1], получим r подмножеств классов вычетов по модулю r , мощность каждого из которых равна r .

Используя полученное разбиение, переупорядочим множество строк матрицы F_{Nr} и представим ее в виде блочной матрицы

$$\begin{matrix} & 0 & 1 & \dots & (r-1) \\ 0 & \left[\begin{array}{cccc} A_{11} & A_{12} & \dots & A_{1r} \\ 1 & A_{21} & A_{22} & \dots & A_{2r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ (r-1) & \left[\begin{array}{cccc} A_{r1} & A_{r2} & \dots & A_{rr} \end{array} \right] \end{array} \right]^n, \end{matrix} \quad (10)$$

где $A_{i,j}, i, j = 1, 2, \dots, r$, – матрицы размером N , номера строк которых являются классами вычетов по модулю r .

Анализ структуры матрицы (10), проведенный в [7], показал, что матрицы $A_{i,j}, i, j = 1, 2, \dots, r$, образующие первый столбец блочной матрицы $A_{r,\delta l}$, представляются в общем виде следующим образом:

$$\begin{matrix} & 0 & 1 & \dots & (N-1) \\ 0 & \left[\begin{array}{cccc} 1 & W_N^{(i-1)/r} & \dots & W_N^{\frac{(i-1)(N-1)}{r}} \\ 1 & W_N^{1+\frac{(i-1)}{r}} & \dots & W_N^{\left[1+\frac{(i-1)}{r}\right](N-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ (N-1) & \left[\begin{array}{cccc} 1 & W_N^{\left[1+\frac{(i-1)}{r}\right]} & \dots & W_N^{\left[1+\frac{(i-1)}{r}\right](N-1)} \end{array} \right] \end{array} \right]^n, \end{matrix} \quad (11)$$

$$i = 1, \dots, r,$$

и при $\theta = (i-1)/r$ совпадают с матрицей ДЭФ-П (2).

А матрицы $A_{i,j}, j = 1, 2, \dots, r, i = 1, \dots, r$, образующие строки блочной матрицы $A_{r,\delta l}$, могут быть получены как кронекеровские произведения матрицы $A_{i,1}, i = 1, \dots, r$, на строки $C_j, (j = 1, 2, \dots, r)$ матрицы ДЭФ размерностью $r \times r$:

$$\begin{matrix} & 0 & 1 & \dots & (r-1) \\ 0 & \left[\begin{array}{cccc} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_r^1 & \dots & W_r^{(r-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ (r-1) & \left[\begin{array}{cccc} 1 & W_r^{(r-1)} & \dots & W_r^{(r-1)(r-1)} \end{array} \right] \end{array} \right]^n, \end{matrix} \quad (9)$$

$$W_r = \exp(-j \frac{2\pi}{r}). \quad (12)$$

Следовательно, блочная матрица (10) преобразуется к виду:

$$\begin{matrix} & 0 & 1 & \dots & (r-1) \\ 0 & \left[\begin{array}{cccc} A_{11} & A_{11} & \dots & A_{11} \\ 1 & A_{21} & W_r^1 A_{21} & \dots & W_r^{(r-1)} A_{21} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ (r-1) & \left[\begin{array}{cccc} A_{r1} & W_r^{(r-1)} A_{r1} & \dots & W_r^{(r-1)(r-1)} A_{r1} \end{array} \right] \end{array} \right]^n, \end{matrix} \quad (13)$$

где $A_{ij} = A_{i1} \otimes C_j, \otimes$ – символ кронекеровского произведения;

$$G_j = [1, W_r^{(j-1)}, \dots, W_r^{(j-1)(r-1)}], i = 1, 2, \dots, r; j = 1, 2, \dots, r.$$

Обозначим множество номеров столбцов матрицы F_{Nr} через G :

$$G = \{0, 1, 2, \dots, Nr - 1\}$$

Применив к множеству номеров столбцов G матрицы F_{Nr} отношение сравнимости по модулю r [1], получим r подмножеств классов вычетов по модулю r , мощность каждого из которых равна r .

Используя полученное разбиение, переупорядочим множество столбцов матрицы F_{Nr} и представим ее в виде блочной матрицы

$$\begin{matrix} & 0 & 1 & \dots & (r-1) \\ 0 & \left[\begin{array}{cccc} B_{11} & B_{12} & \dots & B_{1r} \\ 1 & B_{21} & B_{22} & \dots & B_{2r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ (r-1) & \left[\begin{array}{cccc} B_{r1} & B_{r2} & \dots & B_{rr} \end{array} \right] \end{array} \right]^n, \end{matrix} \quad (14)$$

где $B_{ij}, i, j = 1, 2, \dots, r$, – матрицы размером N , номера столбцов которых являются классами вычетов по модулю r .

Анализ структуры матрицы (14) показал, что матрицы $B_{ij}, i, j = 1, 2, \dots, r$, образующие первую строку блочной матрицы $B_{r,\delta l}$, представляются в общем виде следующим образом:

$$B_{i,1} = \begin{matrix} & 0 & 1 & \dots & (N-1) \\ 0 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_N^{(i-1)/r} & W_N^{1+(i-1)/r} & \dots & W_N^{[N-1+(i-1)/r]} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ (N-1)_k & W_N^{(i-1)(N-1)/r} & W_N^{[1+(i-1)/r](N-1)} & \dots & W_N^{[N-1+(i-1)/r](N-1)} \end{matrix} \quad (15)$$

$i = 1, \dots, r,$

А матрицы $B_{ij}, i, j = 1, 2, \dots, r,$ образующие столбцы блочной матрицы $B_{r, \text{бл.}}$, могут быть получены как кронекеровские произведения матрицы $B_{ij}, j = 1, \dots, r,$ на строки $C_j (j = 1, 2, \dots, r)$ матрицы ДЭФ размерностью $r \times r$ (12).

Следовательно, блочная матрица (14) преобразуется к виду:

$$B_{r, \text{бл.}} = \begin{matrix} & 0 & 1 & \dots & (r-1) \\ 0 & B_{11} & B_{12} & \dots & B_{1r} \\ 1 & B_{11} & W_r^1 B_{12} & \dots & W_r^{(r-1)} B_{12} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ (r-1)_k & B_{11} & W_r^{(r-1)} B_{12} & \dots & W_r^{(r-1)(r-1)} B_{1r} \end{matrix} \quad (16)$$

где $B_{ij} = B_{1,j} \otimes C_j,$ \otimes - символ кронекеровского произведения;

$$G_j = [1, W_r^{(j-1)}, \dots, W_r^{(j-1)(r-1)}] \quad i = 1, 2, \dots, r; j = 1, 2, \dots, r.$$

Проведя сравнение соотношений (2) и (15), приходим к выводу, что матрицы $B_{ij},$ образующие первую строку блочной матрицы $B_{r, \text{бл.}}$ (14), при $\theta = (i-1)/r$ задают разложение ДПФ-П по базисным функциям вида:

$$F_{\theta, N} = \begin{matrix} & 0 & 1 & \dots & (N-1) \\ 0 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_N^\theta & W_N^{1+\theta} & \dots & W_N^{N-1+\theta} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ (N-1)_k & W_N^{\theta(N-1)} & W_N^{(1+\theta)(N-1)} & \dots & W_N^{(N-1+\theta)(N-1)} \end{matrix} \quad (17)$$

где $W_N^{k(n+\theta)} = \exp\left[-j \frac{2\pi}{N} k(n+\theta)\right], k, n = \overline{0, N-1}.$

Матрицы $A_{r, \text{бл.}}$ (13) и $B_{r, \text{бл.}}$ (14) позволяют вскрыть структуру процессов, происходящих при рассмотренных выше преобразованиях исходного сигнала.

В случае растяжения сигнала, согласно теоремы 1, добавление r нулевых отсчетов после каждого отсчета приводит к тому, что матрицы $B_{1,j}, j = 2, 3, \dots, r,$ «работают» с нулевыми отсчетами и, следовательно, в спектральной области происходит периодическое повторение спектра исходного сигнала r раз. На рис. 1 – приведен пример для $r = 2.$ В случае же использования теоремы растяжения 2 (повторения каждого отсчета r раз), один и тот же сигнал подается на ДПФ-П при $\theta = 0, 1/r, \dots, (r-1)/r$ с последующим суммированием согласно (16). На рис. 1 рассмотрен случай для $r=2$ (растяжение 2).

При удлинении сигнала (теорема удлинения 1) «работает» только первый столбец матрицы $A_{r, \text{бл.}}$ (13). При этом между спектральными отсчетами исходного сигнала «появляются» интерполированные отсчеты (рис.2).

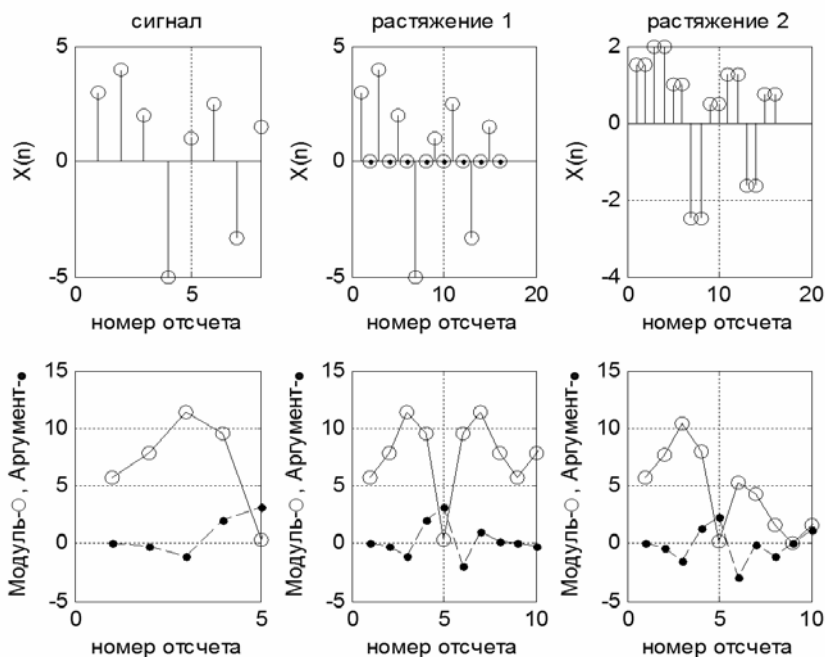


Рис. 1. Сигналы, подвергнутые растяжению 1 и 2 и их спектры

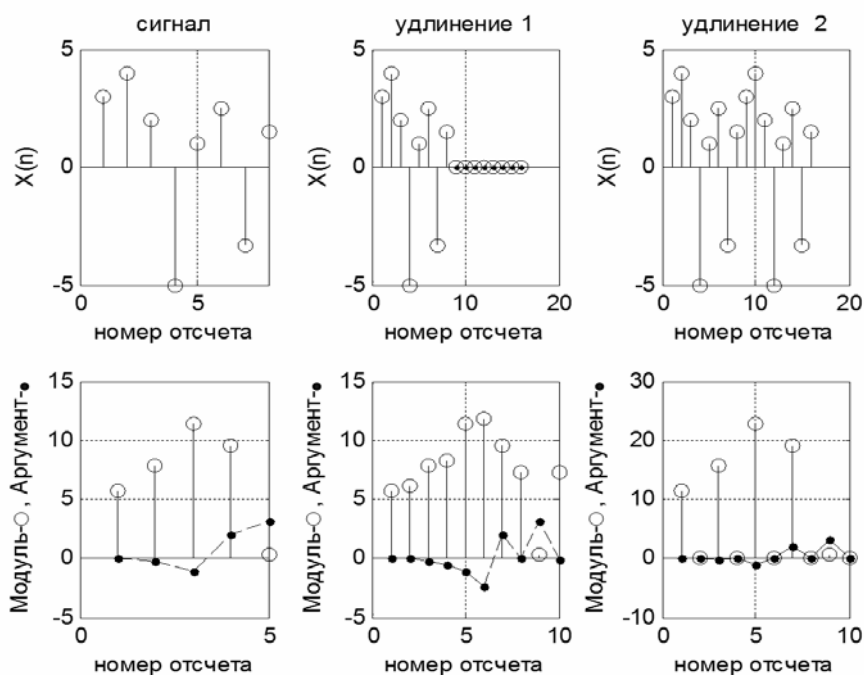


Рис. 2 Сигналы, подвергнутые удлинению 1 и 2 и их спектры

В случае же периодического повторения сигнала r раз спектр исходного сигнала «прореживается» r нулевыми отсчетами. На рис. 2 приведен пример для $r = 2$. Этот вывод становится очевидным, если принять во внимание следующее соотношение:

$$\sum_{n=0}^{r-1} A \exp(-j \frac{2\pi}{r} nk) = A \frac{1 - \exp(-j 2\pi k)}{1 - \exp(-j \frac{2\pi k}{N})} = 0, \text{ при } k \neq 0$$

В заключении укажем некоторые задачи цифровой обработки сигналов, где применение ДПФ-П позволило, во-первых, существенно сократить время вычислений и требуемый объем памяти, во-вторых, провести анализ процессов, происходящих при соответствующих преобразованиях исходного дискретного сигнала:

- решение задач интерполяции (как в частотной так и временной областях) [4];
- локализация спектральных пиков[8] ;
- расчет импульсных характеристик КИХ – фильтров [7];
- определение свертки функций [4];
- вычисление корреляционных и взаимно-корреляционных функций [5];
- выявление скрытых периодичностей [5];
- вычисление ДПФ быстрыми алгоритмами в реальном масштабе времени, при существенном расширении диапазона анализируемых длительностей исходного сигнала [7].

Литература

1. Трахтман А.М., Трахтман В.А. Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах. - М.:Сов. Радио, 1975.-208с.
2. Пойда В.Н. Спектральный анализ в дискретных ортогональных базисах. Мн., «Наука и техника», 1978.-136с.
3. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов: Второе

издание. Пер. с англ.-М.: ООО «Бином-Пресс», 2007 г.-656 с.-: ил.

4. Пономарев В.А., Пономарева О.В. Модификация дискретного преобразования Фурье для решения задач интерполяции и свертки функций // Радиоэлектроника и электроника. АН СССР.,-1984.-Т.29.-№8.-с. 1561-1570.
5. Пономарева О.В. Развитие теории спектрального анализа дискретных сигналов на конечных интервалах.// Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А.С. Попова. Серия: цифровая обработка сигналов и ее применение. Выпуск : 12, 1 том. М: 2010.-с.38-41.
6. Голд Б., Рэйдер Ч. Цифровая обработка сигналов. Пер с англ. Под редакцией А.М. Трахтмана- М.: Сов. Радио, 1973.-367с.
7. Пономарев В.А. Структура системы дискретных экспоненциальных функций//Автометрия, АН СССР СО – 1986.- №1.с.14-20.
8. Пономарев В.А., Пономарева О.В. Параметрическое дискретное преобразование Фурье.// Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А.С. Попова. Серия: цифровая обработка сигналов и ее применение. Выпуск : 12, 1 том. М: 2010.с.139-140.

THEORY AND APPLICATION OF PARAMETRIC DISCRETE FOURIER TRANSFORM

Ponomarev V.A., Ponomareva O.V.

On the basis of a systematic approach is considered the development of theoretical foundations of parametric discrete Fourier transform and analysis of its application in solving practical problems of digital signal processing.

УДК 621.317.332

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИНТЕРПОЛЯЦИОННЫХ ОЦЕНОК ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ ПРИ СПЕКТРАЛЬНО-ВЕСОВЫХ ИЗМЕРЕНИЯХ

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

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

Ключевые слова: спектрально-весовые измерения, полигармонические сигналы, дискретное преобразование Фурье, частотные выборки, интерполяционные оценки.

Интерполяционные оценки частоты сигнала

Спектрально-весовые измерения параметров гармонических сигналов или гармонических составляющих сложных полигармонических сигналов выполняются по частотным выборкам дискретного (быстрого) преобразования Фурье (ЧВ ДПФ (БПФ)) их взвешенных весовой функцией (ВФ) $w(n)$ реализаций $x(n)$ конечной длины N :

$$X(jf_k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot w(n) \cdot e^{-j2\pi f_k n T_d},$$

$$X(jk) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot w(n) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N} k \cdot n}, \quad (1)$$

где $n = 0, 1, \dots, N-1$ – номер выборки сигнала и ВФ; $k = 0, 1, \dots, N-1$ – текущий номер ЧВ ДПФ. В случае комплексного гармонического сигнала $x(n) = X_m \cdot e^{j(2\pi f_c n T_d + \varphi)}$ с амплитудой X_m , начальной фазы φ и измеряемой частотой F_c амплитуды ЧВ ДПФ

$$X_k = X_m \cdot N \cdot |W(\Delta\theta_k)|$$

прямо пропорциональны значениям частотной характеристики (преобразования Фурье) ВФ $W(\Delta\theta_k)$ на нормированных частотах $\Delta\theta_k = k - \theta_c = k - F_c / (f_d / N)$:

$$W(\Delta\theta_k) = N^{-1} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} w(n) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N} \Delta\theta_k \left(n - \frac{N}{2} \right)}$$

где $f_d = 1/T_d$ – частота (период) дискретизации сигнала.

На этой пропорциональной зависимости и основывается косвенный метод измерения частоты сигнала [1] по отношению амплитуд двух ближайших к частоте сигнала ЧВ ДПФ, который исследован в [2]. Реализация этого метода осложняется тем, что для каждой ВФ находится своя функция измерения, представляющая в данном случае зависимость оценки частоты от отношения амплитуд ЧВ ДПФ.

В данной работе, тематически связанной с [2], исследуется метод измерения частоты сигнала [3], основывающийся на интерполяции частотных характеристик (ЧХ) ВФ в области их главного лепестка шириной $\Delta f_{\text{гл}} = D \cdot (f_d / N)$, $D \geq 4$ по измеряемым значениям амплитуд ЧВ X_k , X_{k+1} , X_{k-1} – ближайшей к частоте сигнала (наибольшей амплитуды X_k) и соседних с ней.

Рассмотрены способы повышения точности интерполяционных оценок частоты и измеряемых совместно с нею амплитуд и начальных фаз гармонических и полигармонических сигналов, которые эффективно реализуются с помощью компьютерных измерительных технологий.

При использовании ступенчатой (С), параболической (П) и логарифмической параболической (ЛП) интерполяций это позволяет получить независимые от вида ВФ оценки частоты, выраженные через амплитуды этих ЧВ:

$$\alpha_{\text{н(с)}} = \frac{X_{k+1} - X_{k-1}}{X_{k-1} + X_k + X_{k+1}}; \quad \alpha_{\text{н(п)}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{X_{k-1} - X_{k+1}}{X_{k-1} - 2X_k + X_{k+1}};$$

$$\alpha_{\text{н(лп)}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\ln X_{k-1} - \ln X_{k+1}}{\ln X_{k-1} - 2 \ln X_k + \ln X_{k+1}}. \quad (2)$$

Оценки (2) определяют дробную часть измеренной нормированной частоты сигнала $\alpha_{\text{н}} = 0, \pm 0,5$, выраженной в бинах ДПФ (один бин равен f_d / N), которая совместно с номером $k = k_{\text{н}}$ ЧВ наибольшей амплитуды X_k определяет измеренную нормированную частоту сигнала $\theta_{\text{н}} = k_{\text{н}} + \alpha_{\text{н}}$ и физическую частоту $F_{\text{н}} = (f_d / N) \cdot (k_{\text{н}} + \alpha_{\text{н}})$, которые соответствуют их точным значениям $\theta_c = k_c + \alpha_c$ и $F_c = (f_d / N) \cdot (k_c + \alpha_c)$.

Относительная погрешность оценки частоты $dF_{\text{н}} / F = d\alpha_{\text{н}} / (k_c + \alpha_c)$ возрастает при малых значениях $k_{\text{н}} = k_c$ (малом числе периодов сигнала на длине реализации) и существенно зависит от погрешности $d\alpha_{\text{н}}$ оценки $\alpha_{\text{н}}$.

Интерполяционные и другие оценки амплитуды и начальной фазы сигнала

По положению и значению максимума ЧХ ВФ и логарифмической ЧХ ВФ, интерполированных параболой, совместно с оценками частоты сигнала (2) могут быть найдены и оценки его амплитуды:

$$X_{m(\text{н})} = \frac{2}{N \cdot W(0)} \left[X_k - \frac{1}{4} \cdot \frac{(X_{k-1} - X_{k+1})^2}{X_{k-1} - 2X_k + X_{k+1}} \right]; \quad (3)$$

$$\ln X_{m(\text{лп})} = \ln \left[\frac{2X_k}{N \cdot W(0)} \right] - \frac{1}{8} \cdot \frac{(\ln X_{k-1} - \ln X_{k+1})^2}{\ln X_{k-1} - 2 \ln X_k + \ln X_{k+1}}; \quad (4)$$

$$X_{m(\text{лп})} = \exp(\ln X_{m(\text{лп})})$$

Используя оценки частоты $\alpha_{\text{н(п)}}$, $\alpha_{\text{н(лп)}}$ (2), выражения (3), (4) преобразуем к виду:

$$X_{m(n)} = \frac{2X_k}{N \cdot W(0)} \left[1 - \frac{\alpha_{n(n)}}{2X_k} \cdot (X_{k-1} - X_{k+1}) \right];$$

$$X_{m(m)} = \frac{2X_k}{N \cdot W(0)} \left(\frac{X_{k+1}}{X_{k-1}} \right)^{\frac{\alpha_{m(m)}}{4}}. \quad (5)$$

При найденной интерполяционной оценке частоты можно также получить зависящие от вида ВФ оценки амплитуды и начальной фазы сигнала по одной ЧВ $X(jk)$ наибольшей амплитуды:

$$X_{m(n)(k)} = 2 \cdot X_k / [N \cdot W(\alpha_n)],$$

$$\varphi_{n(k)} = \arg\{X(jk)\} + \pi/2 - \pi \cdot \alpha_n \quad (6)$$

и по трем средневзвешенным ЧВ X_k, X_{k+1}, X_{k-1} :

$$\bar{X}_{m(n)} = \frac{2}{N} \cdot \frac{X_k \cdot W(\alpha_n) + X_{k-1} \cdot W(1+\alpha_n) + X_{k+1} \cdot W(1-\alpha_n)}{W^2(\alpha_n) + W^2(1+\alpha_n) + W^2(1-\alpha_n)}. \quad (7)$$

$$\bar{\varphi}_n = \frac{\varphi_{n(k)} \cdot X_k^2 + \varphi_{n(k-1)} \cdot X_{k-1}^2 + \varphi_{n(k+1)} \cdot X_{k+1}^2}{X_k^2 + X_{k-1}^2 + X_{k+1}^2}, \quad (8)$$

где $\varphi_{n(k\pm 1)} = \arg\{X[j(k\pm 1)]\} + \pi/2 - \pi \cdot (1 \pm \alpha_n)$.

*Примечание: оценки амплитуды (3–7) непосредственно соответствуют вещественному гармоническому сигналу; для комплексного сигнала их нужно поделить на 2.

Методические погрешности интерполяционных оценок

В случае комплексного гармонического сигнала погрешность оценок частоты (2) и амплитуды (3–5) связана с неточностью интерполяции ЧХ ВФ и является их методической погрешностью. Косвенно она влияет и на погрешности оценок амплитуды и начальной фазы (6–8). Погрешности интерполяции зависят от значения частоты α , вида ВФ и способа интерполяции. Их можно непосредственно найти с помощью (1–8) как разности измеренных и заданных значений частоты $d\alpha_m = \alpha_n - \alpha$, амплитуды $dX_{m(m)} = X_{m(n)} - 1$ и начальной фазы $d\varphi_m = \varphi_n - \varphi$ комплексного гармонического сигнала единичной амплитуды. Возможно и косвенное определение методической погрешности интерполяции путем замены в (2–8) амплитуд ЧВ X_k, X_{k+1}, X_{k-1} на пропорциональные им значения ЧХ ВФ $X_k = W(\Delta\theta_k) = W(\alpha)$, $X_{k+1} = W(\Delta\theta_{k+1}) = W(1-\alpha)$, $X_{k-1} = W(\Delta\theta_{k-1}) = W(1+\alpha)$ (для оценок амплитуды – с учетом масштабирующего множителя $2/N$) или перехода к отношениям $X_{k\pm 1} / X_k = W(1 \mp \alpha) / W(\alpha) = \psi(\pm\alpha)$, где $\psi(\alpha)$ – функция отношения, соответствующая конкретной ВФ. Погрешностью $d\alpha_m$ определяются и зависящие от нее составляющие погрешности оценки начальной фазы (6) по k -й ЧВ $d\varphi_{(k)\alpha} = -\pi \cdot d\alpha_{(m)}$ и средневзвешенной оценки (8) по k -й и $k\pm 1$ -й ЧВ $d\varphi_{(k\pm 1)\alpha} = \mp \pi \cdot d\alpha_{(m)}$.

Для косинусных ВФ вида

$$w(n) = a_0 - a_1 \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right) + a_2 \cdot \cos\left(\frac{4\pi}{N}n\right)$$

(Ханна, Хэмминга, Блэкмана, Блэкмана-Хэрриса-3) с коэффициентами a_0, a_1, a_2 , приведенными в табл. 1 [4], при $N > (50 - 100)$ можно воспользоваться обобщенным аналитическим выражением их ЧХ [5]:

$$W(\theta) = \frac{\sin(\pi \cdot \theta)}{\pi \cdot \theta} \left(a_0 + a_1 \frac{\theta^2}{1-\theta^2} + a_2 \frac{\theta^2}{4-\theta^2} \right). \quad (9)$$

При $\theta = 1, \theta = 2$ ЧХ ВФ имеют значения $W(1) = a_1/2; W(2) = a_2$.

Выражение (9) расширяется и на ВФ, содержащие три и более косинусных члена [5]. Коэффициенты таких ВФ с минимальной спектральной утечкой приводятся в [4, 6] и других источниках.

С помощью (9) можно аналитически выразить и функции отношения $\psi(\alpha)$ [2].

Например, для ВФ Ханна

$$W(\theta) = 0,5 \cdot \frac{\sin(\pi \cdot \theta)}{\pi \cdot \theta} \left(\frac{1}{1-\theta^2} \right), \quad \psi(\alpha) = \frac{1+\alpha}{2-\alpha}. \quad (10)$$

При этом оценки частоты и амплитуды гармонического сигнала, которые можно использовать для косвенного определения погрешности интерполяции, имеют вид:

$$\alpha_{n(c)} = \frac{6 \cdot \alpha}{(8 + \alpha^2)}; \quad \alpha_{n(n)} = \frac{3}{4} \frac{\alpha}{(1 - \alpha^2)};$$

$$\alpha_{n(m)} = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{1-\alpha}{2+\alpha} \cdot \frac{2-\alpha}{1+\alpha} \right) / \ln \left(\frac{1-\alpha}{2+\alpha} \cdot \frac{1+\alpha}{2-\alpha} \right); \quad (11)$$

$$X_{m(n)} = \frac{\sin(\pi \cdot \alpha)}{\pi \cdot \alpha} \left(\frac{1}{1-\alpha^2} \right) \left[1 + \frac{\alpha_{n(n)}}{2} \cdot \frac{3\alpha}{4-\alpha^2} \right];$$

$$X_{m(m)} = \frac{\sin(\pi \cdot \alpha)}{\pi \cdot \alpha} \left(\frac{1}{1-\alpha^2} \right) \left(\frac{1+\alpha}{2-\alpha} \cdot \frac{2+\alpha}{1-\alpha} \right)^{\alpha_{n(m)}/4}. \quad (12)$$

На рис. 1 приведены графики методической погрешности оценки частоты (а) и амплитуды (б) для ВФ Ханна, относящиеся к ступенчатой (1), параболической (2) и логарифмической параболической (3) интерполяциям.

Наибольшая погрешность оценки частоты присуща ступенчатой интерполяции (график 1). Погрешность ее почти линейно зависит от α . Наименьшей является методическая погрешность логарифмической параболической интерполяции, не превышающая $\pm 0,01$ по частоте и $0,038$ по амплитуде. Это характерно и для других ВФ, что говорит о близости логарифмических ЧХ ВФ к квадратической параболе.

Также для всех способов интерполяции методическая погрешность равна нулю при $\alpha = 0$, а для параболической и логарифмической параболической и при $\alpha = 0,5$ (по частоте).

Таблица 1

ВФ	a_0	a_1	a_2	D	$\delta_{\text{блmax}}$, дБ	ν , дБ/окт
Ханна	0,5	0,5	0	4	-32	-18
Хэмминга	0,54	0,46	0	4	-43	-6
Блэкмана	0,42	0,5	0,08	6	-58	-18
Блэкмана-Хэрриса-3	0,42323	0,49755	0,07922	6	-67	-6

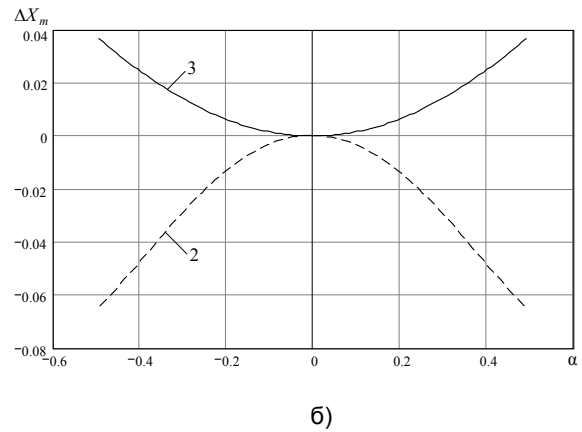
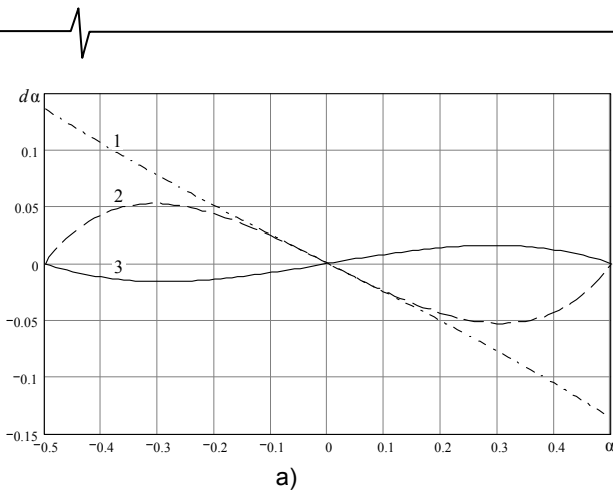


Рис. 1. Графики методической погрешности оценки частоты (а) и амплитуды (б) для ВФ Ханна

Способы коррекции методической погрешности интерполяции

Двум способам определения методической погрешности интерполяции соответствуют два способа ее коррекции: с использованием ЧХ конкретной ВФ и без ее использования.

Первый из них основывается на соотношениях (2) с учетом замен $X_k = W(\alpha)$, $X_{k+1} = W(1-\alpha)$, $X_{k-1} = W(1+\alpha)$, определяющих функциональную связь интерполяционных оценок частоты α_n с ее истинным значением α : $\alpha_n = \alpha + d\alpha_m = f(\alpha)$. Разрешая ее относительно α , можно с помощью обратной функции $f^{-1}(\alpha_n)$ (функции коррекции) получить оценку частоты $\alpha_n^* = f^{-1}(\alpha_n) = \alpha$ с исключенной методической погрешностью $d\alpha_m$.

В случае ВФ Ханна оценки частоты со скорректированной методической погрешностью для ступенчатой и параболической интерполяций находятся аналитически как

$$\alpha_{n(c)}^* = \frac{3 - \sqrt{9 - 8 \cdot \alpha_{n(c)}^2}}{\alpha_{n(c)}}; \quad \alpha_{n(n)}^* = \frac{-3 + \sqrt{9 + 64 \cdot \alpha_{n(n)}^2}}{8 \cdot \alpha_{n(n)}}. \quad (13)$$

По скорректированной оценке частоты α_n^* для конкретной ВФ можно получить и скорректированные интерполяционные оценки амплитуды:

$$X_{m(n)}^* = \frac{X_{m(n)}}{A_{(n)}(\alpha_n^*)},$$

$$A_{(n)}(\alpha_n^*) = \frac{W(\alpha_n^*)}{W(0)} \cdot \left\{ 1 - \frac{\alpha_{n(n)}}{2 \cdot W(\alpha_n^*)} \cdot [W(1+\alpha_n^*) - W(1-\alpha_n^*)] \right\}; \quad (14)$$

$$X_{m(m)}^* = \frac{X_{m(m)}}{A_{(m)}(\alpha_n^*)}, \quad A_{(m)}(\alpha_n^*) = \frac{W(\alpha_n^*)}{W(0)} \cdot \left[\frac{W(1-\alpha_n^*)}{W(1+\alpha_n^*)} \right]^4. \quad (15)$$

Коррекция методической погрешности данным способом лишает интерполяционные измерения их важного преимущества – независимости функций измерения от вида используемой ВФ.

В способе исключения (коррекции) методической погрешности, не зависящем от вида ВФ, по найденной с помощью (2) первичной оценке частоты $\theta_n = k + \alpha_n = k + \alpha + d\alpha_m$, содержащей методическую погрешность $d\alpha_m$, формируется комплексный корректирующий сигнал $v_{k1}(n) = \exp[(2\pi/N) \cdot \theta_n \cdot n]$, для которого также путем взвешивания и вычисления ДПФ находится измеренное значение $\alpha_{n(k1)}$, определяемое как

$\alpha_{n(k1)} = \alpha + d\alpha_m + d\alpha_{m(k1)}$. Оно также содержит методическую погрешность $d\alpha_{m(k1)} = \alpha_{n(k1)} - \alpha_n$, которая несколько отличается от методической погрешности первичной оценки $d\alpha_m$, так как соответствует другой заданной частоте сигнала $\alpha_n \neq \alpha$. Вычитая эту погрешность из α_n , получаем уточненную оценку α_n со скорректированной методической погрешностью: $\alpha_n^* = \alpha_n - d\alpha_{m(k1)} = \alpha + (d\alpha_m - d\alpha_{m(k1)})$ или $\alpha_n^* = 2\alpha_n - \alpha_{n(k1)}$. Нескорректированная составляющая методической погрешности при этом составляет $d(d\alpha_m) = d\alpha_m - d\alpha_{m(k1)}$.

Если степень уменьшения методической погрешности оценки частоты недостаточна или необходимо совместно скорректировать погрешность интерполяционной оценки амплитуды, то выполняется второй цикл коррекции уже с использованием уточненной оценки α_n^* . Для этого снова формируется комплексный сигнал $v_{k2}(n)$ с частотой $\theta_n^* = k + \alpha_n^*$, для которого находится измеренное значение $\alpha_{n(k2)} = \alpha + d(d\alpha_m) + d\alpha_{m(k2)}$, вычисляется уточненное значение методической погрешности $d\alpha_{m(k2)} = \alpha_{n(k2)} - \alpha_n^*$ и искомое уточненное значение оценки частоты $\alpha_n^{**} = \alpha_n - d\alpha_{m(k2)}$ или $\alpha_n^{**} = \alpha_n + \alpha_n^* - \alpha_{n(k2)}$. По измеренной на этом цикле коррекции амплитуде комплексного сигнала $X_{m(n)(ком)}$ определяется и скорректированное значение амплитуды сигнала: $X_{m(n)}^* = X_{m(n)} \cdot (2 - X_{m(ком)})$.

Реально для компенсации методической погрешности достаточно двух – трех циклов коррекции.

Использование скорректированной оценки частоты обеспечивает и повышение точности оценок амплитуды и начальной фазы, определяемых (6–8).

Следует заметить, что при наличии в интерполяционной оценке частоты других не интерполяционных (ни) составляющих погрешности $\alpha_n = \alpha + d\alpha_m + d\alpha_{ни}$, например, погрешности наложения или случайной погрешности, то корректируется погрешность интерполяции, которая соответствует частоте $\alpha + d\alpha_{ни}$, а не ее истинному значению α .

Погрешности интерполяционного измерения параметров вещественных гармонических сигналов и способы их уменьшения

Интерполяционные и другие рассмотренные выше оценки параметров вещественного гармонического сигнала $\tilde{x}(n) = X_m \sin(\lambda_c n + \varphi)$ находятся по тем же функ-

циям измерения (2–8), что и для комплексных сигналов. Но оценки параметров вещественных сигналов в отличие от комплексных содержат дополнительную методическую погрешность, вызываемую наложением на измеряемые ЧВ спектральной компоненты отрицательной частоты $-\theta_c$, проходящей через боковые лепестки (БЛ) ЧХ ВФ. Погрешность наложения зависит от уровня БЛ ЧХ ВФ, скорости их спада и других параметров ВФ, а также от частоты сигнала (значений k , α) и его начальной фазы.

Аналитически это влияние отражает второе слагаемое выражения (16) ДПФ $\tilde{X}(jk)$ вещественного гармонического сигнала $\tilde{x}(n) = X_m \sin(\lambda_c n + \varphi)$, которым оно отличается от ДПФ $X(jk)$ (1) комплексного гармонического сигнала с амплитудой $X_m/2$:

$$\tilde{X}(jk) = (X_m/2) \cdot N \cdot e^{j(\phi - \frac{\pi}{2} + \alpha \cdot \pi)} \cdot W(\alpha) + (X_m/2) \cdot N \cdot e^{-j(\phi - \frac{\pi}{2} + \alpha \cdot \pi)} \cdot W(2k + \alpha) = X_k \cdot e^{j\phi_k} + \Delta X_k \cdot e^{j\phi_{\Delta k}}, \quad (16)$$

где $W(2k + \alpha)$ соответствует значениям ЧХ ВФ в области боковых лепестков с учетом их знака (плюс или минус).

Разность амплитуд ЧВ $\Delta X_k = \tilde{X}_k - X_k$ максимальна по модулю при значениях начальной фазы сигнала $\varphi_{\max 1,2} = (\pm\pi/2) - \alpha \cdot \pi$, $\varphi_{\max 3} = \pi - \alpha \cdot \pi$, $\varphi_{\max 4} = -\alpha \cdot \pi$ и составляет $\Delta X_k = (X_m/2) \cdot N \cdot W(2k + \alpha)$. При этом максимальные по модулю значения имеют и максимальные погрешности наложения интерполяционных оценок частоты и амплитуды сигналов и минимальные – оценок начальной фазы.

Минимум модуля разности векторов

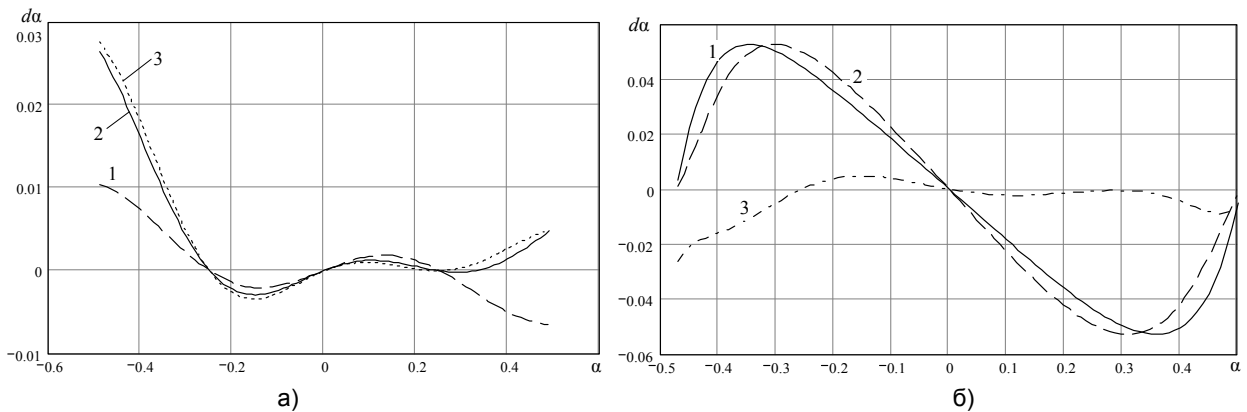


Рис. 2. Графики погрешностей оценок частоты для ВФ Ханна, $k=2$, $\varphi=0$ (а); $k=2$, $\varphi=\pi/2$ (б)

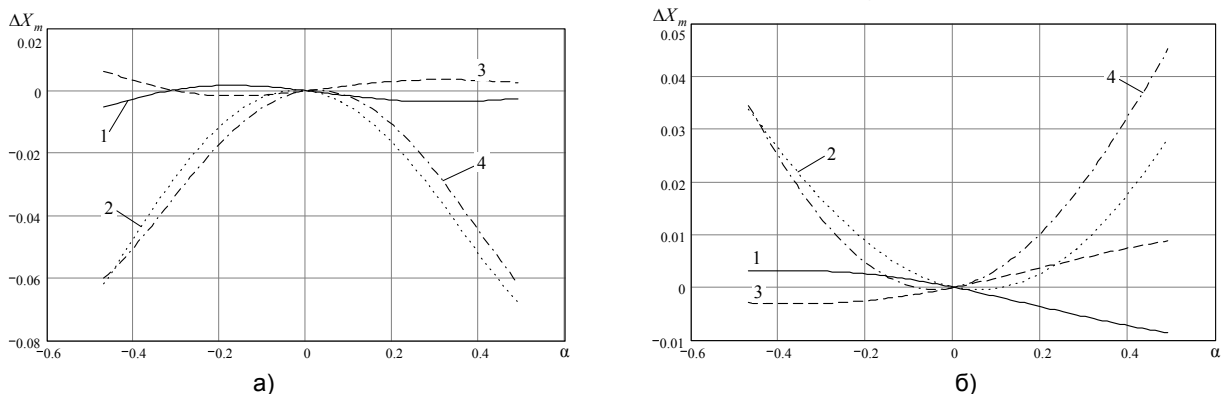


Рис. 3. Графики погрешностей оценок амплитуды для ВФ Ханна и параболической (а) и логарифмической параболической (б) интерполяций

$\Delta X_k = |\tilde{X}(jk) - X(jk)|$ имеет место при начальной фазе сигнала $\varphi_{\min} = \varphi_{\max} \pm \pi/4$. Этому отвечают минимальные по модулю погрешности наложения оценок частоты и амплитуды сигналов и максимальные – оценок начальной фазы.

Погрешности наложения могут быть найдены как по аналитическим выражениям ЧХ ВФ, так и путем моделирования.

На рис. 2, а приведены графики зависимости погрешности наложения оценки частоты α_n^* от заданного значения α для ВФ Ханна при $k=2$ и $\varphi=0$. Они получены путем предварительной коррекции методической погрешности интерполяции первым способом, зависящим от вида ВФ. График 1 соответствует ступенчатой интерполяции, 2 – логарифмической параболической интерполяции и 3 – параболической интерполяции.

Графики при начальной фазе $\varphi_{\max} = (\pi/2) - \alpha \cdot \pi$ являются зеркальными относительно оси абсцисс и определяют область возможных значений этой погрешности. С увеличением k погрешность наложения уменьшается в соответствии со значением и скоростью убывания боковых лепестков ЧХ ВФ (см. табл. 1) (в отличие от погрешности интерполяции, которая не зависит от k).

Для параболической интерполяции такие же графики при $k=2$ и $\varphi=\pi/2$ получены путем двукратной коррекции погрешности интерполяции вторым (итерационным) способом, не зависящим от вида ВФ (рис. 2, б). Графики рис. 2, б соответствуют: 1 – погрешности интерполяции, вычисленной в первом цикле коррекции; 2 – погрешности интерполяции, вычисленной во втором цикле коррекции; 3 – погрешности наложения после второго цикла коррекции.

Как видим, уже после второго цикла коррекции погрешности интерполяции графики погрешности наложения рис. 2, а и б практически не отличаются (по модулю).

На рис. 3 приведены графики зависимости погрешности наложения оценок амплитуды от частоты для ВФ Ханна при параболической (а) и логарифмической параболической (б) интерполяции, соответствующие начальной фазе сигнала $(\pi/2) - \pi\alpha$ (1) и $-\pi\alpha$ (3). Графики получены путем предварительной коррекции погрешности интерполяции оценок с помощью (14), (15). Здесь же показаны и зависимости суммарной методической погрешности (погрешности интерполяции и наложения) от частоты (график 2 при $\varphi = \pi/2 - \pi\alpha$ и график 4 $\varphi = -\pi\alpha$).

Рассчитанные для сравнения погрешности наложения для *зависящих от вида ВФ* неинтерполяционных оценок амплитуды (6), (7) (не приводимые в данной работе), соизмеримы с погрешностью их оценок (5), но при использовании в (6), (7) интерполяционной оценки частоты они дополнительно требуют предварительной коррекции ее погрешности интерполяции. Это обосновывает преимущество использования интерполяционных оценок частоты и амплитуды при их совместном измерении.

Минимальное значение измеряемой нормированной частоты θ_{\min} для вещественных гармонических сигналов в зависимости от ширины главного лепестка ЧХ ВФ (параметра D , табл. 1) составляет $\theta_{\min} = (D/2) - 0,5$ при $D = 4$ и $\theta_{\min} = (D/2) - 1$ при $D = 6$.

Коррекция погрешности наложения

Дальнейшее повышение точности измерения параметров сигналов достигается *коррекцией погрешности наложения*. Коррекция осуществляется по первичным оценкам частоты, начальной фазы и амплитуды сигнала k_n , α_n , φ_n , $X_{m(n)}$ путем *вторичной* обработки той же реализации сигнала $x(n)$ с изменением или без изменения ее длины. Способы коррекции погрешности наложения для оценок частоты по соотношению амплитуд ЧВ ДПФ рассмотрены в [2]. Они же применимы и для интерполяционных оценок частоты.

Первый способ коррекции, выполняемый по первичной оценке частоты, основывается на приведении базового числа выборок сигнала N к значению N^* , соответствующему ближайшему целому числу периодов сигнала на длине реализации: $N^* = \lceil N \cdot k_n / (k_n + \alpha_n) \rceil_{\text{цел.окр.}}$. Так как значение N^* может быть больше N (при $k_n = 2$ и $\alpha_n = -0,5$ $N_{\max}^* = (4/3) \cdot N$), то дополнительное число выборок должно считываться сразу при вводе сигнала.

Во втором способе коррекции используется зависимость погрешности наложения от начальной фазы сигнала, что позволяет по ее измеренному значению и оценке частоты найти новое число выборок сигнала N^* , при котором приведенная начальная фаза сигнала отвечает условию минимума погрешности наложения.

Если на интервале $(N_{\max}^* - N)$ укладывается более одного периода сигнала, то точность коррекции способами 1, 2 можно повысить, как это показано в [2].

В третьем способе по трем первичным оценкам параметров сигнала k_n , α_n , φ_n и $X_{m(n)}$ сигнала формируется комплексный гармонический сигнал отрицательной частоты $-\theta_n$, который умножается на весовую функцию $w(n)$, и его N -точечное ДПФ вычитается из ДПФ взвешенной реализации сигнала. Разность их ДПФ в случае точной коррекции не

содержит погрешности наложения.

В *способе 4* погрешность наложения корректируется путем формирования комплексного гармонического сигнала $v_{k2}(n) = \exp[j(2\pi/N)\alpha_n \cdot n]$, который умножается на входной сигнал $x(n)$, смещая его спектр на частоту α_n . В результате зеркальная компонента спектра вещественного сигнала оказывается в области нулей ЧХ каналов ДПФ и частично подавляется ими. По получаемой оценке частоты α'_n затем находится ее скорректированное значение $\alpha_n^* = \alpha'_n - \alpha_n$.

Способы 3, 4 реализуются по базовой длине реализации сигнала N .

Точность коррекции снижается с увеличением числа используемых для коррекции первичных оценок параметров сигнала. Поэтому для интерполяционных оценок частоты и амплитуды наиболее приемлемы способы коррекции 1, 4, которые выполняются по первичной оценке частоты, в том числе и многократно.

В табл. 2 приведены значения погрешности оценки частоты $d\alpha_n^{**}$ после коррекции методической погрешности и погрешности наложения по способу 4. Они рассчитаны для ВФ Ханна при $k = 2$.

Сравнение данных табл. 2 и рис. 2, а показывает высокую эффективность способов повышения точности интерполяционных оценок частоты.

Погрешности наложения оценок амплитуды и начальной фазы вещественных гармонических сигналов корректируются совместно с коррекцией оценки частоты и уменьшаются до значений того же порядка.

При измерении частоты по малому числу периодов сигнала k ($k = 2, 3, 4$) можно совместно использовать разные виды интерполяции, дающие наименьшую погрешность наложения в зависимости от измеряемых значений k и α .

Измерение параметров полигармонических сигналов

Рассмотренные интерполяционные и другие способы оценки параметров гармонических сигналов применимы и для измерения параметров основной и высших гармоник полигармонических сигналов (ПГС). Теми же способами для каждой гармоники ПГС выполняется и коррекция погрешности интерполяции. Особенности измерения параметров ПГС связаны с коррекцией погрешности наложения, которая имеет место, как для вещественных, так и для комплексных ПГС (из-за влияния соседних гармоник). Наиболее приемлемы для них первый и третий способы коррекции. В первом способе коррекция осуществляется по первичной оценке частоты первой гармоники, при этом неточность коррекции для высших гармоник возрастает с увеличением их номера. Наложение за счет этих гармоник ослабляется при использовании ВФ с высокой скоростью убывания боковых лепестков. Способом 3 могут одновременно корректироваться погрешности наложения от всех значимых гармоник сигнала по первичным оценкам их частоты, амплитуды и начальной фазы, но по сложности реализации и достигаемой точности коррекции этот способ уступает первому.

Минимальное значение измеряемой нормированной частоты θ_{\min} для ПГС в зависимости от ширины главного лепестка ЧХ ВФ (параметра D , см. табл. 1) составляет $\theta_{\min} = D - 1$ при $D = 4$ и $\theta_{\min} = D - 2$ при $D = 6$.

α		-0,5	-0,4	-0,2	0,2	0,4	0,45	0,5
$d\alpha_{\text{ш}}^{**}$	С	1,1E-4	6,6E-5	-5,4E-8	1,3E-7	-1,6E-7	-3,0E-7	7,1E-8
	П	2,8E-4	1,9E-5	-6,0E-7	5,7E-9	3,8E-7	4,9E-7	3,1E-7
	ЛП	2,8E-4	4,5E-5	-4,2E-7	6,4E-9	1,4E-7	2,9E-7	3,1E-7

Измерение параметров сигналов в шумах

Измерения параметров сигналов в шумах осуществляются путем усреднения амплитудных спектров или спектров мощности при несинхронизированном непрерывном вводе ансамбля реализаций сигнала и путем временного или векторного частотного усреднения при синхронизированном вводе реализаций сигнала с одинаковыми (в математическом ожидании) начальными фазами.

По усредненной первичной оценке частоты сигнала возможна коррекция методической погрешности интерполяционных оценок параметров сигнала, а для вещественных сигналов (а также комплексных ПГС) и погрешности наложения. Коррекция этих погрешностей обоснована, если значения их соизмеримы или больше случайной погрешности измерения, вызываемой шумами.

Поиск частоты дискретизации сигнала

Измерению параметров сигналов предшествует автоматический поиск необходимой частоты дискретизации, соответствующей измеряемой частоте сигнала и заданному числу выборок N . Поиск осуществляется на уровне поддиапазонов частот с постоянными значениями частоты дискретизации, на которые автоматически разбивается заданный диапазон измеряемых частот сигнала. Возможен и ручной поиск по выводимым графикам амплитудных спектров сигнала, соответствующим разным значениям частоты дискретизации.

В случае полигармонического сигнала частота дискретизации находится таким образом, чтобы все измеряемые гармоники сигнала, число которых задано, попадали в один поддиапазон с соответствующей им полосой частот $0-f_{\text{дл}}/2$. При этом могут быть измерены параметры каждой гармоники сигнала и значение его коэффициента гармоник.

Более подробное изложение вопросов поиска частоты дискретизации, измерения параметров ПГС и измерений в шумах, эффективность которых является не менее значимым критерием для сравнения различных спектральных оценок параметров сигналов, в том числе и рассмотренных в данной работе, выходит за ее рамки.

Заключение

Возможность выбора разных интерполяционных оценок параметров сигналов и способов уменьшения погрешностей обеспечивает функциональную гибкость основывающихся на них компьютерных спектрально-весовых измерений. Такие измерения эффективно реализуются с помощью инструментальных средств сбора данных и среды графического программирования *Lab VIEW* корпорации *National Instruments* [7], которые использованы и при апробации рассмотренных в работе алгоритмов измерения.

Обеспечение возможного с помощью рассмотренных в данной работе и в [2] способов уменьшения относи-

тельной погрешности измерения частоты чистых сигналов до 10^{-4} – 10^{-6} при малом числе периодов сигнала на длине реализации практически ограничивается относительной нестабильностью частоты используемого опорного генератора. Такого же порядка составляют и методические погрешности скорректированных оценок амплитуды и начальной фазы сигналов (в радианах).

Литература

1. Real-time high accuracy measurement of multifrequency waveforms. Narduzzi C., Offelli C. "IEEE Trans. Instrum. and Meas.", 1987, 36, №4, 964-970. (Контрольно-измерительная техника/ экспресс-информация// М.: ВИНТИ, 1990, №2).
2. Глинченко, А. С. Исследование спектрально-весового измерения частоты сигналов/ А. С. Глинченко, О. А. Тронин // Цифровая обработка сигналов. –2010. – № . – С. - .
3. Software-Tool zur Simulation der Signulanalise in der Phasen – Doppler – Anemometrie. Wricdt T., "tm", 1993, 60, №3, 106–110 (нем.). (Программные инструментальные средства для моделирования анализа сигналов в фазовой доплеровской анемометрии. – Контрольно-измерительная техника/ экспресс-информация// М.: ВИНТИ, 1994, №16, с.5–11).
4. Хэррис, Ф. Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье / Ф. Дж. Хэррис // ТИИЭР, т. 66. 1978. №1.
5. Гутников, В. С. Фильтрация измерительных сигналов. –Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-е, 1990. – 192 с.
6. A frequency-domain procedure for accurate real-time signal parameter measurement. Offelli C., Petri D. "IEEE Trans. Instrum. and Meas.", 1990, 39, №2, 363–368 (англ.). (Процедура измерения в реальном масштабе времени параметров сигнала в частотной области. – Контрольно-измерительная техника/ экспресс-информация// М.: ВИНТИ. 1991. №27. С.12–22).
7. Автоматизация физических исследований и эксперимента: компьютерные измерения и виртуальные приборы на основе Lab VIEW7/ Под ред. Бутырина П. А. – М.: ДМК Пресс, 2005. – 264 с.

INCREASE OF INTERPOLATION ESTIMATIONS ACCURACY OF SIGNALS PARAMETERS AT SPECTRAL-WEIGHT MEASUREMENTS

Glinchenko A. S., Tronin O. A.

In article algorithms of digital measurement of frequency, amplitude and phase of harmonic and polyharmonic signals under the interpolated frequency responses of weight function which are not dependent on its kind are investigated. Ways of measurement errors reduction to the values limited to instability of the basic frequency oscillator are shown.

УДК 621.391.2

ПОСТРОЕНИЕ ПРИЕМНОГО ТРАКТА В УСЛОВИЯХ СОВМЕСТНОГО ДЕЙСТВИЯ ИМПУЛЬСНЫХ И УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ

Немыкин А.А., аспирант Московского технического университета связи и информатики, mtuci@mtuci.info

Ключевые слова: радиоприем, помехи, импульсные, узкополосные, алгоритм обработки, оценка параметров, нелинейные преобразования.

Основными помехами радиоприему в декаметровом и метровом диапазоне радиоволн являются атмосферные и промышленные помехи, имеющие преимущественно импульсный негауссовый характер, а также узкополосные помехи от мешающих радиотехнических средств. Задача их подавления накладывает на приемный тракт противоречивые требования. Для подавления импульсных помех используется ограничитель или «бланкирующее» устройство, запирающее приемник на время действия импульсов помехи. В то же время такая нелинейная обработка в условиях узкополосных помех приводит к ухудшению помехоустойчивости приемника [1]. Эффективным средством борьбы с узкополосными помехами является их режекция, однако подавление участка спектра импульсной помехи вызывает осцилляции после окончания импульсов, аналогичные по воздействию на приемник узкополосной помехе. Таким образом, требуется провести анализ совместного воздействия импульсных и узкополосных помех на приемный тракт и разработать квазиоптимальный алгоритм обработки сигнала в условиях противоречивых требований к тракту для подавления помех.

В условиях атмосферных и промышленных помех при малом отношении сигнал/помеха и независимых выборочных значениях смеси приемник, обеспечивающий наилучшее выделение сигнала и оценку его параметров [2], состоит из безынерционного нелинейного преобразователя с амплитудной характеристикой, пропорциональной

$$f(\eta) = -d \ln W(\eta) / d\eta, \quad (1)$$

где $W(\eta)$ - плотность вероятности помехи, и линейного приемника, оптимального при нормальной помехе. При этом выигрыш в дисперсии оценки параметров сигнала и в отношении сигнал/помеха (по мощности) по сравнению с линейным приемником в условиях нормальной помехи или с учетом явления «нормализации», имеющего место при

$\Delta f_{эф} / \Delta f \ll 1$, где $\Delta f_{эф}$ и Δf - эффективная полоса приемника и его входная полоса [3], в условиях флуктуационной помехи с произвольным законом распределения, равен

$$K_{omn} = \sigma_{\eta}^2 \int_{-\infty}^{\infty} f^2(\eta) W(\eta) d\eta, \quad (2)$$

где σ_{η}^2 - мощность помехи.

Атмосферный шум состоит из преобладающей по мощности «импульсной» составляющей, вызванной

Обсуждаются вопросы приема сигнала на фоне как атмосферных и промышленных, так и узкополосных радиопомех, наличие которых накладывает противоречивые требования на построение приемного тракта. Для таких условий приема предложен квазиоптимальный алгоритм обработки сигнала и структурная схема приемника.

действием ближних гроз, и «фоновой» составляющей с нормальным распределением, обусловленной наложением помех от многих удаленных источников. Огибающая $E(t)$ «импульсной» составляющей хорошо описывается логарифмически нормальным законом [4]

$$W_u(R) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma R} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\sigma} \ln R + \sigma \right)^2 \right], \quad (3)$$

где $R = E / (\overline{E^2})^{1/2} > 0$, σ - «регулируемый» параметр, а мгновенные значения имеют распределение [5]

$$W_u(\eta) = \frac{1}{\sigma_{\eta}} \sum_{\kappa=0}^{\infty} \alpha_{\kappa} (\eta / \sigma_{\eta})^{2\kappa} F[-\beta_{\kappa}(\eta)], \quad (4)$$

где $\alpha_{\kappa} = \left[(2\kappa)! / \pi 2^{3\kappa+1/2} (\kappa!)^2 \exp \left\{ \sigma^2 [2\kappa+1] + (2\kappa+1)^2 / 2 \right\} \right]^{-1}$,

$$\beta_{\kappa}(\eta) = (1/\sigma) \ln \left(|\eta| / \sqrt{2} \sigma_{\eta} \right) + 2(\kappa+1)\sigma,$$

$F(x)$ - функция Лапласа.

Огибающая и мгновенные значения «фоновой» составляющей описываются релеевским и нормальным распределениями:

$$W_{\phi}(R) = 2(R/c) \exp(-R^2/c), \quad R > 0, \quad (5)$$

$$W_{\phi}(\eta) = \left[1 / \sqrt{2\pi} c \sigma_{\eta} \right] \exp(-\eta^2 / 2\sigma_{\eta}^2 c), \quad (6)$$

где $c = \sigma_{\phi}^2 / \sigma_{\eta}^2 \ll 1$ - доля мощности «фоновой» составляющей в общей мощности шума $\sigma_{\eta}^2 = \overline{E^2} / 2$.

Параметры c и σ распределений (3) - (6) зависят от легко определяемого экспериментально параметра

$$V_d = 20 \lg \left[(\overline{E^2})^{1/2} / \overline{E} \right],$$

зависимость которого от частотного диапазона, входной полосы, времени года и времени суток приведена в [6].

Связь c и σ с V_d задается полученными с использованием экспериментальных кривых распределения огибающих атмосферных помех [6] эмпирическими зависимостями [7]:

$$-10 \lg c \cong 2 V_d, \quad (7)$$

$$\sigma \cong 0,57 (V_d)^{1/2}. \quad (8)$$

Аналогичные выражения для промышленных помех [8] имеют вид:

$$-10 \lg c \cong 1,3 V_d, \quad (9)$$

$$\sigma \cong 0,87 (V_d)^{1/2}. \quad (10)$$

Заметим, что при выводе распределений мгновенных значений «импульсной» и «фоновой» составляющих атмосферного и индустриального шума (4) и (6) распределения фаз этих составляющих полагались равномерными. Физической предпосылкой к этому являются то, что указанные фазы определяются расстоянием от источника помехи до приемника, изменяющимся в диапазоне, большем длины волны.

Распределение мгновенных значений импульсной помехи рассмотренных видов задается сверткой

$$W(\eta) = \int_{-\infty}^{\infty} W_{\phi}(x) W_u(\eta - x) dx.$$

Соответствующие ему квазиоптимальные характеристики безынерционного нелинейного преобразователя (1), вычисленные при $V_d = 10$ дБ с учетом (4), (6) и (7) - (10), приведены на рис. 1 (сплошная линия - для атмосферного шума, штрих-пунктирная - для индустриального). Пунктирной линией показан относительный уровень «фоновой» составляющей:

$$c^{1/2} = \sigma_{\phi} / \sigma_{\eta} \cong \begin{cases} 10^{-0,1V_d} & \text{для атмосферного шума,} \\ 10^{-0,065V_d} & \text{для индустриального шума.} \end{cases}$$

Как видим, квазиоптимальная характеристика безынерционного нелинейного преобразователя имеет близкий к линейному участок, ограниченный примерно среднеквадратическим значением «фоновой» составляющей шума, и нелинейный участок, осуществляющий подавление импульсов шума, превышающих этот уровень. Эта характеристика занимает промежуточное положение между характеристиками используемых на практике нелинейных элементов: ограничителя и «бланкирующего» устройства.

Выигрыш в дисперсии оценки параметров сигнала (2) для квазиоптимального приемника дает

$$K_{omn} \cong c^{-1} \quad (11)$$

или с учетом (7) и (9)

$$10 \lg K_{omn} \cong -10 \lg c \cong \begin{cases} 2V_d & \text{для атмосферного шума,} \\ 1,3V_d & \text{для индустриального шума} \end{cases} \quad (12)$$

откуда можно заключить, что оптимизация приемника по отношению к атмосферному и индустриальному шумам приводит в первом приближении к подавлению их импульсной составляющей. При этом потенциальная точность оценки параметров сигнала определяется степенью сглаживания в линейной части приемника «фоновой» составляющей шума мощностью $\sigma_{\phi}^2 = c\sigma_{\eta}^2 = cE^2/2$.

При сделанных допущениях квазиоптимальный приемник по структуре совпадает со схемой «широкополосный ограничитель - усилитель» (ШОУ) [9] и отличается от последней тем, что в ней вместо безынерционного нелинейного преобразователя с характеристикой (1) используется идеальный амплитудный ограничитель с нулевым порогом ограничения. При этом замена линейного участка характеристики преобразователя, оптимального для преобразователя смеси сигнала и остаточной нормальной «фоновой» составляющей помехи,

незначительно (в $4/\pi$ раза по мощности или примерно на 1 дБ) уменьшает отношение сигнал/шум.

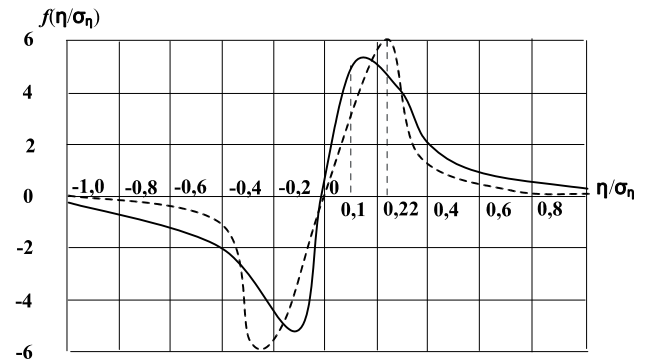


Рис. 1.

Нелинейная обработка приводит к обогащению спектра узкополосной помехи, в результате чего при дискретной выборке «пораженными» оказываются частоты f_n , имеющие расстройку относительно частоты сигнала f_0

$$|f_n - f_0| = (K/M)F_0, \quad (13)$$

где F_0 - частота взятия отсчетов; K и M - целые несократимые числа [1]. Это, в частности, при оценке фазы гармонического сигнала с использованием такого же как в схеме ШОУ идеального ограничителя приводит к ошибке, максимальное значение которой равно

$$\delta\varphi_{max} = (1/M) \arctg [a_m^M / (1 - a_m^{2M})^{1/2}], \quad (14)$$

где $a_m = A_{nmax} / A_{c\leq 1}$ - отношение максимума огибающей помехи к амплитуде сигнала.

Для подавления узкополосных помех используются режекторные фильтры. Однако при совместном действии узкополосной и импульсной помех в результате вырезания части спектра последней появляются осцилляции после окончания импульсов [10] - своего рода помеха, снижающая эффективность последующей нелинейной обработки смеси.

Для оценки уровня паразитных продуктов режекции рассмотрим прохождение через режекторный фильтр с селектором в виде одиночного контура с постоянной времени $1/\alpha$ импульса, сходного с близкими атмосфериками [10], дающими, как отмечалось, основной вклад в мощность шума:

$$u(t) = \overline{E_m} \exp(-\beta t) \cos \omega_0 t, \quad (15)$$

где $\overline{E_m}$ - среднее значение амплитуд импульсов шума, т. е. максимумов его огибающей $E(t)$, распределение которых при равномерном спектре $E(t)$ записывается как [11]

$$W_u(E_m) \cong \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma E_m} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\sigma} \ln \frac{E_m}{\sqrt{2} \sigma_{\eta}} + \sigma \right)^2 \right].$$

При этом

$$\overline{E_m} = \int_0^{\infty} E_m W_u(E_m) dE_m = \sqrt{2} \sigma_{\eta} \exp(-\sigma^2/2). \quad (16)$$

С учетом близости физической природы атмосферного и индустриального шумов, обусловленных соответственно электрическими разрядами естественного и искусственного происхождения, находящей отражение в

близости их распределений, выражение (15) очевидно применимо и для описания индустриального шума.

Колебание на выходе режекторного фильтра записывается в виде [10]

$$u_p(t) = u(t) - \Delta u(t), \quad (17)$$

где $\Delta u(t) = \Delta u_1(t) + \Delta u_2(t) =$

$$A \exp(-\alpha t) \cos(\omega_1 t - \varphi) + B \exp(-\beta t) \cos(\omega_0 t - \psi),$$

$$\omega_1 = (\omega_n^2 - \alpha^2)^{1/2} \cong \omega_n;$$

A, B, φ и ψ - постоянные величины, зависящие от параметров импульса $u(t)$ и фильтра, причем

$$\frac{\max |\Delta u(t)|}{\max |u(t)|} = \frac{\max |\Delta u(t)|}{E_m} < 2\alpha / \beta = 2\Delta f_c / \Delta f, \quad (18)$$

где $\Delta f_c = \alpha / \pi$ и $\Delta f = \beta / \pi$ - соответственно полоса пропускания селектора и ширина спектра $u(t)$, равная входной полосе приемника.

Осцилляции, превышающие длительность входных импульсов в $\beta / \alpha = \Delta f / \Delta f_c$ раз, обусловлены составляющей $\Delta u_1(t)$ в (17), для которой, очевидно, в качестве верхней границы уровня может быть принято значение, определенное в (18):

$$\frac{\max |\Delta u_1(t)|}{\max |u(t)|} = \frac{\max |\Delta u_1(t)|}{E_m} < 2\Delta f_c / \Delta f. \quad (19)$$

Подстановка (16) в (19) дает

$$\max |\Delta u_1(t)| < 2\sqrt{2} \exp(-\sigma^2 / 2) (\Delta f_c / \Delta f) \sigma_\eta. \quad (20)$$

При этом применительно к задаче оценки фазы гармонического сигнала с использованием идеального ограничения смеси имеет место дополнительная ошибка, определяемая выражением (14), где

$$a_m = \max |\Delta u_1(t)| / A_c < 2 \exp(-\sigma^2 / 2) (\Delta f_c / \Delta f) / q. \quad (21)$$

$q = A_c / \sqrt{2} \sigma_\eta$ - отношение сигнал/шум.

При наличии в приемном тракте r режекторных фильтров верхняя граница уровня осцилляций, очевидно, в r раз выше уровня, определяемого выражением (19).

Как видно из (14) и (21), при слабом сигнале ($q \ll 1$) погрешность в оценке его параметров, обусловленная паразитными продуктами режекции узкополосных помех, может достигать значительной величины. При этом определенная выше потенциальная точность оценки параметров сигнала не реализуется.

В [10] рассмотрен способ уменьшения указанных искажений атмосфериков, используемых для исследования распространения радиоволн, который может быть применен при построении приемного тракта в условиях совместного действия импульсных и узкополосных помех. Структура входных цепей приемника, реализующего такую обработку, представлена на рис. 2, где 1 - входной фильтр с полосой пропускания Δf_c^1 , 2 и 6 - идентичные узкополосные фильтры с полосой пропускания Δf_c^2 , 3 - вычитающее устройство, 4 - ключ, 5 - ждущий генератор отпирающих импульсов, 7 - сумматор, 8 - нелинейный преобразователь. При превышении импульсами с выхода режекторного фильтра (блоки 2 и 3) порогового уровня, выбираемого выше уровня «фоновой» составляющей шума, ждущий генератор 5 вырабатывает импульсы, отпирающие ключ 4 на время T , удовлетворяющее условию $1/\beta \leq T \leq 1/\alpha$.

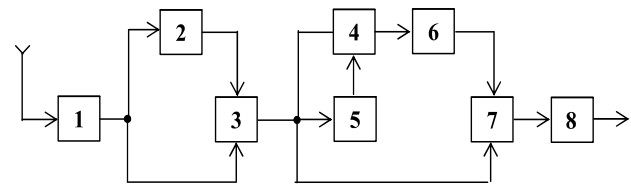


Рис. 2.

При этом благодаря частичной компенсации паразитных продуктов режекции $\Delta u(t)$ узкополосных помех при суммировании колебания с выхода режекторного фильтра и реакции узкополосного фильтра 6 на входные импульсы, их остаточный уровень $\delta u(t)$ существенно уменьшается по сравнению с $\Delta u(t)$ и определяется выражением [10]

$$\frac{\max |\delta u(t)|}{\max |u(t)|} = \frac{\max |\delta u(t)|}{E_m} < 3(\alpha / \beta)^2 = 3(\Delta f_c / \Delta f)^2.$$

В результате при достаточно узкополосном селекторе последующая нелинейная обработка смеси в преобразователе 8 позволяет практически реализовать потенциальную точность оценки параметров сигнала, характеризующую показателем эффективности приемника (11).

Таким образом, предложен квазиоптимальный алгоритм обработки сигнала в условиях совместного воздействия на приемный тракт атмосферных, индустриальных и узкополосных помех, а также структурная схема приемника, реализующего предложенный алгоритм.

Литература

1. Никитенко Ю.И., Хмаладзе Т.К. Сравнение амплитудно-фазового и фазового методов измерения фазы при воздействии синусоидальных помех // Вопросы радиоэлектроники, серия Общетеchnическая, 1968, вып. 20.
2. Валеев В.Г. Оптимальная оценка параметров сигнала при наличии негауссовых помех // Известия АН СССР, Техническая кибернетика, 1971, № 2.
3. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники, кн. 1. - М.: Советское радио, 1967.
4. Spaulding A.D., Washburn J.S. Atmospheric radio noise: world-wide levels and other characteristics. - Washington: Gov. print off, 1985. - 24 p.
5. Рубцов В.Д. Распределение мгновенных значений атмосферного шума при узкополосном приеме // Радиотехника и электроника, 1975, т. XX, № 10.
6. Recommendation P.372-8. Radio noise. International Telecommunication Union. Radiocommunication Assembly (ITU-R). - Geneva, 2003. - 75 p.
7. Рубцов В.Д. Оптимизация приемного тракта в условиях квазиимпульсных радиопомех // Известия вузов СССР - Радиотехника, 1979, т. XXII, № 4.
8. Spaulding A.D., Ahlbeck W.H., Espeland L.R. Urban residential man-made radio noise analysis and predictions. // Telecommunications Research and Engineering, Rpt. 14, ITS, 1971.
9. Черняк Ю.Б. О линейных свойствах системы широкополосный ограничитель - фильтр // Радиотехника и электроника, 1962, т. VII, № 7.
10. Горбачев А.А., Сизьмин А.М., Торопов Л.А. Об уменьшении искажений формы атмосферика при приеме его на фоне помех // Геомагнетизм и аэронавигация, 1973, № 3.
11. Рубцов В.Д. Выбросы огибающей атмосферного шума. // Радиотехника и электроника, 1977, т. XXII, № 1.

НОВЫЕ АДАПТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЛЧМ-СИГНАЛОВ

Тутыгин В.С., к.т.н., доцент кафедры информационных и управляющих систем Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, vs4141@mail.ru

Шедов С.В., аспирант кафедры информационных и управляющих систем Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, sergey@shedov.ru

Южаков А.В., программист, yuzhakov@bk.ru

Ключевые слова: ЛЧМ-сигнал, обнаружение, оценка параметров, адаптивные алгоритмы, быстрое преобразование Фурье, оптимальная фильтрация.

Введение. Постановка задачи

Одной из важнейших задач цифровой обработки сигналов является обнаружение информативного сигнала в потоке данных, искаженных шумами и помехами, и определение его параметров. Для этого применяются различные методы, такие как временная фильтрация (накопление), оптимальная частотная фильтрация, прямое и обратное преобразование Фурье, корреляционный анализ [1].

При решении конкретной задачи – обнаружения и определения параметров (амплитуды, центральной частоты, ширины полосы) спутникового ЛЧМ-сигнала, мы имеем дело с потоком мгновенных спектров ЛЧМ-сигнала, полученных с помощью БПФ. Предполагается, что в каждом спектре (кадре), содержащем N (например, 128) дискретных значений, содержится шумовой фон и может содержаться одно или несколько дискретных информативных значений, принадлежащих ЛЧМ-сигналу (см. рис.1).

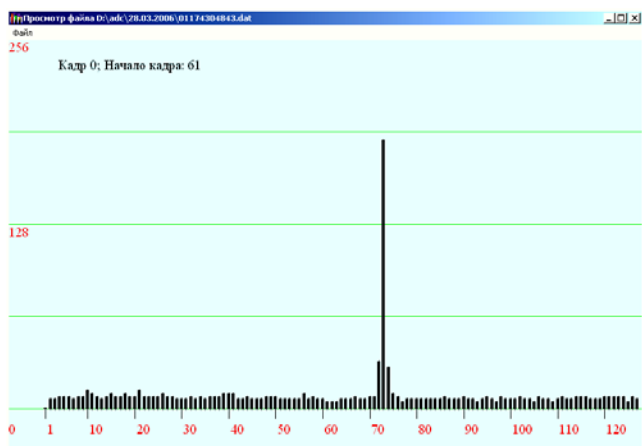


Рис. 1. Мгновенный частотный спектр, содержащий фрагмент ЛЧМ-сигнала.

Количество информативных значений в кадре зависит от скорости изменения частоты и временной длительности ЛЧМ-сигнала, времени получения мгновенного частотного спектра и частотного разрешения спектроанализатора,

Рассмотрены новые подходы к решению задачи обнаружения и определения параметров ЛЧМ-сигналов, основанные на использовании адаптивных алгоритмов обработки потоков спектров, полученных с помощью БПФ, включающие новые алгоритмы автоматического определения уровня шумов в потоке спектров, компенсации структурно-детерминированной помехи и использования алгоритма оптимизации для определения параметров ЛЧМ-сигнала с применением аппроксимации ЛЧМ-сигнала специальной функцией.

выполняющего операцию БПФ. Частотное разрешение в спектре определяет точность, с которой могут быть вычислены ширина спектра и центральная частота ЛЧМ-сигнала, а количество дискретных значений в спектре при данном частотном разрешении – ширину частотного диапазона, в котором производится обнаружение ЛЧМ-сигнала по его мгновенному спектру. Так, например, если частотное разрешение составляет 2 МГц, а количество дискретных значений равно 128 (см. рис.1), то ширина частотного диапазона, в котором производится обнаружение ЛЧМ-сигналов, составит 256 МГц.

Один ЛЧМ-сигнал занимает некоторую полосу частот, поэтому он порождает M последовательных кадров, содержащих информативные значения. Значение M зависит как от ширины полосы частот H ЛЧМ-сигнала, так и от ширины полосы частот h в мгновенном спектре, полученном с помощью БПФ, а именно: $M = H/h$. Количество последовательных кадров, содержащих информативные значения, может быть определено также как отношение временной длительности ЛЧМ-сигнала к временной длительности, в течение которой производится вычисление мгновенного частотного спектра с помощью БПФ. Так, например, если временная длительность излучения одного ЛЧМ-сигнала составляет 40 мкс, а получение одного мгновенного частотного спектра занимает 4 мкс, то $M = 10$. ЛЧМ-сигналы излучаются с некоторой периодичностью во времени, поэтому после каждых M кадров, содержащих информативные значения, следует P кадров, содержащих только шумовой фон.

Требуется решить задачу обнаружения и определения параметров спутникового ЛЧМ-сигнала в условиях присутствия структурно-детерминированных (станционных) помех и флуктуационного шума, свойства которых априори не известны. При приеме сигналов на фоне структурно-детерминированной помехи и флуктуационного шума основными процедурами являются компенсация структурно-

детерминированной помехи и фильтрация шума [2]. Сложность задачи обнаружения и определения параметров ЛЧМ-сигнала связана еще и с тем, что сигнал станционной помехи может быть ошибочно принят за ЛЧМ-сигнал.

Использование для решения задачи обнаружения оптимальных фильтров, в частности фильтра Колмогорова-Винера, возможно и целесообразно в том случае, если ширина полосы ЛЧМ-сигнала и статистические свойства флуктуационного шума априори известны, а структурно-детерминированная помеха отсутствует.

Снижение эффективности фильтра Колмогорова-Винера при наличии структурно-детерминированных помех вызвано тем, что ЛЧМ-сигнал получается путем накопления M мгновенных спектров. В результате такого накопления амплитуда структурно-детерминированной помехи возрастает в M раз, тогда как амплитуда элементов ЛЧМ-сигнала не возрастает. Таким образом, отношение сигнал/шум в реконструированном ЛЧМ-сигнале ухудшается в M раз.

Обнаружение информативных сигналов в потоке спектров

Известный способ обнаружения информативных сигналов в потоке спектров основан на детектировании превышения амплитудой дискретных значений порогового уровня – уровня шума. Нами установлено, что оптимальный уровень шума может быть определен автоматически при условии, что максимально возможная ширина полосы частот ЛЧМ-сигнала может быть предварительно оценена.

Изучение большого количества реальных спектров, полученных нами с помощью комплекса аппаратуры приема и регистрации спутниковых сигналов, показали, что фоновый шум в любом из спектров (кадров), независимо от того, присутствует или нет в нем ЛЧМ-сигнал или какая-либо помеха, занимает не менее 90% от общего спектрального диапазона кадра. Предлагаемая нами методика автоматического определения порога шума, основана на построении амплитудной гистограммы Q кадров и определения порога шума как уровня отсечения 90% площади амплитудной гистограммы. В общем случае уровень отсечения должен быть установлен на уровне $(100-K)\%$, если ЛЧМ-сигнал в совокупности с сигналом помехи большой амплитуды, соизмеримой с амплитудой ЛЧМ-сигнала, занимает $K\%$ от общего спектрального диапазона кадра.

На рис. 2 показан пример амплитудной гистограммы, построенной в результате статистической обработки 100 последовательных кадров из массива, содержащего 64000 кадров, и показан определенный автоматически порог шума.

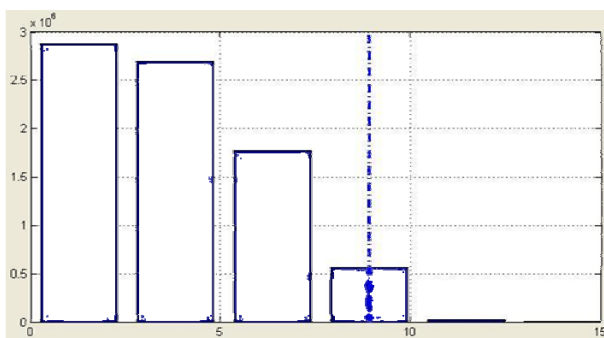


Рис. 2. Пример амплитудной гистограммы 100 последовательных кадров (штрих-пунктирная линия показывает автоматически определенный порог шума).

Известным способом реконструкции ЛЧМ-сигнала по полученным мгновенным M спектрам является суммирование этих M кадров (спектров). Определение параметров ЛЧМ-сигнала производится по реконструированному спектру. Если априори девиация частоты (ширина полосы) и скорость изменения частоты ЛЧМ-сигнала или временная длительность излучения одного ЛЧМ-сигнала не известны, то количество суммируемых кадров M выбирается исходя из максимально возможной девиации частоты или максимальной временной длительности излучения одного ЛЧМ-сигнала.

Недостатком этого известного способа обнаружения является то, что кроме информативных значений, принадлежащих ЛЧМ-сигналу, в кадре могут содержаться отдельные одиночные дискретные значения станционной помехи такой же или большей амплитуды, чем информативные. Поскольку информативная линия в одном кадре может быть и одна, дискретные значения, принадлежащие ЛЧМ-сигналу и узкополосной станционной помехе, неотличимы. Это приводит к ошибкам обнаружения и определения параметров ЛЧМ-сигнала. Кроме того, при разбиении потока спектров на следующие одна за другой группы, содержащие по M спектров в группе, возможен пропуск ЛЧМ-сигнала за счет того, что в состав M спектров группы попадет лишь часть ЛЧМ-сигнала.

Анализ ЛЧМ-сигналов спутника показал, что эффективность решения задачи обнаружения и определения его параметров может быть существенно повышена при использовании адаптивных алгоритмов обработки потока мгновенных спектров. В результате было установлено, что:

- Кажущийся случайным сигнал в мгновенных спектрах при отсутствии спутникового ЛЧМ-сигнала в действительности содержит шумоподобную систематическую составляющую, являющуюся структурно-детерминированной помехой, вызванной излучением посторонних источников радиосигнала и неидеальностью исполнения аппаратных элементов спектроанализатора. Вычислить этот «нулевой» спектр практически невозможно, но можно определить его экспериментально с некоторой случайной погрешностью и скомпенсировать при обработке.

- Определение оптимального порогового уровня отсечения шумов и помех можно произвести автоматически, учитывая, что ЛЧМ-сигналы и сигналы станционной помехи занимают лишь небольшую часть (обычно не более 10%) диапазона частот, представленных в спектре.

- Обнаружить и определить параметры ЛЧМ-сигнала можно более надежно и точно, если вместо обычно используемого последовательного суммирования M спектров и последующего определения центральной частоты ЛЧМ-сигнала, по принципу положения сигнала максимальной амплитуды в спектре, применить суммирование $2M$ спектров. При этом начало диапазона каждой последующей накапливаемой группы спектров следует смещать относительно конца предыдущей назад на M значений, а для определения центральной частоты ЛЧМ-сигнала применить сплайн-интерполяцию, передискретизацию и аппроксимацию накопленного спектра специальной функцией.

- Улучшить отношение сигнал/шум в полученном путем накопления спектров ЛЧМ-сигнале можно с помощью адаптивного алгоритма, суть которого заключается в выделении стационарной помехи непосредственно в каждой группе накапливаемых спектров путем усреднения только тех спектров в группе, которые не содержат линий ЛЧМ-сигнала. Для обнаружения таких спектров предлагается вычислять матрицу коэффициентов корреляции R_{ij} каждого из i спектров с каждым j , за исключением $i = j$, где $i, j = 1..S$, усреднение коэффициентов корреляции по столбцам (т.е. вычисление среднего значения коэффициента корреляции данного спектра со всеми остальными), сравнение средних значений коэффициентов корреляции с пороговым значением, усреднение (с целью получения спектра стационарной помехи) только тех спектров, среднее значения коэффициента корреляции которых больше порогового значения.

Спектр стационарной помехи (шумоподобную систематическую составляющую) можно получить и путем усреднения «пустых» спектров, не содержащих элементов ЛЧМ-сигнала. Учитывая, что количество P «пустых» спектров, следующих за M спектрами, содержащими элементы ЛЧМ-сигнала, в 10-20 раз больше M , спектр стационарной помехи можно вычислить путем усреднения P спектров. То, что в состав этих P спектров могут попасть элементы ЛЧМ-сигнала, не приводит к сколько-нибудь значительной ошибке определения спектра стационарной помехи, т.к. при усреднении амплитуда элементов ЛЧМ-сигнала уменьшится в 10-20 раз (рис. 3А, Б). Такой подход имеет то преимущество, что автоматически вычитаются сигналы сосредоточенной стационарной помехи, в том числе и тогда, когда ширина полосы ЛЧМ-сигнала и помехи совпадают, поэтому нет необходимости определять наличие такой помехи заранее и реализовать какой-либо способ борьбы с такими помехами. На рис. 3А, Б показан результат накопления M спектров и результат обработки рис.3В, Г (вычитания стационарной помехи). Видно, что в обработанном спектре сосредоточенная стационарная помеха скомпенсирована, а распределенная стационарная помеха значительно ослаблена.

Спектральные линии ЛЧМ-сигнала могут появиться в одной группе из $2M$ мгновенных спектров, если M спектров, которые занимает ЛЧМ-сигнал, находятся в начале или в конце группы из $2M$ накапливаемых спектров, или в двух последовательных группах в противном случае, причем в одной из этих групп ЛЧМ-сигнал будет представлен полностью. Это гарантирует обнаружение и правильное определение параметров ЛЧМ-сигнала в любом случае.

Для более точного, чем при использовании БПФ, определения центральной частоты сигнала в условиях зашумленности и других особенностей спектров нами предложен FSA -алгоритм (*Fourie–Spline–int erpolation– Approximation*) [3], который эффективен, например, при обнаружении и идентификации параметров зашумленных сигналов эхосигналов спектрометров ядерного магнитного резонанса. Задача обнаружения и определения параметров ЛЧМ-сигнала отличается от упомянутой тем, что один ЛЧМ-сигнал содержится не в одном мгновенном спектре, а в нескольких. Кроме того, в мгновенных спектрах обычно содержится сигнал узкополосной и широкополосной помех, сравнимый по амплитуде с ЛЧМ-сигналом. При решении задачи обработки потоков мгновенных спектров, содержащих ЛЧМ-сигнал, нами предложен в [4] и описан в [5] модифицированный FSA -алгоритм ($MFSA$ -алгоритм), в котором поток спектров (кадров) разбивается на группы по $S = 2M$ кадров в каждой группе, производится суммирование (накопление) S кадров каждой группы, номер кадра P_{i+1} начала каждой последующей группы вычисляется как $P_i + S - M$, последующей аппроксимацией накопленных спектров (кадров) аналитической функцией

$$f(x) = a * e^{-\left(\frac{|x-b|}{c}\right)^d}$$

значения параметров a, b, c, d которой находятся методом оптимизации. Найденное таким образом значение параметра b определяет центральную частоту ЛЧМ-сигнала.

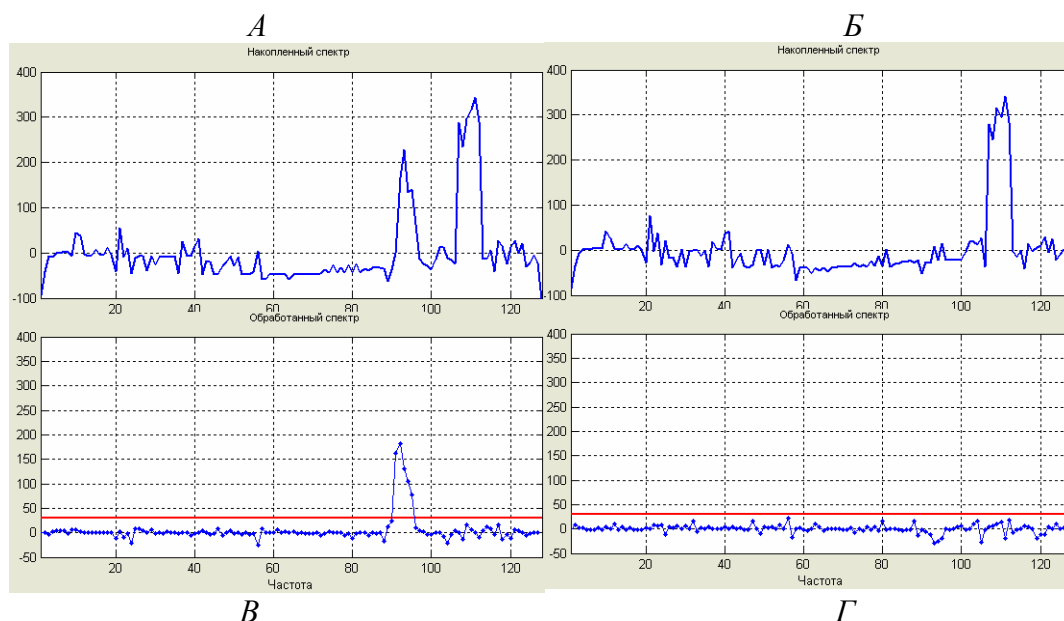


Рис. 3. Накопленный частотный спектр, содержащий реальный ЛЧМ-сигнал, распределенную и сосредоточенную стационарную помеху (А), только стационарную помеху (Б) и те же спектры после вычитания стационарной помехи (В, Г). $M = 10$, $P = 100$.

Функция именно такого вида хорошо соответствует широкополосным ЛЧМ-сигналам. Параметр a определяет амплитуду, b – положение центральной частоты спектра, c – крутизну фронта и спада, d – степень острровершинности (плосковершинности). Ширина аппроксимирующего сигнала H на уровне половины амплитуды, выраженная в количестве интервалов дискретизации частоты в спектре, может быть вычислена, как следует из предыдущего выражения, из уравнения:

$$e^{-\left(\frac{H/2}{c}\right)^d} = 0.5$$

Отсюда получим: $H = 2c^{\frac{1}{d}} \sqrt{\ln 2}$

Отсутствие ложного обнаружения, т.е. принятие сигнала помехи, отличающегося по ширине полосы частот от ЛЧМ-сигнала, за ЛЧМ-сигнал, достигается за счет того, что при $H < H_1$ или $H > H_2$, (H_1 и H_2 представляют собой минимальную и максимально возможную ширину полосы H обнаруживаемого ЛЧМ-сигнала) в качестве результата аппроксимации принимается $f(x) = 0$.

Краткое описание MFSA-алгоритма:

1) Начальные установки значений $S, M, H, H_1, H_2, i = 0, P_0 = -M$. $M \geq H/h$, где H – максимальная ожидаемая ширина полосы частот ЛЧМ-сигнала, h – ширина полосы частот в мгновенном спектре БПФ.

2) Вычисление начального номера кадра i -той группы кадров $P_{i+1} = P_i + S - M$.

3) Накопление $S = 2M$ ($M \geq H/h$, где H – полоса частот ЛЧМ-сигнала, h – ширина полосы частот в мгновенном спектре БПФ) последовательных мгновенных спектров (кадров) из последовательного потока спектров.

4) Выполнение сплайн-интерполяции и передискретизации для накопленного спектра $Y[j], j = 1..M$, с увеличением количества точек массива в K раз. В результате получим массив частотного спектра $Z(p), p = 1..S, S = N * K$. Количество точек в этом

массиве больше в K раз, чем в массиве $Y[j]$.

5) Вычисление начального приближения значения b путем вычисления значения положения максимума накопленного спектра.

6) Аппроксимация центрированного числового массива $Z(p)$ аналитической зависимостью

$$f(p) = a * e^{-\frac{|p-b|}{c}^d}$$

путем нахождения численных значений коэффициентов a, b, c, d методом оптимизации по алгоритму Гаусса-Зейделя с фиксированным количеством шагов по принципу минимизации суммы квадратов отклонений функций $z(p)$ и $f(p)$:

$$\sum_{p=1}^S \varepsilon_p^2 = \sum_{p=1}^S ((z(p) - \bar{z}) - f(p))^2$$

7) Вычисление значения f центральной частоты в ЛЧМ-сигнале:

$$f = F_0 + h_1 b / K, \text{ если } H_2 > 2c^{\frac{1}{d}} \sqrt{\ln 2} > H_1,$$

где F_0 – начальная частота спектрального диапазона в спектре БПФ;

h_1 – шаг дискретности по частоте в спектре БПФ (частотное разрешение спектроанализатора);

H_1, H_2 – минимальная и максимальная возможная ширина диапазона частот обнаруживаемого ЛЧМ-сигнала;

8) Инкремент i и переход к п.2, если $2c^{\frac{1}{d}} \sqrt{\ln 2} \leq H_1$ или $2c^{\frac{1}{d}} \sqrt{\ln 2} \geq H_2$.

Точность определения основной частоты при использовании предложенного MFSA-алгоритма зависит от значений K и тем выше, чем больше значения K , однако, если анализируемый сигнал зашумлен, существенное увеличение точности определения частоты происходит при увеличении K лишь до некоторого предела. В частности, при соотношении сигнал/шум до 1/1, $K = 10$, как показали наши исследования, оказывается наилучшим выбором по критерию точность/время анализа.

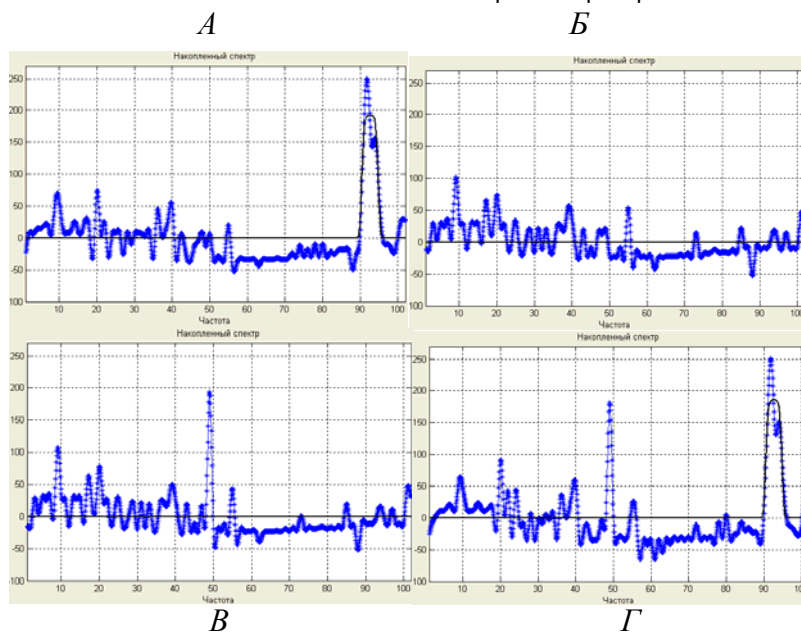


Рис. 4. Примеры обнаружения ЛЧМ-сигнала при использовании MFSA-алгоритма. В накопленных спектрах (кадрах) присутствует зашумленный ЛЧМ-сигнал (А), только шум, (Б), только шум и узкополосный сигнал помехи большой амплитуды, (В), зашумленный ЛЧМ-сигнал и узкополосный сигнал помехи большой амплитуды (Г).



На рис.4А-Г приведены примеры результатов обработки потока мгновенных спектров, полученных в результате быстрого преобразования Фурье ЛЧМ-сигналов спутника. Пунктирной линией показан накопленный спектр, сплошной – аппроксимирующая функция, полученные в программе обнаружения и определения параметров дискретизованного ЛЧМ-сигнала [4], реализующей MFSA-алгоритм. Параметры обработки: $M = 10, S = 20$.

Наличие ярко выраженного максимума аппроксимирующей функции (рис. 4А) показывает наличие ЛЧМ-сигнала и позволяет определить центральную частоту более точно, чем по максимуму амплитуды. Отсутствие выраженного максимума аппроксимирующей функции (Рис. 4Б, В) указывает на отсутствие в анализируемых кадрах ЛЧМ-сигнала. Наличие выраженного максимума аппроксимирующей функции (Рис. 4Г) указывает на присутствие в анализируемых кадрах ЛЧМ-сигнала и позволяет определить центральную частоту.

Для улучшения отношения сигнал/шум в полученном, путем накопления спектров, ЛЧМ-сигнале предлагается новый адаптивный алгоритм [6] обнаружения и определения параметров ЛЧМ-сигнала, обеспечивающий компенсацию стационарной помехи.

Новый алгоритм обнаружения

Описание адаптивного алгоритма:

1) Начальные установки значений $M, H, i = 1, P_0 = -M, M \geq H/h$, где H - полоса частот ЛЧМ-сигнала, h – ширина полосы частот в мгновенном спектре БПФ.

2) Вычисление начального номера кадра i -той группы кадров $P_{i+1} = P_i + S - M$.

3) Накопление $S = 2M$ последовательных мгновенных спектров (кадров) из последовательного потока спектров, $M \geq H/h$, где H - ширина полосы частот ЛЧМ-сигнала, h - ширина полосы частот в мгновенном спектре БПФ:

$$Z = \sum_{j=1}^S X_j,$$

где X_j – j -й спектр, (одномерный массив) содержащий N дискретных значений сигнала.

4) Вычисление матрицы размерностью $S * S$ коэффициентов корреляции R_{ij} (нормализованную функцию ковариации) каждого из S спектров с остальными, $i, j = 1..S$,

$$R_{ij} = \frac{\text{cov}(X_i, X_j)}{\sqrt{D[X_i]} * \sqrt{D[X_j]}}$$

где $D[X_i], D[X_j]$ – дисперсии i -того и j -того спектров.

5) Суммирование коэффициентов корреляции в матрице по столбцам и усреднение, т.е. вычисление среднего значения коэффициентов корреляции для каждого спектра с остальными $S - 1$ спектрами:

$$\bar{R}_i = \left(\sum_{j=1}^S R_{ij} \right) - R_{ii}, i = 1..S.$$

6) Суммирование спектров, среднее значение коэффициента корреляции которых больше порогового значения L , и усреднение (получение усредненного спектра стационарной помехи Y):

$$Y = \frac{\sum_{i=1}^S X_i * \text{sign}(\bar{R}_i - L)}{\sum_{i=1}^S \text{sign}(\bar{R}_i - L)}, L = \frac{\bar{R}_{i_{\max}} + \bar{R}_{i_{\min}}}{2}.$$

7) Получение результирующего спектра ЛЧМ-сигнала W путем вычитания из накопленных по п.3 спектров усредненной суммы спектров стационарной помехи по п.6 умноженной на S :

$$W = Z - Y * S$$

где W, Z, Y – одномерные массивы размерностью N .

8) Инкремент i и переход к п.2.

В табл. 1 приведен пример вычисленной матрицы коэффициентов корреляции R_{ij} группы из 20 спектров реальных сигналов спутника, в спектрах с 9 по 19 содержатся частотные линии ЛЧМ-сигнала. Номер столбца таблицы – i , номер строки – j .

Таблица 1

1,00	0,97	0,55	0,25	0,41	0,39	0,40	0,39	0,39	0,40	0,39	0,40	0,39	0,39	0,40	0,38	0,39	0,34	0,40	0,38
0,97	1,00	0,67	0,39	0,45	0,36	0,40	0,38	0,39	0,41	0,39	0,38	0,39	0,38	0,41	0,38	0,38	0,35	0,39	0,38
0,55	0,67	1,00	0,93	0,65	0,41	0,43	0,43	0,43	0,45	0,44	0,42	0,42	0,42	0,41	0,41	0,43	0,42	0,42	0,42
0,25	0,39	0,93	1,00	0,62	0,35	0,37	0,37	0,38	0,40	0,36	0,36	0,37	0,36	0,36	0,35	0,36	0,37	0,37	0,36
0,41	0,45	0,65	0,62	1,00	0,76	0,80	0,80	0,79	0,89	0,78	0,76	0,78	0,80	0,85	0,79	0,81	0,77	0,79	0,90
0,39	0,36	0,41	0,35	0,76	1,00	0,90	0,92	0,90	0,79	0,88	0,87	0,88	0,91	0,74	0,90	0,90	0,91	0,86	0,80
0,40	0,40	0,43	0,37	0,80	0,90	1,00	0,94	0,94	0,84	0,95	0,91	0,92	0,93	0,79	0,93	0,94	0,94	0,94	0,82
0,39	0,38	0,43	0,37	0,80	0,92	0,94	1,00	0,95	0,84	0,92	0,96	0,93	0,93	0,81	0,92	0,95	0,95	0,94	0,82
0,39	0,39	0,43	0,38	0,79	0,90	0,94	0,95	1,00	0,82	0,93	0,96	0,97	0,93	0,81	0,94	0,93	0,95	0,96	0,83
0,40	0,41	0,45	0,40	0,89	0,79	0,84	0,84	0,82	1,00	0,81	0,80	0,82	0,81	0,93	0,81	0,83	0,83	0,82	0,89
0,39	0,39	0,44	0,36	0,78	0,88	0,95	0,92	0,93	0,81	1,00	0,92	0,90	0,92	0,79	0,91	0,94	0,95	0,90	0,82
0,40	0,38	0,42	0,36	0,76	0,87	0,91	0,96	0,96	0,80	0,92	1,00	0,94	0,91	0,80	0,94	0,94	0,94	0,94	0,81
0,39	0,39	0,42	0,37	0,78	0,88	0,92	0,93	0,97	0,82	0,90	0,94	1,00	0,94	0,82	0,93	0,92	0,93	0,95	0,81
0,39	0,38	0,42	0,36	0,80	0,91	0,93	0,93	0,93	0,81	0,92	0,91	0,94	1,00	0,81	0,93	0,93	0,94	0,92	0,83
0,40	0,41	0,41	0,36	0,85	0,74	0,79	0,81	0,81	0,93	0,79	0,80	0,82	0,81	1,00	0,80	0,81	0,80	0,81	0,92
0,38	0,38	0,41	0,35	0,79	0,90	0,93	0,92	0,94	0,81	0,91	0,94	0,93	0,93	0,80	1,00	0,92	0,94	0,94	0,85
0,39	0,38	0,43	0,36	0,81	0,90	0,94	0,95	0,93	0,83	0,94	0,94	0,92	0,93	0,81	0,92	1,00	0,94	0,94	0,84
0,34	0,35	0,42	0,37	0,77	0,91	0,94	0,95	0,95	0,83	0,95	0,94	0,93	0,94	0,80	0,94	0,94	1,00	0,92	0,81
0,40	0,39	0,42	0,37	0,79	0,86	0,94	0,94	0,96	0,82	0,90	0,94	0,95	0,92	0,81	0,94	0,94	0,92	1,00	0,83
0,38	0,38	0,42	0,36	0,90	0,80	0,82	0,82	0,83	0,89	0,82	0,81	0,81	0,83	0,92	0,85	0,84	0,81	0,83	1,00

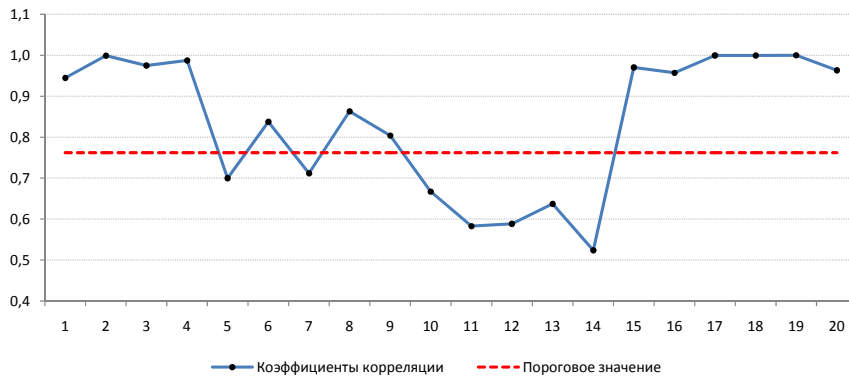


Рис. 5. Среднее значения коэффициента корреляции i -того спектра со всеми остальными и пороговый уровень

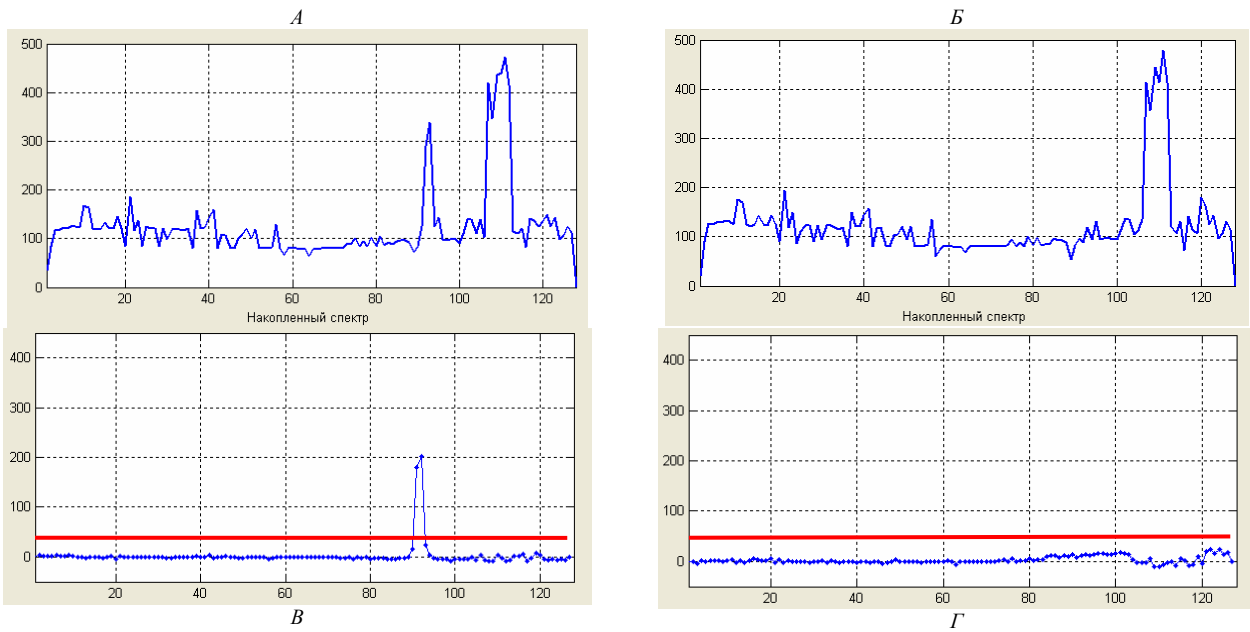
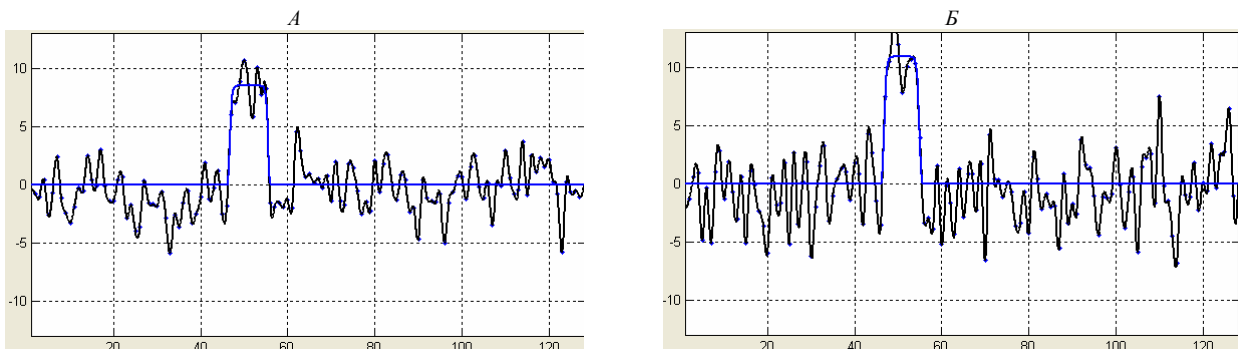


Рис. 6. Результат накопления 20 последовательных мгновенных спектров без вычитания стационарной помехи (А, Б) и после вычитания стационарной помехи при использовании адаптивного алгоритма (В, Г).

На рис. 5 приведен график среднего значения коэффициента корреляции i -того спектра со всеми остальными и пороговый уровень. На рис. 6 А, Б приведены примеры накопленных спектров без обработки и после обработки. С учетом того, что в данном случае $M = 10$, $h = 0.6$, ширина полосы частот ЛЧМ-сигнала H составляет $10 \cdot 0,6 = 6$ линий дискретизированного спектра.

По анализу рис.6 видно, что в результате вычитания шумоподобной стационарной помехи с помощью предлагаемого адаптивного алгоритма, стационарная помеха,

распределенная по всей полосе частот, ослаблена в несколько раз, а сосредоточенная стационарная помеха большой амплитуды полностью скомпенсирована. При отсутствии в накапливаемых спектрах элементов ЛЧМ-сигнала в результате применения предлагаемого адаптивного алгоритма стационарная помеха компенсируется полностью (см. рис. 6Г) и уменьшается флуктуационная помеха (которая в реальном сигнале всегда присутствует), благодаря чему уменьшается вероятность ложного обнаружения ЛЧМ-сигнала.



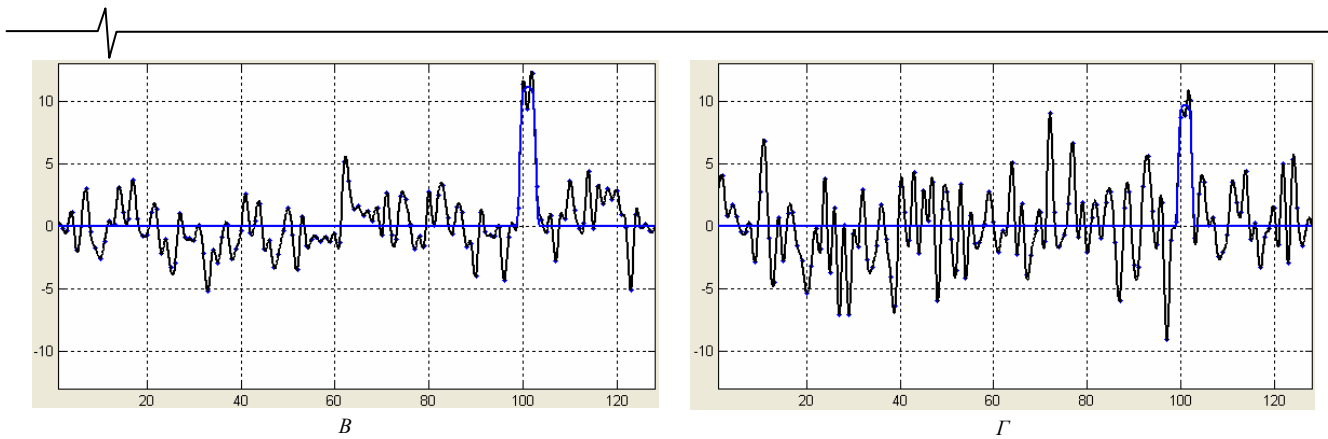


Рис. 7. Пример модельного накопленного и обработанного ЛЧМ-сигнала различной ширины с белым шумом (А, В) и нормально распределенным шумом (Б, Г). Амплитуда модельного сигнала – 10. Для генерации белого гауссовского и нормально распределенного шума использованы функции *wgn* и *randn* MATLAB.

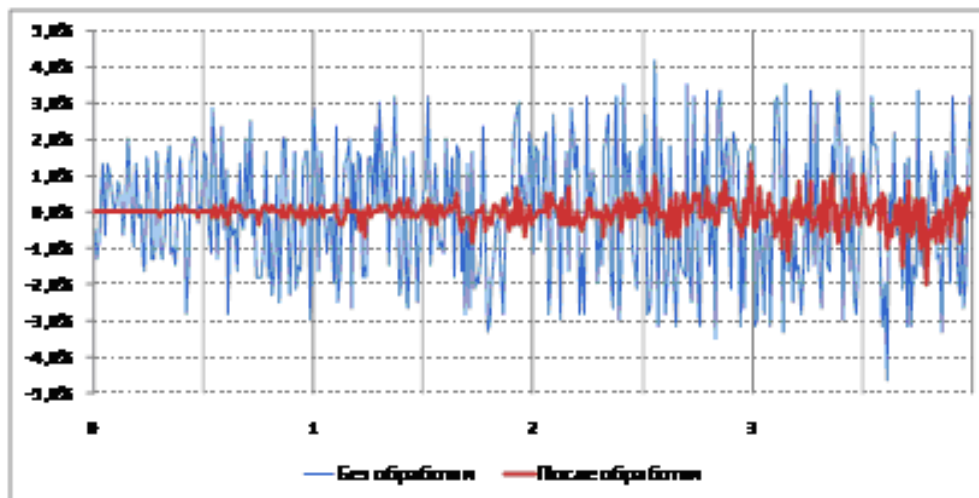


Рис. 8. Зависимость случайной относительной погрешности определения центральной частоты ЛЧМ-сигнала от отношения СКО флуктуационного шума к амплитуде исходного ЛЧМ-сигнала при использовании БПФ (А) и после дополнительной цифровой обработки по предлагаемому алгоритму ФСА (Б). Закон распределения шума – нормальный. Ширина полосы ЛЧМ-сигнала – 5% от диапазона частот.

Таблица 2

	Вид сигнала	Сигнал/шум	Фильтры	
			Фильтр Колмогорова-Винера	Адаптивный фильтр
Возможность обнаружения ЛЧМ-сигнала	Широкополосный сигнал	2/1	да	да
		2/3	да	да
		1/2	нет	да
	Узкополосный сигнал	2/1	да	да
		1/1	нет	да
Механизм компенсации структурно-детерминированной помехи			нет	да
Возможность определения параметров ЛЧМ-сигнала			нет	да
Время обработки одного ЛЧМ-сигнала			100 мкс	4 сек

Сходимость используемого алгоритма оптимизации Гаусса-Зейделя к истинным значениям параметров ЛЧМ-сигнала проверена путем моделирования. В качестве модели частотного спектра ЛЧМ-сигнала нами был взят прямоугольный сигнал, соответствующий идеальному незашумленному спектру. Искусственное зашумление сигнала производилось как белым гауссовским, так и нормально распределенным шумом. На рис 7 приведен пример результатов, полученных с помощью программы моделирования в среде *MATLAB*.

Оценка точности определения параметров сигнала производилась путем статистической обработки заданных в модели и вычисленных с помощью описанного алгоритма обработки параметров зашумленного модельного сигнала. Полученная таким путем случайная погрешность определения центральной частоты ЛЧМ-сигнала представлена на рис. 8.

Произведенное сравнение эффективности предлагаемого нами адаптивного алгоритма обнаружения ЛЧМ-сигнала в условиях шумов с алгоритмом обнаружения, реализованном в оптимальном фильтре Колмогорова-Винера, показали, что предлагаемый алгоритм более эффективен при наличии станционных помех и ЛЧМ-сигналов малой длительности (менее пяти линий в спектре). Сравнительные характеристики эффективности фильтра Колмогорова-Винера и предлагаемого адаптивного фильтра (алгоритма обработки) представлены в таблице 2.

Приведенные в статье примеры обработки выполнены на реальных спутниковых ЛЧМ-сигналах, полученных нами с помощью комплекса приема и обработки спутниковых сигналов на базе акустооптического спектроанализатора, ПЗС-преобразователя последовательного типа, модуля АЦП (40 МГц, 8 бит), модуля цифровой обработки на базе ПЛИС *ACEXIK EPK307C144-1* и модуля скоростного ввода потоков данных *PCI7300A*.

Описанные алгоритмы обработки данных реализованы в среде *MATLAB*.

Заключение

Выполненная нами обработка реального ЛЧМ-сигнала спутника, содержащего весьма значительный объем данных (64 000 кадров), и модельных сигналов, подобных спутниковым ЛЧМ-сигналам, с использованием предложенных адаптивных алгоритмов позволяет сделать следующие выводы:

1. Предложенные адаптивные алгоритмы обеспечивают надежное обнаружение ЛЧМ-сигнала, в том числе и в случае, когда одновременно с ЛЧМ-сигналом присутствует распределенная и сосредоточенная станционная помеха.

2. Уменьшение помех в спутниковом ЛЧМ-сигнале может быть выполнено путем предложенного способа определения оптимального уровня порога отсека, основанного на построении амплитудной гистограммы данных в потоке спектров.

3. Предложенные адаптивные алгоритмы полностью исключают ошибочное принятие сигнала станционной помехи за ЛЧМ-сигнал.

4. Предложенные адаптивные алгоритмы могут успешно использоваться для обнаружения ЛЧМ-сигналов,

если отношение сигнал/шум в накопленном сигнале для станционной и флуктуационной помехи не менее 1:3 и 1:1 соответственно.

5. Хотя алгоритм разрабатывался и был проверен для решения конкретной задачи, он может быть применен путем настройки параметров для обнаружения и определения параметров других спутниковых широкополосных сигналов по их частотным спектрам.

6. Предложенные адаптивные алгоритмы обработки зашумленного ЛЧМ-сигнала автоматически подстраиваются под шумоподобную систематическую составляющую помехи, поскольку автоподстройка производится на реальном принимаемом спутниковом сигнале непосредственно перед началом рабочего измерения.

7. Полученные нами как путем моделирования, так и при обработке реальных зашумленных сигналов спутника, имеющих весьма большой объем, показали, что при использовании предложенных новых адаптивных алгоритмов дополнительной цифровой обработки спектров, полученных с помощью БПФ, могут быть значительно улучшены возможности обнаружения зашумленных ЛЧМ-спутниковых сигналов и повышена точность определения их параметров.

Литература

1. Ж. М а к с. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. В 2-х томах. М.: Мир, 1983.
2. А. С. К о т о у с о в, А.К. М о р о з о в. Оптимальная фильтрация сигналов и компенсация помех. –М.: Горячая линия – Телеком, 2008.
3. В. С. Т у т ы г и н, С.В.Ш е д о в. Программа частотного анализа дискретизированного сигнала. Свид. Роспатента об официальной Гос. регистрации №2007613363 от 09.10.2007.
4. В.С.Тутыгин, С.В.Шедов Программа обнаружения и идентификации параметров дискретизированного ЛЧМ-сигнала. Свид. Роспатента об официальной Гос. регистрации № 2009615691 от 13.10.2009.
5. В. С. Т у т ы г и н, С. В. Ш е д о в. Новые алгоритмы обнаружения и определения параметров зашумленных сигналов. // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Серия Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2009, № 5(86). С. 64 – 72.
6. В.С.Тутыгин, С.В.Шедов. Программа оптимального обнаружения ЛЧМ – сигнала. Свид. Роспатента об официальной Гос. регистрации № 2010611782 от 28.05.2010.

NEW ADAPTIVE ALGORITHMS FOR DETECTION AND PARAMETERS DEFINITION OF LFM-SIGNALS

Tutygin V.S., Shedov S.V., Yuzhakov A.V.

New approach to the decision of a problem of detection and parameters definition noised LFM – signals based on addition processing of the spectra, received by means of fast Fourier Transform procedure included new algorithms of automatic noise level detection, structure-determined noise compensation and using of optimization for LFM – signals parameters detection with approximation of detecting signal by special function are considered.

МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ ПРИЗНАКОВ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ С БЛИЗКОЙ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ СТРУКТУРОЙ

Дворников С.В., д.т.н., Военная академия связи, г. Санкт-Петербург

Дворников С.С., Санкт-Петербургский государственный политехнический университет

Коноплев М.А., Военная академия связи, г. Санкт-Петербург

Ключевые слова: распознавание сигналов, вектор признаков, симметричные матрицы, признаковые пространства, спектральное разложение матриц.

Введение

В настоящее время решение проблемы построения автоматов классификации сигналов для систем радиоконтроля является весьма актуальной [1]. Прежде всего, это обусловлено значительным ростом несанкционированных источников, работающих в запрещенных участках диапазона частот. Кроме того, широкое применение передатчиков, построенных на принципах адаптивного выбора текущего номинала рабочей частоты, привело к тому, что длительность излучений в эфире реально порой не превышает нескольких долей секунд. Очевидно, что в таких условиях эффективное функционирование систем радиоконтроля возможно только в автоматическом режиме [2]. В связи с этим, настоящая статья посвящена исследованию возможности разработки метода классификации радиосигналов на фоне шумов высокой интенсивности при ограничениях на длительность обрабатываемой реализации. Полученные теоретические и практические результаты будут интересны специалистам обработки сигналов в области радиотехники, спектрометрии и приборостроения.

Формализация задачи формирования признаков распознавания сигналов

Как правило, в радиотехнике задача классификации сигналов базируется на элементах теории распознавания образов [3], согласно которой необходимо на основе признаков, сформированных в результате наблюдений за сигналом, представленного ограниченной выборкой, принять решение об отнесении его к одному из альтернативных классов.

В качестве признаков могут рассматриваться как статистические, так и структурные особенности сигналов, которые в своей совокупности определяют признаковые пространства, описывающие распознаваемый объект [4]. Очевидно, чем контрастней признаковые пространства, тем проще реализация процедур принятия решений в процессе классификации сигналов.

Одним из возможных направлений преодоления априорной неопределенности о распознаваемых классах сигналов является предварительное формирование их эталонных образов, поскольку в этом случае задачу

Предлагается метод формирования признаков радиосигналов с близкой частотно-временной структурой на основе обработки их представлений в виде симметрических матриц. Обобщаются этапы формирования векторов признаков. Приводятся результаты теоретических и экспериментальных исследований, подтверждающих контрастность сформированных признаков пространств. Рассматриваются рекомендации по практической реализации разработанного подхода.

идентификации можно свести к процедурам сравнения эталонных описаний с признаками обрабатываемой реализации [3, 4]. Для этого необходимо создание базы, содержащей векторы признаков эталонных описаний $\{\mathbf{X}^{(l)}\}$ по всем L распознаваемым классам. Здесь $l = 1, 2, \dots, L$.

Тогда процесс распознавания можно рассматривать как процедуру сравнения вектора признаков принятой реализации \mathbf{X} с каждым из L векторов эталонных описаний $\mathbf{X}^{(l)}$ [5]. Поскольку различия между классами будут проявляться в абсолютной разнице их векторов признаков, то тогда можно задать правило, согласно которому любым двум классам $S_i^{(l)}, S_i^{(u)}$ ставится в соответствие вектор

$$\mathbf{D}_q^{lu} = \begin{pmatrix} d_1^{lu} \\ \cdot \\ \cdot \\ d_q^{lu} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

состоящий из q скаляров d^{lu} , называемых межклассовыми расстояниями, и выражающих степень отличия у этих классов характеристик данных признаков.

С практической точки зрения целесообразно определить условия формирования признаков таким образом, чтобы при минимизации размерности выборки сигнала обеспечивалась максимизация достоверности распознавания. Очевидно, что такие условия сами по себе противоречивы, поэтому уже из этого очевидного факта следует особая значимость процесса формирования признакового пространства.

Первоначальный набор признаков формируется до начала распознавания из числа доступных измерению параметров сигнала $\mathbf{X} = (x_1, x_2, \dots, x_R)$, отражающих его наиболее существенные для распознавания свойства. На следующем этапе из первоначального набора признаков формируют новый набор

$\tilde{\mathbf{X}} = (\tilde{x}_1, \tilde{x}_2, \dots, \tilde{x}_I)$, состоящий из меньшего числа переменных ($I < R$).

Традиционные способы формирования новых признаков в условиях полного априорного знания основаны на максимизации функции $\mathbf{D}_q^{\text{ли}} = J(d_1, d_2, \dots, d_q)$ [6]. Считается, что чем больше расстояние между векторами в признаковом пространстве, тем более описываемые ими классы контрастны [3]. Следовательно, тем легче их разделить и, тем самым, обеспечить требуемую достоверность классификации.

Таким образом, представленный подход к формализации задачи формирования признаков распознавания сигналов позволил определить цель настоящей работы следующим образом. Разработать метод формирования признаков радиосигналов с близкой частотно-временной структурой по кратковременным реализациям, обеспечивающий их распознавание с вероятностью не хуже 0,9 при величине отношения сигнал/шум (ОСШ) 4–5 дБ.

Формирование признаков пространств сигналов по их временным реализациям

Операцию линейного преобразования \mathbf{A} исходного пространства признаков $\mathbf{X} = (x_1, x_2, \dots, x_R)$ в новое пространство $\tilde{\mathbf{X}} = (\tilde{x}_1, \tilde{x}_2, \dots, \tilde{x}_I)$ можно представить как

$$\tilde{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X}. \quad (2)$$

Если в качестве столбцов матрицы преобразования \mathbf{A} определить собственные вектора $\{\lambda_R\}$ общей ковариационной матрицы \mathbf{M}^* распознаваемых совокупностей образов, то в этом случае операция (2) будет декоррелирующей, а сама ковариационная матрица примет вид:

$$\mathbf{M}^* = \mathbf{A}^T \mathbf{M} \mathbf{A} = \mathbf{\Lambda} = \begin{pmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \lambda_R \end{pmatrix} \quad (3)$$

Преобразование (3) является алгоритмом Карунена – Лозва [3]. В рассматриваемом случае предлагается в качестве исходных данных для формирования признаков пространств использовать дискретные временные отсчеты реализации сигнала $\mathbf{X} = (s_1, s_2, \dots, s_R)$.

Реализация рассмотренного подхода стала возможной благодаря свойствам подобия матриц [7], согласно которому произвольная матрица \mathbf{V} подобна матрице \mathbf{W} в том случае, если существует невырожденная трансформирующая матрица \mathbf{S} такая, что:

$$\mathbf{W} = \mathbf{S}^{-1} \mathbf{V} \mathbf{S}. \quad (4)$$

Поскольку никакие матрицы из двух разных классов не являются подобными друг другу, притом, что матрицы из одного класса эквивалентности имеют одинаковые собственные значения, то это свойство можно использовать при формировании признаков пространств различных классов сигналов.

С целью оценки помехоустойчивости добавим к исходной матрице сигнала \mathbf{V}_c матрицу шумовых коэффициентов $\mathbf{V}_{\text{ш}}$:

$$\mathbf{V}_{c+\text{ш}} = \mathbf{V}_c + \mathbf{V}_{\text{ш}}. \quad (5)$$

Далее воспользуемся теоремой о возмущении собственных значений [7], согласно которой собственные значения диагонализуемой матрицы \mathbf{V}_c и собственные значения возмущенной матрицы $\mathbf{V}_{c+\text{ш}} = \mathbf{V}_c + \mathbf{V}_{\text{ш}}$ связаны соотношением:

$$|\hat{\lambda}_i - \lambda_i| \leq \|\mathbf{\Lambda}\| \|\mathbf{\Lambda}^{-1}\| \|\mathbf{V}_{\text{ш}}\| = \chi(\mathbf{\Lambda}) \|\mathbf{V}_{\text{ш}}\|, \quad (6)$$

где $\mathbf{V}_{\text{ш}}$ – возмущающая матрица шумовых коэффициентов; $\lambda_i - i$ -е собственное значение матрицы \mathbf{V}_c ; $\hat{\lambda}_i - i$ -е собственное значение матрицы $\mathbf{V}_{c+\text{ш}}$; $\mathbf{\Lambda}$ – матрица собственных векторов матрицы \mathbf{V}_c ; $\|\cdot\|$ – знак матричной нормы;

$\chi(\mathbf{\Lambda}) = \|\mathbf{\Lambda}\| \|\mathbf{\Lambda}^{-1}\|$ – число обусловленности матрицы $\mathbf{\Lambda}$.

Данная теорема определяет верхнюю границу ошибки оценивания собственных значений матрицы \mathbf{V}_c при воздействии на нее возмущающей шумовой матрицы $\mathbf{V}_{\text{ш}}$.

Согласно выражению (6) следует, что разброс собственных значений возмущенной матрицы $\mathbf{V}_{c+\text{ш}}$ зависит не только от значений элементов матрицы $\mathbf{V}_{\text{ш}}$, но и от числа обусловленности $\chi(\mathbf{\Lambda})$. Причем, если $\chi(\mathbf{\Lambda})$ мало (близко к единице), то малые возмущения могут изменить собственные значения. Однако эти изменения будут ограничены величиной того же порядка, которая соответствует этим возмущениям. Если же значение $\chi(\mathbf{\Lambda})$ велико, то малые возмущения приводят к сравнительно большим изменениям собственных значений.

Экспериментально в [8] установлено, что после нормирования матрицы ее несколько первых собственных значений (наибольших по отношению к остальным) имеют порядок от единиц и десятков. Следовательно, если число обусловленности мало, то воздействие возмущающей матрицы не окажет существенного влияния на первые наибольшие собственные значения матрицы \mathbf{V}_c . Поскольку значение $\chi(\mathbf{\Lambda}) = 1$ имеют только унитарные матрицы, то необходимо матрицу собственных векторов $\mathbf{\Lambda}$ привести к унитарному виду. В то же время унитарной матрицей собственных векторов обладают только нормальные матрицы, в частности, эрмитовы и симметрические матрицы [7, 8].

Наиболее простым способом получения симметрической матрицы из исходного вектора признаков является вычисление автокорреляционной матрицы \mathbf{V} [7]:

$$\mathbf{V} = \mathbf{X} \mathbf{X}^T, \quad (7)$$

где \mathbf{X} и \mathbf{X}^T – соответственно входной вектор признаков и его транспонированная копия.

Таким образом, в качестве первичного признакового пространства целесообразно использовать собственные значения симметрических матриц, в основе которых лежат временные отсчеты сигналов. И затем, из них уже формировать векторы признаков, причем в качестве их элементов выбирать собственные значения, наиболее устойчивые к возмущающему воздействию шумов. Рассмотренный подход позволил разработать метод формирования признаков пространств сигналов по их временным реализациям, состоящий из следующих этапов.

На первом этапе определяется перечень распознаваемых классов и формируются соответствующие им эталонные сигналы путем их синтеза на основе генера-

тора или подбора из имеющихся образцов. Причем для каждого класса формируются эталонные сигналы при различной величине ОСШ.

На втором этапе определяется длина обрабатываемой реализации. С одной стороны, чем она больше, тем более точно формируемые признаки характеризуют распознаваемый сигнал. С другой стороны, увеличение длины неизбежно ведет к увеличению объема выполнения требуемых вычислений. Целесообразно длину реализации выбирать из расчета использования всех ее отсчетов при реализации процедур последующего преобразования Фурье.

На третьем этапе выполняются процедуры преобразования Фурье над временными реализациями эталонных сигналов.

На четвертом этапе из спектральных отсчетов эталонных сигналов формируются симметрические матрицы, для которых затем рассчитываются собственные значения.

На пятом этапе для каждого из классов определяются наиболее помехоустойчивые собственные значения.

На шестом этапе для каждого класса эталонных сигналов формируются векторы признаков, путем соответствующего упорядочения наиболее помехоустойчивых собственных значений.

На седьмом этапе формируется вектор признаков для распознаваемого сигнала. При этом длина его выборки должна соответствовать длине реализаций эталонных сигналов, а в качестве помехоустойчивых собственных значений выбираются только те, которые были определены на шестом этапе.

Очевидно, что в практических алгоритмах реализация каждого из этапов могут быть свои особенности, но при этом общая структура и последовательность их выполнения будет сохраняться.

Результаты практического эксперимента

В интересах проверки теоретических положений был проведен эксперимент по распознаванию сигналов с близкой частотно-временной структурой.

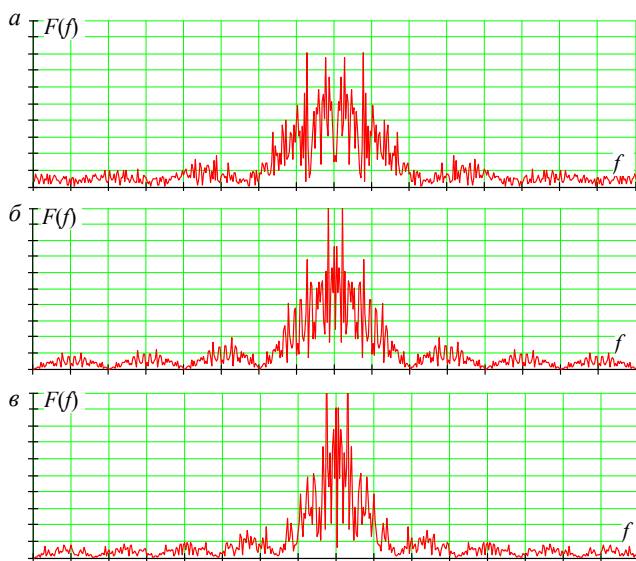


Рис. 1. Спектры сигналов: а – ФТ 600 бод; б – ФТ 500 бод; в – ФТ 400 бод

В качестве альтернативных классов рассматривались радиосигналы фазовой манипуляции (ФТ) со скоростями 600, 550, 500, 450 и 400 бод. На рис. 1 для примера изображены модули спектров сигналов ФТ 600, 500 и 400 бод. Следует заметить, что классифицировать рассматриваемые тестовые сигналы только по форме их спектра весьма затруднительно.

Учитывая, что спектральные представления сигналов $F(f)$, полученные на основе преобразования Фурье, сами по себе являются декоррелирующими преобразованиями, то в качестве исходных данных при формировании матриц \mathbf{V} были выбраны амплитудные значения функции $F(f)$. Такой подход позволил снизить негативное влияние информационных составляющих сигналов на формируемые признаки.

Поскольку матрица \mathbf{V} каждого из сигналов является симметрической, то ее наполнение для дискретной функции спектрального представления длительностью N отсчетов будет осуществляться в соответствии с выражением:

$$\mathbf{V} = \begin{pmatrix} f_1 & f_2 & f_3 & \dots & f_{N-1} & f_N \\ f_2 & f_3 & \dots & f_{N-1} & f_N & f_1 \\ f_3 & \dots & f_{N-1} & f_N & f_1 & f_2 \\ f_4 & \dots & f_N & f_1 & f_2 & f_3 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ f_N & f_1 & f_2 & f_3 & \dots & f_{N-1} \end{pmatrix}. \quad (8)$$

Для рассматриваемого подхода в качестве первичного вектора признаков $\mathbf{X} = (x_1, x_2, \dots, x_N)$ выступали собственные значения каждой из матриц \mathbf{V} . Затем с целью снижения размерности векторов \mathbf{X} , в соответствии с выражением (6), были отобраны собственные значения матриц \mathbf{V} , наиболее устойчивые к воздействию шумов. Для этого синтезировались тестовые радиосигналы при различных величинах ОСШ и рассчитывались собственные значения их симметрических матриц $\{\lambda_N\}$. Затем вычислялась функция разброса собственных значений ${}^l Y_n$ для каждого из $l = 1, 2, \dots, L$ распознаваемых классов сигналов по формуле:

$${}^l Y_n = \frac{|{}^l \{\lambda_N\}_{\min} - {}^l \{\lambda_N\}_{\max}|}{{}^l \{\lambda_N\}_{\min}}, \quad (9)$$

где ${}^l \{\lambda_N\}_{\min}$, ${}^l \{\lambda_N\}_{\max}$ – собственные значения симметрической матрицы l -го класса распознаваемого радиосигнала, соответственно при минимальном и максимальной величине заданного ОСШ.

После этого вычисленный разброс ${}^l Y_n$ сравнивался с предварительно заданным порогом G . Устойчивыми значениями считались те, величина которых удовлетворяла равенству

$${}^l Y_n < G \quad (10)$$

Так как каждый из l -радиосигналов имеет свое количество устойчивых значений, то для формирования векторов признаков было определено число M , соответствующее функции разброса ${}^l Y_n$, у которой число элементов, удовлетворяющих условию (10), оказалось наименьшим (в эксперименте оно соответствует сигналу

ФТ 400 бод). При этом учитывалось, что порядковые номера, используемые для формирования векторов признаков, соответствовали значениям функций ${}^l Y_n$, удовлетворяющих условию (10) для каждого из рассматриваемых сигналов.

Так, на рис. 2 показаны модули собственных значений радиосигнала ФТ 400 бод при ОСШ 15 и 5 дБ, а на рис. 3 изображена функция разброса ${}^l Y_n$ собственных значений для указанного радиосигнала с нанесенным порогом G (в эксперименте G определено по уровню 0,5 функции ${}^l Y_n$).

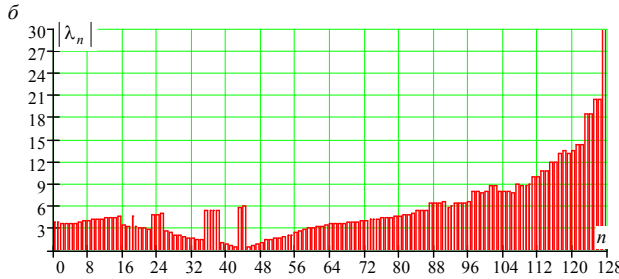
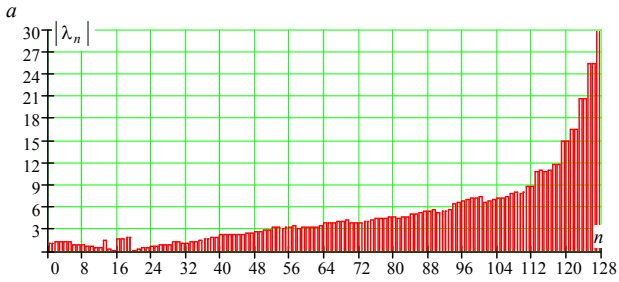


Рис. 2. Модули собственных значений сигнала ФТ 400 бод при ОСШ: 15 дБ – а); 5 дБ – б)

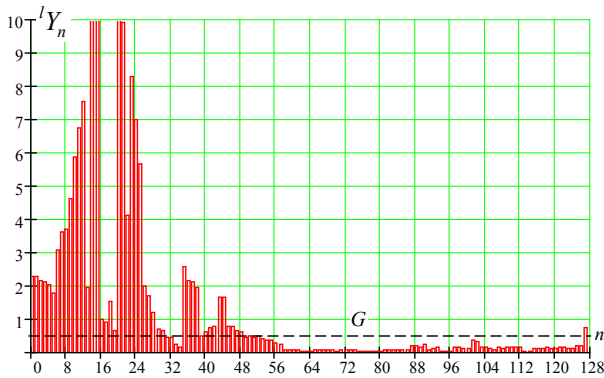


Рис. 3. Функция разброса собственных значений сигнала ФТ 400 бод при ОСШ 15 и 5 дБ

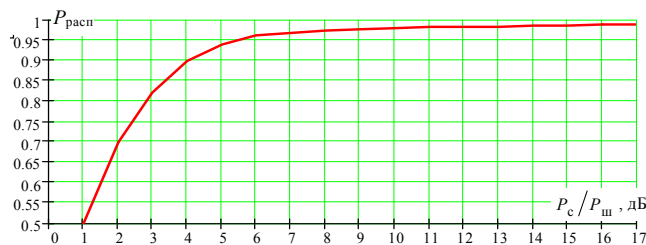


Рис. 4. Зависимость вероятности распознавания от ОСШ

Окончательное решение об отнесении распознаваемого радиосигнала к одному из альтернативных классов осуществлялось согласно критерию

$$\min \left\{ \sum_{l=1}^L \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left\| {}^l \lambda_n - {}^s \lambda_n \right\| \right\}, \quad (11)$$

где ${}^l \lambda_n$ – собственные значения, являющиеся признаками эталонов; L – количество эталонов (в эксперименте 5); ${}^s \lambda_n$ – собственные значения, являющиеся признаками распознаваемого сигнала.

Вероятность правильного распознавания $P_{\text{расп}}$ оценивалась методом Монте-Карло по 200 выборкам для каждого распознаваемого сигнала при ОСШ $P_c/P_{\text{ш}}$ в диапазоне от 0 до 20 дБ (рис. 4).

Заключение

Разработанный подход расширяет возможности существующих методов распознавания сигналов радиотехнических систем. В частности, одно из его применений видится в приложении практических задач масс-спектрометрии и хроматографии. Между тем следует признать, что вопрос поиска оптимального решения при построении автоматов классификации радиосигналов все еще остается открытым. Так, в [6] предложены методы распознавания на основе билинейных форм представления радиосигналов, поэтому дальнейшую работу, по мнению авторов, следует вести именно в этом направлении.

Литература

1. Дворников С. В. Проблема поиска сигналов источников информации при радиомониторинге // Мобильные системы. – 2007. – № 4. – С. 33–36.
2. Каргашин В. Л. Проблемы обнаружения и идентификации радиосигналов средств негласного контроля // Специальная техника. – 2000. № 3–5.
3. Фукунага К. Введение в статистическую теорию распознавания образов / Пер. с англ.; Под ред. М. А. Айзермана. – М.: Наука, 1977. – 319 с.
4. Ту Дж., Гонсалес Р. Принципы распознавания образов: Пер. с англ. / Под ред. Ю. И. Журавлева. – М.: Мир, 1978.
5. Дворников С. В., Сауков А. М. Метод распознавания радиосигналов на основе вейвлет-пакетов // Научное приборостроение. – 2004. – Т. 14. – № 4. – С. 85–93.
6. 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.
7. Хорн Р., Джонсон Ч. Матричный анализ: Пер. с англ. – М.: Мир, 1989.
8. Сауков А. М., Симонов А. Н., Мотков В. И. Способ распознавания радиосигналов. Патент РФ № 2231118 МПК7 G 06 К 9/00 от 20.06.04 г.

THE METHOD OF PATTERN RECOGNITION TO DETECT RADIO SIGNALS WITH A SIMILAR TIME-FREQUENCY STRUCTURE

Dvornikov S.V., Dvornikov S.S., Konoplev M.A.

A method of forming signs of radio signals with similar time-frequency-time structure on the basis of processing of their submissions in the form of symmetric matrices. Substantiated stages of formation of feature vectors. The results of theoretical and experimental studies confirming the contrast formed attribute spaces. Consider recommendations for the practical implementation of the developed approach.

УДК 621.376.6

НОВЫЙ АЛГОРИТМ СЛЕПОЙ ОЦЕНКИ ФАЗОВОГО СДВИГА ДЛЯ КАМ-СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ АППРОКСИМАЦИИ ФУНКЦИИ ПРАВДОПОДОБИЯ

Петров А. В., инженер Научно-исследовательского института радиотехники (НИИРТ), Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ», maddog57@mail.ru

Сергиенко А. Б., Научный руководитель, доцент кафедры теоретических основ радиотехники, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ», к.т.н., sandy@ieee.org

Ключевые слова: синхронизация, слепая оценка фазы, квадратурная амплитудная модуляция, полигармоническая аппроксимация, функция правдоподобия, крестообразные созвездия КАМ.

Введение

Системы фазовой синхронизации являются неотъемлемой частью систем, осуществляющих когерентную обработку сигналов с цифровой линейной модуляцией. При этом в ряде случаев необходимо осуществлять слепую оценку фазы, так как в сигнале отсутствуют служебные фрагменты, известные на приемной стороне. Алгоритмы фазовой синхронизации можно разделить на два класса: *разомкнутые* алгоритмы, реализующие вычисление оценки начальной фазы по наблюдаемой выборке сигнала, и *замкнутые* алгоритмы, представляющие собой следящие системы с обратной связью. Для быстрой первоначальной оценки параметров, как правило, применяются разомкнутые методы, при этом актуальной задачей является приближение к теоретически возможным пределам, что позволяет увеличить точность оценки либо сократить длительность сигнала, необходимую для достижения заданной точности.

В литературе [1-7] рассматривается целое семейство алгоритмов слепой оценки начальной фазы сигналов с цифровой линейной модуляцией. Целый ряд из них основан на вычислении фазы среднего значения статистики, представляющей собой комплексное число, модуль которого — некоторая весовая функция от модуля отсчета сигнала $|\dot{x}_k|$, а фаза — увеличенная в целое число раз фаза этого отсчета ($M_C \arg(\dot{x}_k)$):

$$\hat{\varphi} = \frac{1}{M_C} \arg \left(\sum_{k=1}^K f(|\dot{x}_k|) \exp(jM_C \arg(\dot{x}_k)) \right). \quad (1)$$

Коэффициент M_C определяется угловой симметрией сигнального созвездия, он равен числу точек M для созвездий фазовой модуляции (ФМ) и 4 для квадратных и крестообразных созвездий КАМ. При этом в различных источниках рассматриваются разные подходы к формированию весовой функции $f(|\dot{x}_k|)$. Так, в [1] путем аппроксимации функции правдоподобия (ФП) показано, что при низком отношении сигнал/шум правило максимума правдоподобия (МП) асимптотически приводит к

Проводится разработка нового алгоритма слепой оценки фазового сдвига для сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ). Предлагаемый метод, использующий удобный механизм полигармонической аппроксимации угловой зависимости функции правдоподобия, представленной в виде ряда Фурье, позволяет сколь угодно близко подойти к максимально правдоподобной оценке фазового сдвига. Исследуются алгоритмы, полученные аппроксимацией функции правдоподобия одной и двумя гармоническими составляющими ряда Фурье. Приведены результаты компьютерного моделирования, выполнено их сравнение с результатами, обеспечиваемыми другими алгоритмами слепой оценки фазы.

весовой функции в (1), равной M_C -й степени модуля отсчета: $f(|\dot{x}_k|) = |\dot{x}_k|^{M_C}$. Это дает хорошо известный алгоритм возведения сигнала в степень (см., например, [2]). В [3] проведен анализ формулы (1) применительно к сигналам с ФМ и весовым функциям, представляющим собой различные целочисленные степени модуля отсчета: $f(|\dot{x}_k|) = |\dot{x}_k|^n$. Показано, что при низких отношениях сигнал/шум оптимальной является степень, равная размеру созвездия, а при больших отношениях сигнал/шум лучшие показатели дают маленькие показатели степени $n = 1$ или 0. В [4] весовая функция получена по критерию минимума асимптотической дисперсии получаемой оценки фазы, при этом предполагается, что весовая функция должна быть неотрицательна.

Известен также ряд алгоритмов, основанных на иных принципах. Так, в [5] предложен алгоритм, использующий статистики восьмого порядка. В [6] для фазовой синхронизации КАМ с крестообразными созвездиями предлагается итерационный алгоритм, основанный на минимизации среднего евклидова расстояния от отсчетов сигнала до контура в виде ромба на комплексной плоскости. Наконец, в [7] получены аналитические выражения для дисперсии оценки фазы при использовании ряда алгоритмов, в том числе перечисленных выше.

В статье рассматривается новый алгоритм слепой оценки фазы сигналов с цифровой линейной модуляцией, основанный на полигармонической аппроксимации угловой зависимости функции правдоподобия, представленной в виде ряда Фурье.

Постановка задачи

Рассматриваемую задачу можно сформулировать следующим образом. Наблюдаемая выборка представляет собой отсчеты комплексной огибающей сигнала после согласованного фильтра:

$$\dot{x}_k = \dot{a}_k e^{j\varphi_0} + \dot{n}_k, \quad k = 1, \dots, K,$$

где \dot{a}_k — информационные символы, независимо и равновероятно выбираемые из сигнального созвездия $\{\dot{C}_m\}$, $m = 1, \dots, M$ (M — размер созвездия), φ_0 — постоянный фазовый сдвиг, равномерно распределённый на интервале $0 \dots 2\pi$, \dot{n}_k — отсчеты комплексного дискретного белого гауссового шума, вещественная и мнимая составляющие которого имеют дисперсию, равную σ^2 . Уровень полезного сигнала и дисперсию шума считаем известными. Отношение сигнал/шум на символ определяется следующим образом:

$$E_s/N_0 = \frac{|\dot{a}_k|^2}{2\sigma^2} = \frac{1}{2\sigma^2 M} \sum_{m=1}^M |\dot{C}_m|^2.$$

Требуется оценить неизвестный фазовый сдвиг φ_0 , общий для всех наблюдаемых символов, в предположении, что передаваемые информационные символы \dot{a}_k на приёмной стороне не известны.

Сигналы с КАМ обладают осевой симметрией, поэтому для них оценка фазового сдвига будет иметь четвертную неопределённость. Это следует из неопределённости фазы, неизбежной для алгоритмов слепой оценки, и означает, что результат поворота созвездия на $\pi/2$ неотличим от исходного положения созвездия. Такая неопределённость может быть преодолена применением дифференциального кодирования. Поэтому, без потери общности, будем считать, что неизвестный фазовый сдвиг φ_0 лежит в интервале $-\pi/4 \dots \pi/4$.

Максимально правдоподобная оценка начальной фазы сигнала

Каждый отсчёт сигнала \dot{x} при условии, что передавался символ \dot{C}_m , а фазовый сдвиг был равен φ_0 , представляет собой комплексную гауссову случайную величину с плотностью вероятности

$$w(\dot{x} | \dot{C}_m, \varphi_0) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{|\dot{x} - \dot{C}_m e^{j\varphi_0}|^2}{2\sigma^2}\right) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{|\dot{x} e^{-j\varphi_0} - \dot{C}_m|^2}{2\sigma^2}\right) = w(\dot{x} e^{-j\varphi_0} | \dot{C}_m, 0)$$

В дальнейшем указание на то, что вычисления выполняются для нулевой начальной фазы, будет опущено для краткости, поэтому введём следующее обозначение:

$$w(\dot{x} e^{-j\varphi_0} | \dot{C}_m) = w(\dot{x} e^{-j\varphi_0} | \dot{C}_m, 0).$$

Усреднение по точкам сигнального созвездия даёт ФП отсчёта \dot{x} относительно неизвестного параметра φ_0 :

$$LF(\dot{x}, \varphi_0) = LF(\dot{x} e^{-j\varphi_0}) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M w(\dot{x} e^{-j\varphi_0} | \dot{C}_m) = \frac{1}{2\pi\sigma^2 M} \sum_{m=1}^M \exp\left(-\frac{|\dot{x} e^{-j\varphi_0} - \dot{C}_m|^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2)$$

Для расчётов удобнее использовать логарифм функции правдоподобия (ЛФП):

$$LLF(\dot{x}, \varphi_0) = \ln(LF(\dot{x}, \varphi_0)).$$

Отсчёты \dot{x}_k статистически независимы вследствие того, что шум \dot{n}_k белый, а информационные символы считаются независимыми. Поэтому плотности вероятности для отдельных отсчётов перемножаются, а их логарифмы суммируются, так что ЛФП для всей наблюдаемой выборки равен

$$LLF(\{\dot{x}_k\}, \varphi_0) = \sum_{k=1}^K LLF(\dot{x}_k, \varphi_0).$$

Для получения МП оценки фазового сдвига φ_0 необходимо максимизировать ФП (или, что эквивалентно, её логарифм) по параметру φ_0 :

$$\hat{\varphi}_0 = \arg \max_{\varphi_0} LLF(\{\dot{x}_k\}, \varphi_0). \quad (3)$$

Полигармоническая аппроксимация угловой зависимости ЛФП

Получение МП оценки начальной фазы сигнала непосредственно по формуле (3) требует значительных вычислительных затрат, так как предполагает поиск максимума функции, рассчитываемой, как показывает (2), весьма сложным образом. Покажем, как можно представить ЛФП в виде ряда по угловым гармоникам (Circular Harmonic Expansion, CHE, см., например, [8]) и упростить её вычисление.

Представим отсчеты \dot{x} в полярных координатах, выделив в них модуль и фазу:

$$LLF(\dot{x}) = LLF(re^{j\varphi}), \quad (4)$$

где $r = |\dot{x}|$ и $\varphi = \arg \dot{x}$.

Зависимость ЛФП (4) от фазы φ , очевидно, является периодической функцией с периодом, в общем случае равным 2π . Используемые на практике сигнальные созвездия обладают угловой симметрией, поэтому для них период будет меньше. Так, для M -позиционной ФМ этот период составляет $2\pi/M$, а для созвездий с КАМ — $\pi/2$. Поэтому ЛФП можно разложить в ряд Фурье относительно фазы φ :

$$LLF(re^{j\varphi}) = \sum_{n=0}^{\infty} A_n(r) \cos(n\varphi + \theta_n(r)),$$

где $A_n(r)$ и $\theta_n(r)$ — зависящие от радиуса r амплитуда и фаза n -й гармоники ряда Фурье, рассчитываемые по известной формуле:

$$A_n(r) e^{j\theta_n(r)} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} LLF(re^{j\varphi}) e^{-jn\varphi} d\varphi, \quad n > 0, \quad (5)$$

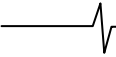
$$A_0(r) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} LLF(re^{j\varphi}) d\varphi.$$

ЛФП для всей выборки $\{\dot{x}_k\}$ можно, таким образом, записать в следующем виде:

$$LLF(\{\dot{x}_k\}) = \sum_{k=1}^K LLF(\dot{x}_k e^{j\varphi_k}) = \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{\infty} A_n(r_k) \cos(n\varphi_k + \theta_n(r_k)) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=1}^K \operatorname{Re}(A_n(r_k) \exp(j(n\varphi_k + \theta_n(r_k)))) = \operatorname{Re} \sum_{n=0}^{\infty} \dot{F}_n(\{\dot{x}_k\}),$$

где

$$\dot{F}_n(\{\dot{x}_k\}) = \sum_{k=1}^K A_n(r_k) \exp(j(n\varphi_k + \theta_n(r_k))).$$



Следует отметить, что функции \dot{F}_n обладают следующим свойством:

$$\dot{F}_n(\{\dot{x}_k e^{-j\varphi_0}\}) = \dot{F}_n(\{\dot{x}_k\}) e^{-jn\varphi_0}.$$

Для нахождения МП оценки фазового сдвига, согласно (3), необходимо максимизировать ЛФП от сдвинутой по фазе последовательности $\{\dot{x}_k e^{-j\varphi_0}\}$:

$$\text{LLF}(\{\dot{x}_k e^{-j\varphi_0}\}) = \text{Re} \sum_{n=0}^{\infty} \dot{F}_n(\{\dot{x}_k e^{-j\varphi_0}\}) \rightarrow \max_{\varphi_0}. \quad (6)$$

Формула (6) показывает, что для нахождения МП оценки фазового сдвига необходимо найти положение максимума периодической функции, представленной в виде ряда Фурье. В общем случае сделать это аналитически невозможно.

Чтобы упростить вычисление ЛФП (6), необходимо сделать ряд замечаний. Во-первых, амплитуды угловых гармоник в (5) уменьшаются с увеличением номера n . Следовательно, можно воспользоваться аппроксимацией ЛФП, заключающейся в усечении полученного ряда. Во-вторых, из-за наличия угловой симметрии у сигнальных созвездий с ФМ и КАМ отличными от нуля окажутся только коэффициенты с номерами, кратными M_C (см. ранее формулу (1)). В-третьих, при определенном угловом положении используемых на практике сигнальных созвездий все комплексные коэффициенты ряда Фурье (5) оказываются вещественными, так что $\theta_n(r) = 0$ или π . В дальнейшем для краткости будем предполагать, что $\theta_n(r) = 0$ и поэтому $A_n(r)$ могут принимать отрицательные значения.

Если в (6) оставить одну гармоническую составляющую (для созвездий с КАМ это $n = 4$), то аппроксимация ЛФП даст следующее:

$$\text{LLF}(\{\dot{x}_k e^{-j\varphi_0}\}) \approx \text{Re} \dot{F}_4(\{\dot{x}_k e^{-j\varphi_0}\}) = \text{Re}(\dot{F}_4(\{\dot{x}_k\}) e^{-j4\varphi_0}).$$

Отсюда видно, что максимум ЛФП будет достигнут при

$$\hat{\varphi}_0 = \frac{1}{4} \arg \dot{F}_4(\{\dot{x}_k\}). \quad (7)$$

Данный метод относится к семейству методов (1), использующих умножение фазы сигнала в сочетании с весовой функцией, зависящей от модуля сигнала [2, 3, 4].

Если сохранить в (6) две гармонические составляющие (для созвездий с КАМ это $n = 4$ и $n = 8$), получим следующее:

$$\begin{aligned} \text{LLF}(\{\dot{x}_k e^{-j\varphi_0}\}) &\approx \text{Re}(\dot{F}_4(\{\dot{x}_k e^{-j\varphi_0}\}) + \dot{F}_8(\{\dot{x}_k e^{-j\varphi_0}\})) = \\ &= \text{Re}(\dot{F}_4(\{\dot{x}_k\}) e^{-j4\varphi_0} + \dot{F}_8(\{\dot{x}_k\}) e^{-j8\varphi_0}) \end{aligned}$$

Строгое аналитическое решение для положения максимума этой функции требует нахождения корней полинома четвертой степени, однако количественный анализ показывает, что достаточная для практических целей точность получается при использовании квадратных приближений для косинуса, что дает для оценки фазы следующую приближенную формулу:

$$\hat{\varphi}_0 \approx \frac{1}{4} \left(\arg \dot{F}_4(\{\dot{x}_k\}) + \frac{2ab}{1+4a} \right), \quad (8)$$

$$\text{где } a = \frac{|\dot{F}_8(\{\dot{x}_k\})|}{|\dot{F}_4(\{\dot{x}_k\})|} \text{ и } b = \arg \dot{F}_8(\{\dot{x}_k\}) - 2 \arg \dot{F}_4(\{\dot{x}_k\}),$$

$$b \in [-\pi; \pi].$$

Таким образом, видно, что использование второй гармонической составляющей приводит (по сравнению с (7)) к дополнительному слагаемому, повышающему точность оценки.

Результаты моделирования

Для оценки точностных характеристик предложенного метода было выполнено компьютерное моделирование. Использовалось стандартное крестообразное созвездие КАМ-32, длина генерируемой выборки K составляла 64 символа, то есть всего в 2 раза превышала размер созвездия. Для измерения дисперсии оценки использовалось усреднение по 10 000 реализаций. На рис. 1 представлены зависимости дисперсии оценки фазового сдвига от отношения сигнал/шум на символ E_s/N_0 для следующих алгоритмов:

- «4th power» — классический алгоритм возведения сигнала в 4-ю степень (1) [2].
- «СHE1» и «СHE2» — предложенный алгоритм, использующий соответственно одну (8) и две (8) гармонические составляющие и реализованный в «идеальном» виде, то есть с использованием весовых функций, зависящих от отношения сигнал/шум.
- «СHE1, fixed» и «СHE2, fixed» — более удобные для практической реализации варианты алгоритмов «СHE1» и «СHE2» с фиксированными весовыми функциями, рассчитанными для отношения сигнал/шум 18 дБ. Эти весовые функции для единичной средней мощности сигнала представлены на рис. 2.
- «EOS» — алгоритм для крестообразных созвездий с КАМ, основанный на статистиках восьмого порядка [5].
- «wf min var» — алгоритм с весовой функцией, полученной по критерию минимума асимптотической дисперсии оценки [4].
- «MCRB» — модифицированная граница Крамера-Рао для оценки фазы [2].

Из графиков видно, что предложенный метод уже при использовании одной гармоники (7) дает существенно меньшую дисперсию оценки по сравнению с классическим алгоритмом возведения сигнала в 4-ю степень (1). Алгоритм, использующий две гармоники (8), позволяет значительно уменьшить нижний порог дисперсии оценки и превосходит алгоритм с весовой функцией, полученной по минимуму асимптотической дисперсии [4], в области умеренных значений сигнал/шум, которые представляют наибольший практический интерес. Выигрыш достигает 5 дБ. Применение фиксированных весовых функций приводит лишь к незначительным (по сравнению с идеальной реализацией предлагаемого подхода) потерям при низком отношении сигнал/шум.

Использование большего числа гармоник позволяет дополнительно увеличить точность оценки. Как следует из рис. 3, уже при использовании 4-х гармонических составляющих предлагаемый алгоритм позволяет вплотную приблизиться к МП оценке фазового сдвига.

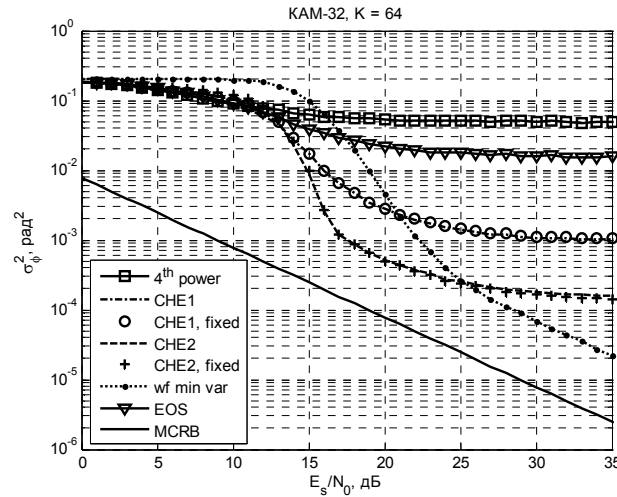


Рис. 1. Зависимость дисперсии оценки фазового сдвига от отношения сигнал/шум на символ для созвездия KAM-32

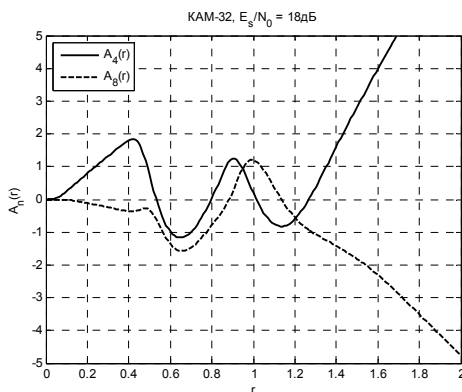


Рис. 2. Весовые функции \$A_4(r)\$ и \$A_8(r)\$ для KAM-32

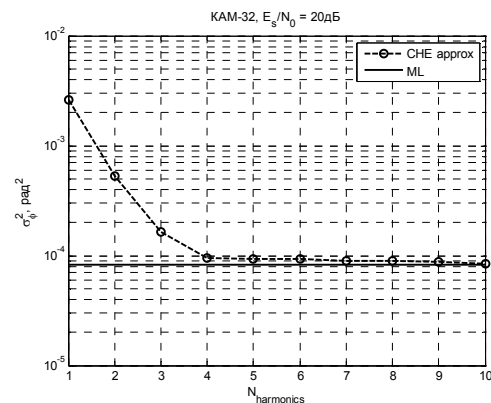


Рис. 3. Зависимость дисперсии оценки от числа использованных угловых гармоник

На практике получение оценок, обладающих высокой точностью, не всегда необходимо. Зачастую достаточно получить оценку с точностью не хуже заданной, т.к. на дальнейшую обработку (демодуляцию) эта неточность не окажет существенного влияния.

Зададимся следующим критерием необходимого качества оценки сдвига фазы — потери при демодуляции не должны превышать 0,1...0,2 дБ по сравнению с идеальной фазовой синхронизацией ($\sigma_\phi^2 = 0$) при заданной вероятности битовой или символьной ошибки. Для вероятности символьной ошибки 10^{-4} и модуляции KAM-32 компьютерное моделирование дает допустимую дисперсию оценки фазы, равную $\sigma_\phi^2 = 2,5 \cdot 10^{-4}$ рад².

Исходя из этого, можно получить зависимость минимально возможной длины выборки от отношения сигнал/шум. Эта зависимость представлена на рис. 4.

По кривым рис. 4 видно, что предлагаемый алгоритм, использующий две угловые гармоники (8), при некоторых (меньше 17 дБ) отношениях сигнал/шум требует размера выборки примерно на порядок меньшего, чем алгоритм [4], и лишь незначительно проигрывает ему при больших отношениях сигнал/шум. Классический алгоритм возведения сигнала в 4-ю степень (1) на данном графике не представлен, так как для достижения заданной дисперсии оценки фазового сдвига, равной $2,5 \cdot 10^{-4}$ рад², ему требуется выборка длиной более 10 000 символов.

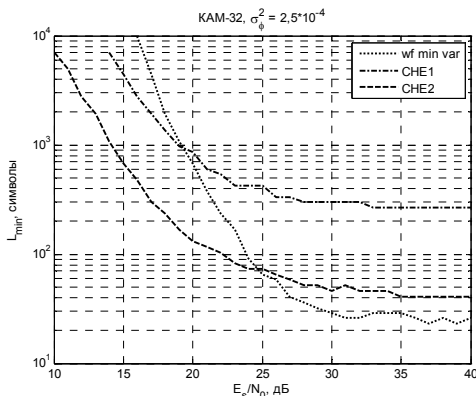


Рис. 4. Зависимость требуемой длины выборки сигнала от отношения сигнал/шум

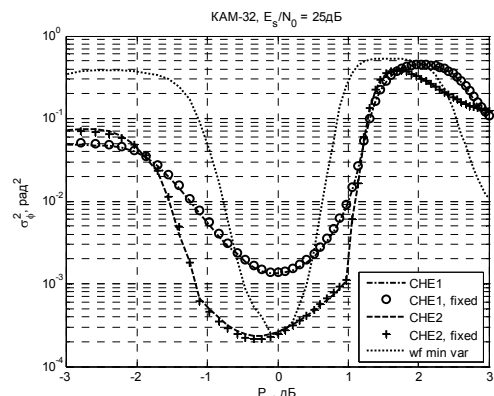


Рис. 5. Влияние неточности оценки уровня сигнала



Для расчета весовых функций $A_n(r)$ необходимо знание средней мощности сигнала, поэтому для правильной работы алгоритма требуется наличие системы автоматической регулировки усиления (АРУ). Качество работы АРУ может оказать заметное влияние на точность оценки фазы, поэтому необходимо исследовать работу предлагаемого алгоритма при неточном определении уровня полезного сигнала.

На рис. 5 приведены зависимости дисперсии оценки фазового сдвига от реальной средней мощности обрабатываемого сигнала P_s (в децибелах относительно номинального значения) для КАМ-32 при отношении сигнал/шум 25 дБ. Для определенности будем считать, что допустимым является увеличение СКО в 2 раза (дисперсии в 4 раза) относительно величины, соответствующей истинному значению уровня полезного сигнала.

По кривым, представленным на рис. 5, можно сделать следующие выводы. Допустимая ошибка при определении уровня полезного сигнала для предлагаемого алгоритма, использующего одну (7) и две (8) гармонические составляющие, примерно одинакова и составляет ± 1 дБ от истинного значения мощности сигнала. Для алгоритма с весовой функцией, полученной по критерию минимума асимптотической дисперсии [4], допустимая ошибка составляет $\pm 0,5$ дБ. Следовательно, предлагаемый метод является более устойчивым к неточности определения уровня полезного сигнала по сравнению с главным конкурирующим алгоритмом [4].

Заключение

Предложенный метод обеспечивает удобный в вычислительном отношении механизм полигармонической аппроксимации ЛФП для сигналов с цифровой линейной модуляцией. Область использования таких аппроксимаций не ограничивается рассмотренной в статье задачей слепой оценки фазового сдвига сигнала, данный подход может применяться и для решения целого ряда других задач, связанных со слепыми оценками — таких, например, как оценка частотного сдвига сигнала либо определение использованного вида модуляции.

Для формирования оценки фазового сдвига наибольший практический интерес представляет возможность аппроксимации логарифма ФП малым числом гармонических слагаемых. Рассмотренный вариант би-гармонической аппроксимации позволяет существенно снизить дисперсию оценки по сравнению с методами, основанными на использовании лишь одной гармоники. В принципе, за счет увеличения вычислительных затрат при использовании рассмотренного подхода, можно сколь угодно близко приблизиться к МП оценке, рассчитав комплексные амплитуды произвольного числа гармоник (6) и найдя максимум соответствующей угловой зависимости, например, с помощью обратного быстрого преобразования Фурье.

Литература

1. M. Moeneclaey, G. de Jonghe. ML-Oriented NDA Carrier Synchronization for General Rotationally Symmetric Signal Constellations. IEEE Trans. Communications, Vol. 42, No. 8, Aug. 1994, pp. 2531–2533.
2. Mengali U., D'Andrea A. N. Synchronization Techniques for Digital Receivers. — Plenum Press, New York, 1997.
3. A. J. Viterbi, A. M. Viterbi. Nonlinear Estimation of PSK-Modulated Carrier Phase with Applications to Burst Digital Transmission. IEEE Trans. Information Theory, Vol. IT-29, No. 4, July 1983, pp. 543–551.
4. Y. Wang, E. Serpedin, P. Ciblat. Optimal Blind Feedforward Carrier Synchronization for General QAM Modulations. Conf. Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conf., 3–6 Nov. 2002, Vol. 1, pp. 644–648.
5. K. V. Cartwright. Blind Phase Recovery in Cross QAM Communication Systems with Eight-Order Statistics. IEEE Signal Processing Letters, Vol. 8, No. 12, Dec. 2001, pp. 304–306.
6. M. Alvarez-Diaz, R. Lopez-Valcarce. Diamond Contour-Based Phase Recovery for (Cross)-QAM Constellations. Proc. 13th IEEE/SP Workshop on IEEE Statistical Signal Processing, Bordeaux, France, 17–20 July 2005, pp. 669–674.
7. E. Serpedin, P. Ciblat, G. B. Giannakis, P. Loubaton. Performance Analysis of Blind Carrier Phase Estimators for General QAM Constellations. IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 49, No. 8, Aug. 2001, pp. 1816–1823.
8. G. Jacovitti, A. Neri. Multiresolution Circular Harmonic Decomposition. IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 48, No. 11, Nov. 2000, pp. 3242–3247.

NOVEL ALGORITHM OF BLIND PHASE OFFSET ESTIMATION FOR QAM SIGNALS BY APPROXIMATING LIKELIHOOD FUNCTION

Petrov A.V., Sergienko A.B.

The method is presented for blind phase offset estimation for signals with linear digital modulation. The method is based on a polyharmonic approximation of the likelihood function angular dependence. By retaining the most significant term in this series a radius-weighted version of popular M -power phase estimation algorithm is obtained. Retaining two most significant terms gives a biharmonic approximation of the likelihood function, and this approach leads to notable improvement of the estimation quality.

Computer simulation was performed with 32QAM signals, the results justified the advantage of the suggested method. It was also shown that using fixed (independent of SNR) weighting functions leads to small loss only at low SNR.

Suggested approximation of likelihood function can be used in solving many communication signal processing and analysis problems, such as frequency shift estimation, modulation classification, etc.

УДК 621.396.931

МЕТОД ПОСТРОЕНИЯ ТРОИЧНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ С НУЛЕВОЙ ЗОНОЙ КОРРЕЛЯЦИИ

Гюнтер А.В., аспирант Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики, *avgunter@mail.ru*

Ключевые слова: последовательность, код, корреляция, нулевая зона корреляции, автокорреляционная функция, взаимная корреляционная функция.

Введение

Как показано в работах [1,2], технология LAS-CDMA значительно увеличивает спектральную эффективность систем с кодовым разделением каналов за счет применения последовательностей с нулевой зоной корреляции (ZCZ – Zero Correlation Zone), которые позволяют полностью устранять внутрисистемную интерференцию (из-за нулевой взаимной корреляции кодов в ZCZ) и эффект многолучевого распространения сигнала (из-за нулевой автокорреляции в ZCZ). Применение таких кодов считается одним из перспективных направлений в развитии систем связи. Наиболее интенсивно исследуемыми из них являются семейства LAS-кодов [5], получаемых с помощью различных схем формирования из LA-кодов [3] и LS-кодов [4]. Но все эти семейства обладают различными недостатками (например, малая скважность и большая длина получаемых последовательностей), которые снижают эффективность их применения. Поиск новых методов построения семейств кодов с ZCZ и улучшение описанных на сегодняшний день алгоритмов – актуальнейшая задача для исследователей.

Целью настоящей работы является описание нового метода формирования троичных последовательностей (элементы которых принадлежат множеству $\{-1, 0, +1\}$) с нулевой зоной корреляции аperiodической автокорреляционной функции (ААКФ) и аperiodической взаимной корреляционной функции (АВКФ).

Основные характеристики конструируемых в работе последовательностей:

- 1) ширина нулевой зоны ААКФ в чипах: $\Delta = 2^k$, $k = 1, 2, 3, \dots$;
- 2) длина последовательностей множества: $N = (2^{k+1} - 1)\Delta$;
- 3) мощность множества генерируемых последовательностей: $M = 2^\Delta$; уменьшением мощности M до Q (из-за необходимости выбора Q из M первичных последовательностей, обладающих свойством ортогональности) достигается нулевая зона АВКФ длины $\Delta = 2^k$.

Построение последовательностей с ZCZ

Пусть имеется первичная бинарная последовательность x , элементы которой $(x_s, s = 1, 2, \dots, \Delta)$ принадлежат множеству $\{-1, +1\}$ длины $\Delta = 2^k$. Обозначим ее ААКФ в виде последовательности $R_x = [r_0^{(x)} r_1^{(x)} \dots r_\Delta^{(x)}]$, где $r_i^{(x)}$ – i -ый сдвиг ААКФ (причем $r_0^{(x)} = 2^k$, $r_\Delta^{(x)} = 0$):

$$r_i^{(x)} = x_1 x_{1+i} + x_2 x_{2+i} + \dots + x_{\Delta-1-i} x_{\Delta-1-i+i} + x_{\Delta-i} x_{\Delta-i+i}, \quad i = 0, 1, \dots, \Delta \quad (1)$$

Описывается метод построения троичных последовательностей с нулевой зоной аperiodической автокорреляционной функции и нулевой зоной аperiodической взаимной корреляционной функции.

Введем понятие множителя l -го порядка $m^{(l)}$ – бинарная последовательность длины $(2^l - 1)\Delta$, полученная периодическим повторением последовательности $T^{(l)}$ из 2^l элементов, в которой первые 2^{l-1} элементов равны -1 , а последующие равны $+1$. Например, $\Delta = 8$, $k = 3$;

$$l = 1, \quad T^{(1)} = [-1 \ +1];$$

$$m^{(1)} = [-1 \ +1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1];$$

$$l = 2, \quad T^{(2)} = [-1 \ -1 \ +1 \ +1];$$

$$m^{(2)} = [-1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1];$$

$$l = 3, \quad T^{(3)} = [-1 \ -1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1];$$

$$m^{(3)} = [-1 \ -1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1];$$

Из последовательности x можно построить троичную последовательность X длины N , обладающую нулевой зоной ААКФ ширины Δ , по следующему алгоритму (рис. 1):

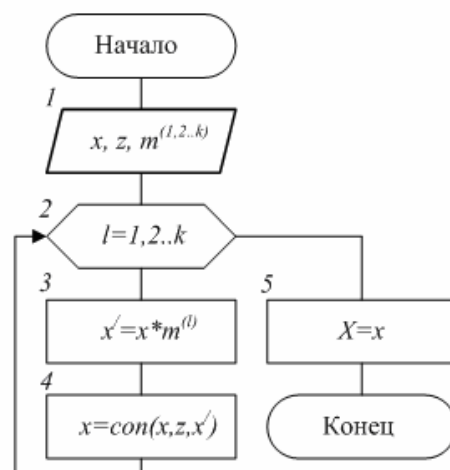


Рис. 1. Алгоритм построения последовательности с ZCZ ААКФ

1. Определение последовательностей: x – произвольная бинарная последовательность длины $\Delta = 2^k$; z – последовательность из Δ нулей; $m^{(1,2..k)}$ – множители 1, 2, ..., k порядков.

0 0 +1 +1 +1 -1 -1 -1 -1 -1]

с ААКФ

$$R_x = [64 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ 0 \ 1 \ 2 \ 5 \dots],$$

в которой первые $\Delta = 8$ сдвигов нулевые. Ее графическое изображение представлено на рис. 2.

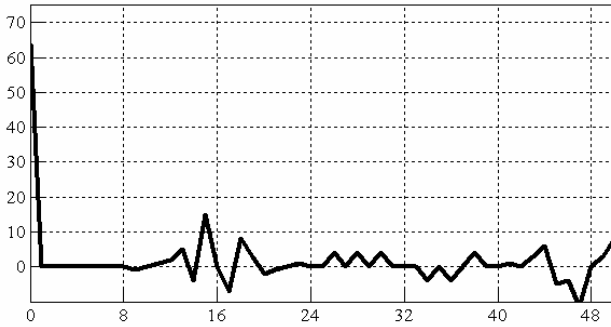


Рис. 2. ААКФ последовательности X , полученной в примере 1

Если из множества мощности M первичных последовательностей выбрать только ортогональные, то полученное на их основе по вышеописанному алгоритму семейство последовательностей мощности Q будет обладать не только свойством нулевой зоны ААКФ, но и нулевой зоной АВКФ. Докажем это.

Пусть имеются две последовательности A и B , полученные по вышеописанному алгоритму из первичных ортогональных последовательностей a и b с АВКФ (как для a и b , так и для A и B ограничимся рассмотрением сдвигов для взаимной корреляции с 0 по Δ):

$$R_{ab} = [0 \ r_1^{(ab)} \ \dots \ r_{\Delta}^{(ab)}], \quad (10)$$

где $r_i^{(ab)}$ – i -ый сдвиг АВКФ ($r_0^{(ab)} = 0$):

$$r_i^{(ab)} = a_1 b_{1+i} + a_2 b_{2+i} + \dots + a_{\Delta-1} b_{\Delta-1+i} + a_{\Delta} b_{\Delta}, \quad i=0,1,\dots,\Delta \quad (11)$$

Сформированные из них последовательности:

$$\begin{aligned} A &= [+1 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \\ &\quad 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1 \\ &\quad +1 \ -1 \ -1 \ +1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \\ &\quad +1 \ -1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ 0 \ 0 \\ &\quad 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1]; \\ B &= [+1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ -1 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \\ &\quad 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \\ &\quad +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ +1 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \\ &\quad +1 \ +1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \\ &\quad 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1]; \\ C &= [+1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \\ &\quad 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ +1 \ -1 \ +1 \ -1 \\ &\quad +1 \ -1 \ +1 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \\ &\quad +1 \ -1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \\ &\quad 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ +1 \ -1]; \\ D &= [+1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ -1 \ +1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \\ &\quad 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1 \\ &\quad +1 \ +1 \ +1 \ +1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \\ &\quad +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ +1 \ -1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \\ &\quad 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1]; \\ E &= [+1 \ +1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ +1 \ -1 \\ &\quad 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1 \\ &\quad -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \\ &\quad +1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \\ &\quad 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1]; \end{aligned}$$

Учитывая, что любые две последовательности, помноженные на один и тот же множитель, имеют ту же самую взаимную корреляцию при нулевом сдвиге, что и последовательности, не помноженные на множитель, получим

$$r_0^{(AB)} = 0. \quad (12)$$

Рассмотрим $r_i^{(AB)}$ при $i = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm \Delta$. Аналогично ААКФ, при конкатенации парных последовательностей a, a' и b, b' на l -ом этапе алгоритма, получим новую пару последовательностей с АВКФ $[r_0^{(ab)} + r_0^{(a'b')}, r_1^{(ab)} + r_1^{(a'b')}, \dots, r_{\Delta}^{(ab)} + r_{\Delta}^{(a'b')}]$, которая будет иметь нулевые значения на позициях $\theta = (2n+1)2^{l-1}$, а также на позициях $\theta = (2n+1)2^{l-2}, (2n+1)2^{l-3}, \dots, (2n+1)2^0$, поскольку они были «занулены» на предыдущих этапах формирования последовательности. Это доказывает, что АВКФ таких последовательностей, так же как и ААКФ, равна нулю при $i = \pm 1, \dots, \pm \Delta$.

Пример 2

Для построения семейства последовательностей с нулевой зоной ААКФ и АВКФ возьмем в качестве первичных последовательности Уолша (также называемые кодами Уолша) длины $\Delta = 8$:

- $a = [+1 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1];$
- $b = [+1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ -1];$
- $c = [+1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1];$
- $d = [+1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1];$
- $e = [+1 \ +1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1];$
- $f = [+1 \ -1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1];$
- $g = [+1 \ +1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1];$
- $h = [+1 \ -1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1].$

$$\begin{aligned}
F &= [+1 -1 +1 -1 -1 +1 -1 +1 0 0 0 0 0 0 0 0 -1 -1 -1 -1 +1 +1 +1 +1 \\
& 0 0 0 0 0 0 0 0 -1 +1 +1 -1 +1 -1 -1 +1 0 0 0 0 0 0 0 0 +1 +1 -1 -1 \\
& -1 -1 +1 +1 0 0 0 0 0 0 0 0 -1 +1 -1 +1 -1 +1 -1 +1 0 0 0 0 0 0 0 0 \\
& +1 +1 +1 +1 +1 +1 +1 +1 0 0 0 0 0 0 0 0 +1 -1 -1 +1 +1 -1 -1 +1 \\
& 0 0 0 0 0 0 0 0 -1 -1 +1 +1 -1 -1 +1 +1]; \\
G &= [+1 +1 -1 -1 -1 -1 +1 +1 0 0 0 0 0 0 0 0 -1 +1 +1 -1 +1 -1 -1 +1 \\
& 0 0 0 0 0 0 0 0 -1 -1 -1 -1 +1 +1 +1 +1 0 0 0 0 0 0 0 0 +1 -1 +1 -1 \\
& -1 +1 -1 +1 0 0 0 0 0 0 0 0 -1 -1 +1 +1 -1 -1 +1 +1 0 0 0 0 0 0 0 0 \\
& +1 -1 -1 +1 +1 -1 -1 +1 0 0 0 0 0 0 0 0 +1 +1 +1 +1 +1 +1 +1 +1 \\
& 0 0 0 0 0 0 0 0 -1 +1 -1 +1 -1 +1 -1 +1]; \\
H &= [+1 -1 -1 +1 -1 +1 +1 -1 0 0 0 0 0 0 0 0 -1 -1 +1 +1 +1 +1 -1 -1 \\
& 0 0 0 0 0 0 0 0 -1 +1 -1 +1 +1 -1 +1 -1 0 0 0 0 0 0 0 0 +1 +1 +1 +1 \\
& -1 -1 -1 -1 0 0 0 0 0 0 0 0 -1 +1 +1 -1 -1 +1 +1 -1 0 0 0 0 0 0 0 0 \\
& +1 +1 -1 -1 +1 +1 -1 -1 0 0 0 0 0 0 0 0 +1 -1 +1 -1 +1 -1 +1 -1 \\
& 0 0 0 0 0 0 0 0 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -1].
\end{aligned}$$

Мощность построенного множества $Q=8$, и все его последовательности обладают свойством нулевой зоны ААКФ и АВКФ длиной $\Delta=8$. Для примера на рис. 3 изображена АВКФ последовательностей C и H

$$R_{CH} = [0 0 0 0 0 0 0 0 +1 +2 +10 -3 \dots].$$

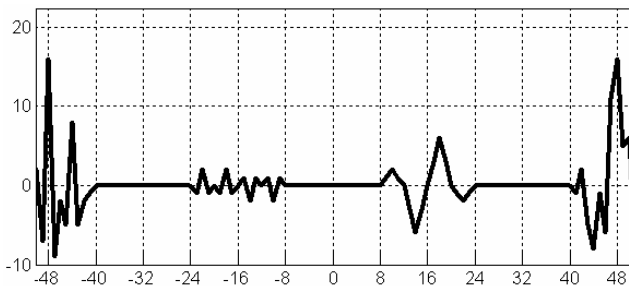


Рис. 3. АВКФ последовательностей C и H , полученных в примере 2

Заключение

Описанный в работе метод позволяет получить семейства троичных последовательностей, обладающих нулевой автокорреляцией и взаимной корреляцией в заданном интервале вблизи центра ААКФ и АВКФ. Формируемые по описанному в работе способу последовательности могут использоваться для борьбы с внутрисистемной интерференцией в сетях с кодовым разделением каналов и многолучевым распространением сигнала, для увеличения спектральной эффективности синхронных систем, в целях синхронизации и оценки дальности. Рассматривается также вариант применения их в качестве "каркаса" (подобно тому, как LA-коды берутся за основу при формировании LAS-кодов) для построения последовательностей с более качественными характеристиками.

К преимуществам семейств последовательностей, построенных по описанному в настоящей работе алгоритму, можно отнести:

- 1) относительно большую мощность семейства формируемых последовательностей с нулевой зоной ААКФ $M=2^{\Delta}$;
- 2) простоту и универсальность схемы генерации последовательностей;
- 3) возможность построения последовательностей как с нулевой зоной ААКФ, так и АВКФ (для этого необходимо обеспечить ортогональность первичных последовательностей);

4) все последовательности семейства обладают одинаковым значением главного лепестка ААКФ:

$$\rho = \frac{2^k}{2^{k+1}-1} N = 2^k \Delta = \Delta^2. \quad (13)$$

Существуют и недостатки, к которым можно отнести:

1) малое отношение ширины нулевой зоны ААКФ и АВКФ к длине последовательности (хотя в сравнении с примерами LAS-кодов, приведенных в [5], предлагаемые коды по этому показателю выглядят предпочтительней):

$$\varepsilon = \frac{\Delta}{N} = \frac{\Delta}{(2^{k+1}-1)\Delta} = \frac{1}{2^{k+1}-1} = \frac{1}{2\Delta-1}, \quad \Delta=2,4,8,16\dots; \quad (14)$$

2) относительно большое количество нулей в последовательностях и их группировка последовательно по Δ чипов.

Необходимо отметить, что ширина $\Delta=2^k$ выбрана степенью двойки из соображений формирования множества последовательностей с нулевой ААКФ и АВКФ на основе кодов Уолша. Нетрудно убедиться, что свойством ZCZ будут также обладать последовательности, построенные из первичных произвольной длины Δ .

Условным является также получение именно троичных последовательностей на основе бинарных. Очевидно, что в качестве первичных можно взять другие последовательности (например, двоичные, троичные, m -ричные) и на их основе получить последовательности с ZCZ по описанному алгоритму.

Литература

1. Шинаков Ю.С. Новые возможности технологии синхронного кодового разделения каналов // Электросвязь. – 2006. – №2. – С. 6-11.
2. Li D. The perspective of Large Area Synchronous CDMA Technology for the Fourth-Generation Mobile Radio // IEEE Comm. Mag. – March 2003. – V.41. – №3. – P. 114-118.
3. Li D. A High Spectrum Efficient Multiple Access Code // Communications, 1999. APCC/OECC'99. – V.1 – P. 598-605.
4. Stanczak S., Boche H., Haardt M. Are LAS-codes a miracle? // Global Telecommunications Conference, 2001. GLOBECOM'01. – V.1 – P. 589-593.
5. Choi B., Hanzo L. On the Design of LAS Spreading Codes // Vehicular Technology Conference, 2002. VETECF.2002. – V.4 – P.2172-2176.

УДК 621.372.54

МЕТОДЫ МНОГОСКОРОСТНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ АДАПТИВНЫХ ФИЛЬТРАХ С САМООРГАНИЗУЮЩЕЙСЯ СТРУКТУРОЙ: ЭКВАЛАЙЗЕРЫ С ДИНАМИЧЕСКИМ ВЫБОРОМ КАНАЛОВ

Линович А.Ю., к.т.н., старший научный сотрудник Рязанского государственного радиотехнического университета, rsrtu@yandex.ru

Ключевые слова: эквалайзер, динамическая структура, многоканальный фильтр, многоскоростная обработка сигналов.

Введение

Системы передачи данных с одной несущей частотой обладают рядом преимуществ перед системами с множеством несущих частот и позволяют существенно повысить качество связи [1]. Одной из проблем применения одночастотной модуляции в широкополосной радиосвязи является необходимость компенсации межсимвольных искажений. Эта задача возлагается на специализированное устройство — эквалайзер (адаптивный корректор). Как правило, эквалайзер представляет собой цифровой адаптивный фильтр, настраиваемый по определённому алгоритму.

Наиболее известным подходом к решению задачи оценивания неизвестных параметров канала связи является метод наименьших квадратов (МНК) [2]. Его особенность проявляется в отсутствии каких-либо жёстких претензий к априорной информации об оцениваемых параметрах и экспериментальных ошибках, что очень важно для многих задач, которые не допускают экспериментального повторения и в этом смысле являются однократными. Тем не менее, рекуррентный алгоритм МНК [2, 3] оказывается практически бесполезным при попытке его реализации на частотах в десятки и сотни мегагерц по причине высокой требовательности к вычислительным затратам. С целью сокращения вычислительных затрат часто предпочитают использовать более простые градиентные алгоритмы, такие как хорошо известный алгоритм НСКО [4]. Этот алгоритм описан во многих научных книгах и статьях [3, 5], где помимо первоначальной его формы описаны многочисленные модификации. Например, вводится автоматическая нормировка шага адаптации относительно мощности входного сигнала адаптивного фильтра. (*Алгоритм НСКО с нормировкой шага адаптации впервые был предложен в [6, 7]. Позднее в англоязычной литературе за алгоритмом закрепилось устойчивое название «Normalized least-mean square (NLMS) algorithm» [8].*)

В алгоритме НСКО удаётся избежать необходимой для рекуррентного МНК оценки корреляционной матрицы, что позволяет значительно сократить объём вычислительных затрат. Главным недостатком НСКО является очень медленная скорость настройки. Этот недостаток становится особенно важным в тех случаях, когда отсчёты входного сигнала оказываются сильно коррелированными между собой, а также в присутствии аддитивной помехи с нерав-

Статья посвящена многоканальным адаптивным фильтрам (МАФ), в которых используются принципы самоорганизации, и особенностям построения эквалайзеров на основе МАФ данного класса. Приводятся результаты имитационного моделирования разработанных эквалайзеров, выполненные для модели стационарного беспроводного канала городского типа, которые демонстрируют ряд преимуществ предложенного подхода.

номерно распределённой спектральной плотностью мощности.

Одно из направлений решения указанных выше проблем связано с построением многоканальных адаптивных фильтров (МАФ), в которых каждый канал работает только с некоторой предоставленной ему частью спектра, выделенной посредством подсистемы фильтров анализа из широкополосного входного сигнала. Преимущество такого субполосного подхода связано с декорреляцией обрабатываемого сигнала при разбиении его на узкополосные составляющие. Поэтому переход к многоканальной структуре адаптивного фильтра, с одной стороны, обеспечивает более высокую скорость настройки эквалайзера, но, с другой стороны, требует введения в структуру эквалайзера подсистем анализа и синтеза для разбиения широкополосного входного сигнала на компоненты и последующего объединения полученных в процессе адаптивной обработки компонентов выходного сигнала в результирующий широкополосный выходной сигнал.

В классическом варианте [8] МАФ использует две подсистемы анализа для разбиения входного и обучающего сигналов и одну подсистему синтеза для формирования выходного сигнала. Однако имеется много самых разнообразных форм реализации МАФ, отличающихся как методами разбиения исходных широкополосных сигналов на их отдельные компоненты, так и способами межканального взаимодействия при организации совместной межканальной обработки. Основной целью перехода к многоканальной адаптивной фильтрации, как правило, является повышение скорости настройки цифрового фильтра. В ряде случаев проявляется ещё одно не менее важное достоинство МАФ, заключающееся в значительном сокращении вычислительных затрат.

МАФ с независимой обработкой в каналах

Классическая структура МАФ описана во многих учебных и научных изданиях, посвящённых цифровым адаптивным фильтрам, например, в [8, 9]. В упрощённом виде эта структура показана на рис. 1.

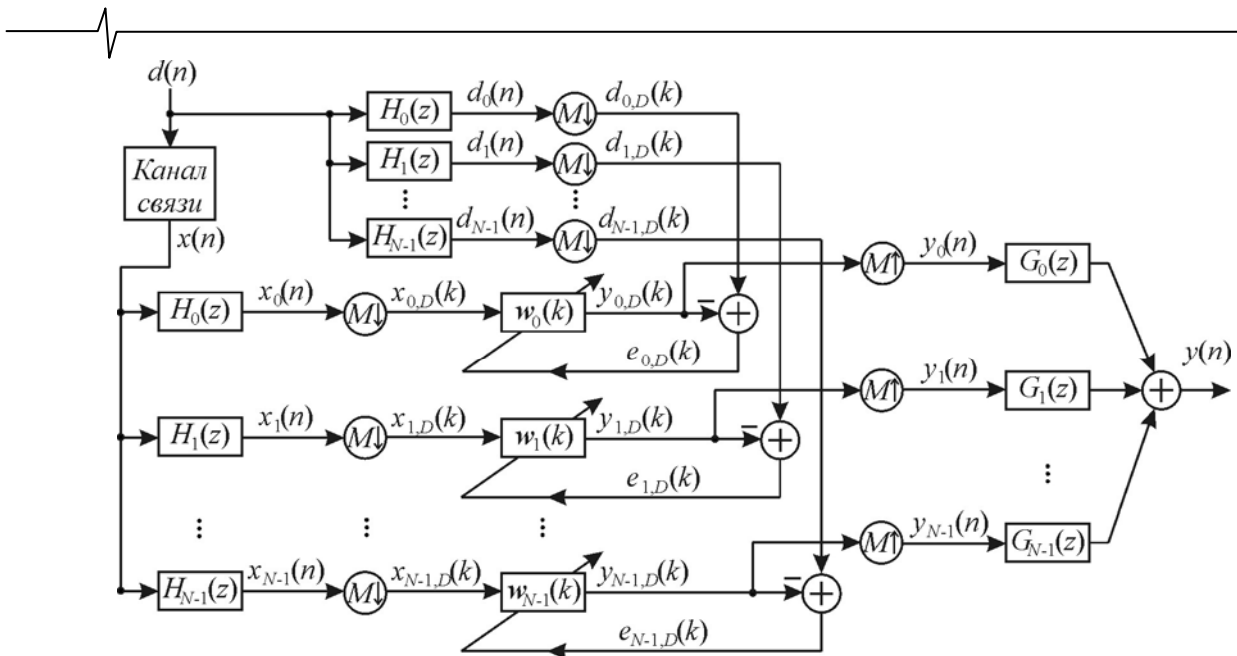


Рис. 1. МАФ с независимой обработкой в каналах

Предполагается, что на этапе предварительной настройки передатчик подаёт на вход канала связи известную в приёмнике настроечную последовательность $d(n)$. Принятый сигнал $x(n)$ и обучающий сигнал $d(n)$ приёмник разделяет на субполосные компоненты: $x_0(n), x_1(n), \dots, x_{N-1}(n)$ и $d_0(n), d_1(n), \dots, d_{N-1}(n)$, где N — число каналов МАФ. Для разделения широкополосных сигналов используются две идентичных друг другу подсистемы фильтров анализа $H_0(z), H_1(z), \dots, H_{N-1}(z)$. После обработки подсистемами анализа входной сигнал и обучающая последовательность подвергаются децимации с коэффициентом прореживания M . Условимся в дальнейших рассуждениях использовать индекс времени n для сигналов на входе и выходе МАФ, обрабатываемых на более высокой частоте дискретизации, а для внутриканальных сигналов, частота дискретизации которых в M раз ниже, будем использовать индекс времени k .

Пусть $\mathbf{w}_i(k) = [w_{i,0}(k), w_{i,1}(k), \dots, w_{i,L-1}(k)]^T$ — вектор весовых коэффициентов адаптивного фильтра i -го канала на k -ой итерации ($i = 0, N-1$, символ T обозначает операцию транспонирования вектора). Здесь L — порядки внутриканальных адаптивных нерекурсивных фильтров (считаем для упрощения, что все адаптивные фильтры имеют одинаковое число весовых коэффициентов). Тогда операцию свёртки с учётом предварительно выполняемой децимации можно записать в следующей форме:

$$y_{i,D}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} w_{i,l}(k) x_{i,D}(k-l) = \mathbf{w}_i^T(k) \mathbf{x}_{i,D}(k), \quad (1)$$

где

$$\mathbf{x}_{i,D}(k) = \mathbf{x}_i(kM) = [x_i(kM), x_i(kM - M), x_i(kM - (L_{eq}/M - 1)M)]^T \quad (2)$$

— вектор отсчётов входного сигнала адаптивного фильтра, установленного в i -м канале (то есть, после децимации), $\mathbf{x}_i(n) = [x_i(n), x_i(n-1), \dots, x_i(n - L_{eq} + 1)]^T$ — вектор отсчётов входного сигнала, поступающего в i -й канал с выхода подсистемы фильтров анализа (то есть, до децимации). Здесь L_{eq} — порядок эквивалентного (Под эквивалентно-

стью в данном случае понимается равенство длин импульсных характеристик, воспроизводимых нерекурсивными адаптивными фильтрами. Фильтры считаются эквивалентными, если их импульсные характеристики охватывают равные интервалы времени. При этом порядки фильтров оказываются обратно пропорциональными частоте дискретизации обрабатываемых ими дискретных выборок) одноканального фильтра. Так как частота дискретизации уменьшается в каналах МАФ в M раз, то во столько же раз прореживаются массивы весовых коэффициентов фильтров: $L_{eq} = L \cdot M$.

Данная структура (рис. 1) содержит N адаптивных фильтров, по одному на каждый канал, настраиваемых независимо друг от друга. Сигнал ошибки, используемый для настройки адаптивного фильтра i -го канала определяется как $e_{i,D}(k) = d_{i,D}(k) - \mathbf{w}_i^T(k) \mathbf{x}_{i,D}(k)$. Выходные сигналы внутриканальных адаптивных фильтров поступают на блок экспандеров, повышающих частоту дискретизации в M раз, до её прежнего значения, после чего подсистема синтеза, состоящая из фильтров $G_0(z), G_1(z), \dots, G_{N-1}(z)$, выполняет объединение N обработанных независимо друг от друга компонентов в результирующий широкополосный выходной сигнал $y(n)$.

В [10, 11] показано, что при использовании полифазных структур для построения подсистем анализа и синтеза объём вычислительных затрат, необходимый для построения многоканального цифрового фильтра, уменьшается примерно в M раз. Эффекты сокращения вычислительных затрат и улучшения качественных показателей настройки МАФ с независимой обработкой рассмотрены в [12].

Сокращение вычислительных затрат обусловлено двумя факторами. С одной стороны, прореживание входного сигнала по времени позволяет вместо одного адаптивного фильтра высокого порядка использовать набор внутриканальных адаптивных фильтров значительно меньших порядков. С другой стороны, понижение частоты дискретизации обеспечивает возможность снижения частоты обращений к внутриканальным элементам. Как правило, экономия вычислительных затрат, достигаемая в результате

совместного действия этих двух факторов, намного превышает их рост, обусловленный переходом от одноканальной структуры к многоканальной, и дополнительными издержками, связанными с необходимостью введения подсистем анализа и синтеза.

Введём следующие обозначения. $\mathbf{d}(n) = [d(n), d(n-1), \dots, d(n-L_H+1)]^T$ — вектор отсчётов обучающей последовательности; $\mathbf{x}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-L_H+1)]^T$ — вектор отсчётов входного сигнала; $\mathbf{h}_i(n) = [h_0, h_1, \dots, h_{L_H-1}]^T$ — вектор коэффициентов i -го фильтра анализа, L_H — порядки фильтров анализа (предполагаем, что все фильтры получены на основе одного общего прототипа и имеют

одинаковые порядки); $\mathbf{g}_i(n) = [g_0, g_1, \dots, g_{L_G-1}]^T$ — вектор коэффициентов i -го фильтра синтеза, L_G — порядки фильтров синтеза (все фильтры синтеза также имеют одинаковые порядки); $\mathbf{y}_i(n) = [y_i(n), y_i(n-1), \dots, y_i(n-L+1)]^T$ — выходной сигнал i -го канала. Отсчёты выходного сигнала i -го канала до и после применения операции интерполяции связывает следующая зависимость:

$$y_i(n) = \begin{cases} y_{i,D}(n/M) & \text{для } n \text{ кратных } M, \\ 0 & \text{для остальных } n. \end{cases}$$

Алгоритм настройки МАФ с независимой обработкой, с учётом введённых обозначений, представлен в таблице 1.

Таблица 1.

Алгоритм настройки МАФ с независимой обработкой в каналах.

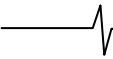
Выполняемые действия	Затраты (V/T_s)
Операции, выполняемые для отсчётов $n = 0, 1, 2, \dots$ на частоте дискретизации $1/T_s$	
1) Объединение компонентов выходного сигнала подсистемой синтеза:	
$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{g}_i^T \mathbf{y}_i(n)$.	$\frac{L_G N}{M}$
Операции, выполняемые для отсчётов $n = 0, M, 2M, \dots$ на частоте дискретизации $1/T_s$	
1) Разделение входного и обучающего сигналов на компоненты подсистемы анализа:	
$x_{i,D}(n) = \mathbf{h}_i^T \mathbf{x}(n), i = 0, \dots, N-1,$	$\frac{L_H N}{M}$
$d_{i,D}(n) = \mathbf{h}_i^T \mathbf{d}(n), i = 0, \dots, N-1.$	$\frac{L_H N}{M}$
Операции, выполняемые для отсчётов $k = 0, 1, 2, \dots$ на частоте дискретизации $1/(MT_s)$	
1) Вычисление отсчётов выходных сигналов внутриканальных адаптивных фильтров:	
$y_{i,D}(k) = \mathbf{w}_i^T(k) \mathbf{x}_i(k), i = 0, \dots, N-1.$	$\frac{LN}{M}$
1) Оценка сигналов ошибки:	
$e_{i,D}(k) = d_{i,D}(k) - y_{i,D}(k), i = 0, \dots, N-1.$	—
2) Обновление векторов весовых коэффициентов:	
$\mathbf{w}_i(k+1) = \mathbf{w}_i(k) + \mu_i \frac{\mathbf{x}_i^*(k) e_{i,D}(k)}{\delta + \ \mathbf{x}_i(k)\ ^2}, i = 0, \dots, N-1.$	$\frac{2LN}{M}$
В таблице используются следующие обозначения. N — число каналов МАФ, μ_i — шаг адаптации фильтра i -го канала, $L = L_{eq}/M$ — число настраиваемых весовых коэффициентов в каждом из внутриканальных адаптивных фильтров, L_{eq} — порядок эквивалентного одноканального адаптивного фильтра, L_H — порядок фильтров подсистемы анализа, L_G — порядок фильтров подсистемы синтеза, M — коэффициент децимации. V/T_s — объём вычислительных затрат, определяемый как среднее число операций комплексного умножения, выполняемых за время T_s , равное шагу дискретизации входного сигнала МАФ. Малая положительная константа δ вводится, для того чтобы повысить устойчивость алгоритма в случае приёма сигнала малой мощности [2].	

МАФ с зависимой обработкой в каналах

Структура МАФ с зависимой обработкой в каналах в упрощённом виде показана на рис. 2. Имеются разные варианты построения таких МАФ. Особенность изображённой на рис. 2 структуры состоит в том, что в ней для формирования выходного сигнала $y(n)$ не используется подсистема синтеза, а внутриканальные адаптивные фильтры работают на высокой частоте дискретизации. Хотя все адаптивные фильтры работают без понижения

частоты дискретизации, частоту обращения к ним всё же удаётся понизить в M раз.

Пусть, как и прежде, $\mathbf{w}(k) = [w_0(k), w_1(k), \dots, w_{L-1}(k)]^T$ — вектор весовых коэффициентов адаптивного фильтра на k -ой итерации, L — порядок адаптивного КИХ-фильтра. В отличие от МАФ с независимой обработкой, в структуре, изображённой на рис. 2, во всех каналах используется по сути один и тот же адаптивный фильтр, настраиваемый по единому сигналу ошибки $e(n)$, соб-



ранному подсистемой синтеза из внутриканальных сигналов ошибки, вычисленных в отдельных каналах МАФ. Операцию свёртки с учётом предварительно выполняемой децимации можно записать в следующей форме:

$$y_{i,D}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} w_{i,l}(k)x_i(kM-l) = \mathbf{w}_i^T(k)\mathbf{x}_i(k), \quad (3)$$

где

$$\mathbf{x}_i(k) = [x_i(kM), x_i(kM-1), \dots, x_i(kM-M+1), x_i(kM-M), \dots, x_i(kM-L+1)]^T \quad (4)$$

— вектор отсчётов входного сигнала, поступающего в i -й канал МАФ.

Выражения (3) и (4) отличаются от (1) и (2) тем, что в них не используется прореживание входного сигнала

($L_{eq} = L$). Поэтому полифазный метод построения подсистем анализа для МАФ с зависимой обработкой в каналах применить не удастся. Следовательно, применение таких МАФ не приводит к сокращению объёма вычислительных затрат и обеспечивает преимущество только с позиции улучшения качественных характеристик адаптивного фильтра.

Поскольку адаптивный фильтр настраивается без понижения частоты дискретизации, после завершения процесса настройки подсистемы анализа можно исключить из структуры МАФ, что позволяет повысить точность восстановления сигнала и полностью устранить временную задержку, вносимую в обрабатываемый сигнал подсистемами анализа.

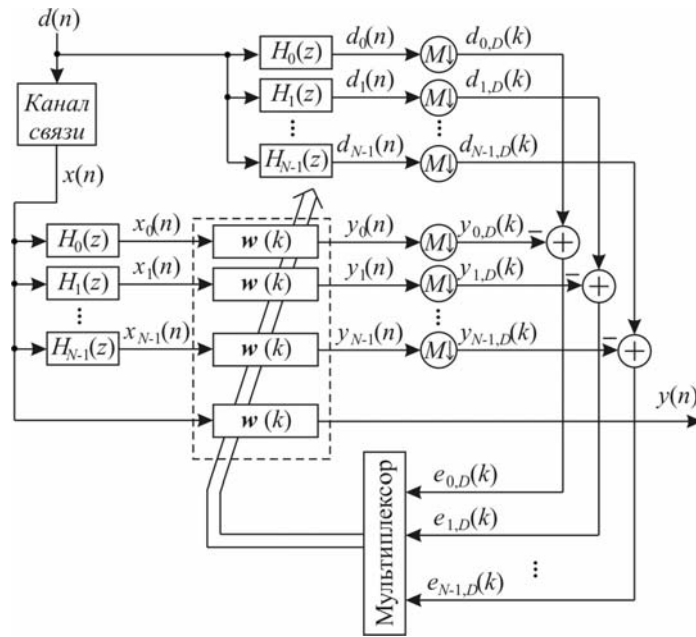


Рис. 2. МАФ с зависимой обработкой в каналах без применения подсистемы синтеза для формирования выходного сигнала

Таблица 2.

Алгоритм настройки МАФ с зависимой обработкой в каналах.

Выполняемые действия	Затраты (V/T_s)
Операции, выполняемые для отсчётов $n = 0, 1, 2, \dots$ на частоте дискретизации $1/T_s$	
1) Вычисление очередного отсчёта выходного сигнала: $y(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n)$.	L
2) Разделение входного и обучающего сигналов на компоненты подсистемы анализа: $x_i(n) = \mathbf{h}_i^T \mathbf{x}(n), \quad i = 0, \dots, N-1,$	$L_H N$
$d_i(n) = \mathbf{h}_i^T \mathbf{d}(n), \quad i = 0, \dots, N-1.$	$\frac{L_H N}{M}$
Операции, выполняемые для отсчётов $k = 0, 1, 2, \dots$ на частоте дискретизации $1/(MT_s)$	
1) Оценка сигналов ошибки: $e_{i,D}(k) = d_{i,D}(k) - \mathbf{w}^T(k)\mathbf{x}_i(k),$ $i = 0, \dots, N-1.$	$\frac{LN}{M}$
2) Обновление вектора весовых коэффициентов: $\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \mu \sum_{i=0}^N \frac{\mathbf{x}_i^*(k)e_{i,D}(k)}{\delta + \ \mathbf{x}_i(k)\ ^2}.$	$\frac{2LN}{M}$

В таблице используются следующие обозначения: N — число каналов МАФ, μ — шаг адаптации, L — число настраиваемых весовых коэффициентов (порядок МАФ), L_H — порядок фильтров подсистемы анализа, L_G — порядок фильтров подсистемы синтеза, M — коэффициент децимации. V/T_s — объём вычислительных затрат, определяемый как среднее число операций комплексного умножения, выполняемых за время T_s , равное шагу дискретизации входного сигнала МАФ. Малая положительная константа δ вводится для того, чтобы повысить устойчивость алгоритма в случае приёма сигнала малой мощности [2].

МАФ с динамическим выбором каналов

Замечательным свойством МАФ является возможность организации в них отдельной обработки разных участков спектра входного сигнала. Это позволяет гибко и оперативно формировать структуру МАФ, настраивая её наилучшим образом в соответствии с характеристиками каждого конкретного сеанса связи. Целый ряд возможных подходов к оптимизации структуры МАФ рассмотрен в [13, 14, 15]. В данной статье особое внимание будет уделено эквалайзерам с динамическим выбором каналов (ДКЭ), построенным на основе МАФ.

Получим правила исключения каналов МАФ (*Вывод правил исключения каналов аналогичен рассуждениям статьи [17], хотя в [17] похожее правило выводится для эккомпенсатора акустических сигналов с вещественными коэффициентами*). Пусть \mathbf{w}_0 — вектор весовых коэффициентов, соответствующий оптимальной настройке адаптивного КИХ-фильтра. И пусть $\hat{\mathbf{w}}(k) = \mathbf{w}_0 - \mathbf{w}(k)$ — вектор невязки в определении весовых коэффициентов на k -й итерации. Адаптивный алгоритм сходится, если при переходе к очередной итерации алгоритма убывает средний квадрат невязки.

$$E[\|\hat{\mathbf{w}}(k+1)\|^2] - E[\|\hat{\mathbf{w}}(k)\|^2] < 0. \tag{5}$$

Воспользовавшись правилом обновления вектора весовых коэффициентов из таблицы 2 и предполагая независимость процессов настройки в соседних каналах, как это сделано в [16, 17], получим

$$E[\|\hat{\mathbf{w}}(k+1)\|^2] = E[\|\hat{\mathbf{w}}(k)\|^2] + \mu^2 \sum_{i=0}^{N-1} E\left[\frac{|e_{i,D}(k)|^2}{\|\mathbf{x}_i(k)\|^2}\right] - 2\mu \sum_{i=0}^{N-1} E\left[\frac{\hat{\mathbf{w}}^T(k) \mathbf{x}_i^*(k) e_{i,D}(k)}{\|\mathbf{x}_i(k)\|^2}\right] = E[\|\hat{\mathbf{w}}(k)\|^2] - \Delta,$$

где для упрощения записи символом Δ обозначено выражение:

$$\Delta = 2\mu \sum_{i=0}^{N-1} E\left[\frac{\hat{\mathbf{w}}^T(k) \mathbf{x}_i^*(k) e_{i,D}(k)}{\|\mathbf{x}_i(k)\|^2}\right] - \mu^2 \sum_{i=0}^{N-1} E\left[\frac{|e_{i,D}(k)|^2}{\|\mathbf{x}_i(k)\|^2}\right]. \tag{6}$$

Из (5) и (6) следует, что алгоритм сходится, если при переходе к очередной итерации алгоритма убывает средний квадрат невязки, то есть если $\Delta > 0$. Причём увеличение Δ приводит к ускорению процесса настройки алгоритма. Пусть $v_{i,D}(k)$ — составляющая шума с дисперсией $|\sigma_{v_{i,D}}|^2$, поступающая в i -й канал МАФ.

С учётом того, что $e_{i,D}(k) = \hat{\mathbf{w}}^T(k) \mathbf{x}_i(k) + v_{i,D}(k)$,

выражение (6) примет следующий вид:

$$\Delta = \mu(2 - \mu) \sum_{i=0}^{N-1} \left(E\left[\frac{|e_{i,D}(k)|^2}{\|\mathbf{x}_i(k)\|^2}\right] - \frac{2|\sigma_{v_{i,D}}|^2}{2 - \mu} E\left[\frac{1}{\|\mathbf{x}_i(k)\|^2}\right] \right). \tag{7}$$

При этом предполагается, что составляющие аддитивного шума канала связи, попадающие в разные каналы МАФ, не зависят друг от друга и подчиняются гауссовскому закону распределения. Кроме того, аддитивный шум, вносимый каналом связи, считается независимым от передаваемого полезного сигнала $\mathbf{x}(n)$, а невязка $\hat{\mathbf{w}}(k)$ считается независимой от величины аддитивного шума на предыдущей итерации (то есть, от $v_{i,D}(k-1)$, где $i=0, N-1$ — порядковый номер канала МАФ).

В [16] показано, что разброс значений $\|\mathbf{x}_i(k)\|^2$, проявляющийся в процессе настройки адаптивного фильтра высокого порядка, на интервале нескольких последовательно взятых итераций в большинстве практических приложений оказывается настолько мал, что им можно пренебречь. Поэтому, следуя рассуждениям [16], будем считать, что

$$E\left[\frac{|e_{i,D}(k)|^2}{\|\mathbf{x}_i(k)\|^2}\right] \approx \frac{E[|e_{i,D}(k)|^2]}{E[\|\mathbf{x}_i(k)\|^2]}$$

и

$$E\left[\frac{1}{\|\mathbf{x}_i(k)\|^2}\right] \approx \frac{1}{E[\|\mathbf{x}_i(k)\|^2]}.$$

Тогда выражение Δ , записанное ранее в форме (7), можно заменить его приближённой оценкой:

$$\hat{\Delta} = \mu(2 - \mu) \sum_{i=0}^{N-1} \left(\frac{E[|e_{i,D}(k)|^2] - \frac{2|\sigma_{v_{i,D}}|^2}{2 - \mu}}{E[\|\mathbf{x}_i(k)\|^2]} \right). \tag{8}$$

Если $0 < \mu < 2$, то постоянный коэффициент $\mu(2 - \mu)$ всегда положителен. И, как следует из (8), при выполнении условия

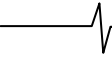
$$E[|e_{i,D}(k)|^2] > 2|\sigma_{v_{i,D}}|^2 / (2 - \mu),$$

i -й канал МАФ способствует увеличению величины $\hat{\Delta}$, а при выполнении обратного ему условия

$$E[|e_{i,D}(k)|^2] < 2|\sigma_{v_{i,D}}|^2 / (2 - \mu),$$

i -й канал МАФ способствует уменьшению величины $\hat{\Delta}$. Поэтому с целью ускорения процесса настройки адаптивного фильтра имеет смысл отключать каналы, влияние которых на k -й итерации не приводит к уменьшению среднего квадрата невязки $\hat{\mathbf{w}}(k)$, проводя настройку только в тех каналах структуры МАФ, для которых выполняется условие

$$E[|e_{i,D}(k)|^2] > 2|\sigma_{v_{i,D}}|^2 / (2 - \mu).$$



Поскольку величину математического ожидания невозможно определить по результату одного отдельного измерения, то в последнем неравенстве имеет смысл воспользоваться приближённой заменой:

$$E\left[|e_{i,D}(k)|^2\right] \approx |e_{i,D}(k)|^2.$$

Величина аддитивного шума на выходе канала связи в большинстве практических приложений оценивается на интервале специально предусмотренных пауз, когда передача полезных сигналов прекращается, или в рабочем режиме на основе какой-либо из множества широко известных специальных методик.

Введём несколько обозначений. Пусть на k -й итерации выбрано $N(k)$ каналов МАФ. Обозначим всё множество выбранных каналов

$$\Xi_{N(k)} = \{\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_{N(k)}\}$$

Элементами $\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_{N(k)}$ данного множества являются порядковые номера выбранных каналов МАФ на k -й итерации.

Теперь, с учётом введённых обозначений, предлагаемый алгоритм настройки вектора весовых коэффициентов комплексного ДКЭ запишется в следующей аналитической форме:

$$\mathbf{w}(k+1) = \begin{cases} \mathbf{w}(k) + \mu \sum_{i=0}^{N(k)} \frac{\mathbf{x}_{\xi_i}^*(k) e_{\xi_i,D}(k)}{\|\mathbf{x}_{\xi_i}(k)\|^2}, & N(k) > 0, \\ \mathbf{w}(k), & N(k) = 0, \end{cases} \quad (9,a)$$

где $\Xi_{N(k)} = \{\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_{N(k)}\}$ — множество каналов МАФ, для которых выполняется неравенство

$$|e_{\xi_i,D}(k)|^2 > \frac{2|\sigma_{v_{\xi_i,D}}|^2}{2 - \mu}. \quad (9,b)$$

Условия (9) позволяют ввести новый алгоритм настройки МАФ с зависимой обработкой в каналах. Этот алгоритм полностью аналогичен приведённому в таблице 2 и отличается только тем, что в структуре, показанной на рис. 2, используются не все N , а лишь $N(k)$ каналов. Причём количество и порядковые номера выбранных каналов определяются на каждой очередной итерации k .

Для МАФ с независимой обработкой нетрудно получить условия, аналогичные условиям (9):

$$\mathbf{w}_{\xi_i}(k+1) = \begin{cases} \mathbf{w}_{\xi_i}(k) + \mu_{\xi_i} \frac{\mathbf{x}_{\xi_i}^*(k) e_{\xi_i,D}(k)}{\|\mathbf{x}_{\xi_i}(k)\|^2}, & N(k) > 0, \\ \mathbf{w}_{\xi_i}(k), & N(k) = 0, \end{cases} \quad (10,a)$$

где $\Xi_{N(k)} = \{\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_{N(k)}\}$ — множество каналов МАФ, для которых выполняется неравенство

$$|e_{\xi_i,D}(k)|^2 > \frac{2|\sigma_{v_{\xi_i,D}}|^2}{2 - \mu_{\xi_i}}. \quad (10,b)$$

В правилах исключения каналов (9,б) и (10,б) используется оценка мгновенного значения ошибки. Можно предложить алгоритмы, исключающие каналы МАФ на основе усреднённой оценки.

Для МАФ с зависимой обработкой в каналах получаем на основе (9) следующие правила исключения:

$$\mathbf{w}(k+1) = \begin{cases} \mathbf{w}(k) + \mu \sum_{i=0}^{N(k)} \frac{\mathbf{x}_{\xi_i}^*(k) e_{\xi_i,D}(k)}{\|\mathbf{x}_{\xi_i}(k)\|^2}, & N(k) > 0, \\ \mathbf{w}(k), & N(k) = 0, \end{cases} \quad (11,a)$$

где $\Xi_{N(k)} = \{\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_{N(k)}\}$ — множество каналов МАФ, для которых выполняется неравенство

$$\sum_{\kappa=k-K+1}^k |e_{\xi_i,D}(k)|^2 > \frac{2K\beta|\sigma_{v_{\xi_i,D}}|^2}{2 - \mu}, \quad (11,b)$$

где β — положительный коэффициент относительного повышения порога (выбирается произвольно), K — интервал усреднения.

Для МАФ с независимой обработкой в каналах получаем на основе (10) следующие правила исключения:

$$\mathbf{w}_{\xi_i}(k+1) = \begin{cases} \mathbf{w}_{\xi_i}(k) + \mu_{\xi_i} \frac{\mathbf{x}_{\xi_i}^*(k) e_{\xi_i,D}(k)}{\|\mathbf{x}_{\xi_i}(k)\|^2}, & N(k) > 0, \\ \mathbf{w}_{\xi_i}(k), & N(k) = 0, \end{cases} \quad (12,a)$$

где $\Xi_{N(k)} = \{\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_{N(k)}\}$ — множество каналов МАФ, для которых выполняется неравенство

$$\sum_{\kappa=k-K+1}^k |e_{\xi_i,D}(k)|^2 > \frac{2K\beta|\sigma_{v_{\xi_i,D}}|^2}{2 - \mu_{\xi_i}}. \quad (12,b)$$

Результаты компьютерного моделирования

Для эксперимента была выбрана модель, аналогичная предложенной в [18]: 4-позиционная относительная фазовая манипуляция (QPSK) с использованием кода Грея, скорость передачи равна 10 Мбит/с. Фильтрация импульсов осуществляется на приёмной и передающей сторонах цифровым фильтром с характеристикой типа «приподнятый косинус», нормированной на квадратный корень, и коэффициентом спада, равным 0,23. Как и в [18], при модуляции используется одна несущая частота, но обработка сигнала осуществляется во временной области (без вычисления спектра при помощи преобразования Фурье). Предполагается, что настройка происходит по известному в приёмнике эталонному сигналу, поэтому пилот-сигналы в модели отсутствуют.

В качестве модели канала связи была выбрана стационарная модель многолучевого распространения радиосигнала в среде городского типа, описанная в [18, 19]. Параметры такого канала приводятся ниже в табличной форме (таблица 3).

Таблица 3.

Параметры модели многолучевого канала связи [18, 19] (указаны мощности лучей и соответствующие им задержки)

Мощность луча, дБ	0 0,01 0,03 0,36 0,37 0,385 0,25 0,26 0,28 1,04 1,045 1,065 2,73 2,74 2,76 4,6 4,61 4,625
Задержка, мкс	3,00 5,22 6,98 5,22 7,44 9,19 4,72 6,94 8,69 8,19 10,41 12,17 12,05 14,27 16,03 15,50 17,72 19,48

Все эксперименты проводились для 16-канальных комплексных адаптивных фильтров ($N = 16$) с 14-кратным понижением частоты дискретизации ($M = 14$). Для обеспечения равной точности настройки в установленном режиме при моделировании для всех адаптивных фильтров был задан один и тот же эквивалентный порядок: $L_{eq} = 512$. Система анализа-синтеза строилась по методике, предложенной в [20]: 16-канальное разделение сигналов ($N = 16$) с 14-кратным понижением частоты дискретизации ($M = 14$).

При моделировании на выходе канала связи к полезному сигналу добавлялся аддитивный белый гауссовский шум. Отношение сигнал-шум на выходе канала связи равнялось 30 дБ. О скорости и точности настройки эквалайзеров на основе МАФ с зависимой и с независимой обработкой можно судить по обучающим кривым, показанным на рис. 3.

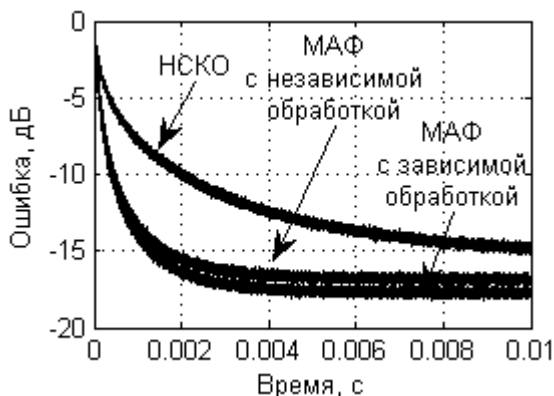


Рис. 3. Обучающие кривые эквалайзеров, построенных на основе МАФ, в сравнении с одноканальным эквалайзером, построенным на основе классического алгоритма НСКО

Введение операции исключения каналов по правилам, приведённым в предыдущем разделе, практически не влияет на точность и скорость настройки эквалайзеров. По крайней мере, если какие-либо различия в скорости и точности настройки существуют, то они настолько малы, что по графикам их выявить не удаётся.

В случае исключения каналов по методике, основанной на мгновенном оценивании ошибки, то есть в соответствии с правилами (9) и (10), число используемых каналов $N(k)$ при указанных выше условиях проведения экспериментов составляло в среднем 13,2 (рис. 4).

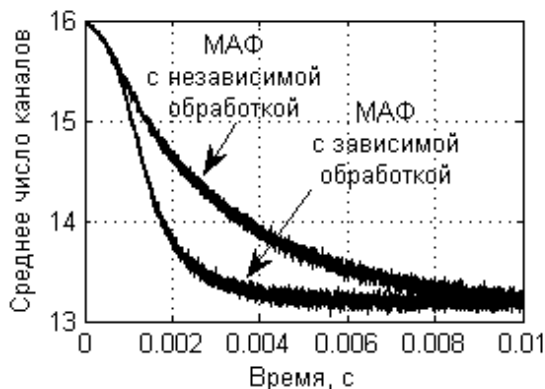


Рис. 4. Среднее число каналов, выбранное МАФ на основе мгновенного оценивания ошибки

Для сравнения на этом же графике показана обучающая кривая одноканального эквалайзера, в котором адаптация выполняется на основе классического алгоритма НСКО (графики, представленные на рис. 3 – 5, получены путём усреднения результатов, собранных по 1500 экспериментам).

При исключении каналов по усреднённой оценке математического ожидания сигнала ошибки, то есть в соответствии с правилами (11) и (12), число используемых каналов $N(k)$ спадало так, как это показано на рис. 5.

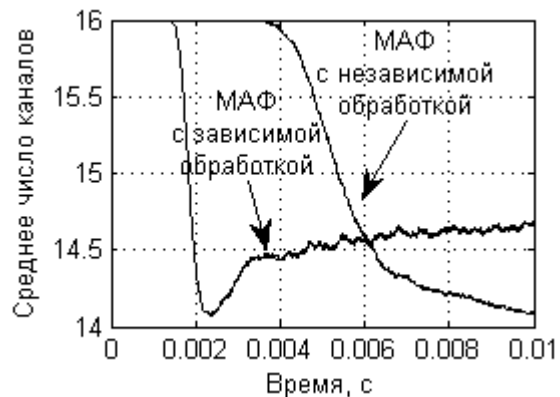


Рис. 5. Среднее число каналов, выбранное МАФ с усреднённой оценкой математического ожидания сигнала ошибки (интервал усреднения $K = 320$, $\beta = 2$)

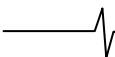
Не трудно оценить затраты на реализацию адаптивных алгоритмов. Эквалайзер на основе алгоритма МАФ с независимой обработкой требует $V/T_s = 3N/M \cdot (L_H + L_{eq}/M) = 400$ умножений на каждый отсчёт входного сигнала, а эквалайзер на основе МАФ с зависимой обработкой требует $V/T_s = (N+N/M) L_H + (1 + 3N/M) L_{eq} = 3639$ умножений на отсчёт. При расчётах для определённости предполагается, что $L_H = 80$.

Для сравнения, эквалайзеру, используемому для настройки стандартный алгоритм НМНК, необходимо $3 \cdot 512 = 1536$ умножений.

При использовании МАФ с самоорганизующейся структурой вычислительные затраты на реализацию эквалайзеров сокращаются. ДКЭ на основе алгоритма МАФ с независимой обработкой требует $V/T_s = N/M \cdot (3L_H + L_{eq}/M) + N(k)L_{eq}/M^2 = 316 \dots 400$ умножений на отсчёт, а ДКЭ на основе алгоритма МАФ с зависимой обработкой требует $V/T_s = (N+N/M) L_H + (1 + N/M) L_{eq} + 2N(k)L_{eq}/M = 2469 \dots 3639$ умножений на отсчёт.

Выводы

Использование методов самоорганизации в алгоритмах настройки МАФ позволяет существенно снизить вычислительные затраты на их реализацию и создаёт возможность повышения эффективности работы эквалайзеров при ограничениях, накладываемых производительностью выбранной элементной базы. Применение ДКЭ на основе МАФ с зависимой обработкой в каналах более выгодно, чем на основе МАФ с независимой обработкой, с точки зрения повышения качественных характеристик процесса настройки. Кроме того, ДКЭ на основе МАФ с зависимой обработкой не вносят допол-



нительной задержки в обработку сигнала. Применение ДКЭ на основе МАФ с независимой обработкой позволяет значительно снизить вычислительные затраты, что часто оказывается намного более важным преимуществом, чем повышение качества настройки.

Литература

1. Falconer D., Ariyavisitakul S.L., Benyamin-Seeyar A., Eidson B. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems // IEEE Communications Magazine. 2002. – № 4. – pp. 58-66.
2. Певзнер Л.Д., Чураков Е.П. Математические основы теории систем: Учеб. пособие. – М.: Высш. шк., 2009. – 503 с.
3. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов / Пер с англ. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
4. Уидроу Б. и др. Комплексная форма алгоритма НСКО // ТИИЭР. 1975. – № 3. – С. 49 – 51.
5. Коуэн К.Ф., Грант П.М. Адаптивные фильтры / Пер. с англ. – М.: Мир, 1988. – 392 с.
6. Nagumo J.I., Noda A. A learning method for system identification // IEEE Transactions on autom. control. 1967. – Vol. AC-12. – pp. 282 – 287.
7. Albert A.E. and Gardner L.S., JR. Stochastic Approximation and Nonlinear Regression – MA: Cambridge, MIT Press, 1967.
8. Haykin S., Adaptive filter theory, 4th ed. – Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2002. – 936 с.
9. Sayed A.H., Fundamentals of adaptive filtering. – New York: Wiley, 2003.
10. Crochiere R.E., Rabiner L.R. Multirate digital signal processing. – NJ: Prentice-Hall, 1983. – 411 с.
11. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. – М.: Радио и связь, 1993. – 240 с.
12. Линович А.Ю. Применение методов частотно-временной декомпозиции при решении задачи обратного моделирования // Цифровая обработка сигналов. 2005. – № 3. – С. 28 – 37.
13. Vityazev V.V., Linovich A.J. Flexible time-frequency decomposition in subband equalization // 17th Telecommunications forum "TELFOR 2009", Serbia, Belgrade. – November 24-26, 2009. – pp. 540-543.
14. Линович А.Ю. Эквалайзер с адаптивной многоканальной структурой // 12-я международная конференция и выставка «Цифровая обработка сигналов и ее применение», Москва. – Март, 2010 – М: Тез. докл. Т.1.
15. Vityazev V.V., Linovich A.Y. A subband equalizer with the flexible structure of the analysis/synthesis subsystem // Proc. 2010 IEEE Region 8 International Conference on Computational Technologies in Electrical and Electronics Engineering "SIBIRCON-2010," vol. 1, Irkutsk – Listvyanka, Russia. – July 11–15, 2010. – pp. 174–178.
16. Lee K.A., Gan W.S. Improving convergence of the NLMS algorithm using constrained subband updates // IEEE signal processing letters. 2004. – № 9. – pp. 736 – 739.
17. Kim S.E., Choi Y.S., Song M.K., Song W.J. A subband adaptive filtering algorithm employing dynamic selection of subband filters // IEEE signal processing letters. 2010. – № 3. – pp. 245 – 248.
18. Ng B., Lam C.T., Falconer D. Turbo frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems // IEEE transactions on wireless communications. 2007 – № 2. – pp. 759 – 767.
19. Auer G., et al. Assessment of radio-link technologies // WINNER Deliverable D2.3 (section 3.1). Feb. 2005. – Available: [https://www.istwinner.org/Deliverable Documents/D2-3.pdf](https://www.istwinner.org/Deliverable_Documents/D2-3.pdf).
20. Harteneck M., Weiss S., Stewart R.W. Design of near perfect reconstruction oversampled filter banks for subband adaptive filters // IEEE transactions on circuits and systems II. 1999. – № 8. – pp. 1081 – 1086.

METHODS OF MULTIRATE SIGNAL PROCESSING IN SUBBAND ADAPTIVE FILTERS WITH THE SELF-ORGANIZING STRUCTURES: EQUALIZERS WITH DYNAMIC CHANNEL SELECTION

Linovich A.Y.

Adaptive algorithms for the self-organizing subband equalizers are proposed. Simulation results demonstrating their performance in the wideband communication equipment are supplied. The series of advantages and drawbacks of all described multi-channel structures are considered. Many different details for this way of equalizing in wireless communications are discussed.

**Работа проводилась при финансовой поддержке Федерального агентства по науке и инновациям.
Госконтракт № 02.740.0002.**

УДК 621.396.4

АЛГОРИТМ СОВМЕСТНОЙ ДЕМОДУЛЯЦИИ И ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ КАНАЛА СВЯЗИ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ С НЕСКОЛЬКИМИ АНТЕННАМИ (MIMO) И ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ (OFDM)

*Крейнделин В.Б., д.т.н., профессор Московского технического университета связи и информатики
Колесников А.В., инженер-программист ЗАО «Мобилайз», alexsander.kolesnikov@gmail.com*

Ключевые слова: ортогональное частотное мультиплексирование, демодуляция, когерентный прием, оценивание параметров, канал связи, антенна, пилот-сигнал.

Введение

В системах связи, использующих ортогональное частотное мультиплексирование (OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing), для достижения высокой энергетической эффективности необходимо использовать когерентный прием [1], что предъявляет серьезные требования к точности фильтрации комплексного множителя канала, который может меняться во времени в случае движения абонента. В системе (MIMO - Multiple-Input-Multiple-Output), имеющей несколько передающих и несколько приемных антенн, данные поступают одновременно во все передающие антенны, а на приемной стороне обрабатываются совместно. Структурная схема канала связи такой системы представлена на Рис. 1.

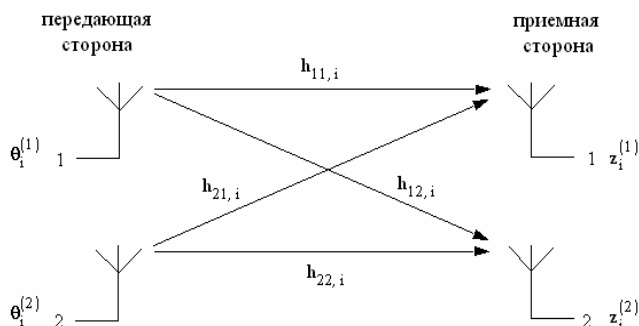


Рис. 1. Структурная схема канала для системы связи с двумя передающими и двумя приемными антеннами.

Для оценивания (фильтрации) комплексного множителя канала связи в системах с MIMO и OFDM используются пилот-сигналы, известные на приемной стороне и передаваемые через определенные временные интервалы [2]. Зная значения пилот-символов и их позиции в кадре, можно на приемной стороне вычислить значения комплексных коэффициентов передачи канала на этих позициях и интерполировать значения этих коэффициентов передачи канала для соседних информационных символов. Очевидно, что от точности этой интерполяции зависит качество оценки коэффициентов передачи канала для кадра в целом и, соответственно, качество синхронизации. Известны оптимальные алгоритмы ре-

Проведено обобщение разработанного ранее итерационного алгоритма совместной демодуляции информационных символов и оценивания комплексного множителя канала связи в системах OFDM с MIMO, обладающего высокой эффективностью при приемлемой вычислительной сложности по сравнению с известными подходами.

шения такой задачи [4], [5], однако на практике их применение весьма затруднено (а часто и совсем невозможно) из-за очень высокой вычислительной сложности.

Особенность задачи фильтрации параметров канала связи в системах с OFDM и MIMO состоит в том, что при наличии нескольких антенн, присутствует корреляция между разными антеннами, которую необходимо учитывать [3]. Пренебрежение корреляцией приводит к недостаточной точности оценивания и снижает эффективность системы.

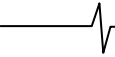
Цель данной работы – обобщить разработанный в [11] алгоритм фильтрации комплексного множителя канала связи в системах OFDM для использования в системах с несколькими антеннами.

В [11] авторами был разработан алгоритм, использующий в качестве математической модели канала связи модель с частотно-селективными релеевскими замираниями и аддитивным шумом и осуществляющий фильтрацию комплексных множителей по пилот-сигналам, равномерно распределенным на частотно-временной плоскости. Полученные оценки затем экстраполируются на соседние с пилот-символами информационные сигналы. Алгоритм оценивания и экстраполяции построен на основе алгоритма фильтрации Калмана. При разработке алгоритма была учтена корреляция сигналов, передаваемых по разным антеннам.

В [11] была использована следующая модель системы с K поднесущими:

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

где обозначено: $Y(i)$ - 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 на



блюдения с нулевым средним и известной корреляционной матрицей V_η ; I - число информационных тактовых интервалов, определяющее время наблюдения.

Демодуляция информационных символов

Предположим, что имеется экстраполированная оценка $A(i)$ матрицы $A(i)$ комплексных множителей канала связи:

$$\dot{A}(i) = A(i) + \Delta A(i), \quad (2)$$

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

Подставляя (2) в (1), получим новую модель наблюдения:

$$Y(i) = \dot{A}(i)\theta(i) + \eta(i) + \delta(i), \quad i = 1; 2; \dots; I, \quad (3)$$

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:

$$D_\delta(i) = E\{\delta(i) \cdot \delta'(i)\} = E\{\Delta A(i) \cdot \theta(i) \cdot \theta'(i) \cdot \Delta A'(i)\} = \tilde{V}(i), \quad (4)$$

где $\tilde{V}(i) = \text{diag}\{V(i)\}$ - диагональная матрица, на главной диагонали которой расположены дисперсии ошибок оценивания комплексных множителей канала связи.

Задача демодуляции применительно к модели наблюдения (3) 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 $V_\delta(i) = V_\eta + \tilde{V}(i)$. Как было показано в [11], для этого может быть применен любой из известных алгоритмов демодуляции, например линейный алгоритм.

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:

$$Y(i) = \mathcal{G}(i)a(i) + \eta(i), \quad (5)$$

где $\mathcal{G}(i)$ - квадратная диагональная матрица, диагональные элементы которой - либо пилот-сигналы, либо нулевые элементы.; $a(i)$ - K -мерный вектор-столбец, элементы которого есть диагональные элементы матрицы $A(i)$, т.е.,

$$a(i) = [A_{11}(i); A_{22}(i); \dots; A_{KK}(i)]^T \dots$$

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

$$\hat{\mathcal{G}}(i) = \mathcal{G}(i) + \Delta \mathcal{G}(i) \quad (6)$$

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

Подставляя (6) в (5), получим следующую преобразованную модель наблюдения:

$$Y(i) = \hat{\mathcal{G}}(i)a(i) + \varepsilon(i), \quad (7)$$

где $\varepsilon(i) = \Delta \hat{\mathcal{G}}(i)a(i) + \eta(i)$ - случайный вектор с нулевым средним и следующей корреляционной матрицей:

$$D_\varepsilon(i) = V_\theta(i) * [a(i) \cdot a'(i)] + V_\eta, \quad (8)$$

где знак * означает поэлементное умножение матриц. Заметим, что в выражение (8) для $D_\varepsilon(i)$ входит неизвестный вектор $a(i)$ комплексных множителей канала, и поэтому использовать (8) для вычисления $D_\varepsilon(i)$ невозможно. Заменяя в (8) истинное значение неизвестного вектора $a(i)$ его экстраполированной оценкой $\hat{a}(i)$, получим следующее приближенное выражение для корреляционной матрицы $D_\varepsilon(i)$:

$$D_\varepsilon(i) \approx V_\theta(i) * [\hat{a}(i) \cdot \hat{a}'(i)] + V_\eta \quad (9)$$

Будем считать, что уравнение состояния для вектора $a(i)$ имеет следующий вид:

$$a(i) = a(i-1) + \xi(i), \quad i = 1; 2; \dots; I \quad (10)$$

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 (7) и уравнение состояния (10), с помощью теории линейной фильтрации Калмана [7,8], нетрудно получить следующий алгоритм фильтрации комплексного множителя канала связи:

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

$$K(i) = \mathcal{G}'(i) \cdot U(i) \cdot [\mathcal{G}'(i) \cdot U(i) \cdot \mathcal{G}(i) + D_\varepsilon(i)]^{-1} \quad (11)$$

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

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

где U - экстраполированная корреляционная матрица ошибок фильтрации; V - апостериорная корреляционная матрица ошибок фильтрации; K - матрица коэффициентов усиления фильтра Калмана. Знаком ' обозначена операция эрмитова сопряжения.

Отметим, что корреляционная матрица шумов возбуждения W_p в уравнениях состояния (3) и (10) 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.

Далее на каждой итерации происходит последовательная оценка параметров канала и демодуляция информационных символов с использованием полученных оценок.

Обобщение на случай MIMO

Для простоты будем рассматривать систему с двумя передающими и двумя приемными антеннами, которая содержит минимальное количество антенн, но в тоже время представляет собой полноценную систему MIMO.

Перепиывая модель наблюдения для демодуляции (3) отдельно для разных приемных антенн и проведя векторно-матричные преобразования, получим:

$$z_i = H_i \theta_i + \eta_i + \delta_i, \tag{12}$$

где z_i , θ_i , η_i и δ_i - векторы размерности 2M. H_i - матрица комплексных множителей канала размерности 2M x 2M. Шум $\eta_i + \delta_i$ имеет нулевое среднее и корреляционную матрицу $V_{v,i} = V_{\eta,i} + V_{\delta,i}$ размерности 2M x 2M.

Корреляционная матрица $V_{\delta,i}$ имеет следующую структуру:

$$V_{\delta,i} = E\{\delta_i \delta_i^H\} = \begin{bmatrix} E\{|\Delta h_{1,1}|^2 + |\Delta h_{2,1}|^2\} & E\{\Delta h_{1,1} \Delta h_{1,2}^H + \Delta h_{2,1} \Delta h_{2,2}^H\} \\ E\{\Delta h_{1,2} \Delta h_{1,1}^H + \Delta h_{2,2} \Delta h_{2,1}^H\} & E\{|\Delta h_{1,2}|^2 + |\Delta h_{2,2}|^2\} \end{bmatrix} \tag{13}$$

Так как корреляционная матрица ошибок оценивания имеет структуру: $R_i = E\{\Delta h_i \Delta h_i^H\}$, то подставляя в (13) элементы матрицы R_i , получим:

$$V_{\delta,i} = \begin{bmatrix} R_{11,i} + R_{22,i} & R_{13,i} + R_{24,i} \\ R'_{13,i} + R'_{24,i} & R_{33,i} + R_{44,i} \end{bmatrix} \tag{14}$$

Матрица $V_{\delta,i}$ имеет размерность 2M x 2M, в то время как матрица R_i имеет размерность 4M x 4M.

Запишем теперь уравнение наблюдения для фильтрации в системе MIMO. Записывая последовательно скалярные уравнения для каждой приемной антенны, после несложных преобразований, получим:

$$z_i = F_i h_i + \eta_i \tag{15}$$

Уравнение (15) представляет собой уравнение наблюдения в векторно-матричной форме для системы связи MIMO с двумя передающими и двумя приемными антеннами. Переменные здесь имеют следующие размерности: z_i и η_i - векторы размерности 2M, матрица F_i размерности 2M x 4M, а вектор h_i - размерности 4M. Матрица F_i имеет следующую структуру:

$$F_i = \begin{bmatrix} Q_i & 0 \\ 0 & Q_i \end{bmatrix}, \text{ где } Q_i = \begin{bmatrix} Q^{(1)}_i & Q^{(2)}_i \end{bmatrix}.$$

Матрицы $Q^{(1)}_i$ и $Q^{(2)}_i$ содержат пилот-сигналы на соответствующих частотных позициях и нули на всех остальных. На первой итерации нулевые элементы заполняются оценками информационных символов, которые обновляются на каждой итерации.

Уравнение состояние для случая MIMO будет выглядеть следующим образом:

$$h_i = A_i h_{i-1} + \xi_i \tag{16}$$

Размерности матриц и векторов здесь – 4M.

Алгоритм фильтрации комплексного множителя канала связи для уравнения наблюдения (15) и уравнения состояния (16) для случая MIMO будет иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} V_i &= A_i R_{i-1} A_i^H + \Psi_{\xi} \\ K_i &= V_i F_i^H \cdot [F_i V_i F_i^H + D_{\varepsilon,i}]^{-1} ; i = 1; 2; \dots I \\ \hat{h}_i &= A_i \hat{h}_{i-1} + K_i (z_i - F_i A_i \hat{h}_{i-1}) \\ R_i &= V_i - K_i F_i V_i \end{aligned} \tag{17}$$

В уравнении (17) корреляционная матрица шума возбуждения Ψ_{ξ} имеет следующую структуру:

$$\Psi_{\xi} = \begin{bmatrix} \Phi_{\xi} & G \\ G & \Phi_{\xi} \end{bmatrix}, \text{ где } \Phi_{\xi} = \begin{bmatrix} W_{\xi} & C \\ C & W_{\xi} \end{bmatrix},$$

$$\xi_i = \begin{bmatrix} \xi_i^{(1)} \\ \xi_i^{(2)} \end{bmatrix} \sim N \left(0, \begin{bmatrix} \Phi_{\xi} & G \\ G & \Phi_{\xi} \end{bmatrix} \right),$$

где $G = r_2 \cdot 1$, r_2 - коэффициент корреляции замираний в различных приемных антеннах; $C = r_1 \cdot 1$, r_1 - коэффициент корреляции замираний между передающими антеннами.

Результаты моделирования

С целью изучения характеристик синтезированного алгоритма была разработана программа моделирования на Matlab 7.8 и проведен ряд экспериментов.

Условия моделирования:

- число передающих антенн – 2;
- число приемных антенн – 2;
- длина кадра – 1280 бит;
- модуляция – QPSK;
- 128 поднесущих OFDM ;
- модель канала - ITU Channel A, имеющая шесть независимых лучей, замирающих по рэлеевскому закону [12];
- доплеровская частота 1000 Гц;
- два варианта плотности расстановки пилот-сигналов на частотно-временной плоскости: 20% и 6%;

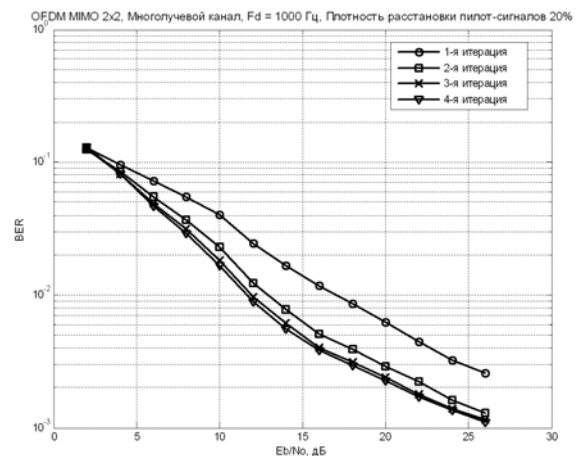


Рис.2. Относительная частота ошибок на бит при плотности расстановки пилот-сигналов 20%

В качестве критерия эффективности работы алгоритма использовалась относительная частота ошибок на бит (BER – Bit Error Rate).

На Рис. 2 показаны зависимости относительной частоты ошибок на бит от отношения сигнал/шум для предложенного алгоритма. На Рис. 3 приведены аналогичные зависимости для плотности расстановки пилот-сигналов на частотно-временной плоскости 6%.

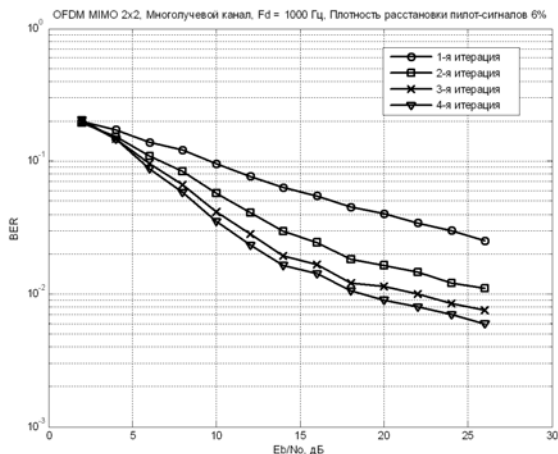


Рис.3. Относительная частота ошибок на бит при плотности расстановки пилот-сигналов 6%.

Анализ графиков кривых помехоустойчивости Рис. 2 и Рис. 3, показывает, что точка пересечения уровня $BER = 10^{-2}$ на Рис. 2 кривой, соответствующей первой итерации (около 17дБ) соответствует точке пересечения уровня $BER = 10^{-2}$ на Рис. 3 кривой, соответствующей четвертой итерации алгоритма.

Заключение

Авторами статьи было произведено обобщение разработанного в [11] алгоритма фильтрации комплексного множителя канала для использования в системах с несколькими антеннами и проведено компьютерное моделирование разработанного алгоритма для системы MIMO. Полученные результаты представлены в работе.

Благодаря разработанному алгоритму, плотность расположения пилот-сигналов удается снизить с 20% до 6% без потери помехоустойчивости, что соответствует увеличению спектральной эффективности на 17%.

Литература

1. Прокис Дж. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000.
2. Склар 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. Ramjee Prasad. OFDM for wireless communications systems. Boston, Artech House, 2004, 272 p.
6. Тихвинский В.О., Терентьев С.В., Юрчук А.Б., Сети мобильной связи LTE: технологии и архитектура. - М.: Экотрендз, 2010. - 284 с.
7. Сейдж Дж., Мелс Э. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении. // Пер. с англ. под ред. Б.Р.Левина, М. Связь, 1976 г.
8. Браммер К., Зиффлинг Г. Фильтр Калмана-Бьюси: детерминированное наблюдение и стохастическая фильтрация, пер. с нем. под ред. И.Е. Казакова. - М.: Наука, 1982.
9. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982.
10. Крейнделин В.Б. Мягкая демодуляция сигналов с многопозиционной амплитудно-фазовой модуляцией. //В сб. научных трудов учебных заведений связи", № 173, Санкт-Петербург, 2005;
11. Крейнделин В.Б., Колесников А.В. Итерационный алгоритм совместной демодуляции и фильтрации параметров канала связи в системах связи с ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM). /Цифровая обработка сигналов. №2, 2009. с. 12...16.
12. 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>.

COMBINED CHANNEL ESTIMATION AND DEMODULATION ALGORITHM FOR MIMO OFDM COMMUNICATION SYSTEMS

Kreyndelin V., Kolesnikov A.

OFDM communication systems commonly use channel estimation techniques based on transmitting known signals in between information signals in time-frequency domain. That known signals are called pilot-signals. Authors have already developed and published combined channel estimation and demodulation algorithm. To improve performance of channel estimation, it uses both pilot-signals and the estimates of information symbols, calculated at the previous iteration.

The issue of the channel estimation in multiple antenna systems (MIMO) is that there is a correlation between signals transmitted over different antennas. In order to achieve desired performance, that correlation should be considered in the estimation algorithm.

In this paper authors generalised combined channel estimation and demodulation algorithm, previously published, onto MIMO case. The simulation results show its high estimation efficiency. The algorithm also has acceptable computation complexity against traditional approaches.

УДК 621.391

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПСИХОАКУСТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ СЛУХА ПРИ РАЗРАБОТКЕ ВОКОДЕРОВ С ЛИНЕЙНЫМ ПРЕДСКАЗАНИЕМ

Афанасьев А.А., Академия ФСО России, 8-(4862)-41-99-47

Илюшин М.В., Академия ФСО России, 8-(4862)-41-99-47

В настоящее время наблюдается широкое использование информационных технологий в телекоммуникационных сетях связи. Переход к цифровой обработке сигналов и пакетной передаче данных позволил предоставить пользователям более широкий спектр инфокоммуникационных услуг. При этом достаточно большую часть телетрафика в различных приложениях составляет передача речевых сигналов.

Основной проблемой цифрового представления речевого сигнала является задача качественного и компактного кодирования данных для их передачи по цифровым каналам связи. Решение этой проблемы позволит в условиях заданного критерия качества связи увеличить пропускную способность линейных трактов и каналов передачи. Часто в некоторых задачах кодирования речевого сигнала предполагается снизить скорость передачи при сохранении качественных показателей ее восприятия. В кодеках речевых сигналов с переменной скоростью передачи, ориентированных на использование в системах связи, основанных на принципе коммутации пакетов, уместно говорить о снижении средней скорости передачи при сохранении качественных показателей синтезированного речевого сигнала.

Среди многообразия методов кодирования речевых сигналов одним из наиболее эффективных является метод линейного предсказания. Метод линейного предсказания речи принадлежит к классу методов, использующих модель речевого сигнала в виде отклика линейной системы с переменными параметрами (голосового тракта) на соответствующий сигнал возбуждения (порождающий сигнал). Анализатор речепреобразующего устройства выделяет из короткого сегмента речевого сигнала параметры состояния линейной системы и сигнала возбуждения, позволяющие синтезатору восстановить исходный сигнал с требуемой степенью верности. Для повышения качества синтезированного речевого сигнала во многих алгоритмах кодирования речи на основе линейного предсказания усложняют представления сигнала возбуждения для того, чтобы с одной стороны компактно передать его на приемную сторону, а с другой – приблизить его к виду ошибки предсказания, как идеальному сигналу воздействия на фильтр синтеза. При этом вводятся разные варианты квантования различных параметров линейного предсказания (скалярное, векторное и каскадное векторное) [1].

Известны различные алгоритмы низкоскоростного кодирования речи в вокодерах с линейным предсказанием. Во многих из них одной из базовых операций является процедура анализа через синтез. Достаточно

Для улучшения восприятия синтезированной речи при реализации процедуры анализа через синтез предлагается выбор наилучших в рамках заданных ограничений параметров кодера с линейным предсказанием производить на основе вычисления оценок по критерию модифицированного спектрального искажения MBSD (Modified Bark Spectral Distortion) с применением психоакустической модели слуха человека.

подробно ее описание представлено в [2]. Данная процедура является итерационной и направлена на вычисление наилучших в рамках заданных ограничений параметров кодера с линейным предсказанием.

Исследования в области речевого кодирования указали на необходимость использования перцептуальных особенностей слуха человека [3]. До сих пор в качестве критерия выбора параметров кодера с линейным предсказанием при реализации процедуры анализа через синтез используются либо среднеквадратическое отклонение, либо суммарное или сегментированное отношение сигнал/шум, основанные на метрике Евклида и не учитывающие перцептуальную важность параметров кодера при синтезе речевого сигнала.

При вычислении среднеквадратического отклонения допускается, что искажения, вносимые каждым элементом вектора, имеют равный вес. В общем случае для отражения вклада отдельных элементов в искажение вводятся неравные веса в виде взвешивающей матрицы. Указанный метод позволяет лишь сравнивать форму огибающих исходного и синтезированного речевого сигнала. Поэтому для количественной оценки качества звучания синтезированного речевого сигнала во временной области чаще используют критерий отношения сигнал/шум, который учитывает общие мощности сигнала и шума на всей длительности испытательного сигнала. При исследовании некоторых речевых кодеков большое значение имеют кратковременные отношения сигнал/шум, вычисленные на коротких сегментах речевого сигнала. Таким образом, учитывается сегментный характер слухового восприятия элементов речи.

Однако, приведенные критерии объективного метода оценивания отражают степень зашумленности речевого сигнала и показывают слабую корреляцию с результатами субъективных тестов при прослушивании речевых сегментов. Следует отметить, что если качество кодеров формы речевой волны может быть оценено по степени соответствия формы огибающей восстановленного речевого сигнала исходному с помощью названных критериев, то для алгоритмов низкоскоростного параметри-



ческого сжатия на основе линейного предсказания точное восстановление формы сигнала является сложной задачей. Следовательно, методы оценивания качества звучания синтезированного речевого сигнала во временной области мало применимы. Для того чтобы оценка качества звучания речевого сигнала отражала критерии слухового восприятия, принципы ее формирования должны быть основаны на анализе спектрально-корреляционных характеристик речи.

Недостатком процедуры анализа через синтез, используемой в стандартизированных алгоритмах низкоскоростного кодирования речевого сигнала, является несоответствие слухового аппарата человека при восприятии синтезированной речи и используемых критериев близости, определяющих правила анализа пригодности выбранных параметров кодека. В классических алгоритмах для выполнения процедуры анализ через синтез в вокодере с линейным предсказанием на передающей стороне итерационно синтезируется речевой сигнал на длительности участка квазистационарности речи и при каждой итерации изменяются параметры кодека в соответствии с используемым алгоритмом линейного предсказания. На каждой итерации вычисляется среднеквадратическая ошибка между оригинальным и синтезированным речевым сигналом, находится итерация, соответствующая наименьшей среднеквадратической ошибке. При этом параметры кодека, соответствующие данной итерации, считаются наилучшими и на основе их формируется кадр передачи кодека и производится синтез речевого сигнала на длительности участка квазистационарности речи на приемной стороне.

Для улучшения восприятия синтезированной речи при реализации процедуры анализа через синтез в вокодерах с линейным предсказанием предлагается выбор наилучших в рамках заданных ограничений параметров кодека с линейным предсказанием производить на основе вычисления оценок по критерию модифицированного спектрального искажения MBSD (Modified Bark Spectral Distortion) (1):

$$MBSD = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^K M(n,i) D(n,i), \quad (1)$$

где $M(n,i)$ и $D(n,i)$ – индикатор искажений уровня ощущения и значение разницы интенсивности ощущения сигнала n -го сегмента речи в i -й критической полосе; N – число сегментов в речевом фрагменте; K – общее количество критических полос.

Использование такого подхода позволяет устранить несоответствие слухового аппарата человека при восприятии синтезированной речи и используемых критериев близости, определяющих правила анализа пригодности выбранных параметров кодека при реализации процедуры анализа через синтез.

Данный критерий является наиболее предпочтительным, так как при его использовании производится анализ спектрально-корреляционных характеристик речи с учетом модели слуха человека. При этом, он показывает высокую корреляцию с оценками, полученными на основе субъективных тестов прослушивания. Экспериментальные исследования показали, что в случае применения низкоскоростных липредерных систем слу-

ховой аппарат человека более чувствителен к возникающим при этом частотным искажениям, нежели к амплитудным и фазовым [4]. Расчет спектрального представления, учитывающего психоакустическое восприятие речи, производится согласно выражению (2):

$$b[\text{барк}] = 13 \cdot \arctg(0,00076 f[\text{Гц}]) + 3,5 \cdot \arctg\left(\frac{f[\text{Гц}]}{7500}\right)^2, \quad (2)$$

где f – частота, измеренная в Герцах;

b – частота, измеренная в барках.

Более подробно данный вопрос изложен в [5]. Подробное описание критерия MBSD можно найти в [6, с.63-75].

Согласно данному критерию, синтезированный и оригинальный речевые сигналы на сегменте квазистационарности подвергаются делению на критические полосы в каждой из которых вычисляется интенсивность ощущения сигнала и порог шумового маскирования, далее в каждой полосе определяется разность между оригинальным и искаженным значением интенсивности ощущения. Если полученное значение $D(n,i)$ превышает вычисленный порог шумового маскирования $NMT(n,i)$, то индикатору искажения уровня ощущения $M(n,i)$ присваивается значение 1, в противном случае значение 0.

Известны работы [7, 8], в которых авторы предлагают использовать кепстральное расстояние (CD – Cepstral Distance) [7] и разность значений громкости [8] между сегментами исходного и синтезированного речевого сигнала в целях выбора оптимальных параметров системы преобразования речевого сигнала. Указанные меры искажений имеют определенные недостатки.

При вычислении CD не учитываются особенности восприятия речи аудиторной системой человека, а приведенные автором сведения о коэффициенте корреляции с результатами средней оценки мнений MOS ($R=0,93$) [7] имеют расхождение с данными, представленными в [9] ($R=0,63$).

Необходимо отметить, что идея, опубликованная в [8], не отражает в полной мере применение психоакустической модели восприятия речи как критерия выбора наилучших в рамках заданных ограничений параметров кодека с линейным предсказанием при реализации процедуры анализа через синтез. В [8] авторы предлагают использовать меру искажений громкостей исходного и синтезированного речевого сигнала. В процессе расчета указанной меры в рамках процедуры анализа через синтез не определяются пороги шумового маскирования в критических частотных полосах, что отрицательно влияет на точность определения перцептуально значимых искажений речевого сигнала. Этот факт подтверждается результатами исследований, представленными в [6, с. 72-74].

Алгоритм функционирования предложенной системы для улучшения восприятия синтезированной речи при реализации процедуры анализа через синтез в вокодерах с линейным предсказанием включает процедуры вычисления порогов шумового маскирования и громкости сигналов в критических частотных полосах. Необходимо отметить, что в предложенной системе разделение частотной шкалы происходит таким образом, чтобы отразить частотную избирательность аудиторной системы человека и формантную структуру речевого сигнала. Параметры модифицированной схемы разделения частотной шкалы приведены в [10].

Алгоритм функционирования предложенного метода представлен на рис. 1.



Рис.1 Алгоритм реализации процедуры анализа через синтез, учитывающий психоакустическую модель слуха человека

Таким образом, при реализации процедуры анализа через синтез в вокодерах с линейным предсказанием на передающей стороне итерационно синтезируется речевой сигнал на длительности участка квазистационарности речи, при этом на каждой итерации изменяются параметры кодека в соответствии с используемым алгоритмом линейного предсказания. Для вычисления наилучших в рамках заданных ограничений параметров кодека с линейным предсказанием предлагается ввести итерационный расчет критерия модифицированного искажения спектра барков. При каждой итерации будут изменяться параметры кодека в соответствии с используемым алгоритмом линейного предсказания, для каждой итерации производится расчет минимального perceptуального искажения. Параметры кодека, соответствующие итерации с минимальным искажением, считаются наилучшими и используются для синтеза речевого сигнала на длительности участка квазистационарности речи на приемной стороне.

К достоинствам предлагаемого подхода следует отнести тот факт, что в вокодерах с линейным предсказанием устраняется несоответствие слухового аппарата

человека при восприятии синтезированной речи и используемых критериев близости, определяющих правила анализа пригодности выбранных параметров кодека при реализации процедуры анализа через синтез. Были проведены экспериментальные испытания согласно «ГОСТ Р 51061-97. Системы низкоскоростной передачи речи по цифровым каналам. Параметры качества речи и методы измерений» (М.: Госстандарт России, 1997. – 230 с.), которые показали, что применение данного способа позволяет повысить субъективное качество восприятия синтезированной речи в среднем на 0,11 балла.

Заключение

Поставленная задача кодирования с линейным предсказанием при реализации процедуры анализа через синтез достигается путем исключения итерационного расчета и минимизации среднеквадратической ошибки, основанной на метрике Евклида. При этом анализ и выбор наилучших в рамках заданных ограничений параметров кодека с линейным предсказанием производят на основе вычисления оценок по критерию модифицированного искажения спектра барков MBSD (Modified Bark Spectral Dis-

ortion), который рассчитывают на каждом квазистационарном сегменте анализа речевого сигнала.

Полученные решения указывают на возможность обеспечить более качественное восприятие синтезированной речи в вокодерах с линейным предсказанием за счет учета психоакустических особенностей слуха человека, реализация которых основана на выполнении процедуры анализа через синтез.

Литература

1. Быков С. В. Цифровая телефония: Учеб. пособие для вузов/ В. И. Журавлев, И. А. Шалимов – М.: Радио и связь, 2003. – С. 66-72.
2. Шелухин О. И. Цифровая обработка и передача речи / Н. Ф. Лукьянцев, М.: Радио и Связь, 2000г. – С. 102-166;
3. Попов, О. Б. Цифровая обработка сигналов в трактах звукового вещания / С.Г. Рихтер, Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия. Телеком, 2007. – с. 341.
4. Павловец А. Н., Использование закономерностей психоакустики в процедуре квантования параметров гармонической модели речевого сигнала / Петровский А.А.. // Речевые технологии. 4, 2008, С. 55-60.
5. Радзишевский А. Ю. Основы аналогового и цифрового звука - М.: Изд.дом "Вильямс", 2006 – С. 105-109.
6. Yang, W. Enhanced Modified Bark Spectral Distortion (EMBSD): An Objective Speech Quality Measure Based On Audible Distortion And Cognition Model / A Dissertation of the Requirement for the Degree Doctor of Philosophy – May, 1999.
7. Поляков А. Н. Об одном из способов решения задачи определения оптимальных управляющих параметров системы низкоскоростной компрессии речевой информации // Телекоммуникации. 2008. №3. – С. 15–18.
8. Hauenstein, M. "On the application of a psychoacoustically motivated speech-quality measure in CELP speech-coding" / N. Goertz. in the proc. Of the 9th European Signal processing

conference (EUSIPCO'98), vol. III, pp. 1421-1424, Rhodes, Greece, 1998.

9. Шалимов И. А. Практикум по цифровой телефонии: учеб. пособие / Академия ФСБ России, 2008. – 344 с. 111 ил., 139 табл.
10. Лившиц М. З. Широкополосный CELP – кодер с мультиполосным возбуждением и многоуровневым векторным квантованием по кодовой книге с реконфигурируемой структурой / М. Парфенюк, А. А. Петровский. Цифровая обработка сигналов, № 2, 2005. – С. 20–35.

USE OF PSYCHOACOUSTIC MODEL OF HEARING BY WORKING OUT VOCODERS WITH THE LINEAR PREDICTION

Afanasjev A. A., Ilushin M. V.

Materials of given article can be used in systems of teleinformation communications for effective coding of speech signals. A main objective of the presented work is improvement of perception of the synthesised speech at realisation of the analysis procedure through synthesis in vocoders with a linear prediction. The task in view in vocoder with a linear prediction at realisation of procedure of the analysis through synthesis is reached by an exception of iterative calculation and minimisation of the mean square error based on metrics Evclid. Thus the analysis and a choice of the best within the limits of the set restrictions of parametres of the codec with a linear prediction make on the basis of calculation of estimations by criterion of the modified bark spectral distortion criterion (MBSD) which count on every-one near stationary segment of the analysis of a speech signal.

У в а ж а е м ы е а в т о р ы !

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

1) Требования к текстовым материалам и сопроводительным документам:

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

2) Требования к иллюстрациям:

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

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

УДК 621.391

УМЕНЬШЕНИЕ ОБЪЕМА ДАННЫХ ПРИ ШИРОКОПОЛОСНОМ КОДИРОВАНИИ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА

Афанасьев А.А., Академия ФСО России, 8-(4862)-41-99-47

Трубицын В.Г., Академия ФСО России, 8-(4862)-41-99-32

Ключевые слова: речевой сигнал, кодирование, поток данных, скорость передачи, децимация, алгоритм, спектральная плотность мощности, корреляция.

Для повышения естественности и узнаваемости звучания синтезированного речевого сигнала в последние годы наблюдается тенденция к расширению спектральной области кодируемого сигнала до 7 кГц. Переход к кодированию широкополосного речевого сигнала определен тем, что ранее в телефонных сетях ограничивали полосу частот речевого сигнала в диапазоне 300-3400 Гц. Это ограничение ухудшало качество речи в части естественности, разборчивости и узнаваемости диктора. Однако переход к цифровым сетям связи позволяет увеличить анализируемую полосу частот речевых сигналов. В настоящее время к кодированию и передаче широкополосной речи с диапазоном частот 50-7000 Гц возникает достаточно большой интерес, так как расширение низкочастотного диапазона вниз до 50 Гц способствует большей естественности, а высокочастотный диапазон 3400-7000 Гц улучшает разборчивость. Кодирование широкополосной речи находит применение в конференцсвязи на основе протоколов IP-телефонии и видеоконференцсвязи, но постепенно оно начинает использоваться в большинстве наиболее важных приложений систем телекоммуникаций, связанных с кодированием и передачей речевых сигналов [1]. При кодировании широкополосной речи частота дискретизации выбирается обычно 16000 Гц, в зависимости от реализации алгоритма кодирования [2].

Известны различные алгоритмы кодирования широкополосного речевого сигнала. В устройствах, реализующих данные способы, осуществляется анализ широкополосного речевого сигнала и его эффективное кодирование, при этом частота дискретизации всегда остается постоянной, что приводит к фиксированной, зачастую избыточной полосе частот [3].

Данный факт является недостатком данного класса устройств, так как анализируется достаточно большой объем данных, что связано с высокой фиксированной частотой дискретизации речевого сигнала при широкополосном кодировании. Использование такой частоты дискретизации не всегда является необходимым условием получения высокого качества синтезированной речи при кодировании, а ее фиксация на достаточно высоком уровне приводит к избыточному объему данных и соответственно достаточно высокой скорости передачи и высокой вычислительной сложности алгоритмов кодирования речевого сигнала.

Ставится и решается задача уменьшения скорости потока данных при широкополосном кодировании речи путем оценки ширины его спектральной плотности мощности на отрезках квазистационарности и использования последующей децимации.

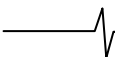
В настоящее время большинство вокодеров работают на фиксированной скорости, вне зависимости от характеристик входного сигнала. Так как вокодеры используют канал или сеть совместно с другими информационными потоками это отражается на качестве речевого обмена. Качество речи, предоставляемое вокодерами, является функцией скорости передачи, производительности коммутационного оборудования и задержек при обработке и предоставления трафика для речевого обмена [3]. В зависимости от предоставляемого трафика существует возможность управления скоростью кодирования для обеспечения переговоров требуемого качества. Основной проблемой цифрового представления широкополосного речевого сигнала является задача качественного и компактного кодирования данных для их передачи по цифровым каналам связи. Решение этой проблемы позволит в условиях заданного критерия качества связи увеличить пропускную способность линейных трактов и каналов передачи. Часто в некоторых задачах кодирования речевого сигнала предполагается снизить скорость передачи при сохранении качественных показателей ее восприятия. В кодеках речевых сигналов с переменной скоростью передачи, ориентированных на использование в системах связи, которые основаны на принципе коммутации пакетов, уместно говорить о снижении средней скорости передачи при сохранении качественных показателей синтезированного речевого сигнала.

Одной из ключевых характеристик при кодировании широкополосного речевого сигнала является понятие участка квазистационарности. Речевой сигнал не является стационарным на длительных участках времени, но возможно допущение о его стационарности на коротких промежутках времени.

Рассмотрим взаимосвязь между функцией автокорреляции $B(\tau)$ речевого сигнала на участке квазистационарности и его спектральной плотностью мощности $\sigma(\omega)$:

$$B(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \sigma(\omega) \cdot e^{j\omega\tau} d\omega \quad (1)$$

$$\sigma(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (2)$$



Представленная пара преобразований Фурье позволяет определить спектральную плотность мощности по автокорреляционной функции случайного речевого сигнала на основании теоремы А.Я. Хинчина и Н. Винера. При этом необходимо учитывать требования стационарности для случайного речевого сигнала [4]. В существующих стандартах речевого кодирования с использованием линейного предсказания эти промежутки варьируются от 5 до 20 мс. Длительности звуков русской речи находятся в пределах от 80 до 200 мс для гласных и от 20 до 240 мс для согласных звуков [5].

В соответствии с (1) и (2) можно определить другие важные числовые показатели, характеризующие случайный речевой сигнал. К ним можно отнести интервал корреляции $\tau_{кор}$ и эффективную полосу частот $F_{эф}$, определяющую полосу в которой сосредоточено 90 – 95% мощности.

Между показателями $\tau_{кор}$ и $F_{эф}$ существует взаимосвязь вида

$$\tau_{кор} \cdot F_{эф} \approx K.$$

Значение константы K для различных моделей случайных сигналов имеет различные величины. Значение $\tau_{кор}$ определяется точкой первого перехода автокорреляционной функции через ноль. При анализе речевых сигналов принято считать $K = 0,5$, следовательно, $F_{эф} = 0,5 / \tau_{кор}$.

В упрощенном виде статистическая модель речевого сигнала может быть представлена аналитическим выражением автокорреляционной функции вида [4]:

$$B(\tau) = 2N_0 F_{max} \frac{\sin 2\pi F_{max} \tau}{2\pi F_{max} \tau},$$

где F_{max} - максимальное значение частоты спектра речевого сигнала, N_0 - спектральная плотность мощности.

Для принятой модели характерна идеализация реального процесса, состоящего из множества спектральных составляющих с одинаковой энергией. Значения автокорреляционной функции равны нулю в точках интервала корреляции кратных $\tau = 1 / 2F_{max}$. Это значит, что сечения такого процесса в этих точках не коррелированы, а интервал времени от нуля до $1 / 2F_{max}$ показывает сосредоточение энергии взаимосвязанного процесса, через поведение автокорреляционной функции (1). В рамках представленных рассуждений можно утверждать о соотношении $\tau_{кор} \cdot F_{эф} \approx 0,5$, при этом считать $F_{max} = F_{эф}$ [3, 4].

Принятая математическая модель речевого сигнала на участках его квазистационарности и установленные соотношения между $\tau_{кор}$ и $F_{эф}$ позволяют использовать их для аппроксимации реальных речевых сигналов, при этом правомерность применения данных моделей и параметров подтверждают результаты эксперимента.

На рис.1 и рис.2 представлены: временное представление, автокорреляционная функция и спектральное представление звуков "А" и "Ш", соответственно. Аналого-цифровое преобразование речевого сигнала реализовано на временных интервалах длительностью в 24 мс с частотой дискретизации 22050 Гц с использованием 16-битного квантователя.

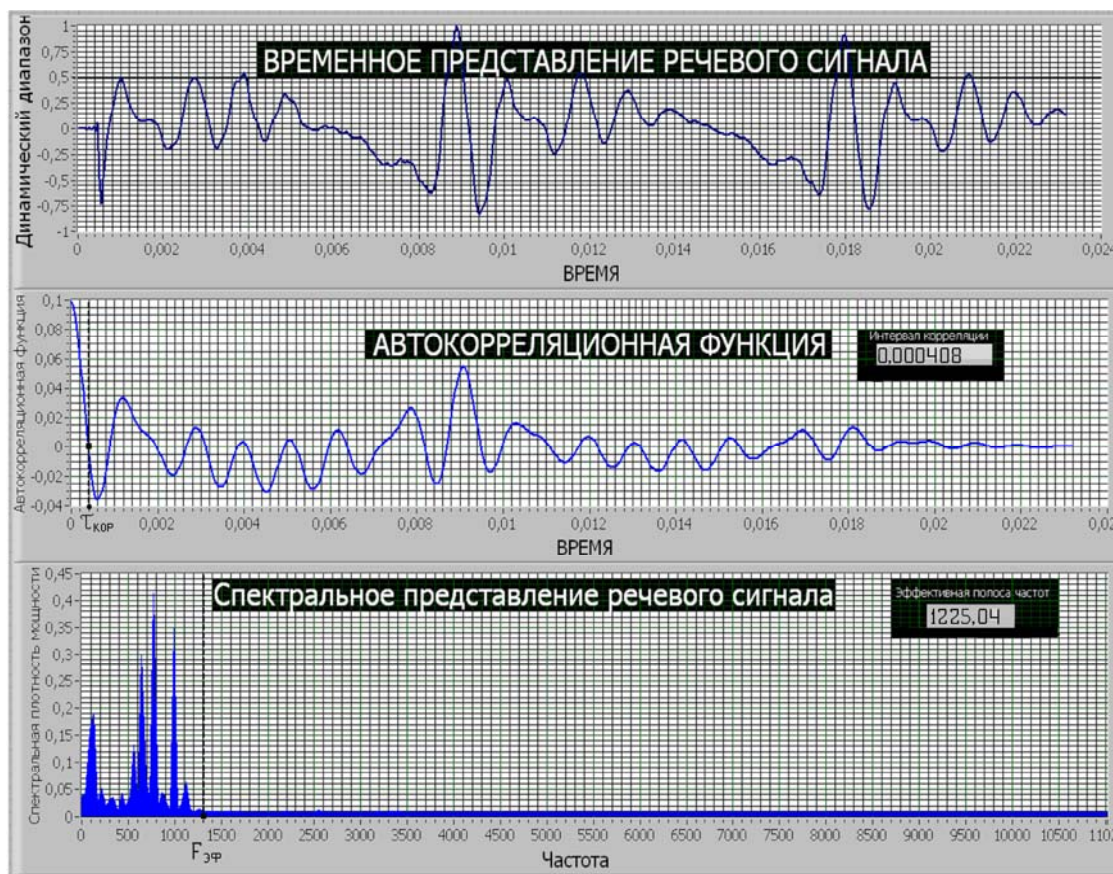


Рис.1. Временное представление, автокорреляционная функция и спектральная плотность мощности речевого сигнала при произнесении звука "А"

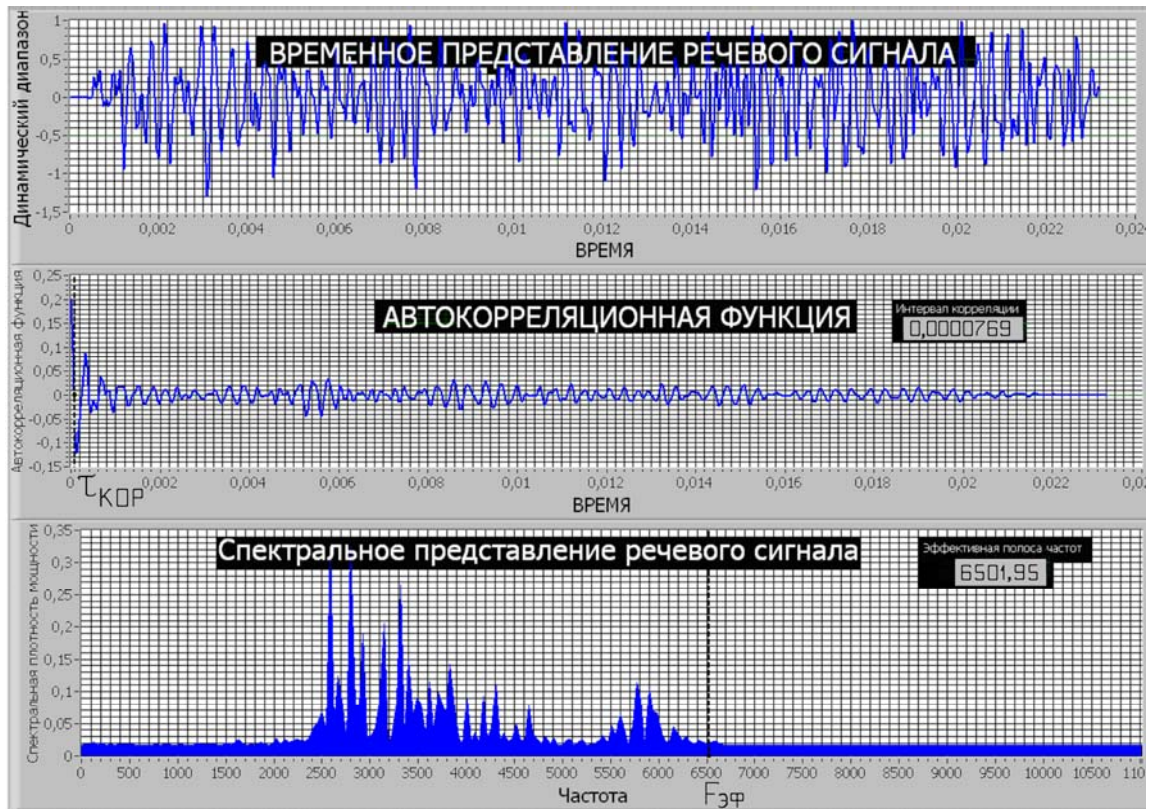


Рис.2. Временное представление, автокорреляционная функция и спектральная плотность мощности речевого сигнала при произнесении звука "Ш"

Анализ графиков кратковременной спектральной плотности мощности речевого сигнала показывает, что в полосе частот от 3 до 7 кГц появляются всплески спектральной энергии только при произнесении некоторой части согласных звуков (например, "ш", "с", "ф", "х"). Данный факт указывает на возможность адаптивного изменения границ спектральной области кодируемого широкополосного речевого сигнала для минимизации объема обрабатываемых данных при реализации процедуры сжатия и сохранении качественных показателей речи не ниже требуемых.

Изменение границ спектральной области кодируемого речевого сигнала можно реализовать с использованием процедуры децимации с дробными коэффициентами.

Соответствующие преобразования исходного дискретного сигнала с частотой дискретизации $f_D = 1/T$, T - интервал дискретизации исходного сигнала, в дискретный сигнал с частотой дискретизации $f_{DY} = 1/T_Y$, T_Y - интервал дискретизации преобразованного дискретного сигнала, осуществляются системами интерполяции и децимации, характеризующимися коэффициентами интерполяции $L = f_{DY} / f_D = T / T_Y$ и децимации $M = f_D / f_{DY} = T_Y / T$ (в простейшем случае – целочисленными) соответственно.

Помимо систем интерполяции и децимации с целочисленными коэффициентами L и M существуют системы преобразования частоты дискретизации с рациональным коэффициентом L/M . Они формируются по принципу последовательного выполнения интерполяции и децимации, а следовательно, являются многократными многоскоростными системами. Например, понижение частоты дискретизации в 1,25 раза может быть

реализовано последовательным соединением системы интерполяции с коэффициентом $L = 4$ и системы децимации с коэффициентом $M = 5$, таким образом, реализуется система децимации с коэффициентом $M=1,25$. Процедуры многоскоростной обработки интерполяция и децимация достаточно подробно описаны в [6].

К достоинствам способа следует отнести тот факт, что уменьшение объема данных при широкополосном кодировании речи приведет к снижению средней скорости передачи речевого сигнала по каналам цифровой связи, а также уменьшит количество требуемых вычислений при реализации процедуры кодирования.

Были проведены экспериментальные исследования для выявления возможности применения предлагаемого способа, которые показали уменьшение объема анализируемых данных речевого сигнала при широкополосном кодировании в среднем на 40%, при этом ошибки в представлении спектральной области речевого сигнала незначительны, что показано на рис.3.

Полученные результаты эксперимента позволяют утверждать, что предлагаемые модели описания случайных речевых сигналов через корреляционные и спектральные характеристики дают возможность адекватно оценивать количественные и качественные показатели параметров, характеризующих источник и огибающую спектра случайного речевого сигнала.

В зависимости от предлагаемого соотношения между параметрами $\tau_{кор}$ и $F_{эф}$ возникает возможность управления последующей обработкой речевого сигнала с целью снижения временных и вычислительных затрат по кодированию.

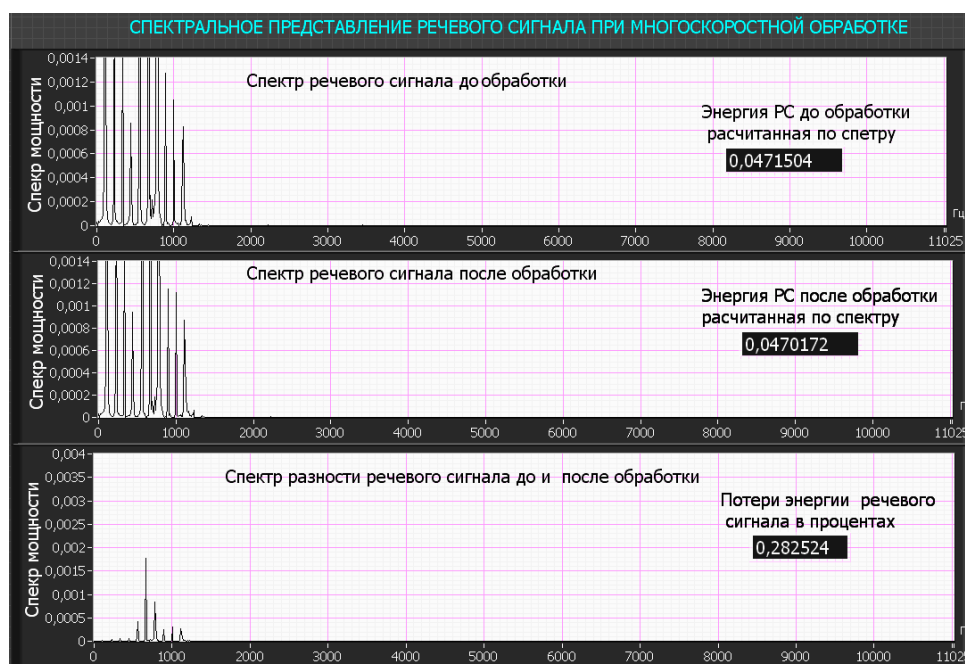


Рис.3 Спектральное представление речевого сигнала при многоскоростной обработке

Заключение

Таким образом, поставленная цель – уменьшение объема передаваемых данных, достигается тем, что при кодировании широкополосного речевого сигнала на выходе аналого-цифрового преобразователя речевой сигнал разделяют на участки квазистационарности, на каждом из которых вычисляют автокорреляционную функцию сигнала, после чего определяют значение интервала корреляции и вычисляют эффективную полосу частот. Далее рассчитывают коэффициент децимации и подвергают анализируемый речевой сигнал децимации, получая на выходе системы децимации необходимое и достаточное количество отсчетов для представления речевого сигнала при широкополосном кодировании.

Литература

1. М.З. Лившиц, М.Парфенюк, А.А. Петровский Широкополосный CELP-кодер с мультиполосным возбуждением и многоуровневым векторным квантованием по кодовой книге с реконфигурируемой структурой // Цифровая обработка сигналов – 2005 -№2. с.20-35.
2. Peter Noll Speech and audio coding for multimedia communications/ Proceedings International Cost 254 workshop on intelligent communication technologies and applications, Neuchatel, Schweiz, In print, 1999.
3. О.И. Шелухин, Н.Ф. Лукьянцев. Цифровая обработка и передача речи / Под ред. О.И. Шелухина. – М.: Радио и связь, 2000. 456 с.
4. А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, В.И. Коржик, М.В. Назаров. Теория электрической связи: Учебник для вузов / Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 1998. – 432с.
5. Михайлов В.Г., Златоустова Л.В. Измерение параметров речи. – М.: Радио и связь, 1987. – 168 с.
6. Солонина А. И., Улахович Д. А., Арбузов С. М., Соловьева Е. Б., Основы цифровой обработки сигналов: Курс лекций. Изд. 2-е испр. и перераб.– СПб.: БХВ – Петербург, 2005. – с.587-620).

7. С.Ф. Быков, В.И. Журавлев, И.А. Шалимов. Цифровая телефония: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 2003. – 144с.

BROADBAND CODING OF THE SPEECH SIGNAL

Afnasjev A.,A., Trubicin V. G.

Materials of given article can be used in systems of teleinformation communications at coding of a wideband speech signal. A main objective of the presented work is reduction of data volume at coding of a wideband speech signal. The object in view is reached by that at coding of a wideband speech signal on an exit of the analogue-digital converter divide a speech signal into near stationary segments, on each of which calculate autocorrelation function of a signal after that define value of an interval of correlation and calculate an effective band of frequencies. Further count factor of decimation and subject an analyzed speech signal to decimation, receiving on a decimation system exit necessary and enough of readout for representation of a speech signal at wideband coding.

The received results allow to assert, that offered models of the description of speech signals through correlation both spectral characteristics and the established parity between an autocorrelation interval $\tau_{кор}$ and an effective band of frequencies $F_{эф}$ allows adequately to estimate quantitative and quality indicators of the parametres characterising a source and bending around spectrum of a casual speech signal.

Depending on an offered parity between $\tau_{кор}$ and $F_{эф}$ is arises possibility of management of the speech signal subsequent processing for the purpose of decrease in time and computing expenses on coding.

УДК 519.254

ОПТИМИЗАЦИЯ МНОГОКАНАЛЬНОГО СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА БИНАРНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

Беляев А.И., магистрант кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета (НГТУ), kliuchevsky@gmail.com

Букварев Е.А., младший научный сотрудник кафедры информационных радиосистем НГТУ bukvarrev@nntu.nnov.ru

Ястребов А.В., магистрант кафедры информационных радиосистем НГТУ, a.v.yastrebov@mail.ru

Ключевые слова: бинарная последовательность, согласованный фильтр, оптимизация, алгоритм, многовходовой сумматор.

Введение

В настоящее время популярны методы передачи информации с использованием ансамблей шумоподобных последовательностей и схем расширения спектра. При построении асинхронно-адресных систем связи возникает необходимость в параллельном приеме нескольких шумоподобных сигналов для обеспечения поиска нужного абонента и первичной синхронизации. Существуют методы последовательного поиска и обнаружения подобных сигналов [1, 2], которые позволяют значительно сократить сложность устройства в обмен на увеличение времени обнаружения. Однако эти методы рассчитаны на поиск одного опорного сигнала и, при необходимости одновременного поиска нескольких сигналов, требуют линейного увеличения аппаратуры либо времени поиска. Кроме того, в некоторых приложениях время реакции приемника на появление последовательности от абонента с нужным номером может оказаться критичным. В этом случае наименьшее время обнаружения обеспечит классическая согласованная фильтрация, построенная на основе вычисления ариф-

Предлагается способ реализации многоканального согласованного фильтра, учитывающего взаимные свойства опорных сигналов. Проводится оптимизация алгоритма фильтрации и оценка сложности его реализации в зависимости от числа каналов.

метических сверток входного сигнала с несколькими образцами. При этом значительно возрастает сложность аппаратуры. В статье предлагается способ реализации многоканального согласованного фильтра, учитывающего взаимные свойства опорных сигналов.

Постановка задачи

Рассмотрим классическую структуру согласованного фильтра (СФ) для M опорных сигналов $a_0 \dots a_{M-1}$. СФ выполняет операцию дискретной свертки, сигнал на выходе фильтра описывается выражением

$$Y_m[k] = \sum_{n=0}^{N-1} X[k-n] \cdot a_m[n]$$

где m – номер опорного сигнала, N – число отводов линии задержки, k – отсчет выходного сигнала, n – номер отвода линии задержки, $a_m[n]$ – коэффициенты СФ для соответствующего опорного сигнала. Общая схема такого СФ изображена на рис. 1:

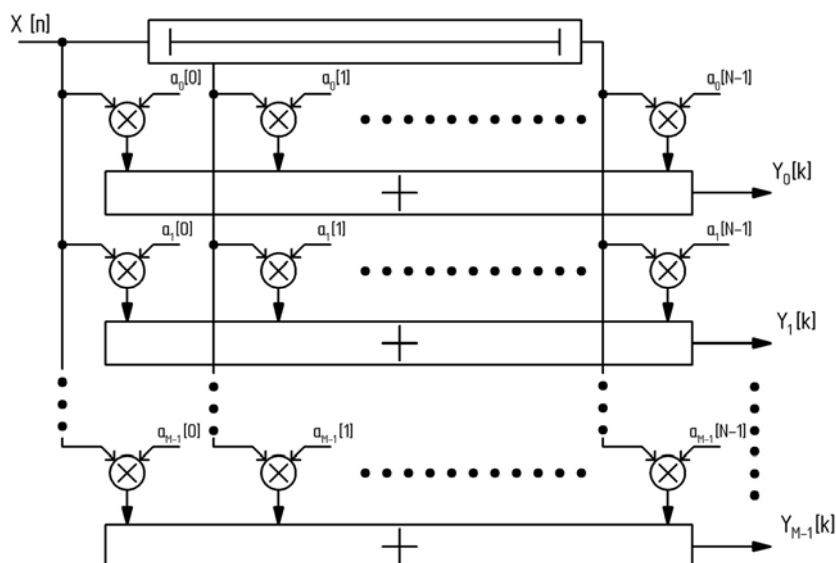
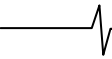


Рис. 1. Общая схема многоканального СФ



Введем некоторые ограничения. Предположим, что согласованный фильтр реализован на базе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС). Далее, пусть опорные сигналы представляют собой бинарные псевдослучайные последовательности. Известно, что сигналы такого вида могут принимать значения либо +1, либо -1, вследствие чего операция умножения заменяется операцией сложения или вычитания. Считаем так же, что N достаточно большое число и кратно степени двойки, а постоянная составляющая любого из опорных сигналов близка или равна нулю:

$$N \gg 2^M; \quad \sum_{i=0}^{N-1} a_i \approx 0; \quad a \in \{-1, +1\}; \quad (1)$$

$$W(a) = 0,5(\delta(1) + \delta(-1)),$$

где W – плотность вероятности распределения значений a .

Требуется минимизировать количество вычислений, требуемое для получения результатов, при обязательном условии сохранения точности.

Сложность прототипа

Оценим сложность СФ (рис.1). Наиболее ресурсоемким элементом подобного фильтра является сумматор. При реализации такого узла на базе программируемой логики одним из наиболее компактных решений считается *конвейерный сумматор с логарифмическим приближением* [3]. Структура такого сумматора приведена на рис.2.

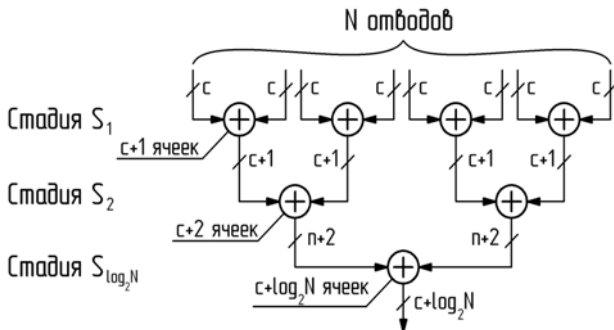


Рис. 2. Структура конвейерного сумматора

Определим сложность C реализации такого сумматора в количестве логических элементов ПЛИС (количестве ячеек, каждая из которых содержит триггер и способна выполнять одну двоичную операцию). На входы сумматоров с отводов линии задержки поступают c -разрядные отсчеты сигнала в дополнительном коде. Для сложения двух c -разрядных отсчетов требуется сумматор, емкость которого составляет $c+1$ ячеек. Как видно из рис. 2, таких сумматоров для $N=8$ отводов требуется 4. Таким образом, сложность стадии S_1 определится выражением $N/2 \times (c+1)$. На следующей стадии суммирования S_2 число сумматоров уменьшится вдвое, а разрядность числа возрастет на единицу, т.е. сложность стадии S_2 определится, как $N/4 \times (c+2)$. и т. д. Всего стадий суммирования $\log_2 N$, разрядность выходного числа составляет $c + \log_2 N$, а общая сложность узла:

$$C = N \sum_{i=1}^{\log_2 N} 0,5^i (c+i). \quad (2)$$

С учетом введенных ограничений (1) можно заключить, что число коэффициентов СФ с весом «-1» приблизительно равно числу коэффициентов с весом «+1». Следовательно, дополнительно к сумматору требуется порядка $N/2$ арифметических инверторов. Однако, с учетом структуры логических элементов ПЛИС [4], введение инверторов не увеличивает общего количества ячеек сумматора, и общая сложность СФ, представленного на рис. 1, для M сигналов определится выражением:

$$C = M \cdot N \sum_{i=1}^{\log_2 N} 0,5^i (c+i). \quad (3)$$

Оптимизация алгоритма

Общая идея сокращения сложности СФ состоит в разбиении всего сумматора на несколько *суммирующих блоков*, входы которых не соединяются между собой. Данное обстоятельство позволяет перенести операцию умножения на выход соответствующего суммирующего блока без потери линейности преобразования. Иными словами, вынести коэффициенты умножения «за скобки». Все операции, выполняемые в оптимизированном СФ, целесообразно разделить на два этапа обработки: этап предварительных вычислений S_{pre} и финальный S_{post} , каждый из которых может быть реализован конвейерным способом, содержащим несколько стадий вычислений. На этапе S_{pre} производятся вышеописанные разбиения всего сумматора и упорядочение предварительных результатов, на этапе S_{post} – подсчет результатов $Y_0 \dots Y_{M-1}$ регулярным способом.

Рассмотрим этап S_{pre} . В общем виде, для M опорных сигналов, целесообразно ввести понятие *объединенных коэффициентов* A , представляющих собой M -разрядные двоичные числа, образованные следующим образом: $A_n = a_{M-1}^b[n] \dots a_0^b[n]$, где $a_m^b[n]$ – коэффициенты опорных сигналов n -го отвода, приведенные к однобитному виду по правилу:

$$a_m^b[n] = \begin{cases} 0 & \text{при } a_m[n] = +1 \\ 1 & \text{при } a_m[n] = -1 \end{cases}; \quad n \in \overline{0, N-1}$$

Таким образом, образуется множество объединенных коэффициентов $A = \{A_0 \dots A_{N-1}\}$ размером N элементов. С учетом условия (1), можно заключить, что часть элементов вышеуказанного множества будет иметь одинаковое числовое значение. Иными словами, множество объединенных коэффициентов A разбивается на 2^M непересекающихся подмножеств одинаковых элементов A^j так, что:

$$A = \left(\bigcup_j A^j \right); \quad j \in \overline{0, 2^M - 1}; \quad A^i \cap A^j \equiv 0, \quad \text{при } i \neq j.$$

В каждом из подмножеств A^j можно выполнить суммирование без предварительного умножения на коэффициент опорного сигнала. Очевидно, что каждый из суммирующих блоков (всего 2^M блоков) представляет собой конвейерный сумматор с логарифмическим приближением, у которого в среднем имеется $N/2^M$ входов разрядности c и один выход разрядности $c + \log_2(N/2^M)$. Выходы суммирующих блоков U_i должны быть разбиты на пары,

образованные объединенными коэффициентами, значения которых представляют собой побитовую инверсию друг друга. Кроме того, эти пары целесообразно упорядочить в порядке возрастания значения «неинвертированных» объединенных коэффициентов. Например, последовательность {0, 2, 1, 3, 4, 7, 5, 6} в упорядоченном виде выглядит следующим образом: {0, 7, 1, 6, 2, 5, 3, 4}. На этом завершается этап S_{pre} , полностью определяемый свойствами опорных сигналов (структурой множества A). Сложность данного этапа незначительно варьируется в зависимости от вида опорных сигналов, отношения $N/2^M$, кратности длины N степени двойки. В среднем, сложность S_{pre} можно оценить по формуле:

$$C_{S_{pre}} = 2^M \cdot \frac{N}{2^M} \sum_{i=1}^{\log_2 \left(\frac{N}{2^M} \right)} 0,5^i (c+i) = N \sum_{i=1}^{\log_2 N-M} 0,5^i (c+i). \quad (4)$$

Рассмотрим этап S_{post} . Все вычисления на этом этапе уже не зависят от вида опорных сигналов, а определяются только параметрами M, N и c . Фактически, из 2^M чисел разрядности $c + \log_2 N - M$ вычисляется M результатов разрядности $c + \log_2 N$, соответствующих выходам СФ $Y_0 \dots Y_{M-1}$. Таким образом, этап S_{post} представим в виде регулярной вычислительной структуры глубиной M стадий. Структура образована двухходовыми сумматорами и вычитателями. На первой стадии используется $2^M / 2$ вычитателей, выполняющих функцию $R_x = U_i - U_j$, где U_i и U_j пары упорядоченных выходов этапа S_{pre} . Используя числа из приведенного ранее примера упорядоченной последовательности в качестве индексов, получим: $R_0 = U_0 - U_7, R_1 = U_1 - U_6, R_2 = U_2 - U_5, R_3 = U_3 - U_4$. Данные операции являются первой стадией конвейерного сумматора с логарифмическим приближением, вычисляющего Y_{M-1} , результата обработки старших бит всех объединенных коэффициентов A . Всего в таком сумматоре M стадий, а его сложность вычисляется следующим образом:

$$C_{Y_{M-1}} = 2^{M-1} \cdot (M - (M - 1)) \cdot (c_r - (M - 1)),$$

где $c_r = c + \log_2 N$ – разрядность чисел на выходе фильтра.

Результат Y_{M-2} получается с помощью добавления на последней стадии двухходового вычитателя, имеющего сложность:

$$C_{Y_{M-2}} = 2^{M-M} \cdot (M - (M - M)) \cdot (c_r - (M - M)) = M \cdot c_r,$$

Получение каждого из последующих результатов требует добавления к структуре вычислителя финального этапа некоторого количества сумматоров, причем

сложность получения очередного значения Y растет с уменьшением его индекса. Это вызвано тем, что при рассмотрении упорядоченного ряда «неинвертированных» объединенных коэффициентов, с уменьшением на единицу номера разряда объединенного коэффициента, удваивается количество перемен значений бит данного разряда на интервале $0 \div 2^M$. Сложность вычисления очередного значения Y имеет ярко выраженную закономерность:

$$C_{Y_{M-3}} = 2^{M-M+1} \cdot (M - (M - M + 1)) \cdot (c_r - (M - M + 1)) = 2(M-1) \cdot (c_r - 1),$$

$$C_{Y_{M-4}} = 2^{M-M+2} \cdot (M - (M - M + 2)) \cdot (c_r - (M - M + 2)) = 4(M-2) \cdot (c_r - 2).$$

В целом, сложность финального этапа можно выразить следующей формулой:

$$C_{S_{post}} = \sum_{i=0}^{M-1} 2^i (M-i) \cdot (c + \log_2 N - i). \quad (5)$$

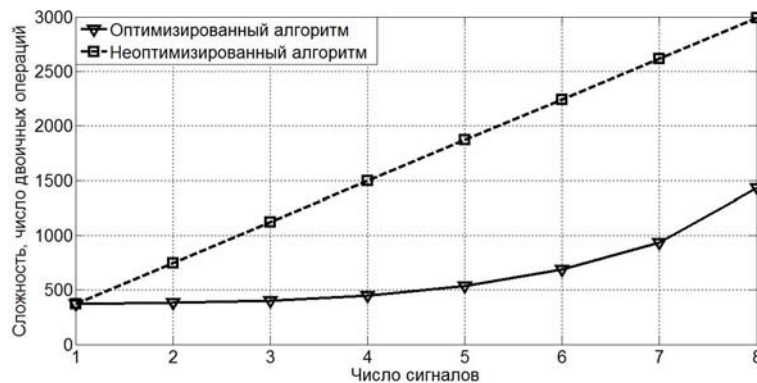
С учетом (4) и (5), общую сложность оптимизированного СФ можно записать следующим образом:

$$C_{C\Phi} = C_{S_{pre}} + C_{S_{post}} = N \sum_{i=1}^{\log_2 N-M} 0,5^i (c+i) + \sum_{i=0}^{M-1} 2^i (M-i) \cdot (c + \log_2 N - i). \quad (6)$$

На рис. 3 приведены сложности аппаратной реализации неоптимизированного и оптимизированного фильтров, в зависимости от количества каналов M для значений $N = 128$ и 1024 , вычисленные по формулам (3) и (6). Видно, что по мере приближения M к значению $\log_2 N$ эффективность алгоритма падает. Это вызвано уменьшением размера подмножеств A^j , что уменьшает общий вес этапа предварительных вычислений. Несмотря на это, даже при граничном случае, когда $M = \log_2 N$, сложность оптимизированного СФ в несколько раз меньше сложности прототипа.

При выполнении вычислений с помощью микропроцессорных систем, сложность реализации целесообразно представить в количестве требуемых операций сложения/вычитания. При этом многоходовый суммирующий блок выполнять в виде сумматора с логарифмическим приближением нет необходимости. Сложность программной реализации неоптимизированного СФ составит:

$$C_{base}^{МП} = M \cdot (N - 1). \quad (7)$$



а)

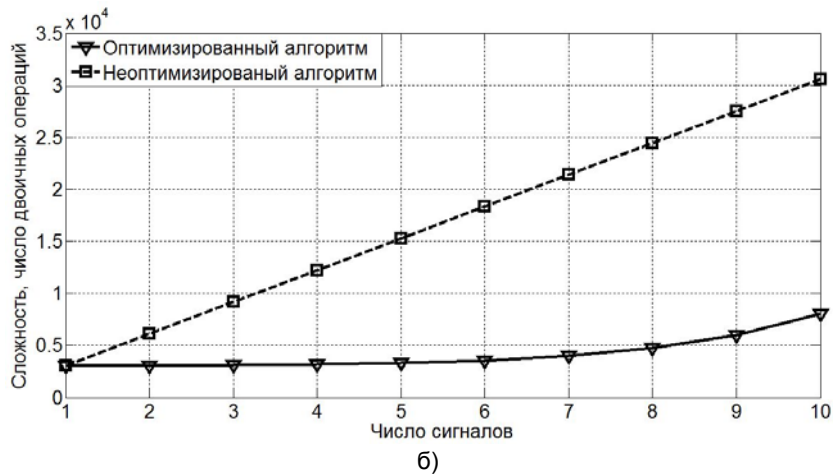


Рис. 3. Зависимость сложности СФ от числа сигналов при аппаратной реализации а – при $N=128, c=1$; б – при $N=1024, c=1$

Программную сложность S_{pre} можно вычислить как:

$$C_{S_{pre}}^{МП} = 2^M \left(\frac{N}{2^M} - 1 \right) = N - 2^M. \quad (8)$$

На этапе S_{post} все-таки потребуется проводить сложения попарно из-за необходимости использования промежуточных результатов для получения результатов Y с индексами от 0 до $M-2$ включительно. Сложность данного этапа:

$$C_{S_{post}}^{МП} = \sum_{i=0}^{M-1} 2^i (M-i). \quad (9)$$

С учетом (8) и (9), общую сложность оптимизированного СФ в случае реализации на базе микропроцессора можно записать следующим образом:

$$C_{CF}^{МП} = C_{S_{pre}}^{МП} + C_{S_{post}}^{МП} = N - 2^M + \sum_{i=0}^{M-1} 2^i (M-i) \quad (10)$$

На рис. 4 приведены сложности программной реализации неоптимизированного и оптимизированного фильтров, в зависимости от количества каналов M для значений $N = 128$ и 1024 , вычисленные по формулам (7) и (10).

Ниже приведены результаты вычисления сложности СФ.

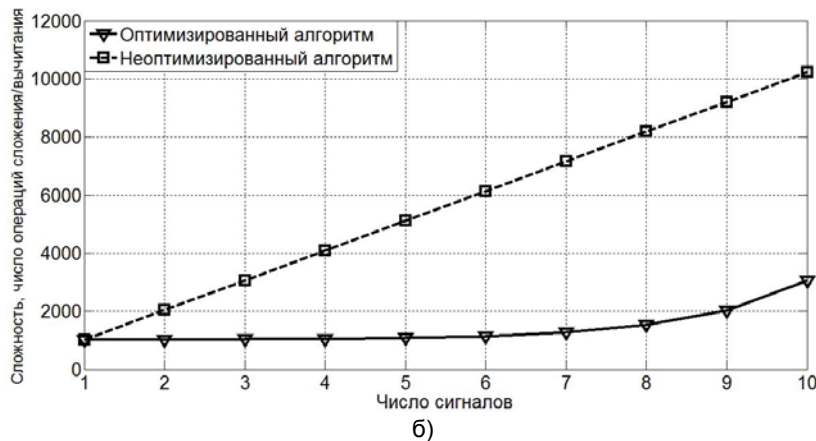
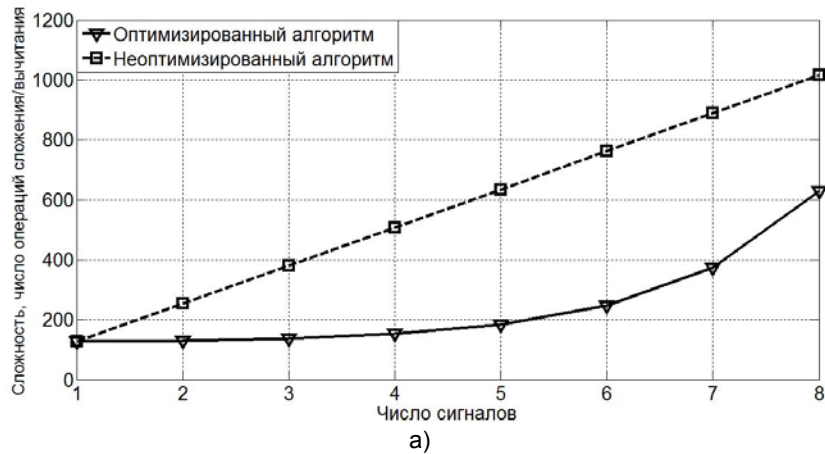


Рис. 4. Зависимость сложности СФ от числа сигналов, при программной реализации а – при $N=128$; б – при $N=1024$

Таблица 1

Сравнение сложности при различных реализациях алгоритмов

Алгоритм	Сложность аппаратной реализации, при разрядности $c=1$			
	$M=1, N=128$	$M=3, N=128$	$M=6, N=128$	$M=8, N=128$
Неоптимизированный алгоритм	374	404	686	1690
Оптимизированный алгоритм	374	1122	2244	2992
	$M=1, N=1024$	$M=4, N=1024$	$M=8, N=1024$	$M=10, N=1024$
Неоптимизированный алгоритм	3059	12236	24472	30590
Оптимизированный алгоритм	3059	3168	4732	10082
	Сложность программной реализации			
	$M=1, N=128$	$M=3, N=128$	$M=6, N=128$	$M=8, N=128$
Неоптимизированный алгоритм	127	381	762	1016
Оптимизированный алгоритм	127	131	184	374
	$M=1, N=1024$	$M=4, N=1024$	$M=8, N=1024$	$M=10, N=1024$
Неоптимизированный алгоритм	1023	4092	8184	10230
Оптимизированный алгоритм	1023	1034	1270	2036

Примеры построения оптимизированных СФ

1. СФ, рассчитанный на прием одного сигнала.

В таком СФ сумматор разбивается на два суммирующих блока, а объединенные коэффициенты являются одноразрядными. Зададим вид опорного сигнала: $a[n]=\{+1, -1, -1, +1, +1, -1, -1, +1\}$. Математическое ожидание такого сигнала равно нулю, а длина $N=8$. В данном примере оба суммирующих блока имеют по четыре входа, образуя структуру, приведенную на рис. 5. Арифметический инвертор, выделенный кружком с надписью «-1», показан условно. Аппаратно арифметическая инверсия выполняется суммирующим блоком финального этапа.

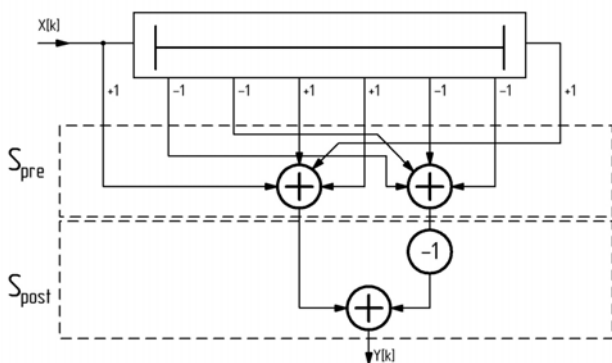


Рис. 5. Структура СФ для одного сигнала

Суммирующие блоки предварительной стадии являются конвейерными сумматорами с логарифмическим приближением, причем их совокупная сложность меньше, чем у единого конвейерного сумматора $\log_2 N$ на величину сложности последней стадии суммирования (Стадия $S_{\log_2 N}$ на рис. 2). Последняя стадия в этом случае тривиально заменяется операцией вычитания. Таким образом, сложность одноканального варианта одинакова для случая оптимизированного СФ и прототипа.

2. СФ, рассчитанный на прием двух сигналов.

Зададим вид опорных сигналов: $a_0[n]=\{+1, -1, -1, +1, +1, -1, -1, +1\}$, $a_1[n]=\{+1, -1, +1, -1, +1, -1, +1, -1\}$. Параметры: $M=2, N=8, c=1$. Тогда множество объединенных коэффициентов $A \in 0, 2^M - 1$ или $A \in 0, 3$, и условие (1) выполняется. На рис. 6 изображена структура такого фильтра. Суммирующие блоки этапа S_{pre} условно обозначены символами «+1+1», «-1-1», «-1+1», «+1-1» соответственно значению объединенных коэффициентов.

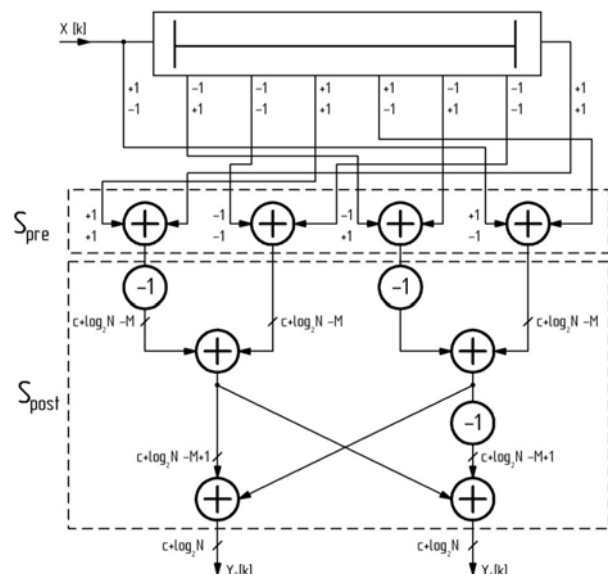


Рис. 6. Структура оптимизированного СФ для двух сигналов

3. СФ, рассчитанный на прием трех сигналов.

Зададим вид опорных сигналов: $a_0[n]=\{+1, -1, -1, +1, +1, -1, -1, +1\}$, $a_1[n]=\{+1, -1, +1, -1, +1, -1, +1, -1\}$, $a_2[n]=\{+1, -1, +1, -1, +1, -1, +1, -1\}$.

На рис. 7 изображена структура такого фильтра. Входной сигнал и линия задержки на рисунке не отображены.

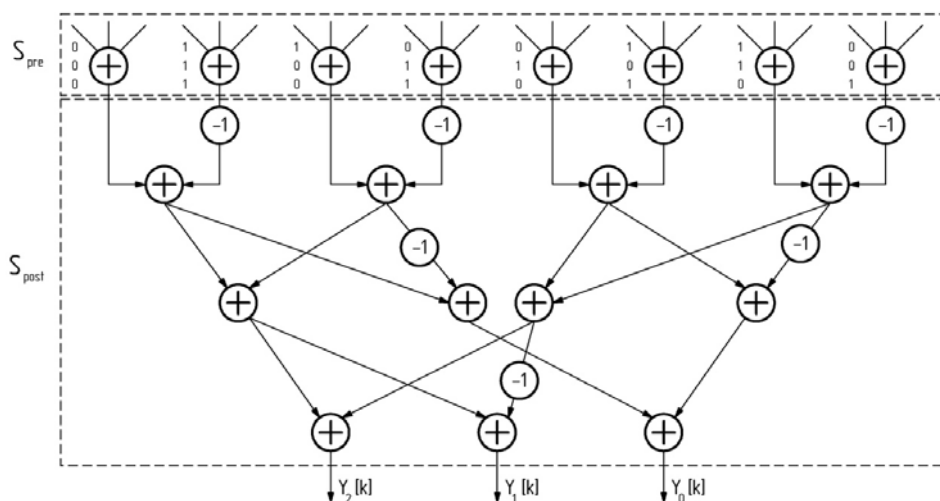


Рис. 7. Структура оптимизированного СФ для трех сигналов

Выводы

1. Предложенный способ построения согласованного фильтра позволяет уменьшить сложность многоканального фильтра до величины, сравнимой с одноканальным вариантом.
2. Для одноканального случая сложности аппаратной реализации оптимизированного и неоптимизированного фильтров одинаковы.
3. С увеличением количества каналов фильтра эффективность оптимизации падает.

Литература

1. Ипатов В. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов / В. Ипатов. – Москва: Техносфера, 2007. – 488 с.
2. Кузнецов В.С., Мордасов К.А. Быстрое декодирование на основе пассивной согласованной фильтрации длинных кодов Голда / Естественные и технические науки – М., 2009. – №4. – с. 321-327.
3. Угрюмов Е.П. Цифровая схемотехника / Е.П. Угрюмов. – СПб.: БХВ-Петербург, 2001. – 528 с.
4. Стешенко В.Б. ПЛИС фирмы «Altera»: элементная база, система проектирования и языки описания аппаратуры / В.Б. Стешенко – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2002. – 57

Уважаемые коллеги!

Приглашаем Вас принять участие в формировании тематических выпусков журнала «Цифровая обработка сигналов» и размещению рекламы продукции (услуг) Вашей организации на его страницах. В случае положительного решения просим представить в редакцию журнала Ваши предложения по плановому размещению информационных материалов и макет рекламы продукции (услуг) с указанием желаемого её месторасположения: обложка (2-я, 3-я или 4-я стр.), цветная внутренняя полоса (объем полосы).

Журнал «Цифровая обработка сигналов» издается с 1999 года. Выходит ежеквартально, тиражом – 700 экз. Распространяется по подписке через агентство «Роспечать» в России, СНГ и странах Балтии (индекс 82185), а также на Конференции: «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA '» и Выставках: «ЕхроElectronica», «СвязьЭкспокомм», «ЭЛЕКТРОНИКА: компоненты, оборудование, технологии» (г. Москва) и др.

Научно-технический журнал «Цифровая обработка сигналов» включен в Список изданий, рекомендуемый ВАК РФ для публикации результатов научных исследований соискателями ученой степени доктора и кандидата технических наук в области радиотехники, связи, вычислительной техники, электроники, информационно-измерительных и управляющих систем.

Планируемые сроки издания отдельных номеров журнала:

№ 2 – июнь 2011 г. Тематический выпуск: «Теория и методы цифровой обработки сигналов».

№ 3 – сентябрь 2011 г. Тематический выпуск: «Цифровая обработка изображений».

№ 4 – декабрь 2011 г. Тематический выпуск: «ЦОС в радиотехнике и системах телекоммуникаций».

Ориентировочная стоимость рекламных услуг:

4-я (внешняя) страница цветной обложки - 25 тысяч рублей.

2-я и 3-я (внутренние) страницы цветной обложки - 15 тысяч рублей.

1/2 цветной внутренней полосы - 8 тысяч рублей.

Ждем Ваших предложений.

С наилучшими пожеланиями, зам. главного редактора
д.т.н., профессор Витязев Владимир Викторович, телефон 8-903-834-81-81.

Предложения прошу направлять по адресу: E-mail: vityazev.v.v@rsreu.ru или info@dspa.ru

ПАМЯТИ АРТУРА АБРАМОВИЧА ЛАННЭ



19 февраля 2011 г. после тяжёлой болезни скончался доктор технических наук, профессор Ланнэ Артур Абрамович, выдающийся учёный в области радиотехники и связи, член редколлегии журнала «Цифровая обработка сигналов».

Ланнэ А.А. родился 31 мая 1936 г. в Симферополе в семье военнослужащего. В 1954 году окончил школу с серебряной медалью. В том же году поступил в Военную академию связи им. С.М. Будённого, которую окончил в 1959 г. по специальности военного инженера электропроводной связи.

Служил в войсках инженером узла связи (1959 — 1962 гг.). В 1962 г. поступил в адъюнктуру Военной академии связи и уже в 1963 году защитил кандидатскую диссертацию, в которой решались некоторые задачи синтеза линейных электрических цепей с заданными амплитудно-частотными и фазоразностными характеристиками.

После защиты был оставлен преподавателем на кафедре, которую возглавлял профессор А. Ф. Белецкий. В 1967 г. защитил докторскую диссертацию — первую в СССР работу по общей теории оптимального синтеза линейных электрических цепей, став доктором технических наук в 31 год и с 1970 г. — профессором той же кафедры. Артур Абрамович внёс значительный вклад в инженерные методы расчёта и проектирования аналоговых АРС-схем. С 1970 г. Артур Абрамович начинает активно работать в области цифровой обработки сигналов (ЦОС) и её приложений, синтеза и идентификации

нелинейных цепей и систем, многокритериальной оптимизации. Под его руководством был разработан первый отечественный цифровой процессор обработки сигналов (ЦПОС) «Рената» (КМ1813-ВЕ1).

По окончании военной службы проф. Ланнэ А.А. некоторое время работал заместителем генерального директора НПО «Красная заря» по науке и одновременно руководителем созданного им отдела Цифровой обработки сигналов в том же НПО, впоследствии преобразованного в Научно-инженерный и учебный центр цифровой обработки сигналов СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича. С 1991 г. по декабрь 2010 г. возглавлял первую созданную в стране кафедру цифровой обработки сигналов.

Центр ЦОС под руководством Артура Абрамовича стал пионером в области разработки и реализации на ЦПОС линейки низкоскоростных вокодеров, параллельных модемов, речевых информационных систем и других работ в интересах развития отечественных систем цифровой связи, в том числе специального назначения. Высокий уровень научных достижений подтверждался систематически проходившими в Центре научными и научно-практическими семинарами и школами, в том числе международными.

До последних дней жизни профессор Ланнэ А. А. вёл большую научно-педагогическую работу. Он является автором и соавтором около 30 книг и более 500 статей. Среди его учеников свыше 80 кандидатов наук и 6 докторов, которые составляют заложенную им научную школу, работающую в различных областях радиотехники. Артур Абрамович являлся Почётным Членом Российского НТО РЭС им. А. С. Попова, членом редколлегии журнала «Известия вузов. Радиоэлектроника», награждён знаком «Изобретатель СССР» и многими правительственными наградами СССР.

Светлая память о нем навсегда сохранится в сердцах всех, кто знал этого замечательного человека, выдающегося ученого, прекрасного методиста, профессионала высокого уровня.

Президиум Центрального совета РНТОРЭС им. А.С. Попова и редколлегия журнала «Цифровая обработка сигналов» выражают глубокое сочувствие семье и близким Артура Абрамовича Ланнэ.

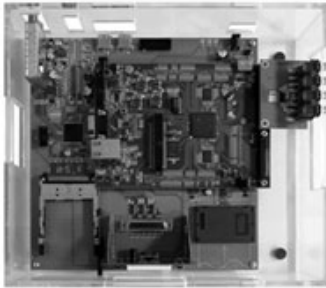
ЗАО ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ приступило к серийным поставкам СУБМОДУЛЯ СИНТЕЗА СИГНАЛОВ ADMQM9957 с тактовой частотой до 1ГГц. Субмодуль предназначен для формирования высокочастотного модулированного аналогового сигнала из низкочастотного потока цифровых отсчётов квадратур модулирующего сигнала. На основе данного субмодуля возможна реализация практически любого вида модуляции, например QAM256, ЛЧМ, ФМ, АМ и проч. Подробнее: <http://www.insys.ru/news/179--admqm9957-c-1>



ЗАО ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ выпущен 16-канальный МОДУЛЬ ЦИФРОВОГО РАДИОПРИЕМА DR-16x125M-cP6 в стандарте CompaqPCI 6U. Модуль предназначен для построения многоканальных радиолокационных и связных систем. Позволяет вводить и обрабатывать до 16 аналоговых сигналов ПЧ и формировать модулированный сигнал на ПЧ. Подробнее: <http://www.insys.ru/news/174--dr-16x125m-cp6>

ЗАО ЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ выпустило НОВУЮ ВЕРСИЮ 3.0 SCADA системы ZETView. SCADA система ZETView - это среда графического программирования, используемая как система сбора и обработки данных от устройств, подключаемых к компьютеру (анализаторов спектра, плат АЦП/ЦАП, мультиметров). Подробнее: <http://www.zetms.ru/>





НТЦ МОДУЛЬ завершил разработку КОМПЛЕКТА РАЗРАБОТЧИКА (КРУ) на базе СБИС K1879XB1Я. Начало продаж данного изделия - III квартал 2011 г.
 Подробнее: <http://www.module.ru/ruproducts/dspmod/kru.shtml>
 НТЦ МОДУЛЬ анонсирует выпуск МОДУЛЯ ДЕКОДЕРА, разработанного на основе СБИС K1879XB1Я и входящего в состав комплекта разработчика устройства для приема и декодирования цифрового телевизионного сигнала.

В рамках Университетской программы фирмы TEXAS INSTRUMENTS INC. в Москве и в Новосибирске прошли обучающие семинары по МИКРОКОНТРОЛЛЕРАМ СЕМЕЙСТВ MSP430 и STELLARIS для представителей вузов. Преподаватели и аспиранты ознакомились с программой фирмы по поддержке вузов и получили базовые теоретические знания и практические навыки работы с устройствами. Подробнее об Университетской программе фирмы Texas Instruments можно узнать на сайте: <http://www.dsps.ru/cosvuz/>



TEXAS INSTRUMENTS Inc. представляет новое СЕМЕЙСТВО ПРОЦЕССОРОВ C66x. Это многоядерные DSP-процессоры, демонстрирующие беспрецедентный уровень вычислительной производительности. Процессоры совмещают работу с форматами данных с фиксированной и с плавающей точкой и обладают высочайшей вычислительной эффективностью при одновременной экономичности по энергопотреблению.

Подробнее: <http://www.ti.com/c66multicore-etech1>

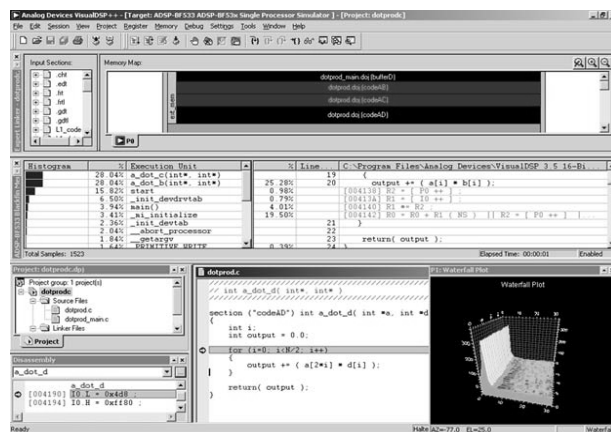
TEXAS INSTRUMENTS Inc. выпускает ПРОЦЕССОР C6A816x СЕМЕЙСТВА Integra. Процессор строится на базе ядра DSP C674x с тактовой частотой 1.5 ГГц и арифметикой с плавающей точкой и процессорного ядра ARM Cortex™-A8.

Подробнее: <http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/tms320c6a8168.html>



ANALOG DEVICES Inc. представляет новый процессор семейства Blackfin: ADSP-BF549. Процессор ориентирован на современные автомобильные электронные системы и демонстрирует отличное сочетание производительности и экономичности. Подробности на сайте <http://www.analog.com>

ANALOG DEVICES Inc. поддерживает разработчика на базе процессоров Blackfin новым программным инструментальным средством: доступна ГРАФИЧЕСКАЯ БИБЛИОТЕКА 2D BF2DGL-OCV. Подробности на сайте <http://www.analog.com>



НОВЫЕ КНИГИ: Сергиенко А.Б. ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ: учеб. пособие. 3-е изд. ISBN978-5-9775-0606-9. Объем: 768 с. Издательство «БХВ-Петербург».

Подробнее: <http://www.bhv.ru/books/book.php?id=187979>