

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

3/2005

НАУЧНО - ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

АДАПТИВНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ

КОДИРОВАНИЕ РЕЧИ

ЦОС В РАДИОЛОКАЦИИ

ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЕ
КОДИРОВАНИЕ

ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ

ISSN 1684-2634



9 771684 263005 >

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал
№ 3 (16)/2005

Издается с 1999 года
Выходит четыре раза в год

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР
Ю.Б. ЗУБАРЕВ

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

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

Адрес редакции:

107241 Москва, Щелковское ш., 23А
Тел.: (095) 290-9088
Факс: (095) 290-9085
E-mail: editor@dspa.ru
http://www.dspa.ru

Для писем:

129090 Москва, а/я 48.

Издатель:

КБ волоконно-оптических приборов
Ответственный редактор: Д.А. Задворнов
Дизайн и верстка: Е.Н. Юрлова

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

Подписано в печать 30.10.2005 .
Формат 60×90/8.

Гарнитура «Pragmatica C». Печать офсетная.
Бумага мелованная. Печ.л. 7,0. Тираж 1000 экз.

Заказ № 61. Отпечатано в
ООО «Типография Принтхаус»
Москва, ул. Вавилова, вл. 9а, стр. 7,
тел.: 132-7218, 105-0798.

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

© КБ ВП, 2005

В НОМЕРЕ:

В.И. Джиган

**Многообразие лестничных
RLS-алгоритмов адаптивной фильтрации2**

А.Н. Павловец, А.А. Петровский

**Каантоаание огибающей спектра в аокодерере,
осноаанное на декомпозиции речевого сигнала
на периодическую и аперидическую
составляющие13**

В.М. Давыдочкин, В.В. Езерский

**Минимизация погрешности измерения
расстояния при цифровой обработке сигналов
в ближней частотной радиолокации22**

А.Ю. Линович

**Применение методов частотно-временной
декомпозиции при решении задачи
обратного моделирования28**

А.П. Шумов, М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин

**Пространстаенно-временные решетчатые коды
для многоантенных систем связи38**

В.Б. Стешенко

**Оценка производительности
новых семейста ПЛИС Altera
для применения в системах связи с OFDM48**

О.Ю. Аксенов

Совмещение изображений51

Москва, «Крокус Экспо»56

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

УДК 621.513.6

Многообразие лестничных RLS-алгоритмов адаптивной фильтрации

В.И. Джиган

В настоящее время адаптивные фильтры широко применяются в различных радиоэлектронных устройствах и системах [1]. В основе функционирования большинства таких фильтров находится градиентный алгоритм по критерию наименьшего среднеквадратического отклонения (Least Mean Square, LMS) [2] или его модификации. Подобные алгоритмы характеризуются наименьшей арифметической сложностью среди алгоритмов адаптивной фильтрации ($2N$ арифметических операций на одну итерацию, где N – число весовых коэффициентов фильтра) и алгоритмической простотой – несложным математическим описанием. Однако известно, что LMS-алгоритм обладает рядом функциональных недостатков, проявление которых становится особенно заметным при обработке нестационарных сигналов. В [3] показано, что LMS-алгоритм можно рассматривать как упрощенный вариант более сложного и более эффективного рекурсивного алгоритма по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS), что является одной из причин более низкой эффективности LMS-алгоритмов по сравнению с RLS-алгоритмами.

RLS-алгоритмы представляют собой рекурсивные процедуры вычисления весовых коэффициентов фильтра Винера. Арифметическая сложность таких алгоритмов равна $O(N^2)$ операций или $O(N) \gg 7N$ операций в быстрых (вычислительно эффективных) версиях. Это объясняет меньшую популярность RLS-алгоритмов с вычислительной точки зрения по сравнению с LMS-алгоритмами. В то же время RLS-алгоритмы все в большей степени применяются в адаптивных фильтрах, поскольку арифметическая сложность уже не является препятствием на пути реализации таких фильтров. Существующие в настоящее время высокопроизводительные цифровые сигнальные процессоры, например [4], позволяют

Рассматриваются основы теории быстрых лестничных RLS-алгоритмов, приведены вычислительные процедуры основных разновидностей таких алгоритмов для одноканальных адаптивных фильтров с комплексными весовыми коэффициентами, и дана оценка их арифметической сложности. Лестничные алгоритмы находят применение в приложениях, где интересующим выходным сигналом является лишь сигнал ошибки и не требуется вычисление весовых коэффициентов адаптивного фильтра в явном виде.

эффективно реализовать сложные адаптивные алгоритмы [5].

Помимо арифметической сложности, фактором, сдерживающим широкое использование RLS-алгоритмов, часто является их достаточно сложное математическое описание, нередко трудно сопоставимое в различных литературных источниках. Систематизация некоторых разновидностей RLS-алгоритмов не раз предпринималась в работах [6–11]. Она позволяет взглянуть на такие алгоритмы с единой точки зрения, что способствует их более эффективному освоению и более активному использованию в приложениях.

Целью настоящей работы является систематизация основных разновидностей так называемых лестничных алгоритмов адаптивной фильтрации. Данные алгоритмы принадлежат к классу быстрых RLS-алгоритмов, а потому при реализации в арифметике с плавающей точкой и при соответствующей инициализации они математически эквивалентны другим RLS-алгоритмам и друг другу. Под математической эквивалентностью понимается одинаковое функционирование на каждой итерации в случае, если сравниваемые адаптивные фильтры имеют одинаковые параметры и обрабатывают одинаковые входной $x(k)$ и требуемый $d(k)$ сигналы. Здесь и далее k – индекс дискретного времени.

В настоящей работе будут рассмотрены алгоритмы для одноканальных адаптивных фильтров с комплексными весовыми коэффициентами $h_n(k)$ (рис. 1). Алгоритмы для фильтров с действительными весовыми коэффициентами являются частными случаями

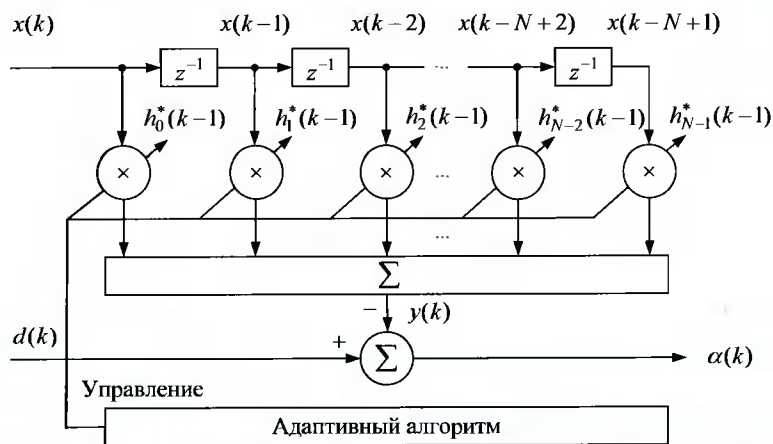


Рис. 1. Адаптивный фильтр

этих алгоритмов при замене всех комплексных переменных и арифметических операций на действительные переменные и операции. Такое представление алгоритмов в работе обусловлено тем, что переход от фильтров с действительными весовыми коэффициентами к фильтрам с комплексными весовыми коэффициентами, в отличие от обратного перехода, не всегда очевиден ввиду необходимости выполнения комплексного сопряжения ряда переменных, участвующих в вычислениях.

Особенностью лестничных фильтров является отсутствие в них вычисления весовых коэффициентов в явном виде. Это достигается тем, что вместо весовых коэффициентов используются другие переменные, являющиеся функциями от этих коэффициентов. Как следствие, в лестничных алгоритмах выходной сигнал адаптивного фильтра $y(k) = \mathbf{h}_N^H(k-1)\mathbf{x}_N(k)$, требующий знания вектора весовых коэффициентов $\mathbf{h}_N^H(k-1)$ в явном виде, не вычисляется. Здесь $\mathbf{x}_N(k)$ – вектор входных сигналов адаптивного фильтра. В настоящей статье матрицы и векторы обозначаются соответственно прописными и строчными полужирными сим-

волами, нижний индекс N в обозначении векторов и квадратных матриц означает число элементов (N и $N \times N$ соответственно), а верхний индекс H означает операцию эрмитового сопряжения.

Примерами использования адаптивных фильтров, в которых выходным сигналом является лишь сигнал ошибки $\alpha(k) = d(k) - y(k)$, могут служить задачи подавления сигналов электрического и акустического эха [3, 12]. В таких приложениях часто используются алгоритмы аффинных проекций [13] и RLS-алгоритмы на основе прямого QR-разложения [14], в которых весовые коэффициенты адаптивного фильтра тоже не вычисляются, а интересующим выходным сигналом является лишь сигнал ошибки $\alpha(k)$.

Существует два основных типа лестничных адаптивных фильтров, в процессе работы которых вычисляются априори ошибки $\alpha(k) = \alpha_{N+1}(k)$ (рис. 2) и апостериори ошибки $e(k) = d(k) - \mathbf{h}_N^H(k)\mathbf{x}_N(k) = e_{N+1}(k)$ (рис. 3). Понятия априори и апостериори связаны со значением индекса дискретного времени (k) и ($k-1$) в векторах весовых коэффициентов фильтра. Возможны также варианты лестничных алгоритмов, в которых одновременно вычис-

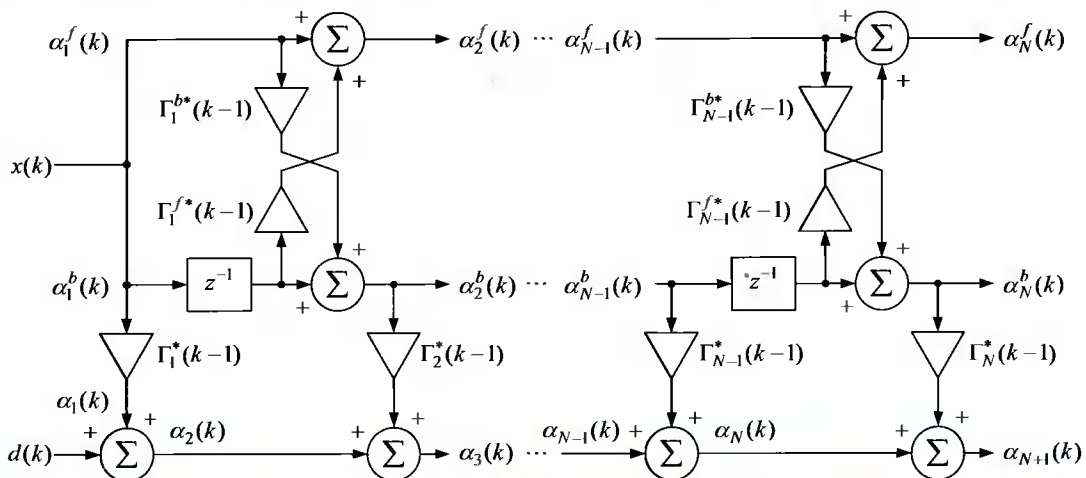


Рис. 2. Адаптивный фильтр на основе априори ошибок

ляются априори и апостериори ошибки. Структура нижней части рис. 2 и рис. 3 напоминает лестницу (ladder), что и послужило названием таким фильтрам и алгоритмам. Иногда встречается и другое название – lattice (решетка, сетка), что обусловлено структурой вычислений, представленной в верхней части этих рисунков. Реже встречается комбинированное название lattice-ladder.

Далее будут рассмотрены основные шаги получения лестничных алгоритмов для одноканальных адаптивных фильтров и вычислительные процедуры основных разновидностей таких алгоритмов. В результате этого будут продемонстрированы основные признаки сходства и различия лестничных алгоритмов. Представленный материал базируется на работах [7, 9, 15–27].

Решением задачи адаптивной фильтрации по критерию наименьших квадратов является вектор весовых коэффициентов фильтра

$$\mathbf{h}_N(k) = \mathbf{R}_N^{-1}(k) \mathbf{r}_N(k), \quad (1)$$

где $\mathbf{R}_N(k) = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} \mathbf{x}_N(i) \mathbf{x}_N^H(i) = \lambda \mathbf{R}_N(k-1) + \mathbf{x}_N(k) \mathbf{x}_N^H(k)$ – корреляционная матрица, $\mathbf{r}_N(k) = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} \mathbf{x}_N(i) d^*(i) = \lambda \mathbf{r}_N(k-1) + \mathbf{x}_N(k) d^*(k)$ – вектор взаимной корреляции, а $0 < \lambda \leq 1$ – параметр экспоненциального взвешивания. Этот параметр при обработке нестационарных сигналов обеспечивает возможность регулирования следящих свойств адаптивного фильтра в небольших пределах. Получение вычислительных процедур большинства RLS-алгоритмов базируется на использовании леммы об обращении матриц [23], с помощью которой рекурсивно вычисляется обратная корреляционная матрица в уравнении (1). В результате этого сложность RLS-алгоритмов составляет $O(N^2)$ арифметических операций вместо $O(N^3)$ операций в случае использования общих способов обращения матриц в уравнении (1). Получение вычислительных процедур быстрых RLS-алгоритмов с арифметической сложностью $O(N)$ базируется на теории линейного предсказания [25].

Центральную роль в этой теории играют выражения обратных корреляционных матриц размера $N+1$:

$$\mathbf{R}_{N+1}^{-1}(k) = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{0}_N^T \\ \mathbf{0}_N & \mathbf{R}_N^{-1}(k-1) \end{bmatrix} + \frac{1}{E_N^f(k)} \mathbf{a}_{N+1}(k) \mathbf{a}_{N+1}^H(k), \quad (2)$$

$$\mathbf{R}_{N+1}^{-1}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_N^{-1}(k) & \mathbf{0}_N \\ \mathbf{0}_N^T & 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{E_N^b(k)} \mathbf{b}_{N+1}(k) \mathbf{b}_{N+1}^H(k), \quad (3)$$

где $\mathbf{0}_N$ – нуль-вектор; $\mathbf{a}_{N+1}(k) = [1, -\mathbf{h}_N^H(k)]^H$, $\mathbf{b}_{N+1}(k) = [1, -\mathbf{h}_N^{bH}(k)]^H$ – векторы коэффициентов фильтров линейного предсказания значений входного сигнала $x(k)$ в прямом направлении (forward prediction, – используется верхний индекс f в обозначении) и $x(k-N)$ – в обратном направлении (backward prediction, – используется верхний индекс b в обозначении). Здесь

$$E_N^f(k) = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} e_N^f(i) = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} [x(i) - \mathbf{h}_N^H(k) \mathbf{x}_N(i-1)]^2 = \lambda E_N^f(k-1) + e_N^f(k) \alpha_N^{f*}(k), \quad (4)$$

$$E_N^b(k) = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} e_N^b(i) = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} [x(i-N) - \mathbf{h}_N^{bH}(k) \mathbf{x}_N(i)]^2 = \lambda E_N^b(k-1) + e_N^b(k) \alpha_N^{b*}(k) \quad (5)$$

– энергии ошибок линейного предсказания,

$$\alpha_N^f(k) = x(k) - \mathbf{h}_N^H(k-1) \mathbf{x}_N(k-1) = \mathbf{a}_{N+1}^H(k-1) \mathbf{x}_{N+1}(k),$$

$$\alpha_N^b(k) = x(k-N) - \mathbf{h}_N^{bH}(k-1) \mathbf{x}_N(k) = \mathbf{b}_{N+1}^H(k-1) \mathbf{x}_{N+1}(k)$$

– априори ошибки предсказания,

$$e_N^f(k) = x(k) - \mathbf{h}_N^H(k) \mathbf{x}_N(k-1) = \mathbf{a}_{N+1}^H(k) \mathbf{x}_{N+1}(k),$$

$$e_N^b(k) = x(k-N) - \mathbf{h}_N^{bH}(k) \mathbf{x}_N(k) = \mathbf{b}_{N+1}^H(k) \mathbf{x}_{N+1}(k)$$

– апостериори ошибки предсказания, а символ $(\cdot)^*$ означает операцию комплексного сопряжения скалярной переменной.

Выражения (2)–(5) справедливы для любого значения $n = 1, \dots, N$. Это свойство используется при построении лестничных RLS-алгоритмов. С помощью данных выражений можно установить следующие

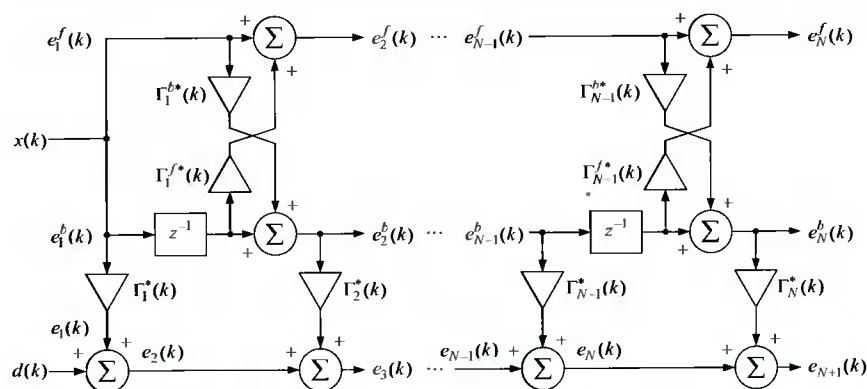


Рис. 3. Адаптивный фильтр на основе апостериори ошибок

зависимости для вычисления векторов коэффициентов фильтров линейного предсказания:

$$\mathbf{a}_{n+1}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_n(k) \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{b}_n(k-1) \end{bmatrix} \Gamma_{n-1}^f(k), \quad (6)$$

$$\mathbf{b}_{n+1}(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{b}_n(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{a}_n(k) \\ 0 \end{bmatrix} \Gamma_{n-1}^b(k), \quad (7)$$

где $\Gamma_n^f(k) = -\Delta_n(k)/E_n^b(k-1)$ и $\Gamma_n^b(k) = -\Delta_n^*(k)/E_n^f(k)$, а $\Delta_n(k) = \lambda\Delta_n(k-1) + e_n^b(k-1)\alpha_n^f(k)$ и $\Delta_n^*(k) = \lambda\Delta_n^*(k-1) + e_n^f(k)\alpha_n^b(k-1)$.

С помощью уравнений (6) и (7) ошибки линейного предсказания вычисляются как

$$\alpha_{n+1}^f(k) = \mathbf{a}_{n+1}^H(k-1)\mathbf{x}_{n+2}(k) = \alpha_n^f(k) + \Gamma_n^f(k-1)\alpha_n^b(k-1), \quad (8)$$

$$\alpha_{n+1}^b(k) = \mathbf{b}_{n+1}^H(k-1)\mathbf{x}_{n+2}(k) = \alpha_n^b(k-1) + \Gamma_n^b(k-1)\alpha_n^f(k), \quad (9)$$

$$e_{n+1}^f(k) = \mathbf{a}_{n+2}^H(k)\mathbf{x}_{n+2}(k) = e_n^f(k) + \Gamma_n^f(k)e_n^b(k-1), \quad (10)$$

$$e_{n+1}^b(k) = \mathbf{b}_{n+2}^H(k)\mathbf{x}_{n+2}(k) = e_n^b(k-1) + \Gamma_n^b(k)e_n^f(k). \quad (11)$$

Из (8)–(11) следует, что ошибки $\alpha_{n+1}^f(k)$ и $e_{n+1}^f(k)$ являются взвешенными функциями ошибок $\alpha_n^b(k-1)$ и $e_n^b(k-1)$, а ошибки $\alpha_{n+1}^b(k)$ и $e_{n+1}^b(k)$ – взвешенными функциями ошибок $\alpha_n^f(k)$ и $e_n^f(k)$. Т.е. с помощью коэффициентов отражения $\Gamma_n^f(k)$ и $\Gamma_n^b(k)$ эти ошибки как бы отражаются друг на друга, что обуславливает решеточную структуру процедуры вычисления этих ошибок (см. верхнюю часть рис. 2 и рис. 3) и название этих коэффициентов.

Аналогично, априори и апостериори ошибки на выходе адаптивного фильтра (ошибки моделирования) определяются как

$$\alpha_{n+1}(k) = \alpha_n(k) + \Gamma_n^*(k-1)\alpha_n^b(k), \quad (12)$$

$$e_{n+1}(k) = e_n(k) + \Gamma_n^*(k)e_n^b(k), \quad (13)$$

где $\Gamma_n(k) = -D_n(k)/E_n^b(k)$ и $D_n(k) = \lambda D_n(k-1) + e_n^*(k)\alpha_n^b(k)$.

Таким образом, вычисление ошибок $\alpha(k) = \alpha_{N+1}(k)$ и $e(k) = e_{N+1}(k)$ можно осуществить рекурсивно с помощью (12) и (13) в соответствии со структурами на рис. 2 и рис. 3, не определяя весовых коэффициентов фильтра в явном виде. Вычислительная процедура такого алгоритма приведена в табл. 1.

Для удобства последующего сопоставления оценок вычислительной сложности рассматриваемые в работе алгоритмы также именуются короткими названиями. Первый алгоритм (табл. 1) условно называется «Алгоритм 1». При инициализации энергий ошибок линейного предсказания, как показано в первой стро-

Таблица 1.

Вычисления	Ссылки
Initialization : $E_n^f(0) = \delta^2$, $E_n^b(0) = \delta^2 \lambda^{n-1}$, $\Delta_n(0) = 0$, $D_n(0) = 0$, $\alpha_n^f(0) = 0$, $e_n^b(0) = 0$, $\Gamma_n^f(0) = 0$, $\Gamma_n^b(0) = 0$, $n = 1, 2, \dots, N$	(1.0)
For $k = 1, 2, \dots, K$	
$\alpha_1^f(k) = x(k)$, $\alpha_1^b(k) = x(k)$, $e_1^f(k) = x(k)$, $e_1^b(k) = x(k)$	(1.1)
$\alpha_1(k) = d(k)$, $e_1(k) = d(k)$	
For $n = 1, 2, \dots, N$	
$E_n^f(k) = \lambda E_n^f(k-1) + e_n^f(k)\alpha_n^{f*}(k)$	(1.2)
$E_n^b(k) = \lambda E_n^b(k-1) + e_n^b(k)\alpha_n^{b*}(k)$	(1.3)
$\Delta_n(k) = \lambda \Delta_n(k-1) + e_n^b(k-1)\alpha_n^{f*}(k)$	(1.4)
$D_n(k) = \lambda D_n(k-1) + e_n^*(k)\alpha_n^b(k)$	(1.5)
$\alpha_{n+1}^f(k) = \alpha_n^f(k) + \Gamma_n^f(k-1)\alpha_n^b(k-1)$	(1.6)
$\alpha_{n+1}^b(k) = \alpha_n^b(k-1) + \Gamma_n^b(k-1)\alpha_n^f(k)$	(1.7)
$\alpha_{n+1}(k) = \alpha_n(k) + \Gamma_n^*(k-1)\alpha_n^b(k)$	(1.8)
$\Gamma_n^f(k) = -\Delta_n(k)/E_n^b(k-1)$	(1.9)
$\Gamma_n^b(k) = -\Delta_n^*(k)/E_n^f(k)$	(1.10)
$\Gamma_n(k) = -D_n(k)/E_n^b(k)$	(1.11)
$e_{n+1}^f(k) = e_n^f(k) + \Gamma_n^f(k)e_n^b(k-1)$	(1.12)
$e_{n+1}^b(k) = e_n^b(k-1) + \Gamma_n^b(k)e_n^f(k)$	(1.13)
$e_{n+1}(k) = e_n(k) + \Gamma_n^*(k)e_n^b(k)$	(1.14)
End for n	
End for k	

ке табл. 1, данный алгоритм математически эквивалентен соответствующим одноканальным вариантам RLS-алгоритмов, рассмотренных в [11]. Здесь и далее $\delta^2 \geq 0, 01\sigma_x^2$ – параметр начальной регуляризации обращения корреляционной матрицы, где σ_x^2 – дисперсия входных сигналов адаптивного фильтра. На практике (см. рис. 1) в качестве интересующего выходного сигнала обычно используется сигнал $\alpha(k) = \alpha_{N+1}(k)$, что соответствует физической реализуемости адаптивного фильтра, а именно: на k -й итерации сигнал $y(k)$ формируется на основе использования весовых коэффициентов, вычисленных на предыдущей итерации. Ошибки для ступени $n=1$ лестничного фильтра, см. (1.1), определяются как сами обрабатываемые сигналы, так как не существует фильтров порядка $n=0$, с помощью которых сигнал $x(k)$ может предсказываться, а сигнал $d(k)$ – моделироваться.

«Алгоритм 1» может быть преобразован в два алгоритма, которые функционируют на основе вычисления только априори или только апостериори ошибок. Такие алгоритмы («Алгоритм 2» и «Алгоритм 3») приведены в табл. 2 и табл. 3.

В данных алгоритмах используется только один из видов ошибок предсказания и моделирования, а не-

Таблица 2.

Вычисления	Ссылки
Initialization : $E_n^i(0) = \delta^2, E_n^b(0) = \delta^2 Z^{n-1}, \Delta_n(0) = 0, D_n(0) = 0,$ $\alpha_n^i(0) = 0, \varphi_n(0) = 1, \Gamma_n^i(0) = 0, \Gamma_n^b(0) = 0, \Gamma_n(0) = 0, n = 1, 2, \dots, N$	(2.0)
For $k = 1, 2, \dots, K$ $\varphi_i(k) = 1, \alpha_i^i(k) = x(k), \alpha_i^b(k) = x(k), \alpha_i(k) = d(k)$	(2.1)
For $n = 1, 2, \dots, N$ $E_n^i(k) = \lambda E_n^i(k-1) + \varphi_n(k-1) \alpha_n^i(k) \alpha_n^{i*}(k)$	(2.2)
$E_n^b(k) = \lambda E_n^b(k-1) + \varphi_n(k) \alpha_n^b(k) \alpha_n^{b*}(k)$	(2.3)
$\Delta_n(k) = \lambda \Delta_n(k-1) + \varphi_n(k-1) \alpha_n^i(k-1) \alpha_n^{i*}(k)$	(2.4)
$D_n(k) = \lambda D_n(k-1) + \varphi_n(k) \alpha_n^b(k) \alpha_n^{b*}(k)$	(2.5)
$\alpha_{n+1}^i(k) = \alpha_n^i(k) + \Gamma_n^{i*}(k-1) \alpha_n^b(k-1)$	(2.6)
$\alpha_{n+1}^b(k) = \alpha_n^b(k-1) + \Gamma_n^{b*}(k-1) \alpha_n^i(k)$	(2.7)
$\alpha_{n+1}(k) = \alpha_n(k) + \Gamma_n^*(k-1) \alpha_n^i(k)$	(2.8)
$\varphi_{n+1}(k) = \varphi_n(k) - \varphi_n^2(k) \alpha_n^i(k) \alpha_n^{i*}(k) / E_n^i(k)$	(2.9)
$\Gamma_n^i(k) = -\Delta_n(k) / E_n^i(k-1)$	(2.10)
$\Gamma_n^b(k) = -\Delta_n^*(k) / E_n^b(k)$	(2.11)
$\Gamma_n(k) = -D_n(k) / E_n^b(k)$	(2.12)
End for n	
End for k	

Таблица 3.

Вычисления	Ссылки
Initialization : $E_n^i(0) = \delta^2, E_n^b(0) = \delta^2 Z^{n-1}, \Delta_n(0) = 0, D_n(0) = 0,$ $e_n^i(0) = 0, \varphi_n(0) = 1, \Gamma_n^i(0) = 0, \Gamma_n^b(0) = 0, \Gamma_n(0) = 0, n = 1, 2, \dots, N$	(3.0)
For $k = 1, 2, \dots, K$ $\varphi_i(k) = 1, e_i^i(k) = x(k), e_i^b(k) = x(k), e_i(k) = d(k)$	(3.1)
For $n = 1, 2, \dots, N$ $E_n^i(k) = \lambda E_n^i(k-1) + e_n^i(k) e_n^{i*} / \varphi_n(k-1)$	(3.2)
$E_n^b(k) = \lambda E_n^b(k-1) + e_n^b(k) e_n^{b*} / \varphi_n(k)$	(3.3)
$\Delta_n(k) = \lambda \Delta_n(k-1) + e_n^i(k-1) e_n^{i*} / \varphi_n(k-1)$	(3.4)
$D_n(k) = \lambda D_n(k-1) + e_n^b(k) e_n^{b*} / \varphi_n(k)$	(3.5)
$\varphi_{n+1}(k) = \varphi_n(k) - e_n^i(k) e_n^{i*}(k) / E_n^i(k)$	(3.6)
$\Gamma_n^i(k) = -\Delta_n(k) / E_n^i(k-1)$	(3.7)
$\Gamma_n^b(k) = -\Delta_n^*(k) / E_n^b(k)$	(3.8)
$\Gamma_n(k) = -D_n(k) / E_n^b(k)$	(3.9)
$e_{n+1}^i(k) = e_n^i(k) + \Gamma_n^{i*}(k) e_n^b(k-1)$	(3.10)
$e_{n+1}^b(k) = e_n^b(k-1) + \Gamma_n^{b*}(k) e_n^i(k)$	(3.11)
$e_{n+1}(k) = e_n(k) + \Gamma_n^*(k) e_n^i(k)$	(3.12)
End for n	
$\alpha_{n+1}(k) = e_{n+1}(k) / \varphi_{n+1}(k)$	(3.13)
End for k	

обходимый недостающий вид ошибок определяется на основе соотношений между априори и апостериори ошибками [25]:

$$\varphi_n(k) = e_n(k) / \alpha_n(k) = e_n^b(k) / e_n^i(k), \quad (14)$$

$$\varphi_n(k-1) = e_n^f(k) / \alpha_n^f(k), \quad (15)$$

где $\varphi_n(k)$ – отношение правдоподобия, определяемое при $n+1$ как $\varphi_{n+1}(k) = \varphi_n(k) - e_n^b(k) e_n^{b*}(k) / E_n^b(k)$.

Дальнейшая модификация алгоритмов, представленных в табл. 1 – табл. 3, может быть осуществлена за счет рекурсивного вычисления коэффициентов отражения. Подобные алгоритмы называются алгоритмами с обратными связями [20]. Для получения соответствующих вычислительных процедур в (1.9)–(1.11) используются выражения для переменных, определяемые остальными строками табл. 1. В результате небольших преобразований устанавливаются следующие рекурсивные соотношения:

$$\Gamma_n^f(k) = \Gamma_n^f(k-1) - e_n^b(k-1) \alpha_{n+1}^f(k) / E_n^b(k-1), \quad (16)$$

$$\Gamma_n^b(k) = \Gamma_n^b(k-1) - e_n^f(k-1) \alpha_{n+1}^{b*}(k) / E_n^f(k), \quad (17)$$

$$\Gamma_n(k) = \Gamma_n(k-1) - e_n^b(k) \alpha_{n+1}^*(k) / E_n^b(k), \quad (18)$$

которые используются вместо уравнений (1.9)–(1.11). Такой алгоритм («Алгоритм 4»), по аналогии с «Алгоритмом 1», называется лестничным RLS-алгоритмом на основе априори и апостериори ошибок с обратными связями.

Уравнения (16)–(18), с учетом соотношений (14) и (15), могут использоваться вместо уравнений (2.10)–(2.12). Такой алгоритм («Алгоритм 5») называется лестничным RLS-алгоритмом на основе априори ошибок с обратными связями.

Для получения алгоритма с обратными связями, аналогичного алгоритму, представленному в табл. 3, нужно сначала определить $1/E_n^f(k)$ и $1/E_n^b(k)$ из уравнений (3.2), (3.3). Далее, используя уравнения других переменных табл. 3, можно получить соотношения

$$\Gamma_n^i(k) = \frac{\varphi_{n+1}(k-1)}{\varphi_n(k-1)} \left[\Gamma_n^i(k-1) - \frac{e_n^i(k-1) e_n^{i*}(k)}{\lambda \varphi_n(k-1) E_n^i(k-2)} \right],$$

$$\Gamma_n^b(k) = \frac{\varphi_{n+1}(k)}{\varphi_n(k-1)} \left[\Gamma_n^b(k-1) - \frac{e_n^b(k) e_n^{b*}(k-1)}{\lambda \varphi_n(k-1) E_n^b(k-1)} \right],$$

$$\Gamma_n(k) = \frac{\varphi_{n+1}(k)}{\varphi_n(k)} \left[\Gamma_n(k-1) - \frac{e_n^b(k) e_n^i(k)}{\lambda \varphi_n(k) E_n^b(k-1)} \right],$$

которые затем используются вместо уравнений (3.7)–(3.9). Такой алгоритм («Алгоритм 6») называется

есть лестничным RLS-алгоритмом на основе апостериори ошибок с обратными связями.

Следующей разновидностью лестничных алгоритмов является нормализованный алгоритм [18]. Данный алгоритм представляет собой модификацию алгоритма на основе апостериори ошибок с обратными связями. Особенностью нормализованного лестничного алгоритма является то, что в нем вместо двух различных видов коэффициентов отражения в части операций линейного предсказания используются коэффициенты отражения одного вида. В таком алгоритме также требуется выполнять операции извлечения квадратного корня. Эти операции могут эффективно выполняться, например, с помощью CORDIC-алгоритмов [28]. Особенностью нормализованного алгоритма является и то, что все переменные, участвующие в вычислениях, меньше единицы, что важно в случае его реализации в арифметике с фиксированной точкой.

В процессе функционирования нормализованного алгоритма вычисляются нормализованные ошибки

$$\hat{e}_n^f(k) = \frac{e_n^f(k)}{\varphi_n^{0.5}(k-1)E_n^{0.5f}(k-1)}, \hat{e}_n^b(k) = \frac{e_n^b(k)}{\varphi_n^{0.5}(k-1)E_n^{0.5b}(k-1)} \text{ и } \hat{e}_n^*(k) = \frac{e_n^*(k)}{\varphi_n^{0.5}(k)E_n^{0.5f}(k)},$$

где $E_n(k) = \lambda E_n(k-1) + e_n^*(k)e_n^*/\varphi_n(k)$, а также нормированные коэффициенты отражения

$$\hat{\Gamma}_n^f(k) = \Gamma_n^f(k) \frac{E_n^{0.5b}(k-1)}{E_n^{0.5f}(k)} = \Gamma_n^b(k) \frac{E_n^{0.5f}(k)}{E_n^{0.5b}(k-1)} = -\frac{\Delta_n(k)}{E_n^{0.5b}(k-1)E_n^{0.5f}(k)} \quad (19)$$

$$\hat{\Gamma}_n^b(k) = \Gamma_n^b(k) \frac{E_n^{0.5b}(k)}{E_n^{0.5f}(k)} = -\frac{D_n(k)}{E_n^{0.5b}(k)E_n^{0.5f}(k)} \quad (20)$$

Можно показать, что $E_n^f(k)$, $E_n^b(k)$ и $E_n(k)$ определяются также, как $E_n^f(k) = \frac{\lambda E_n^f(k-1)}{1 - \hat{e}_n^f(k)\hat{e}_n^{f*}(k)}$, $E_n^b(k) = \frac{\lambda E_n^b(k-1)}{1 - \hat{e}_n^b(k)\hat{e}_n^{b*}(k)}$ и $E_n(k) = \frac{\lambda E_n(k-1)}{1 - \hat{e}_n(k)\hat{e}_n^*(k)}$.

С помощью этих уравнений уравнения (19) и (20) преобразуются к виду

$$\hat{\Gamma}_n^b(k) = \hat{\Gamma}_n^b(k-1)\sqrt{1 - \hat{e}_n^b(k-1)\hat{e}_n^{b*}(k-1)}\sqrt{1 - \hat{e}_n^f(k)\hat{e}_n^{f*}(k)} - \hat{e}_n^b(k-1)\hat{e}_n^{f*}(k), \quad (21)$$

$$\hat{\Gamma}_n^f(k) = \hat{\Gamma}_n^f(k-1)\sqrt{1 - \hat{e}_n^f(k-1)\hat{e}_n^{f*}(k-1)}\sqrt{1 - \hat{e}_n^b(k)\hat{e}_n^{b*}(k)} - \hat{e}_n^f(k-1)\hat{e}_n^{b*}(k). \quad (22)$$

Далее для $(n+1)$ энергии ошибок предсказания и моделирования, а также отношения правдоподобия могут быть выражены следующим образом:

$$E_{n+1}^f(k) = E_n^f(k) - \Delta_n(k)\Delta_n^*(k)/E_n^b(k-1) = E_n^f(k)[1 - \hat{\Gamma}_n^b(k)\hat{\Gamma}_n^{fb*}(k)], \quad (23)$$

$$E_{n+1}^b(k) = E_n^b(k-1) - \Delta_n(k)\Delta_n^*(k)/E_n^f(k) = E_n^b(k-1)[1 - \hat{\Gamma}_n^f(k)\hat{\Gamma}_n^{fb*}(k)], \quad (24)$$

$$E_{n+1}(k) = E_n(k) - D_n(k)D_n^*(k)/E_n^b(k) = E_n(k)[1 - \hat{\Gamma}_n^b(k)\hat{\Gamma}_n^{b*}(k)], \quad (25)$$

$$\varphi_{n+1}(k) = \varphi_n(k-1) - e_n^f(k)e_n^f(k)/E_n^f(k) = \varphi_n(k-1)[1 - \hat{e}_n^f(k)\hat{e}_n^{f*}(k)], \quad (26)$$

$$\varphi_{n+1}(k) = \varphi_n(k) - e_n^b(k)e_n^b(k)/E_n^b(k) = \varphi_n(k)[1 - \hat{e}_n^b(k)\hat{e}_n^{b*}(k)]. \quad (27)$$

Используя (21)–(27), можно получить следующие выражения для нормированных апостериори ошибок:

$$\hat{e}_{n+1}^f(k) = \left[\sqrt{1 - \hat{e}_n^b(k-1)\hat{e}_n^{b*}(k-1)}\sqrt{1 - \hat{\Gamma}_n^b(k)\hat{\Gamma}_n^{fb*}(k)} \right]^{-1} \left[\hat{e}_n^f(k) + \hat{\Gamma}_n^{fb*}(k)\hat{e}_n^b(k-1) \right]$$

$$\hat{e}_{n+1}^b(k) = \left[\sqrt{1 - \hat{e}_n^f(k)\hat{e}_n^{f*}(k)}\sqrt{1 - \hat{\Gamma}_n^f(k)\hat{\Gamma}_n^{fb*}(k)} \right]^{-1} \left[\hat{e}_n^b(k-1) + \hat{\Gamma}_n^f(k)\hat{e}_n^f(k) \right]$$

$$\hat{e}_{n+1}(k) = \left[\sqrt{1 - \hat{e}_n^b(k)\hat{e}_n^{b*}(k)}\sqrt{1 - \hat{\Gamma}_n^b(k)\hat{\Gamma}_n^{b*}(k)} \right]^{-1} \left[\hat{e}_n(k) + \hat{\Gamma}_n^b(k)\hat{e}_n^b(k) \right].$$

Вычисления ненормализованной ошибки $e_{n+1}(k)$ осуществляется как $e_{n+1}(k) = \varphi_{n+1}(k)E_{n+1}(k)\hat{e}_{n+1}(k)$. Рассмотренные соотношения составляют основу нормализованного лестничного алгоритма – «Алгоритма 7» (табл. 4).

Другой тип нормализованного лестничного алгоритма – это алгоритм на основе апостериори ошибок с использованием вращений Гивенса [21]. В нем норма-

Таблица 4.

Вычисления	Ссылки
Initialization : $\hat{e}_n^b(0) = 0, b_n^b(0) = 1, \hat{\Gamma}_n^b(0) = 0, \hat{\Gamma}_n^f(0) = 0.$ $n = 1, 2, \dots, N, E_1(0) = \delta^2, E_1^f(0) = \delta^2, E_1^b(0) = \delta^2, \varphi_1(0) = 1$	(4.0)
For $k = 1, 2, \dots, K$	
$E_1^f(k) = \lambda E_1^f(k-1) + x(k)x^*(k)$	(4.1)
$E_1^b(k) = \lambda E_1^b(k-1) + x(k)x^*(k)$	(4.2)
$E_1(k) = \lambda E_1(k-1) + d(k)d^*(k)$	(4.3)
$\varphi_1(k) = 1, \hat{e}_1^f(k) = x(k)/E_1^{0.5f}(k), \hat{e}_1^b(k) = x(k)/E_1^{0.5b}(k),$ $\hat{e}_1(k) = d(k)/E_1^{0.5}(k), \sigma_1(k) = E_1^{0.5}(k)$	(4.4)
For $n = 1, 2, \dots, N$	
$b_n^f(k) = \sqrt{1 - \hat{e}_n^f(k)\hat{e}_n^{f*}(k)}$	(4.5)
$b_n^b(k) = \sqrt{1 - \hat{e}_n^b(k)\hat{e}_n^{b*}(k)}$	(4.6)
$b_n(k) = \sqrt{1 - \hat{e}_n(k)\hat{e}_n^*(k)}$	(4.7)
$\hat{\Gamma}_n^{fb}(k) = \hat{\Gamma}_n^{fb}(k-1)b_n^b(k-1)b_n^f(k) - \hat{e}_n^b(k-1)\hat{e}_n^{f*}(k)$	(4.8)
$\hat{\Gamma}_n^f(k) = \hat{\Gamma}_n^f(k-1)b_n^f(k-1)b_n^b(k) - \hat{e}_n^f(k-1)\hat{e}_n^{b*}(k)$	(4.9)
$b_n^{f*}(k) = \sqrt{1 - \hat{\Gamma}_n^b(k)\hat{\Gamma}_n^{fb*}(k)}$	(4.10)
$b_n^b(k) = \sqrt{1 - \hat{\Gamma}_n^f(k)\hat{\Gamma}_n^{fb*}(k)}$	(4.11)
$\hat{e}_{n+1}^f(k) = \left[b_n^b(k-1)b_n^f(k) \right]^{-1} \left[\hat{e}_n^f(k) + \hat{\Gamma}_n^{fb*}(k)\hat{e}_n^b(k-1) \right]$	(4.12)
$\hat{e}_{n+1}^b(k) = \left[b_n^f(k)b_n^b(k) \right]^{-1} \left[\hat{e}_n^b(k-1) + \hat{\Gamma}_n^f(k)\hat{e}_n^f(k) \right]$	(4.13)
$\hat{e}_{n+1}(k) = \left[b_n^b(k)b_n^f(k) \right]^{-1} \left[\hat{e}_n(k) + \hat{\Gamma}_n^b(k)\hat{e}_n^b(k) \right]$	(4.14)
$\sigma_{n+1}(k) = \sigma_n(k)b_n^b(k)b_n^f(k)$	(4.15)
$\varphi_{n+1}(k) = \varphi_n(k)b_n^{2b}(k)$	(4.16)
End for n	
$e_{n+1}(k) = \sigma_{n+1}(k)\hat{e}_{n+1}(k)$	(4.17)
$\alpha_{n+1}(k) = e_{n+1}(k)/\varphi_{n+1}(k)$	(4.18)
End for k	

лизация ошибок осуществляется как $\tilde{e}_n^f(k) = e_n^f(k) / \varphi_n^{0.5}(k-1)$, и $\tilde{e}_n^b(k) = e_n^b(k) / \varphi_n^{0.5}(k)$, что позволяет выразить энергию ошибок предсказания лишь в терминах нормализованных апостериори ошибок как

$$E_n^f(k) = \lambda E_n^f(k-1) + e_n^f(k) e_n^{f*} / \varphi_n(k-1) = \tilde{E}_n^{2f}(k) = \sqrt{\lambda \tilde{E}_n^{2f}(k-1) + \tilde{e}_n^f(k) \tilde{e}_n^{f*}(k)},$$

$$E_n^b(k) = \lambda E_n^b(k-1) + e_n^b(k) e_n^{b*} / \varphi_n(k) = \tilde{E}_n^{2b}(k) = \sqrt{\lambda \tilde{E}_n^{2b}(k-1) + \tilde{e}_n^b(k) \tilde{e}_n^{b*}(k)}.$$

Обозначив переменные $c_n^b(k) = \lambda^{0.5} \tilde{E}_n^b(k-1) / \tilde{E}_n^b(k)$ и $s_n^b(k) = \tilde{e}_n^{b*}(k) / \tilde{E}_n^b(k)$, можно представить ошибку $\tilde{e}_{n+1}^f(k)$ как

$$\tilde{e}_{n+1}^f(k) = \alpha_{n+1}(k) \varphi_{n+1}(k-1) = c_n^b(k-1) \tilde{e}_n^f(k) - \lambda^{0.5} s_n^{b*}(k-1) q_n^f(k-1),$$

где $q_n^f(k) = -\Gamma_n^f \tilde{E}_n^f(k-1) = \lambda^{0.5} c_n^{b*}(k-1) q_n^f(k-1) + s_n^b(k-1) \tilde{e}_n^f(k)$. Данные выражения можно также представить и как результат приведения с помощью вращения Гивенса к треугольному виду последовательности матриц:

$$\begin{bmatrix} c_n^b(k-1) & s_n^b(k-1) \\ -s_n^{b*}(k-1) & c_n^b(k-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda^{0.5} \tilde{E}_n^f(k-2) & \lambda^{0.5} q_n^f(k-1) \\ c_n^b(k-1) & \tilde{e}_n^f(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{E}_n^f(k-1) & q_n^f(k) \\ 0 & \tilde{e}_{n+1}^f(k) \end{bmatrix}. \quad (28)$$

Самая левая матрица в уравнении (28) называется матрицей вращений Гивенса. Ее элементы носят на-

звания синусов и косинусов углов вращения, так они удовлетворяют известному тригонометрическому соотношению $|c_n^b(k)|^2 + |s_n^b(k)|^2 = 1$, где $|c_n^b(k)| \leq 1$ и $|s_n^b(k)| \leq 1$. Аналогичным образом можно определить переменные $\tilde{e}_n^b(k)$, $q_n^b(k)$, $\tilde{e}_{n+1}^b(k)$, $q_{n+1}^b(k)$ и $\tilde{\varphi}_{n+1}^b(k) = \varphi_{n+1}^{0.5}(k) = \varphi_n^{0.5}(k) c_n^b(k)$, а из нормализованной ошибки определить ненормализованную ошибку $e_{n+1}(k) = \tilde{\varphi}_{n+1}(k) \tilde{e}_{n+1}(k)$. Полная вычислительная процедура лестничного алгоритма с использованием вращений Гивенса («Алгоритма 8») приведена в табл. 5.

Известно [14, 29, 30], что в RLS-алгоритмах, использующих вращения Гивенса, можно избежать операций извлечения квадратного корня путем масштабирования переменных. Аналогичный лестничный алгоритм («Алгоритм 9»), не содержащий операций квадратного корня [21], может быть получен из лестничного RLS-алгоритма на основе априори ошибок с обратными связями. Для вычисления коэффициентов $\Gamma_n^f(k)$, $\Gamma_n^b(k)$ и $\Gamma_n(k)$ с помощью вращений Гивенса, уравнения (16)–(18) необходимо преобразовать, используя (8), (9) и (12) и обозначив синусы и косинусы углов вращения, как показано в табл. 6.

Таблица 5.

Вычисления	Ссылки
Initialization : $\tilde{E}_n^f(0) = \delta$, $\tilde{E}_n^b(0) = \delta \sqrt{\lambda^{n-1}}$, $\tilde{e}_n^f(0) = 0$, $c_n^b(0) = 1$, $s_n^b(0) = 0$, $q_n^f(0) = 0$, $q_n^b(0) = 0$, $q_n(0) = 0$, $n = 1, 2, \dots, N$	(5.0)
For $k = 1, 2, \dots, K$	
$\tilde{\varphi}_n(k) = 1$, $\tilde{e}_n^f(k) = x(k)$, $\tilde{e}_n^b(k) = x(k)$, $\tilde{e}_n(k) = d(k)$	(5.1)
For $n = 1, 2, \dots, N$	
$\tilde{E}_n^f(k) = \sqrt{\lambda \tilde{E}_n^{2f}(k-1) + \tilde{e}_n^f(k) \tilde{e}_n^{f*}(k)}$	(5.2)
$c_n^f(k) = \lambda^{0.5} \tilde{E}_n^f(k-1) / \tilde{E}_n^f(k)$	(5.3)
$s_n^f(k) = \tilde{e}_n^{f*}(k) / \tilde{E}_n^f(k)$	(5.4)
$\tilde{e}_{n+1}^f(k) = c_n^f(k-1) \tilde{e}_n^f(k) - \lambda^{0.5} s_n^{f*}(k-1) q_n^f(k-1)$	(5.5)
$q_n^f(k) = \lambda^{0.5} c_n^f(k-1) q_n^f(k-1) + s_n^f(k-1) \tilde{e}_n^f(k)$	(5.6)
$\tilde{E}_n^b(k) = \sqrt{\lambda \tilde{E}_n^{2b}(k-1) + \tilde{e}_n^b(k) \tilde{e}_n^{b*}(k)}$	(5.7)
$c_n^b(k) = \lambda^{0.5} \tilde{E}_n^b(k-1) / \tilde{E}_n^b(k)$	(5.9)
$s_n^b(k) = \tilde{e}_n^{b*}(k) / \tilde{E}_n^b(k)$	(5.10)
$\tilde{e}_{n+1}^b(k) = c_n^b(k) \tilde{e}_n^b(k-1) - \lambda^{0.5} s_n^{b*}(k) q_n^b(k-1)$	(5.11)
$q_n^b(k) = \lambda^{0.5} c_n^b(k) q_n^b(k-1) + s_n^b(k) \tilde{e}_n^b(k-1)$	(5.12)
$\tilde{e}_{n+1}(k) = c_n^b(k) \tilde{e}_n(k) - \lambda^{0.5} s_n^{b*}(k) q_n(k-1)$	(5.13)
$q_n(k) = \lambda^{0.5} c_n^b(k) q_n(k-1) + s_n^b(k) \tilde{e}_n(k)$	(5.14)
$\tilde{\varphi}_{n+1}(k) = \tilde{\varphi}_n(k) c_n^b(k)$	(5.15)
$e_{n+1}(k) = \tilde{\varphi}_{n+1}(k) \tilde{e}_{n+1}(k)$	(5.16)
End for n	
$\alpha_{n+1}(k) = \tilde{e}_{n+1}(k) / \tilde{\varphi}_{n+1}(k)$	(5.17)
End for k	

Таблица 6.

Вычисления	Ссылки
Initialization : $E_n^f(0) = \delta^2$, $E_n^b(0) = \delta^2 \lambda^{n-1}$, $\alpha_n^f(0) = 0$, $\varphi_n(0) = 1$, $\tilde{e}_n^b(0) = 1$, $\tilde{s}_n^b(0) = 0$, $\Gamma_n^f(0) = 0$, $\Gamma_n^b(0) = 0$, $\Gamma_n(0) = 0$, $n = 1, 2, \dots, N$	(6.0)
For $k = 1, 2, \dots, K$	
$\varphi_n(k) = 1$, $\alpha_n^f(k) = x(k)$, $\alpha_n^b(k) = x(k)$, $\alpha_n(k) = d(k)$	(6.1)
For $n = 1, 2, \dots, N$	
$E_n^f(k) = \lambda E_n^f(k-1) + \varphi_n(k-1) \alpha_n^f(k) \alpha_n^{f*}(k)$	(6.2)
$\tilde{e}_n^f(k) = \lambda E_n^f(k-1) / E_n^f(k)$	(6.3)
$\tilde{s}_n^f(k) = \varphi_n(k-1) \alpha_n^f(k) / E_n^f(k)$	(6.4)
$\alpha_{n+1}^f(k) = \alpha_n^f(k) + \Gamma_n^{f*}(k-1) \alpha_n^b(k-1)$	(6.5)
$\Gamma_n^f(k) = \tilde{e}_n^f(k-1) \Gamma_n^f(k-1) - \tilde{s}_n^f(k-1) \alpha_n^{f*}(k)$	(6.6)
$E_n^b(k) = \lambda E_n^b(k-1) + \varphi_n(k) \alpha_n^b(k) \alpha_n^{b*}(k)$	(6.7)
$\tilde{e}_n^b(k) = \lambda E_n^b(k-1) / E_n^b(k)$	(6.8)
$\tilde{s}_n^b(k) = \varphi_n(k) \alpha_n^b(k) / E_n^b(k)$	(6.9)
$\alpha_{n+1}^b(k) = \alpha_n^b(k-1) + \Gamma_n^{b*}(k-1) \alpha_n^f(k)$	(6.10)
$\Gamma_n^b(k) = \tilde{e}_n^b(k) \Gamma_n^b(k-1) - \tilde{s}_n^b(k) \alpha_n^{b*}(k-1)$	(6.11)
$\alpha_{n+1}(k) = \alpha_n(k) + \Gamma_n^+(k-1) \alpha_n^b(k)$	(6.12)
$\Gamma_n(k) = \tilde{e}_n(k) \Gamma_n(k-1) - \tilde{s}_n^b(k) \alpha_n^b(k)$	(6.13)
$\varphi_{n+1}(k) = \varphi_n(k) c_n^b(k)$	(6.14)
End for n	
End for k	

Возможно и другое представление лестничных алгоритмов, использующих вращения Гивенса, с помощью пространства состояний [9, 26, 27]. В таком алгоритме («Алгоритме 10») фактически используются те же самые вычисления, что и в алгоритме *табл. 5*, за исключением того, что вычисляются комплексно-сопряженные значения ошибок, а также вместо уравнений (5.2) и (5.7) используются уравнения состояний для вычисления энергий ошибок.

Таким образом, рассмотренные основные разновидности лестничных RLS-алгоритмов адаптивной фильтрации являются результатом тождественных преобразований, а потому они математически эквивалентны друг другу и другим RLS-алгоритмам для одноканальных адаптивных фильтров с комплексными весовыми коэффициентами, в которых оценка корреляционной матрицы (1) осуществляется на бесконечном окне с экспоненциальным взвешиванием обрабатываемых сигналов.

Оценки арифметической сложности (число арифметических операций, пропорциональное N) рассмотренных алгоритмов приведены в *табл. 7*. Данные алгоритмы принадлежат к классу быстрых RLS-алгоритмов, поскольку оценки их арифметической сложности равны $O(N)$. В целом вычислительная сложность лестничных RLS-алгоритмов больше, чем быстрых RLS-алгоритмов [11]. Однако известно, что лестничные алгоритмы являются более стабильными [25], что дает им право на существование. Различие между самими лестничными алгоритмами проявляется при ограниченной разрядности вычислений.

На *рис. 4* приведены результаты сравнительного моделирования в арифметике с плавающей точкой рассмотренных лестничных алгоритмов, а также одноканальных вариантов RLS- и быстрых RLS-алгоритмов: быстрого алгоритма Калмана (Fast Kalman, FK), Fast Transversal Filter (FTF), Fast a Posteriori Error Sequential Technique (FAEST) и стабилизированного FAEST-алгоритма [11]. Рассматривалась задача идентификации линейной динамической системы с помощью одноканального адаптивного КИХ-фильтра

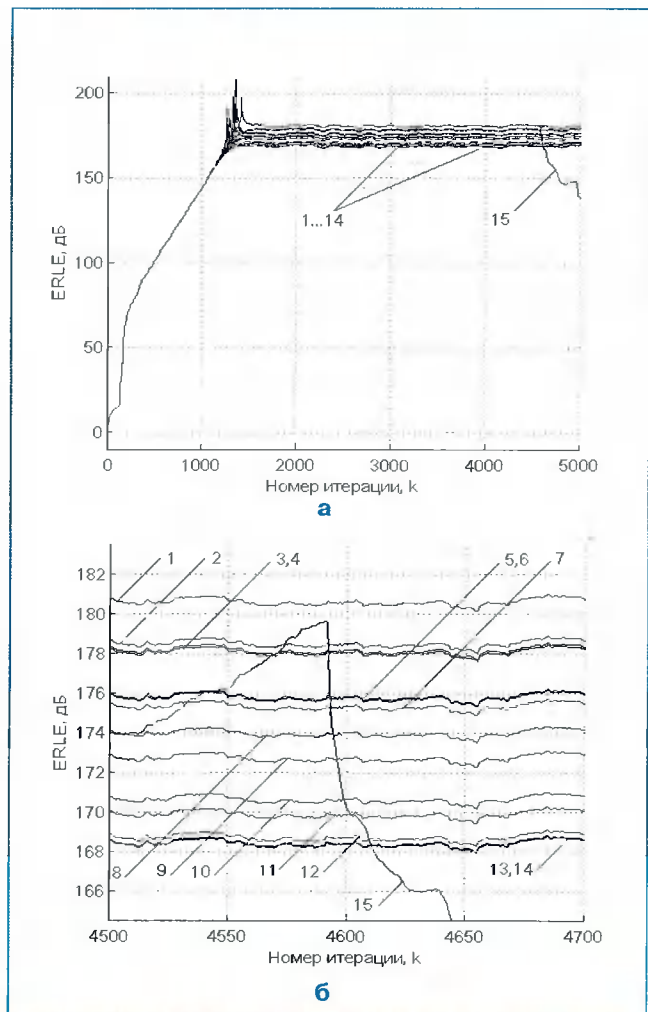


Рис. 4. Результаты моделирования: 1 – «Алгоритм 1»; 2 – «Алгоритм 8»; 3 – «Алгоритм 10»; 4 – стабилизированный FAEST-алгоритм; 5 – «Алгоритм 2»; 6 – «Алгоритм 3»; 7 – RLS-алгоритм; 8 – «Алгоритм 6»; 9 – FTF-алгоритм; 10 – «Алгоритм 9»; 11 – «Алгоритм 5»; 12 – «Алгоритм 4»; 13 – «Алгоритм 7»; 14 – FK-алгоритм; 15 – FAEST-алгоритм

порядка $N=32$. Входной сигнал $x(k)$ представлял собой белый шум, а обучающий сигнал $d(k)$ – свертку сигнала $x(k)$ с импульсным откликом идентифицируемой системы с числом весовых коэффициентов $N=32$ при отсутствии аддитивного шума на входе. На *рис. 4* приведены значения параметра Echo Return Loss Enhancement (ERLE) $ERLE(k) = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{i=k-B+1}^k d^2(i)}{\sum_{i=k-B+1}^k \alpha^2(i)} \right)$,

Таблица 7. Вычислительная сложность лестничных RLS-алгоритмов

№	Алгоритм	Сложения	Умножения	Деления	Квадратные корни
1	Алгоритм 1	$10N$	$14N$	$2N$	-
2	Алгоритм 2	$8N$	$17N$	$2N$	-
3	Алгоритм 3	$8N$	$17N$	$3N+1$	-
4	Алгоритм 4	$11N$	$13N$	$2N$	-
5	Алгоритм 5	$9N$	$16N$	$2N$	-
6	Алгоритм 6	$9N$	$25N$	$5N$	-
7	Алгоритм 7	$9N$	$18N$	$3N$	$5N$
8	Алгоритм 8	$8N$	$32N$	$2N$	$2N$
9	Алгоритм 9	$8N$	$20N$	$2N$	-
10	Алгоритм 10	$12N$	$30N$	$3N$	$3N$

который является одним из показателей качества алгоритмов адаптивной фильтрации в задачах идентификации. В рассматриваемых примерах число отсчетов B равнялось 256.

При одинаковом числе весовых коэффициентов идентифицируемого импульсного отклика и числе весовых коэффициентов адаптивного фильтра N аддитивный шум на входе, вызванный рассогласованностью длин указанных импульсных откликов, отсутствует. В этом случае достижимое значение параметра ERLE в установившемся режиме ограничено лишь ошибками округления в процессе работы алгоритма.

Из рис. 4а следует, что в данном эксперименте достижимое значение параметра ERLE в лестничных алгоритмах сравнимо со значением этого параметра в RLS-алгоритме и в стабилизированной версии FAEST-алгоритма, что косвенно подтверждает хорошие численные свойства лестничных алгоритмов: стабильность и малые ошибки округления. Более детальное рассмотрение алгоритмов приведено на рис. 4б. Лучшими показателями обладает алгоритм на основе априори и апостериори ошибок (табл. 1), так как он вычисляет эти ошибки непосредственно, а не с помощью эквивалентных зависимостей посредством отношений правдоподобия. Из этого рисунка также следует, что один из наиболее эффективных с арифметической точки зрения быстрых RLS-алгоритмов – FAEST-алгоритм (со сложностью $7N$ арифметических операций) в данном эксперименте становится нестабильным.

Среди алгоритмов, которые не рассмотрены в настоящей работе, следует отметить градиентные лестничные алгоритмы [24, 31]. Такие алгоритмы, подобно градиентному LMS-алгоритму, обладают меньшей

арифметической сложностью по сравнению с лестничными RLS-алгоритмами. Однако они не являются математически эквивалентными RLS-алгоритмам. Поэтому получаемые с их помощью решения лишь асимптотически сходятся к решению задачи наименьших квадратов (1), так как скорость сходимости у таких алгоритмов меньше, чем у RLS-алгоритмов. В настоящей работе не рассматривались многоканальные лестничные алгоритмы. Основные идеи построения таких алгоритмов могут быть найдены в [24, 32–37].

Следует также отметить, что в литературе не встречалось использование скользящего окна [38] для представленных лестничных алгоритмов. Исключение составляют работы [39, 40]. Кроме того, использование динамической регуляризации корреляционной матрицы [41] как средства стабилизации ее обращения при обработке нестационарных сигналов или совместного применения такого приема со скользящим окном в лестничных алгоритмах также неизвестно. Такие лестничные алгоритмы, подобно алгоритмам [42, 43], могут быть получены и в виде, ориентированном на параллельные вычисления. Лестничные RLS-алгоритмы, использующие перечисленные приемы и особенности, уже получены автором настоящей статьи и планируются к публикации в ряде работ.

Рассмотренные в работе лестничные алгоритмы являются результатом дальнейшего развития прикладной библиотеки алгоритмов и программ адаптивной фильтрации [5, 44, 45], наличие которой позволяет быстро и эффективно выполнять различные проекты с использованием адаптивных методов. Лестничные RLS-алгоритмы могут применяться в любых традиционных приложениях адаптивных фильтров,

Литература

где в качестве интересующего выходного сигнала используется лишь сигнал ошибки.

1. Benesty J., Huang Y. (Eds). Adaptive signal processing: applications to real-world problems. – Berlin, Heidelberg, New York, Springer-Verlag, 2003. – 356 p.

2. Widrow B. Thinking about thinking: the discovery of the LMS algorithm – DSP history // IEEE Signal Processing Magazine. – 2005. – Vol. 22. – №1. – P. 100–106.

3. Джиган В.И., Солохина Т.В., Петричкович Я.Я. Подавление электрического эха на базе контролле-

ров «МУЛЬТИКОР» // Электроника: Наука, Технологии, Бизнес. – 2004. – №8. – С. 26–33.

4. Петричкович Я.Я., Солохина Т.В. Цифровые сигнальные контроллеры «МУЛЬТИКОР» – новые отечественные серии систем на кристалле // Доклады 6-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применения (DSPA-2004)» (Москва, 31 марта – 2 апреля 2004 г.). – Москва, 2004. – Том 1. – С. 8–15.

5. Джиган В.И. Оценка эффективности реализации алгоритмов адаптивной фильтрации на базе «систем на кристалле» серии «МУЛЬТИКОР» // Материалы до-

кладов Всероссийской научно-технической конференции «Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем (МЭС-2005)» (Москва, 11 – 14 октября 2005 г.). – Москва, 2005. – 8 с.

6. Cioffi J.M., Kailath T. Fast, recursive-least squares transversal filters for adaptive filtering // *IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing*. – 1984. – Vol. 32. – №2. – P. 304–337.

7. Carayannis G., Manolakis D., Kalouptsidis N. A unified view of parametric processing algorithms for prewindowed signals // *Signal Processing*. 1986. – Vol. 10. – P. 335–368.

8. Schutze H., Ren Z. Numerical characteristics of fast recursive least squares transversal adaptation algorithms – a comparative study // *Signal Processing*. – 1992. – Vol. 27. – P. 317–331.

9. Sayed A.H., Kailath T. A state-space approach to adaptive RLS filtering // *IEEE Signal Processing Magazine*. – 1994. – Vol. 11. – №3. – P. 18–60.

10. Glentis G.-O., Berberidis K., Theodoridis S. Efficient least squares adaptive algorithms for FIR transversal filtering // *IEEE Signal Processing Magazine*. – 1999. – Vol. 16. – №4. – P. 13–41.

11. Джиган В.И. Многоканальные RLS- и быстрые RLS-алгоритмы адаптивной фильтрации // *Успехи современной радиоэлектроники*. – №11. – 2004. – С. 48–77.

12. Makino S. Acoustic cancellation // *IEEE Signal Processing Magazine*. – 1997. – Vol. 14. – №5. – P. 39–41.

13. Gay S.L. A fast converging, low complexity adaptive filtering algorithm // *Proceedings of the 3-rd International Workshop on Acoustic Echo Control*. – Plestin les Greves, France. – 1993. – P. 223–226.

14. McWhirter J.G. Recursive least-squares minimization using a systolic array // *Proc. SPIE Intern. Sic. Opt. Eng.* – 1983. – Vol. 431. – P. 105–112.

15. Lee D., Morf M., Friedlander B. Recursive least squares ladder estimation algorithms // *IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing*. – 1981. – Vol. 29. – №3. – P. 627–641.

16. Friedlander B. Lattice filters for adaptive processing // *Proceedings of the IEEE*. – 1982. – Vol. 70. – №8. – P. 829–867.

17. Porat B., Friedlander B., Morf M. Square root covariance ladder algorithms // *IEEE Trans. Automatic Control*. – 1982. – Vol. 27. – №4. – P. 813–829.

18. Porat B. Kailath T. Normalized lattice algorithms for least-squares FIR system identification // *IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing*. – 1983. – Vol. 31. – №13. – P. 122–128.

19. Lev-Ari H., Kailath T., Cioffi J. Least-squares adaptive lattice and transversal filters: A unified geometric theory // *IEEE Trans. Information Theory*. – 1984. – Vol. 30. – №2. – P. 222–236.

20. Ling F., Manolakis D., Proakis J. Numerically robust least-squares lattice-ladder algorithms with direct updating of the reflection coefficients // *IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing*. – 1986. – Vol. 34. – №4. – P. 837–845.

21. Ling F. Givens rotation based least squares lattice and related algorithms // *IEEE Trans. Signal Processing*. – 1991. – Vol. 39. – №7. – P. 1541–1551.

22. Honig M.L., Messerschmitt D.G. Adaptive filters: structures, algorithms and applications. – MA, Hingham, 1984. – 337 p.

23. Giordano A.A., Hsu F.M. Least square estimation with application to digital signal processing. – Canada, Toronto: John Wiley and Sons, Inc., 1985. – 412 p.

24. Kalouptsidis N., Theodoridis S., Eds. Adaptive system identification and signal processing algorithms. – NJ, Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1993. – 560 p.

25. Zelniker G., Taylor F.J. Advanced digital signal processing: theory and applications. – New York: Marcel Dekker, Inc., 1994. – 666 p.

26. Haykin S. Adaptive filter theory (4-th edition). – Prentice Hall, 2001. – 936 p.

27. Sayed A.H. Fundamentals of adaptive filtering. – NJ, Hoboken: John Wiley and Sons, Inc., 2003. – 1125 p.

28. Andraha R. A survey of CORDIC algorithms for FPGAs // *Proceedings of the 1998 ACM/SIGDA 6-th International Symposium on Field Programmable Gate Arrays*. – February 22 – 24, 1998. – Monterey, CA. – P.191–200.

29. Hsieh S.F., Liu K.J.R., Yao K. A unified square-root-free approach for QRD based recursive least squares estimation // *IEEE Trans. Signal Processing*. – 1993. – Vol. 41. – №3. – P. 1405–1409.

30. Джиган В.И. SW RLS алгоритм адаптивной фильтрации на основе обратного QR-разложения без операций извлечения квадратного корня // *Труды 59-й научной сессии, посвященной Дню Радио» (Москва, 19 – 20 мая 2004 г.)*. – Москва, 2004. – Том 1. – С. 61–64.

31. Honig M.L., Messerschmitt D.G. Convergence properties of an adaptive digital lattice filter // *IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing*. – 1981. – Vol. 29. – №3. – P. 642–653.

32. Ling F., Proakis J. A generalized multichannel least squares lattice algorithm based on sequential processing stages // *IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing*. – 1984. – Vol. 32. – №2. – P. 381–389.

33. Lev-Ari H. Modular architectures for adaptive multichannel lattice algorithms // *IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing*. – 1987. – Vol. 35. – №4. – P. 543–552.

34. Lewis P.S. QR-based algorithms for multichannel adaptive least squares lattice filters // *IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing*. – 1990. – Vol. 38. – №3. – P. 421–432.

35. Glentis G.A., Kalouptsidis N. Efficient order recursive algorithms for multichannel least squares filtering // IEEE Trans. Signal Processing. – 1992. – Vol. 40. – №6. – P. 1354–1374.
36. Glentis G.A., Kalouptsidis N. Fast adaptive algorithms for multichannel filtering and system identification // IEEE Trans. Signal Processing. – 1992. – Vol. 40. – №10. – P. 2433–2458.
37. Zhao K., Ling F., Proakis J.G. Multichannel Givens lattice adaptive algorithm // Proceedings of the International Conference on Acoustic Speech and Signal Processing. – 1991. – P. 1849–1852.
38. Djigan V.I. Unified approach to the fast time recursive least square adaptive filtering algorithms development // Proceedings of the 3-rd International Conference on Antennas, Radiocommunication Systems & Means (ICARSM-97) (Voronezh, 26 – 29 May 1997). – Voronezh, 1997. – Vol. 3. – P. 33–42.
39. Zhao K., Ling F., Lev-Ari H., Proakis J.G. Sliding window order-recursive least-squares algorithms // IEEE Trans. Signal Processing. – 1994. – Vol. 42. – №8. – P. 1961–1972.
40. Baykal B., Constantinides A.G. Sliding window adaptive fast QR and QR-lattice algorithms // IEEE Trans. Signal Processing. – 1998. – Vol. 46. – №11. – P. 2864–2876.
41. Gay S.L. Dynamically regularized fast RLS with application to echo cancellation // Proceedings of the International Conference on Acoustic Speech and Signal Processing. – Atlanta, USA. – 1996. – P. 957–960.
42. Джиган В.И. RLS-алгоритм адаптивной фильтрации для параллельной реализации с помощью четырех процессоров // Цифровая обработка сигналов. – 2004. – №3. – С. 2–7.
43. Djigan V.I. Diversity of RLS for parallel implementation // Proceedings of the 5-th World Scientific and Engineering Academy and Society (WSEAS) International Conference on Information Science, Communications and Applications (ISCA-2005) (May 12 - 15, 2005, Cancun). – Cancun, Mexico, 2005. – P. 1–6 (CD).
44. Джиган В.И. Библиотека алгоритмов адаптивной фильтрации // Доклады 6-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применения (DSPA-2004)» (Москва, 31 марта – 2 апреля 2004 г.). – Москва, 2004. – Том 1. – С. 89–94.
45. Djigan V.I. Engineering solutions in adaptive signal processing // Proceedings of the 6-th International Conference on Prospective Technologies in the Mass Media (April 20 – 22, 2005, Vladimir). – Vladimir, 2005. – P. 250–253.

Уважаемые коллеги !

Приглашаем вас принять участие в формировании тематических выпусков журнала «Цифровая обработка сигналов» в 2005\2006 гг.

Научно-технический журнал «Цифровая обработка сигналов» выпускается на регулярной основе с 2000 года. Цель его издания – содействие развитию и широкому применению методов цифровой обработки сигналов (ЦОС) и современных информационных технологий реального времени в разработках отечественных ученых и специалистов. Журнал «Цифровая обработка сигналов» внесен в дополнительный Перечень периодических изданий, в которых рекомендуется публикация основных результатов диссертаций на соискание ученой степени доктора технических наук.

Просим вас выразить свое отношение к данному предложению по сотрудничеству с редакцией журнала. Желательно заранее сообщить ориентировочное название статей и их предполагаемый объем (максимальный объем – до 20 страниц для обзорных статей и до 12 страниц для оригинальных работ).

При подготовке ваших предложений просим учесть, что предпочтение отдается статьям обзорного характера и работам, посвященным решению проблем эффективного проектирования и технической реализации систем ЦОС с применением сигнальных процессоров и ПЛИС, а также различным приложениям технологий обработки сигналов и изображений в реальном времени.

По всем вопросам, связанным с требованиями и порядком предоставления материалов статей, обращайтесь на сайт журнала: www.dspsa.ru.

Предварительные заявки и материалы работ на рецензирование и публикацию принимаются по E-mail: tor@rgta.rayzan.ru

Ждем ваших предложений.
Зам. главного редактора, профессор

В.В. Витязев

УДК 621.391.25

Квантование огибающей спектра в вокодере, основанное на декомпозиции речевого сигнала на периодическую и аperiodическую составляющие

А.Н. Павловец, А.А. Петровский

Постановка задачи

В последнее время большое внимание уделяется вопросам разработки низкоскоростных вокодеров (2–4 кбит/с) с высоким качеством восприятия реконструированного речевого сигнала, которые строятся на базе параметрических моделей. При использовании таких моделей в процессе анализа выделяются некоторые параметры, достаточно полно представляющие сигнал для его восстановления. Подход отдельного кодирования шумовой и гармонической составляющих речевого сигнала нашел применение в связи [1] и в синтезе речи по тексту [2]. Однако у него есть свои недостатки. Так, например, в [1] осуществляется бинарная классификация частотных полос (на шумовую/вокализованную), что приводит к ошибкам в тех случаях, когда в полосе присутствуют в равной степени шумовая и периодическая составляющие. В [2] ищется частотная граница вокализованности речи. Все составляющие спектра, находящиеся выше этой границы, полагаются шумовыми, что в конечном счете не всегда верно. Более точно отдельный анализ реализован в [3, 4], где периодические и аperiodические составляющие речевого сигнала разделяются посредством итеративного алгоритма, использующего экстраполяцию спектра. В [5] для декомпозиции сигнала применяется гармонический фильтр на основе принципа максимального правдоподобия. Особенностью этого фильтра является использование окон переменной длины, согласованных с периодом основного тона. Методы [3–5] показали хорошие результаты при анализе синтетической (реконструированной) речи.

Квантование параметров модели есть отдельный объект исследования при проектировании низкоско-

Показаны методы квантования параметров речевого сигнала, применяемые в низкоскоростном вокодере, принцип работы которого заключается в отдельном представлении периодической (тональной) и аperiodической (шумовой) составляющих речи. Исследования показали, что квантование с расщеплением вектора линейных спектральных пар LSF_p является удобным методом для кодирования огибающей спектра тональной компоненты. Преимущества данного способа квантования заключаются в наиболее полном использовании корреляционных связей внутри вектора LSF_p , уменьшении времени поиска кодового слова в книге, экономии памяти и снижении скорости передачи. Результатом исследований является 23-разрядный квантователь и вокодер со скоростью передачи данных, равной 3000 бит/с. Декодированная речь диктора естественна и узнаваема, некоторые присутствующие в ней артефакты лишь незначительно влияют на качество ее восприятия.

ростных систем кодирования речи. Данный процесс заключается в аппроксимации непрерывных величин параметров кодирования с помощью дискретных значений, находящихся в некотором конечном множестве. Целью квантования является сокращение числа бит, необходимого для передачи информации через канал связи или для записи на некий носитель информации, при этом должен осуществляться контроль за вносимыми искажениями в реконструированный речевой сигнал. В ходе разработки квантователя (программно-аппаратного узла) обычно решаются следующие вопросы: представление параметров для квантования, определение структуры квантователя, заполнение таблиц квантователя.

В отличие от вышеупомянутых схем построения низкоскоростного вокодера в данной работе рассматривается подход к декомпозиции речевого сигнала на основе дискретного преобразования Фурье, согласованного с частотой основного тона [6–8], что позволяет выделить периодическую (тональную) составляющую во всем спектре речи. Еще одной важной особенностью является то, что при анализе не используется сигнал – остаток от линейного предсказания, что, в свою очередь, позволяет снизить скорость передачи, поскольку не требуется кодировать параметры сигнала возбуждения.

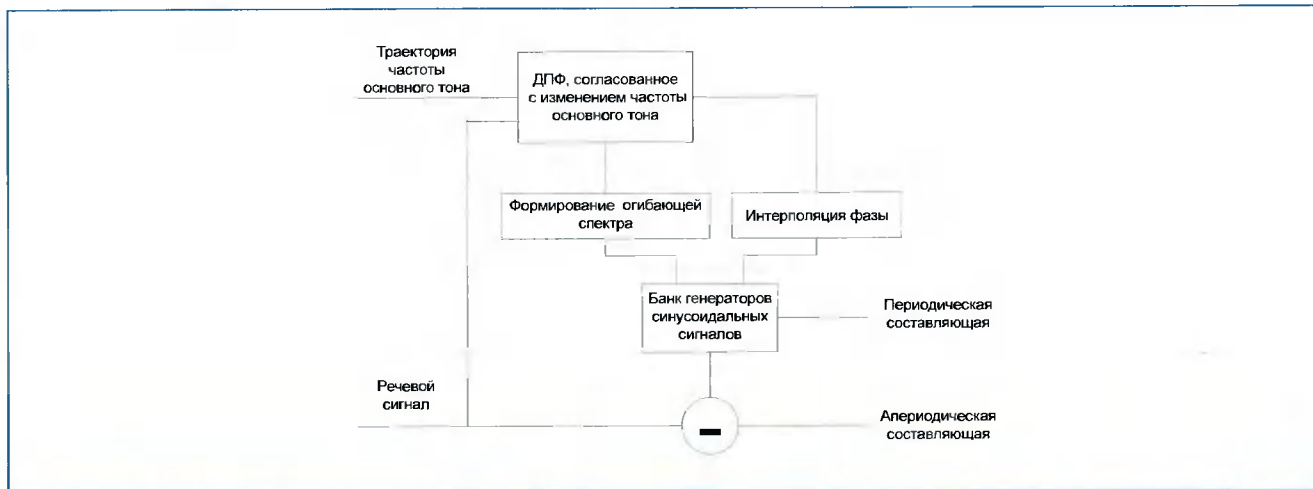


Рис. 1. Схема декомпозиции речевого сигнала

Анализ речевого сигнала происходит следующим образом [6–8]:

- 1) на сегменте речи определяется фундаментальная частота (частота основного тона) сигнала;
- 2) вычисляется ДПФ, согласованное с частотой основного тона (результат – огибающая спектра периодической составляющей);
- 3) синтезированная периодическая составляющая вычитается из исходного сигнала, результат – шумовая (апериодическая) составляющая.

На рис. 1 показана схема разложения речевого сигнала на периодическую и апериодическую компоненты (иллюстрация этапов 1–3).

Результат декомпозиции речевого сигнала проиллюстрирован на рис. 2, из которого видно, что периодическая и апериодическая составляющие в кодере выделяются с высокой степенью точности, что позволяет реализовать их раздельное квантование для последующей передачи в канал связи.

На рис. 3 показаны следующие квантуемые параметры, характеризующие речевой сегмент: F_0 – фундаментальная частота речевого сигнала; LSF_p и LSF_{ap} – линейные спектральные частоты периодической и апериодической компонент соответственно; G_p и G_{ap} – коэффициенты усиления периодической и апериодической компонент соответственно.

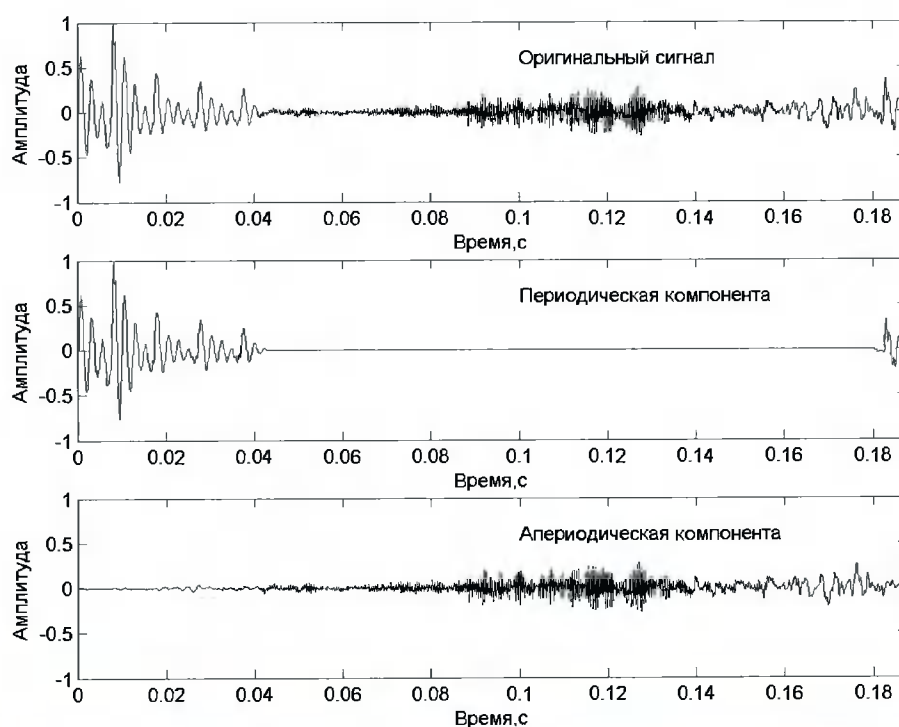


Рис. 2. Декомпозиция сегмента речевого сигнала на периодическую и апериодическую составляющие

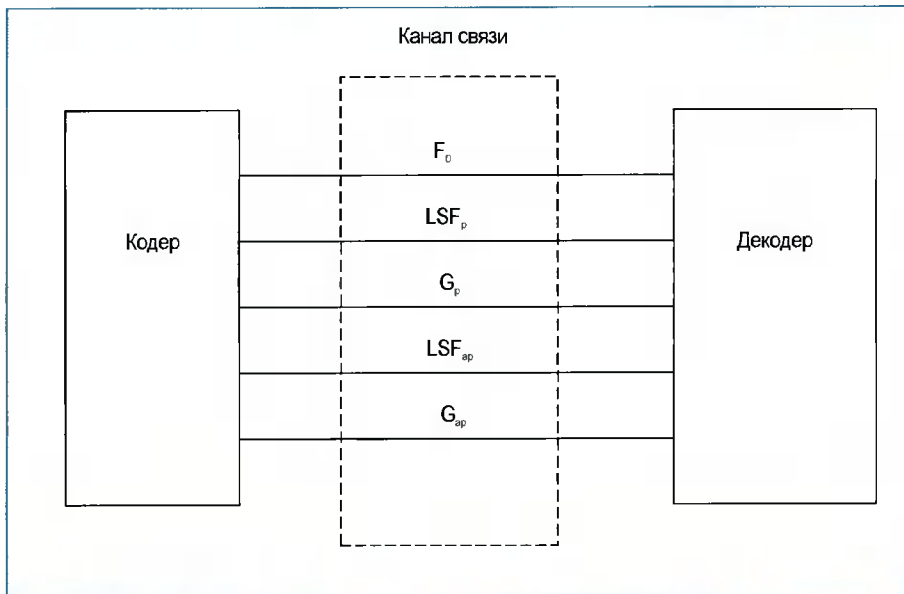


Рис. 3. Параметры, передаваемые в канал связи

При этом определяющим моментом является квантование спектральных огибающих периодической и аperiodической компонент речевого сигнала. Обе составляющие подвергаются LP -анализу (периодическая – 10-го порядка; аperiodическая – 5-го порядка), после чего производится трансформация из LPC -коэффициентов в линейные спектральные частоты (пары) LSF (LSP). Цель данной статьи – показать результаты исследования векторного квантования LSF -коэффициентов соответствующих компонент. Применение расщепленного векторного квантования к LSF_p -коэффициентам дало возможность построить 23-битный квантователь для периодической компоненты.

Квантование спектра периодической составляющей речевого сигнала

Как упоминалось ранее, периодическая компонента речевого сигнала подвергается анализу с использованием техники линейного предсказания, результатом которого являются коэффициенты LPC (Linear Prediction Coefficients), с помощью которых описывается огибающая спектра, и коэффициенты усиления. Непосредственное квантование LPC -параметров не является целесообразным, так как нельзя гарантировать устойчивость синтезирующего LP -фильтра (в декодере) с квантованными коэффициентами. Следовательно, операция квантования должна предшествовать операции преобразования LP -коэффициентов в некую альтернативную форму, обладающую желаемыми свойствами. Существует ряд методов, позволяющих осуществить такое преобразование: коэффициенты частичной корреляции (PARCOR), функции LAR – Log-Area-Ratio и обрат-

ного синуса (IS) [9]. Однако у каждого из них есть значительные недостатки. Так, коэффициенты PARCOR имеют неравномерную спектральную чувствительность, следовательно, должны квантоваться с разной точностью. При квантовании параметров LAR и IS требуется около четырех бит/коэффициент для минимизации искажения спектра, т.е. для фильтра 10-го порядка – 35–40 бит/сегмент [9]. В низкоскоростных вокодерах это неприменимо, т.к. остается очень малый объем для кодирования остальных параметров. В представлениях LAR и IS также не от-

ражена корреляция между LPC -коэффициентами, что не дает возможности эффективно снизить избыточность в данных представлениях и, следовательно, сократить число уровней квантователя.

Одним из наиболее популярных решений альтернативного представления LPC -параметров являются линейные спектральные частоты (LSF), или линейные спектральные пары (LSP), введенные Итакурой [10]. LSF -представление параметров линейного предсказания гарантирует стабильность фильтра-синтезатора при обратном преобразовании из LSF в LPC . Необходимым и достаточным условием стабильности этого фильтра является следующее выражение:

$$0 \leq \omega_1 < \omega_2 < \dots < \omega_p \leq \pi, \quad (2)$$

где ω_i – значение i -го LSF в радианах; p – порядок линейного предсказания.

Параметры LSF обладают следующими важными свойствами, используемыми при построении квантователя:

- 1) локализованность спектральной чувствительности (незначительное изменение одного LSF -коэффициента повлияет на форму спектра только в его окрестности), что отражено на рис. 4;
- 2) расстояние между LSF -коэффициентами определяет амплитуду спектральной плотности мощности;
- 3) блок из двух или трех близко расположенных LSF сигнализирует о наличии максимума в спектре мощности (соответствует формантной частоте), в то время как расположенные с большим промежутком LSF соответствуют минимуму;

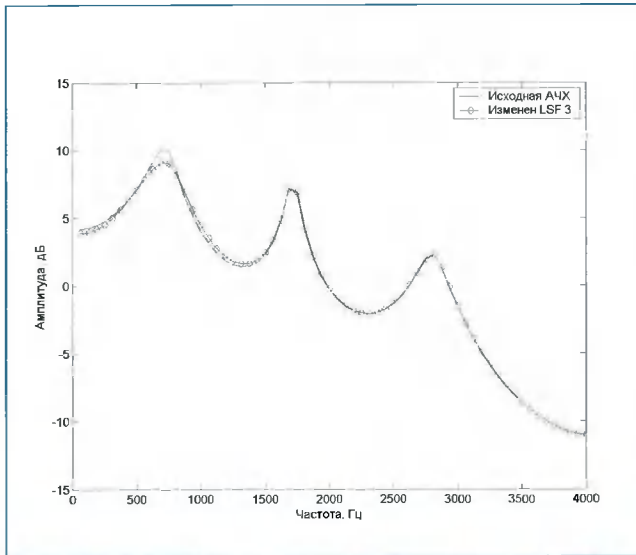


Рис. 4. Влияние локального изменения LSF на АЧХ фильтра-синтезатора. LSF 3 был изменен с 747,6 Гц до 777,6 Гц

4) LSF достаточно сильно коррелированы внутри сегмента сигнала.

Последнее свойство иллюстрирует табл. 1, в которую сведены коэффициенты внутрисегментной корреляции множества из 33222 векторов LSF периодической составляющей.

Определим базовую структуру квантователя. На его вход поступает вектор из десяти коэффициентов LSF. Локализованность спектральной чувствительности и коррелированность LSF-параметров делает уместным применение одной из разновидностей векторного квантования [11], а именно – варианта с расщеплением входного вектора (Split Vector Quantization – SVQ) [12]. Векторное квантование само по себе наилучшим образом учитывает корреляцию между элементами обрабатываемого вектора. В случае же квантования с расщеплением поступивший на вход вектор параметров разбивается на субвекторы с последующим их независимым квантованием, что позволяет снизить сложность

и требования к памяти квантователя. Одним из преимуществ подхода SVQ является возможность простой модификации распределения бит между кодовыми суб-книгами. Справедливость выбора такой структуры подтверждается при детальном рассмотрении табл. 1. (наибольшая степень корреляции наблюдается между смежными LSF). Основными вопросами при разработке SVQ-квантователя являются определение схемы расщепления входного вектора и распределение бит между субвекторами. При этом следует стремиться к минимизации искажения, вносимого операцией квантования. В качестве меры искажения было использовано логарифмическое искажение спектра, которое определяется на сегменте речи следующим образом [13]:

$$sd = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} [10 \log_{10} S(\omega) - 10 \log_{10} \hat{S}(\omega)]^2 d\omega} \quad (3)$$

где $S(\omega)$ и $\hat{S}(\omega)$ – спектры мощности, соответствующие оригинальному синтезирующему LP-фильтру и синтезирующему LP-фильтру с квантованными коэффициентами. Общее (среднее) искажение оценивается как

$$SD = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M sd(m), \quad (4)$$

где M – количество сегментов.

Логарифмическое искажение спектра определяется непосредственно на этапе оценки качества схемы квантования. В [12] были экспериментально установлены следующие условия, которые приводят к отсутствию слышимых искажений из-за спектральных несоответствий («прозрачному» квантованию):

- среднее значение искажения спектра не превышает 1 дБ;
- количество сегментов, на которых sd принимает значения от 2 до 4 дБ, не превышает 2%;
- отсутствие сегментов со значением sd более 4 дБ.

Непосредственно же в процессе квантования используется взвешенное евклидовое расстояние – вы-

Таблица 1. Коэффициенты внутрисегментной корреляции LSF-параметров периодической составляющей

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	1	0.81279	0.41408	0.040917	-0.24114	-0.31946	-0.16637	-0.084538	-0.011331	0.0039027
2	0.81279	1	0.49867	-0.032249	-0.24517	-0.38539	-0.2067	-0.088651	-0.066772	-0.057959
3	0.41408	0.49867	1	0.29477	-0.14013	-0.1497	-0.18025	-0.048671	0.032181	-0.063151
4	0.040917	-0.032249	0.29477	1	0.50851	0.14246	0.068793	-0.19124	-0.022215	-0.24799
5	-0.24114	-0.24517	-0.14013	0.50851	1	0.60896	0.27474	0.034826	-0.14856	-0.32023
6	-0.31946	-0.38539	-0.1497	0.14246	0.60896	1	0.54179	0.26333	0.094203	-0.1731
7	-0.16637	-0.2067	-0.18025	0.068793	0.27474	0.54179	1	0.48918	0.12134	-0.12422
8	-0.084538	-0.088651	-0.048671	-0.19124	0.034826	0.26333	0.48918	1	0.39291	0.11701
9	-0.011331	-0.066772	0.032181	-0.022215	-0.14856	0.094203	0.12134	0.39291	1	0.37305
10	0.0039027	-0.057959	-0.063151	-0.24799	-0.32023	-0.1731	-0.12422	0.11701	0.37305	1

числительно более простая величина, которая адекватно представляет логарифмическое искажение спектра [14].

$$d(\omega, \hat{\omega}) = \sum_{i=1}^k c_i w_i (\omega_i - \hat{\omega}_i)^2 \quad (5)$$

где c_i и w_i – фиксированный и, соответственно, адаптивный веса для i -го LSF -коэффициента. Для LP -фильтра 10-го порядка фиксированные веса c_i определяются следующим образом [12]:

$$c_i = \begin{cases} 1.0, & 1 \leq i \leq 8 \\ 0.8, & i = 9 \\ 0.4, & i = 10 \end{cases} \quad (6)$$

Ухо не способно различить разницу на высоких частотах с такой же точностью, как на низких частотах. Таким образом, фиксированные веса применяются для того, чтобы усилить значение низких частот. Адаптивные веса w_i используются для выделения областей спектральной огибающей с большей энергией (формант) и определяются следующим образом [15]:

$$w_i = \frac{1}{\omega_i - \omega_{i-1}} + \frac{1}{\omega_{i+1} - \omega_i}, \quad (7)$$

где ω_i – LSF -коэффициенты (в радианах), $\omega_0 = 0$, $\omega_{p+1} = \pi$.

Применение данных вариантов весов c_i и w_i несколько модифицировано по сравнению с первоисточниками [12, 15], где они возводились в квадрат. Теоретически, оптимальные квантованные значения LSF могут быть получены из условия минимизации взвешенного евклидова расстояния для определенной ячейки кодовой книги [16]. Пусть этой ячейке соответствует некоторое число векторов $\omega(n)$, $n=1, \dots, N$. Тогда суммарная ошибка квантования E для этой ячейки запишется следующим образом:

$$E = \sum_n \sum_i c_i w_i (n) (\omega_i(n) - \hat{\omega}_i)^2 \quad (8)$$

Условие минимизации ошибки квантования выглядит так:

$$\frac{\partial E}{\partial \hat{\omega}_i} = -2 \sum_n c_i w_i (n) (\omega_i(n) - \hat{\omega}_i) = 0 \quad (9)$$

следовательно,

$$\hat{\omega}_i = \frac{\sum_n c_i w_i (n) \omega_i(n)}{\sum_n c_i w_i (n)} \quad (10)$$

Тем не менее значение квантованного LSF -коэффициента, полученное в (10), не гарантирует выполнения условия стабильности (2). В связи с этим при тренировке кодовых книг использовался обобщенный алгоритм Ллойда [17], в котором значения ячеек

кодовых книг рассчитываются из условия минимизации среднего искажения в данной ячейке.

Для определения наиболее подходящего варианта разбиения входного вектора LSF -коэффициентов и распределения бит между субвекторами проводилось исследование избранного метода квантования. Источником речевого материала для этого исследования послужила база данных TIMIT [18]. Для создания обучающего множества было отобрано 462 речевых файла, частота дискретизации которых после низкочастотной фильтрации и децимации была понижена до 8000 Гц. После применения к этим файлам алгоритма кодера была получена база данных для тренировки кодовых книг, содержащая 33200 векторов LSF .

Оценка качества проводилась с помощью тестовой базы данных, состоящей из 168 файлов речевой базы TIMIT, над которыми были проведены те же манипуляции, что и с тренировочным набором. Объем тестового множества для оценки качества квантования составил 12182 вектора. Отметим, что тренировка и тестирование проводились на множествах векторов, полученных из разных речевых источников.

Исследование влияния варианта расщепления исходного вектора на качество квантования происходило следующим образом. Тренировка кодовых книг проводилась со следующими вариантами расщеплений: 3-4-3, 3-3-4, 4-3-3, 4-4-2, 4-6, 5-5, 6-4. Разрядность трехкомпонентных книг варьировалась от 6 до 9, двухкомпонентных – от 8 до 12. Распределение бит для кодирования было равномерным. Начальная инициализация проводится по алгоритму, описанному в [19]. Идея этого алгоритма заключается в том, что тренировочные векторы, наиболее далекие друг от друга, с большей вероятностью принадлежат к разным классам. После инициализации осуществляется непосредственно тренировка кодовых книг с помощью обобщенного алгоритма Ллойда [17], в котором в качестве параметра минимизации используется взвешенное евклидово расстояние (5). При выборе второй (третьей) составляющей кодового вектора вводится следующее ограничение: поскольку линейные спектральные пары в векторе упорядочены, из поиска оптимального кодового слова исключаются векторы, не удовлетворяющие условию

$$LSF_{start}^n - LSF_{end}^{n-1} > T, \quad (11)$$

где n – номер кодовой субкниги, а типовое значение $T=40$ Гц.

Результаты тестирования отображены на рис. 5 и 6 для двух- и трехкомпонентных кодовых книг соответственно.

Очевидно, что квантование, близкое к «прозрачно-му», может быть получено при емкости около 24 бит/вектор, причем лучшими вариантами расщеплений являются 3-3-4 и 4-3-3. Для исследования влияния распределения бит между кодовыми книгами на качество квантования было проведено тестирование на том же тестовом наборе, по тем же параметрам (рассматривались трехкомпонентные кодовые книги). Лучшие варианты распределения бит для различных вариантов расщепления приведены в *табл. 2* (рассматривалось распределение бит в общей емкости кода, 23 – 24 бит/вектор).

Перераспределение бит заметно улучшило качество квантования для всех вариантов расщеплений. Наиболее приемлемым для использования в практических целях является вариант расщепления 3-3-4 с распределением бит между кодовыми книгами 6-8-9, всего 23 бит/вектор. На *рис. 7 (а и б)* приведены спектрограммы оригинального и квантованного сигналов (периодической составляющей). Огибающая спектра квантовалась по методу с расщеплением вектора *LSF* на 3 субвектора – вариант 3-3-4, распределение бит

между кодовыми книгами – 6-8-9. Как видно из *рис. 7*, спектрограммы сигналов довольно трудно различимы, что также позволяет сделать вывод об адекватности примененного метода квантования.

Квантование спектра аperiodической составляющей речевого сигнала

Как и в случае квантования спектра периодической составляющей, огибающая спектра шумовой составляющей представляется в виде линейных спектральных пар. На вход квантователя поступает вектор, состоящий из пяти *LSF*-коэффициентов. *Табл. 3* свидетельствует о наличии определенной корреляции и между линейными спектральными парами, представляющими шумовой сигнал.

Как и ранее, учитывая коррелированность параметров, векторное квантование будет лучшим решением поставленной задачи. Применение же структурирования кодовой книги не имеет смысла из-за небольшой длины вектора. Для определения необходимого количества бит для квантования огибающей спектра шумовой компоненты была

проведена тренировка кодовых книг с разрядностью от 3 до 10. Обучающее множество было собрано после обработки речевого материала из базы данных TIMIT [18] (использовались те же файлы, что и для периодической компоненты), размер множества составил 66300 векторов *LSF*-коэффициентов. Тестовая база данных была

Таблица 2. Оценка качества для различного распределения бит между кодовыми книгами

SD (дБ)	Отклонения		Общее число бит	Вариант расщепления/распределение бит
	2-4 дБ, %	>4 дБ, %		
1.0766	1.5925	0.0164	24	3-3-4 / 6-9-9
1.0954	2.0276	0.0082	24	4-3-3 / 9-9-6
1.1903	4.0305	0.0328	24	3-4-3 / 8-9-7
1.2432	4.0716	0.0328	24	4-4-2 / 9-9-6
1.1543	2.2164	0.0164	23	3-3-4 / 6-8-9
1.1746	2.7828	0.0082	23	4-3-3 / 8-9-6
1.235	4.4246	0.0328	23	3-4-3 / 7-9-7
1.315	5.2044	0.0164	23	4-4-2 / 8-9-6

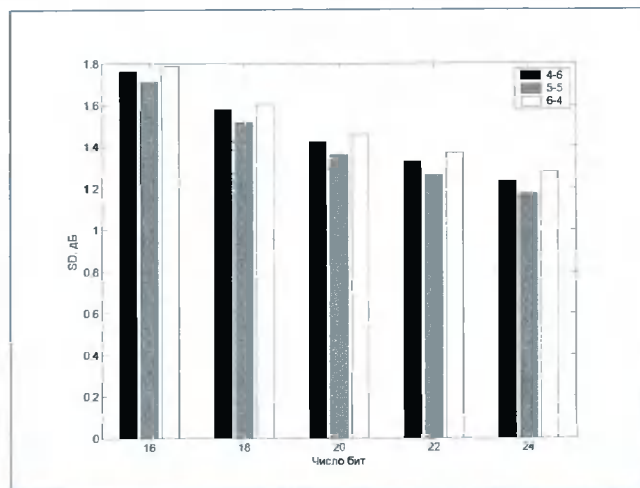


Рис. 5. Логарифмическое отклонение спектра как функция от объема кода для двухкомпонентных кодовых книг

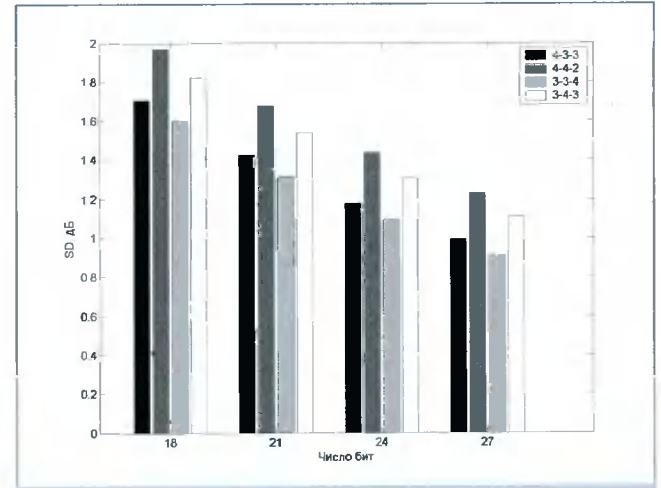


Рис. 6. Логарифмическое отклонение спектра как функция от объема кода для трехкомпонентных кодовых книг

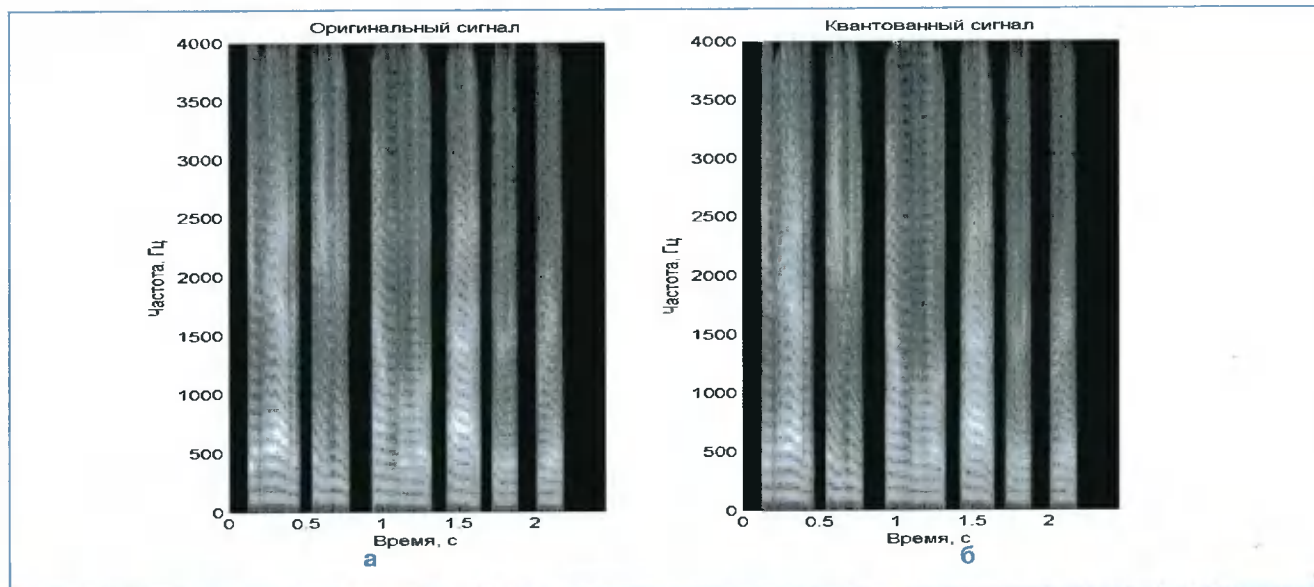


Рис. 7. Спектрограмма периодической составляющей речевого сигнала: а) до квантования; б) после квантования

Таблица 3. Коэффициенты внутрисегментной корреляции LSF-параметров аperiodической составляющей

	1	2	3	4	5
1	1	0.47001	0.069972	0.053476	0.10276
2	0.47001	1	0.52602	0.40396	0.23627
3	0.069972	0.52602	1	0.60637	0.21441
4	0.053476	0.40396	0.60637	1	0.5384
5	0.10276	0.23627	0.21441	0.5384	1

заполнена 24331 вектором. Отличием от предыдущего исследования является то, что при тренировке использовалось невзвешенное евклидово расстояние [13]

$$d(\omega, \hat{\omega}) = \sum_{i=1}^p (\omega_i - \hat{\omega}_i)^2 \quad (12)$$

Результаты тестирования отображены на рис. 8.

Очевидно, что удовлетворительного результата (согласно [12]) в данном случае не наблюдается, однако субъективная оценка качества (тест прослушивания) 8-битного квантователя довольно высока. Стоит отметить, что из тестового набора не были удалены векторы, соответствующие участкам молчания. В этом случае значение среднего искажения SD обычно несколько завышено.

Квантование в составе вокодера

Алгоритм, применяемый в данном вокодере, определяет частоту основного тона в диапазоне от 80 до 400 Гц. Для квантования используется скалярный 7-битный квантователь с равномерным шагом.

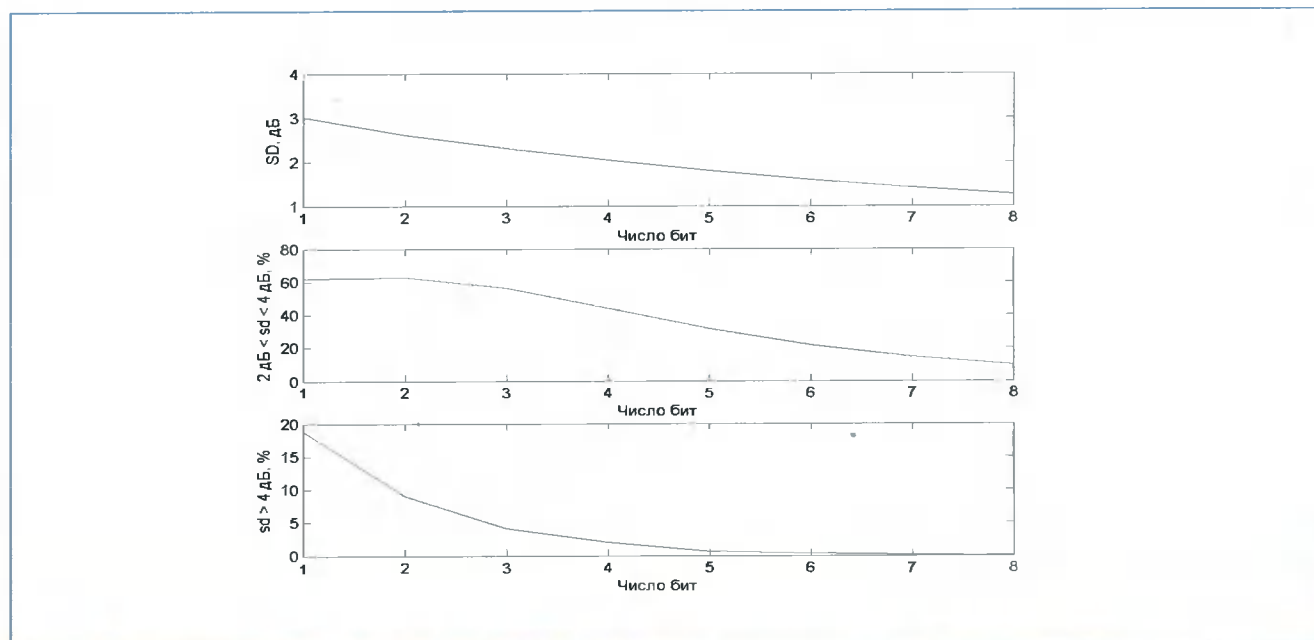


Рис. 8. Качество квантования LSF-коэффициентов шумовой компоненты для разного числа бит

Коэффициенты усиления G_p и G_{ap} квантуются на основе пятиразрядного нелинейного квантователя, работающего по μ -закону [8]:

$$y = \frac{x_{max} \log(1 + \mu |x/x_{max}|) \operatorname{sgn}(x)}{\log(1 + \mu)}$$

что обеспечивает приблизительно равную относительную погрешность как для больших, так и малых значений коэффициентов усиления.

Результирующее распределение бит/сегмент в коде речи приведено в табл. 4.

Поскольку вокодер работает с сегментом речи длительностью 32 мс и перекрытие между обрабатываемыми сегментами составляет 50%, общая скорость будет равна 3000 бит/с. На рис. 9 показаны временные и частотные представления сигналов до и после квантования.

Из рис. 9 видно, что, несмотря на то что временные представления сигналов до и после квантования отличаются (что неизбежно для низкоскоростных вокодеров), частотная структура их сохраняется. Тесты про-

слушивания показали, что некоторый шум на спектрограмме не приводит к затруднениям с узнаваемостью диктора и разборчивостью речи. Не страдает и естественность речи.

Заключение

В статье показаны методы квантования параметров речевого сигнала, применяемые в низкоскоростном вокодере, принцип работы которого заключается в раздельном представлении периодической (тональной) и аperiodической (шумовой) составляющих речи. Исследования показали, что векторное квантование с расщеплением вектора линейных спектральных пар является удобным методом для кодирования огибающей спектра тональной компоненты. Преимущества данного способа квантования заключаются в наиболее полном использовании корреляционных связей внутри вектора LSF_p , уменьшении времени поиска кодового слова в книге, экономии памяти и снижении скорости передачи. Удобной является и возможность простого перераспределения бит между кодовыми субкнигами. Результатом исследований является 23-разрядный квантователь. Субъективные тесты показали, что вокодер со скоростью передачи данных, равной 3000 бит/с, обеспечивает хорошее качество кодирования-декодирования речи. Реконструированная речь диктора естественна и узнаваема, некоторые присутствующие в ней артефакты лишь незначительно влияют на качество ее восприятия.

Таб. 4. Распределение бит

	F0	LSFp	LSFap	Gp	Gap	Всего
Количество бит/сегмент	7	23	8	5	5	48

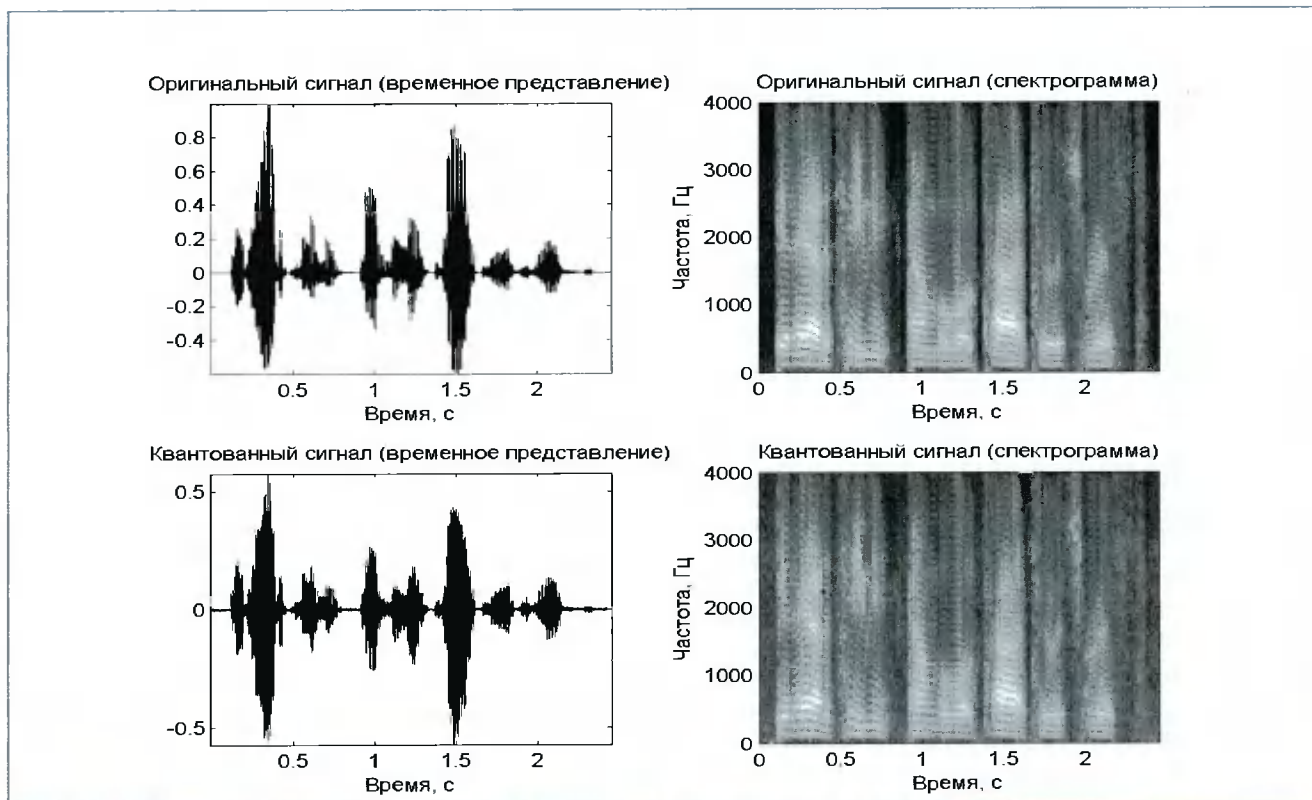


Рис. 9. Временное и частотное представление оригинального и квантованного сигналов

Литература

1. Griffin D.W., Lim J.S. "Multiband excitation vocoder", *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 36, №8, pp. 1223 – 1235, Aug. 1988.
2. Stylianou Y. "Applying the harmonic plus noise model in concatenative speech synthesis", *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, vol. 9, № 1, pp. 21 – 29, Jan. 2001
3. Yegnanarayana, B., d'Alessandro, C., Darsinos, V. "An iterative algorithm for decomposition of speech signals into periodic and aperiodic components", *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, vol.6, № 1, pp. 1 – 11, Jan. 1998.
4. d'Alessandro, C., Darsinos, V, Yegnanarayana, B. "Effectiveness of a periodic and aperiodic decomposition method for analysis of voice sources", *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, vol.6, № 1, pp. 12 – 23, Jan. 1998.
5. Jackson, P.J.B., Shadle, C.H. "Pitch-scaled estimation of simultaneous voiced and turbulence-noise components in speech", *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, vol.9, № 7, pp. 713 – 726, Oct. 2001.
6. Петровский А.А., Серков В.В. "Низкоскоростной вокодер с моделью речеобразования «гармоники + шум»", *Цифровая обработка сигналов*, №2, 2002, с.2 – 12.
7. Petrovsky, A., Zubricki, P., Savicki, A. "Tonal and noise components separation based on a pitch synchronous DFT analyzer as a speech coding method", in *Proceedings European Conference on Circuit Theory and Design, (Cracow, Poland)*, vol. 3, pp. 169 – 172, Sept. 2003.
8. Sercov V., Petrovsky A. "An improved speech model with allowance for time-varying pitch harmonic amplitudes and frequencies in low bit-rate MBE coders", in *Proceedings of the 6th European Conference on Speech Communication and Technology, EUROSPEECH'99*. – Budapest, Hungary, 1999. – pp. 1479-1482.
9. Kondoz, A.M. *Digital speech: coding for low bit rate communication systems*. – John Wiley & Sons, Inc., NY, 1996 – 442 p.
10. Itakura, F. "Line spectrum representation of linear predictive coefficients of speech signals", *J. Acoust. Soc. America*, vol. 57, p.S35, Apr. 1975.
11. Gersho, A. and Gray, R. *Vector quantization and signal compression*. Boston, Kluwer Academic Publishers, 1992.
12. Palival, K.K., Atal, B.S. "Efficient vector quantization of LPC parameters at 24 bits/frame", *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol.1, № 1, pp. 3 – 14, Jan. 1993.
13. Gray, A.H., Markel, J.D. "Distance measures for speech processing", *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol.24, № 5, pp. 380 – 391, Oct. 1976.
14. Gardner, W.R., Rao, B.D. "Theoretical analysis of the high-rate vector quantization of LPC parameters", *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, vol.3, № 5, pp. 367 – 381, Sep. 1995.
15. Laroia, R., Phamdo, N., Farvardin, N. "Robust and efficient quantization of speech LSP parameters using structured vector quantizers", in *Proceedings IEEE International Conference on Acoustics, Speech, Signal Processing, (Toronto, Canada)*, pp. 641 – 644, May 1991.
16. Kim, S.-J., Oh, Y.-H. "Split vector quantization of LSF parameters with minimum of dLSF constraint", *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 6, № 9, pp. 227 – 229, Sep. 1999.
17. Linde, Y., Buzo, A., Gray, R.M. "An algorithm for vector quantizer design", *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-28, pp. 84 – 95, Jan. 1980.
18. DARPA TIMIT Acoustic-Phonetic Continuous Speech Corpus, Department of Commerce, NIST, Springfield, Virginia, Oct. 1990.
19. Katsavounidis, I., Kuo, C.-C.J., Zhang, Z. "A new initialization technique for Generalized Lloyd Iteration", *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 1, № 10, pp. 144 – 146, Oct. 1994.

УДК 621.396.96

Минимизация погрешности измерения расстояния при цифровой обработке сигналов в ближней частотной радиолокации

В.М. Давыдочкин, В.В. Езерский

Введение

В дальномерах с периодической частотной модуляцией (ЧМ) точность измерения расстояния до одиночного зондируемого объекта в основном определяется точностью измерения частоты $\Omega_R = 2\pi F_R$ сигнала биений (СБ), т.к. при симметричном треугольном законе ЧМ с периодом T расстояние R определяется выражением [1]:

$$R = \delta_R T F_R, \quad (1)$$

где $\delta_R = c/4\Delta_f$ – так называемая ошибка дискретности (ОД), вызванная периодичностью закона модуляции; Δ_f – диапазон модуляции, c – скорость распространения электромагнитных волн.

За оценку $\hat{\Omega}_R = 2\pi F_R$ при спектральном анализе чаще всего принимают частоту, соответствующую максимуму спектра СБ. Следует отметить, что для такой оценки частоты СБ можно использовать только один полупериод модуляции, т.к. из-за скачков фазы на границах полупериодов в спектре, вычисленном на полном периоде модуляции, гармоника на центральной частоте пропорциональна синусу скачка фазы и при некоторых измеряемых расстояниях может отсутствовать [1].

Формула (1) отражает тот факт, что, при заданном диапазоне модуляции Δ_f , количество периодов СБ в периоде модуляции пропорционально дальности независимо от крутизны нарастания частоты и равно величине $N = R/\delta_R$.

Ограниченность диапазона модуляции приводит к ограниченности выборки сигнала, искажению спектра [2], зависящему от измеряемого расстояния и вы-

Предложен аналитический метод, позволяющий определить ряд точек на нормированной шкале дальности, в которых методическая погрешность измерения равна нулю, и найти приближенные решения в промежуточных точках. Проведена оценка точности приближенного решения. Получена погрешность измерения расстояния для двух видов весовых функций. Предложены методы оптимизации параметров весовых функций и параметров частотной модуляции, минимизирующие методическую погрешность измерения расстояния. Разработаны итерационные процедуры для цифровой реализации методов оптимизации. Численным моделированием проверены полученные результаты.

зывающему погрешность измерения частоты F_R и, соответственно, погрешность измерения расстояния ΔR . Строгого аналитического расчета методической погрешности измерения частоты по максимуму спектра в литературе нет. Оценки, полученные путем численного моделирования на ЭВМ, показывают, что положение максимума модуля спектральной плотности (СП) в общем случае не совпадает с частотой СБ [2]. Различие тем больше, чем меньше периодов СБ попадает в интервал анализа, т.е. чем меньше дальность, измеряемая частотным дальномером.

Для повышения точности измерения при цифровом спектральном анализе на основе дискретного преобразования Фурье (ДПФ) широко используются сглаживающие весовые функции (ВФ) [2, 3].

Целью настоящей работы является анализ погрешности измерения расстояния на основе определения положения максимума СП, получение соотношений, связывающих погрешность измерения с параметрами применяемой ВФ, и минимизация погрешности измерения расстояния путем адаптивной оптимизации параметров ЧМ и параметров ВФ.

Отметим, что задача определения погрешности измерения частоты по максимуму СП и ее минимизация имеют более общее значение, т.к. могут применяться в любых случаях оценки частоты радиоимпульса.

Метод оценки разностной частоты

Для нахождения оценки $\hat{\Omega}_R$ необходимо решить уравнение

$$\frac{d}{d\Omega} |S_{CB}(j\Omega)|^2 = 0, \quad (2)$$

где $S_{CB}(j\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} w(t)u(t)\exp(-j\Omega t)dt$ – СП взвешенной выборки СБ $u(t) = U\cos(\Phi + \Omega_R t)$, полученного на симметричном временном интервале $[-0,25T \dots 0,25T]$; $w(t)$ – ВФ, симметричная относительно середины выборки сигнала; U – амплитуда СБ; $\Phi = \omega_0 t_R + \varphi$; ω_0 – несущая частота излучаемого радиосигнала; $t_R = 2R/c$; φ – фаза коэффициента отражения.

Введем нормировки искомой разностной частоты СБ $x_R = 0,25T\Omega/\pi = 0,5R/\delta_R$ и текущей частоты спектральных измерений $x = 0,25T\Omega/\pi$.

С учетом симметрии временного интервала анализа СБ и ВФ представим развернутую запись уравнения (2):

$$[S(x_p) + S(x_z)\cos(2\Phi)] \frac{d}{dx} S(x_p) + [S(x_z) + S(x_p)\cos(2\Phi)] \frac{d}{dx} S(x_z) = 0, \quad (3)$$

где $x_p = x - x_R$; $x_z = x + x_R$.

Решить уравнение (3) прямыми вычислениями не удастся. Однако чаще всего не требуется знать точную зависимость погрешности измерения от измеряемого расстояния. Обычно бывает достаточно оценить максимальные и минимальные значения этой погрешности и их положение на шкале дальности. Для нахождения этих величин достаточно решить уравнение (3) только в соответствующих точках шкалы дальности, находя в каждой из них условия существования точного или приближенного решения.

Из множества решений уравнения (3) можно выделить те, где одновременно выполняются условия равенства нулю каждого из слагаемых:

$$[S(x_p) + S(x_z)\cos(2\Phi)] \frac{d}{dx} S(x_p) = 0, \quad (4)$$

$$[S(x_z) + S(x_p)\cos(2\Phi)] \frac{d}{dx} S(x_z) = 0. \quad (5)$$

Уравнение (4) выполняется при всех дальностях [2]. Поэтому уравнение (5) позволяет найти те точки дальности, в которых уравнение (3) дает точные решения при одновременном выполнении (4) и (5).

Это уравнение приводит к двум другим:

$$\left. \frac{d}{dx} S(x_z) \right|_{x_{\max} = x_R} = 0, \quad (6)$$

$$\cos(2\Phi) + \frac{S(x_z)}{S(0)} \Big|_{x_{\max} = x_R} = 0. \quad (7)$$

Совокупность решений, определяемых уравнением (6), соответствует последовательности значений частот и соответствующих этим частотам расстояний, в которых совпадают положения максимума основного лепестка спектра $S(x_p)$ с положениями экстремумов боковых лепестков спектра $S(x_z)$. Вторая совокупность решений, определяемых уравнением (7), зависит от фазы коэффициента отражения волн от зондируемого объекта и не существенна для дальнейшего исследования.

Для нахождения приближенных решений, между точками с нулевой погрешностью измерения, пренебрежем в (3) слагаемыми второго порядка малости. Представляя функции $S(x_p)$ и $S(x_z)$ в окрестности точки рядами Тейлора и ограничиваясь тремя членами ряда, получим приближенное выражение для нормированной погрешности измерения расстояния

$$\frac{\Delta R}{\delta_R} = 2(x_{\max} - x_R) \approx \frac{-2\cos(2\Phi)S'(2x_R)}{S''(0) + \cos(2\Phi)S''(2x_R)}. \quad (8)$$

Погрешность измерения расстояния для ВФ Дольфа – Чебышева и Кайзера – Бесселя

Рассмотрим ВФ Дольфа – Чебышева (ДЧ) и Кайзера – Бесселя (КБ) [3], имеющие несомненный практический и теоретический интерес. Интерес к указанным ВФ обусловлен тем, что их форма, а значит, и форма их СП, варьируется одним параметром. Это позволяет достаточно легко связать методическую погрешность измерения расстояния с основными характеристиками ВФ.

Воспользовавшись аналитической записью СП СБ для ВФ ДЧ, приведенной в [4], с учетом введенных обозначений, можно переписать (8) в виде

$$\frac{\Delta R}{\delta_R} \approx \frac{1}{\pi} \frac{-2bLZ^2 \cos(2\Phi) \text{sh}Z}{Z^3 \text{sh}L + L \cos(2\Phi) [b^2 (\text{sh}Z - Z \text{ch}Z) + Z^2 \text{sh}Z]}, \quad (9)$$

где $L = \ln(Q + \sqrt{Q^2 - 1})$; Q^l – уровень боковых лепестков СП; $Z = \sqrt{L^2 - b^2}$.

Решение уравнения (6) имеет вид:

$$2x_{Rl} = \sqrt{N^2 + (L/\pi)^2}, \quad (10)$$

где $N = 1; 2; 3; \dots$ – номер точки с нулевой погрешностью измерения.

Из (10) следует важный вывод, что положение на оси дальности точек, в которых погрешность измерения равна нулю, зависит от номера бокового лепестка N и параметра ВФ Q . При увеличении параметра Q эти точки смещаются в сторону больших расстояний, т.к. при этом расширяется основной лепесток спектра.

Применяя запись СП для ВФ КБ из работы [3], получаем соответствующую методическую погрешность:

$$\frac{\Delta R}{\delta_R} = \frac{I}{\pi \cdot shS - SchS + S^3 \cos(2\Phi)} \frac{US^3}{\sqrt{U + b^2 V}} \quad (11)$$

где $S = \pi\alpha$, $Y = \sqrt{b^2 - S^2}$; $U = (shY - YchY)/Y^3$, $V = [(Y^2 + 3)shY - 3chY]/Y^5$; α – параметр, определяющий ширину основного лепестка и уровень боковых лепестков.

Уравнение (6) приобретает вид:

$$\sqrt{b_r^2 - S^2} = ig(\sqrt{b_r^2 - S^2}). \quad (12)$$

Уравнение (12) можно решить только численным путем. Обозначив $b_r^2 - S^2 = \pi^2 k_i^2$, приведем первые шесть корней:

$$\left. \begin{aligned} k_1 = 1,43029666 ; k_2 = 2,45902403 ; k_3 = 3,47088972 ; \\ k_4 = 4,47740858 ; k_5 = 5,48153665 ; k_6 = 6,48438713 . \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Отметим, что в данном случае, как и для ВФ ДЧ, точно измеряемые расстояния зависят от номера корня уравнения (12) и от параметра α ВФ КБ.

Проверка полученных результатов проводилась методом численного моделирования в системе программирования MATLAB 6.5. В качестве модели сигнала использовались 1024 отсчета СБ. Параметры частотной модуляции принимались равными: $F_{\text{ДЧ}} = 10$ ГГц и $\Delta_f = 1000$ МГц. Расстояние при моделировании изменялось в пределах нескольких ОД с шагом $\Delta = 1$ мм, начиная от минимально возможного, при котором еще не перекрываются основные лепестки СП $S(x_p)$ и $S(x_{\Sigma})$. Поиск максимума СП выполнялся в два этапа. На первом производился грубый поиск экстремума по СП, полученной с помощью быстрого преобразования Фурье. На втором этапе использовалась программа одномерной оптимизации `fminbnd` из пакета MATLAB 6.5, которая на основе конечного преобразования Фурье (по терминологии работы [3]) осуществляла точный поиск максимума СП.

На рис. 1 для ВФ ДЧ пунктирной линией показана огибающая графика теоретической зависимости методической погрешности от измеряемого расстояния, полученная из (9) подстановкой $\cos 2\Phi = \pm 1$, при $Q = 30$, и сплошной тонкой линией – зависимость мгновенной погрешности измерения погрешности, полученная моделированием. Аналогичный вид имеют графики для ВФ КБ. Сопоставление таких графиков для разных ВФ показывает, что ошибка в определении погрешности измерения при использовании выражения (8) максимальна в зоне взаимодействия первого бокового лепестка. Этот максимум различен

для разных весовых функций, не превышает 13% в самом худшем случае и быстро снижается при увеличении измеряемого расстояния.

Минимизация погрешности измерения расстояния

Выражения (8)–(12) позволяют поставить задачу минимизации погрешности измерения расстояния. Причем решать ее можно разными методами. Наиболее очевидный – это аналогично [5] минимизация выражения (8), (9) или (12) путем усреднения результатов измерения, полученных с помощью дополнительной медленной ЧМ, изменяющей фазу Ф СБ в пределах $[0, \pi]$. Величина диапазона дополнительного изменения частоты должна зависеть от измеряемого расстояния:

$$\Delta F_{\text{дон}} = \Delta F / X_R. \quad (14)$$

Поэтому для выполнения минимизации используется **Алгоритм 1:**

1. Первое измерение производится без дополнительной ЧМ для получения нулевого приближения $x_R^{(0)}$ и по (14) $\Delta F_{\text{дон}}^{(0)}$.
2. Далее происходит циклическое выполнение процедуры усреднения путем многократного измерения расстояния с разными несущими частотами, изменяющимися дискретно в диапазоне от ω_0 до $\omega_0 + 2\pi\Delta F_{\text{дон}}$ с фиксированным шагом $\Delta F_{\text{дон}} / N_{\text{уср}}$, где $N_{\text{уср}}$ – число измерений, и усреднения результата для получения очередной i -й оценки $x_R^{(i)}$.
3. Затем производится определение по (14) очередного i -го приближения $\Delta F_{\text{дон}}^{(i)}$.
4. Пункты 2–3 повторяются до тех пор, пока абсолютное значение разности между вновь полученным значением $x_R^{(n)}$ и его предыдущим значением $x_R^{(n-1)}$ не достигнет заранее заданной величины Δ_x :

$$|x_R^{(n)} - x_R^{(n-1)}| \leq \Delta_x. \quad (15)$$

На рис. 1 толстой сплошной линией показана зависимость погрешности измерения от расстояния, полученная с помощью алгоритма 1 для ВФ ДЧ. Видно, что погрешность измерения при усреднении уменьшается примерно на порядок.

Наличие точек с нулевой погрешностью измерения (10), (12) приводит к двум другим методам минимизации, заключающимся в оптимизации параметров ЧМ или параметров ВФ.

В первом методе производится оптимизация диапазона перестройки частоты при ЧМ. Необходимо так изменить его величину, чтобы нормированное расстояние совпало с ближайшим значением, получаемым по (10) или (12) – соответственно для ВФ ДЧ или КБ. При этом теоретически погрешность измерения станет равной нулю. Однако при проведении измерений расстояние неизвестно, поэтому такая оптимизация производится с помощью последовательных приближений.

Алгоритм 2:

1. Производится измерение расстояния при максимально возможном значении $\Delta F^{(0)}$ для получения нулевого приближения $x_R^{(0)}$ и определения для ВФ ДЧ номера ближайшей точки с нулевой погрешностью

$$\tilde{N} = \text{Int} \sqrt{[x_R^{(0)}]^2 - (L/\pi)^2} \quad (16)$$

или для ВФ КБ корня k_i уравнения $\pi k = \text{tg}(\pi k)$, ближайшего снизу к значению

$$k = \sqrt{(x_R^{(0)})^2 - \alpha^2} \quad (17)$$

2. Находится требуемое нормированное значение дальности для точек с нулевой погрешностью измерения x_{RT} по формуле (10) для ВФ ДЧ и по формуле $x_{Ri} = \sqrt{k_i^2 + \alpha^2}$ для ВФ КБ.
3. Далее корректируется значение диапазона перестройки частоты

$$\Delta F^{(n)} = \Delta F^{(n-1)} x_{Ri} / x_R^{(n-1)} \quad (18)$$

4. С использованием найденного значения $\Delta F^{(n)}$ производится измерение очередного приближения для нормированного расстояния $x_R^{(n)}$.
5. Пункты 2–4 повторяются до выполнения условия (15).

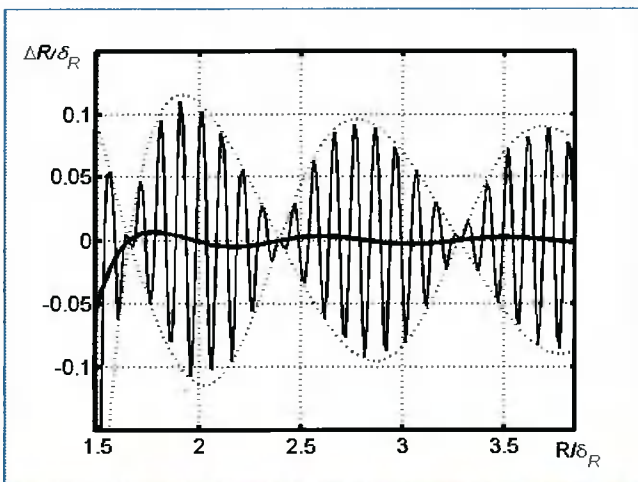


Рис. 1

На рис.2 цифрой 1 обозначена зависимость логарифма модуля нормированной погрешности измерения от измеряемого расстояния, полученная моделированием процесса измерения расстояния с оптимизацией параметра ВФ ДЧ алгоритмом 2. Выигрыш по величине погрешности измерения составляет 4...5 порядков начиная с минимального расстояния.

Рассмотренные методы минимизации погрешности измерения предполагают многократное проведение измерений с новыми значениями параметров ЧМ. СВЧ-генератор при этом должен иметь достаточный частотный ресурс.

Второй метод оптимизации основан на изменении параметров ВФ, приводящем к смещению по оси нормированной дальности точек с нулевой погрешностью измерения. Параметры ВФ выбираются такими, чтобы совпали точка с текущей нормированной дальностью и ближайшая к ней точка с нулевой погрешностью измерения. Сразу после включения дальномера измерение следует начинать с такими параметрами ВФ, при которых на минимальном измеряемом расстоянии не происходит перекрытие основных лепестков СП отрицательной и положительной полуосей частот. Эти значения могут быть найдены по формулам:

$$Q_{\text{мин}} = (B_{\text{мин}}^2 + 1) / 2B_{\text{мин}} \quad (19)$$

где $B_{\text{мин}} = \exp\left(\pi \sqrt{(2x_{R\text{мин}})^2 - 1}\right)$;

$$\alpha_{\text{мин}} = \sqrt{(2x_{R\text{мин}})^2 - k_1^2} \quad (20)$$

где k_1 – значение первого корня в (13).

Далее выполняется

Алгоритм 3:

1. Отсчеты измеренного СБ записываются в память, и по ним для заданных $Q_{\text{мин}}$ или $\alpha_{\text{мин}}$ вычис-

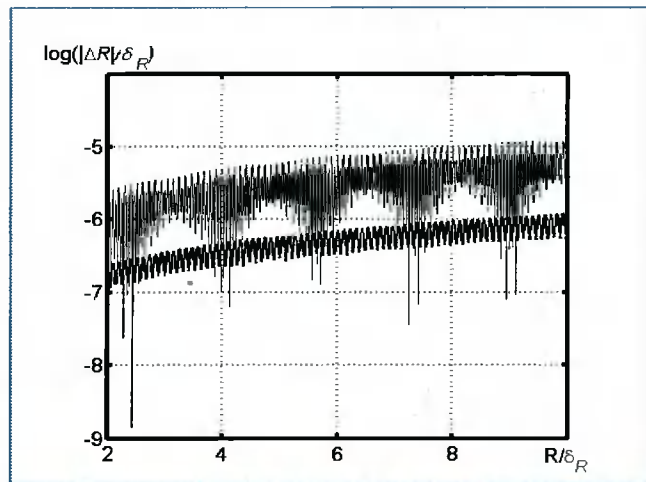


Рис. 2

ляется СП; находится положение максимума модуля спектра и вычисляются измеряемое расстояние и нулевое приближение для $\hat{x}_R^{(0)}$.

2. Далее по (16) определяется номер ближайшей точки с нулевой погрешностью для ВФ ДЧ или для ВФ КБ корень k_i решения уравнения $\pi k = \text{tg}(\pi k)$, ближайшего снизу к значению получаемому по (17).
3. Затем по формулам, аналогичным (19) и (20), уточняются параметры ВФ ДЧ $\hat{Q}^{(n)}$ или КБ $\hat{\alpha}^{(n)}$.
4. По записанным в память отсчетам сигнала вычисляется n -е приближение $\hat{x}_R^{(n)}$ при уточненных значениях параметров ВФ.
5. Пункты 3–4 повторяются до выполнения условия (15).

На *рис. 3* цифрой 1 обозначены результаты моделирования процесса измерения расстояния с оптимизацией параметра ВФ ДЧ алгоритмом 3 в виде зависимости логарифма модуля нормированной погрешности измерения от измеряемого расстояния. Выигрыш по сравнению с исходным графиком *рис. 1* составляет 5...6 порядков.

Отметим, что для оптимизации на текущем измеряемом расстоянии необходимо в каждом цикле итераций полностью пересчитывать все отсчеты ВФ, используемые при вычислении СП. Для этого необходимо иметь вычислительное устройство с достаточным запасом производительности.

Во всех трех рассмотренных итерационных процедурах при всех последующих циклах измерений, кроме первого, для начального приближения можно использовать значения, полученные на предыдущем цикле измерения, что ускоряет процедуру оптимизации.

Очевидно, что последние два алгоритма можно скомбинировать с первым. Результаты такого комбинирования представлены на *рис. 2* и *рис. 3* линиями, обозначенными цифрой 2. Усреднение результата измерения и в этом случае обеспечивает дополни-

тельное снижение методической погрешности примерно на порядок.

Рассмотренный метод оптимизации параметров ВФ можно упростить, пожертвовав величиной, минимально достижимой погрешности измерения. Для этого можно отказаться от коррекции параметров ВФ в каждой текущей точке дальности. Как предложено в [6], можно найти набор параметров ВФ, постоянных в пределах участка дальности, равного ОД, которые минимизируют средний квадрат погрешности измерения:

$$D_{\text{Ф}}(R_{\text{Ф},L},p) = \frac{1}{K_R} \sum_{i=1}^{K_R} [\Delta R(R_{L,p},i)]^2, \quad (21)$$

где $K_R = \delta_R / \Delta$ – число расчетных точек на одном участке дальности; Δ – шаг по дальности (в данном случае в соответствии с теоремой отсчетов $\Delta \leq \lambda_0 / \delta$); $R_{L,i} = (L-1)\delta_R + (i-1)\Delta$ – i -е текущее измеряемое расстояние в пределах L -го участка дальности; p – параметр ВФ, по которому производится минимизация ($p=Q$ для ВФ ДЧ и $p=\alpha$ для ВФ КБ); $R_{\text{Ф},L}$ – расстояние, соответствующее середине L -го участка дальности.

Поиск оптимальных значений параметров для набора выбранных участков дальности с каждой ВФ производится один раз, и найденные параметры записываются в память вычислительного устройства дальномера при его производстве. Для минимизации (21) можно использовать любые известные методы поиска экстремума.

Такой поиск был выполнен с использованием для минимизации (21) программы `fminbnd` из пакета MATLAB. Расчеты производились для диапазона нормированных расстояний $2 \leq x_R \leq 10$. После вычисления оптимальных значений параметров с помощью аппроксимации были найдены эмпирические выражения, связывающие эти параметры со сред-

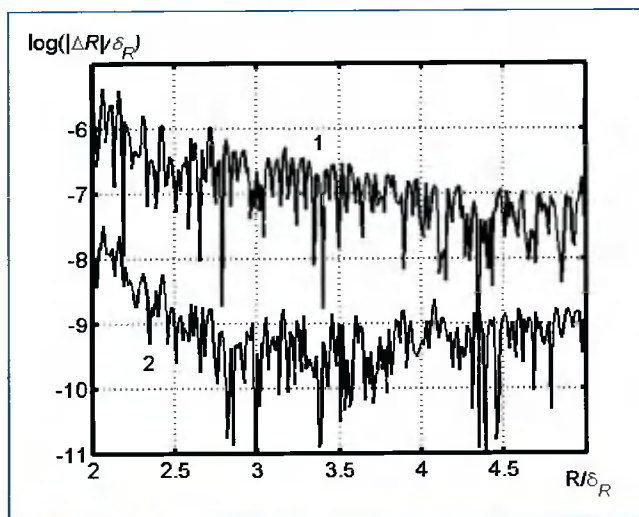


Рис. 3

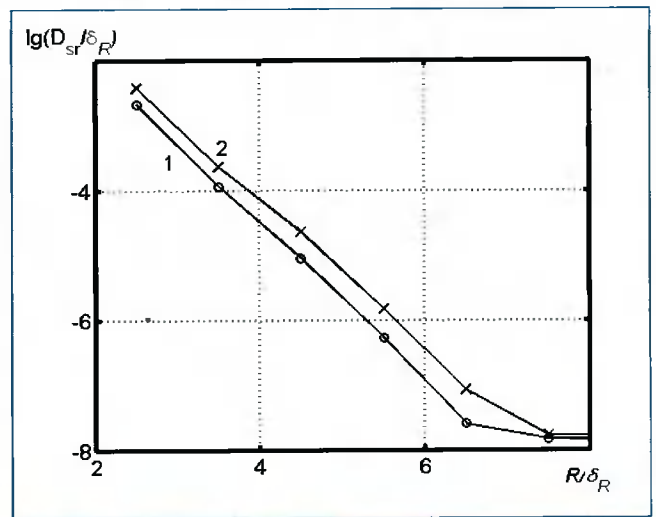


Рис. 4

ним относительным расстоянием. Для ВФ ДЧ и КБ соответственно эти выражения имеют вид:

$$Q=27,392 x_{R_{cp}}-22,31719 \text{ дБ}; \quad (22)$$

$$\alpha=(1,0073x_{R_{cp}}-0,8257)/\pi. \quad (23)$$

В итоге вместо набора параметров в памяти вычислительного устройства необходимо хранить только два коэффициента для каждой из указанных ВФ. Для измерения расстояния в этом случае при первом измерении после каждого включения дальномера используются параметры, соответствующие минимальной дальности. В последующих измерениях по измеренной дальности производится расчет нужного значения параметра и расчет расстояния с использованием этого значения.

При этом пересчитывать параметры ВФ приходится гораздо реже, только при переходе с одного участка дальности на другой. Поэтому этот метод требует минимальных затрат времени на оптимизацию параметров и обеспечивает достаточно хорошие результаты.

Результаты упрощенной оптимизации, представленные на рис. 4, обозначены цифрой 1 для ВФ КБ и цифрой 2 для ВФ ДЧ. Видно, что выигрыш при увеличении расстояния изменяется от 1...2 порядков до 6...7 порядков, причем ВФ КБ обеспечивает примерно в 2...3 раза больший выигрыш, чем ВФ ДЧ.

Выводы

Рассмотренные методы минимизации позволяют на несколько порядков уменьшить методическую погрешность при измерениях малых расстояний, когда в СБ формируются всего единицы периодов. Наилучшие результаты позволяет получить объединение метода оптимизации параметров и усреднения результатов измерения при использовании дополнительной медленной ЧМ, однако для практической реализации такого метода необходимы большие ресурсы по диапазону ЧМ и производительности вычислительного устройства.

Компромиссным является упрощенный метод оптимизации, не требующий увеличения диапазона ЧМ и производительности вычислительного устройства.

В случаях оценки частоты радиоимпульса отличие от рассмотренных результатов будет в том, что в формулах для погрешности измерения частоты исчезнут быстрые осцилляции, т.к. они возникают только при обработке СБ частотного дальномера из-за зависимости его фазы от расстояния (слагаемое $\omega_0 t_R$ в фазе СБ). Соответственно, для минимизации методической погрешности измерения частоты можно использовать только метод оптимизации параметров ВФ.

Работа выполнена при финансовой поддержке Рязанского приборостроительного предприятия ООО «Контакт-1». Авторы выражают глубокую признательность его генеральному директору Б.А. Атаянцу.

Список литературы

1. Komarov I.V., Smolskiy S.M., Fundamentals of Short-Range FM Radar. Artech House Publishers; Norwood, MA. 2003. 289 p.
2. Иванов Ю.М. О наивысшей точности спектрального оценивания гармонических сигналов дискретным преобразованием Фурье. // Проблемы управления и информатики. 1998, № 2. С. 102.
3. Ф. Дж. Хэррис. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье. // ТИИР, т. 66, №1, 1978, с. 60-96.
4. Соколов И.Ф., Вакман Д.Е. Оптимальные линейные синфазные антенны с непрерывным распределением тока. – Радиотехника и электроника. № 1, 1958 г., с. 46–55.
5. Марфин В.П., Кияшев А.И., Розенфельд Ф.З., Израильсон В.М., Атаянц Б.А., Кагаленко Б.В., Мещеряков В.П. Радиоволновый бесконтактный уровнемер повышенной точности // Измерительная техника. 1986. № 6. с. 46-48.
6. Езерский В.В., Давыдошкин В.М. Оптимизация спектральной обработки сигнала прецизионного датчика расстояния на основе частотного дальномера // Измерительная техника. 2005. № 2, с. 21–26.

Применение методов частотно-временной декомпозиции при решении задачи обратного моделирования

А.Ю. Линович

Введение

Задача обратного моделирования не является новой. Ее математическая формализация содержится в целом ряде книг, посвященных цифровой обработке сигналов (ЦОС). Например, в [1] задача обратного моделирования для линейных динамических систем формулируется следующим образом. Обучающий сигнал (дискретная последовательность) $s[nT]$ поступает на вход некоторой выравниваемой (обратно моделируемой, или, в дальнейшем, просто моделируемой) системы с передаточной функцией $P(z)$, которая чаще всего заранее не известна. Под действием сигнала $s[nT]$ на выходе моделируемой системы формируется сигнал $x[nT]$, полностью отражающий внесенные частотные искажения. При этом в общем случае передаточная функция неизвестной системы может меняться с течением времени. Идеальным решением задачи обратного моделирования считается такая настройка адаптивного фильтра (АФ), при которой его откликом на «искаженный» сигнал $x[nT]$ является исходное воздействие $s[nT]$. В результате преобразования, выполняемые выравниваемой системой с передаточной функцией $P(z)$ и АФ с передаточной функцией $W(z)$, являются взаимно обратными. А последовательное соединение выравниваемой системы и АФ по своим свойствам должно приближаться к звену чистой задержки на Δ дискретных отсчетов, взятых с периодом дискретизации T :

$$P(z)W(z) \approx z^{-\Delta}. \quad (1)$$

Критерием качества настройки, как правило, является норма разности между обучающей последовательностью $s[nT]$, задержанной на Δ периодов дискретизации, и выходной (восстановленной) последовательностью адаптивного фильтра $y_w[nT]$:

Рассматриваются принципы построения субполосных адаптивных фильтров с точки зрения теории частотно-временной декомпозиции. Приводятся расчетные соотношения и графики, показывающие преимущества, достигаемые в результате введения методов многоскоростной обработки для решения задач адаптивной фильтрации.

$$J = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (s[(n-\Delta)T] - y_w[nT])^2. \quad (2)$$

В (2) индекс w указывает на зависимость выходного сигнала адаптивного фильтра от вектора его весовых коэффициентов w . Суть задачи обратного моделирования поясняется на *рис. 1*.

Реализация адаптивного фильтра предполагает выбор непосредственно цифрового звена (его структуры, порядка), а также выбор алгоритма адаптации. Первый АФ предложили Б. Уидроу и М. Хофф в 1960 году [2]. С тех пор теория адаптивных фильтров получила значительное развитие [1, 3, 4, 5].

Однако до сих пор в рамках теории адаптивной фильтрации остается много нерешенных проблем. К примеру, в ряде практических приложений – к которым, в частности, относятся системы цифрового радиовещания (DAB и DVB), высокоскоростные технологии xDSL, беспроводные локальные сети (WLAN) и т.д. – возникает потребность в применении АФ высо-

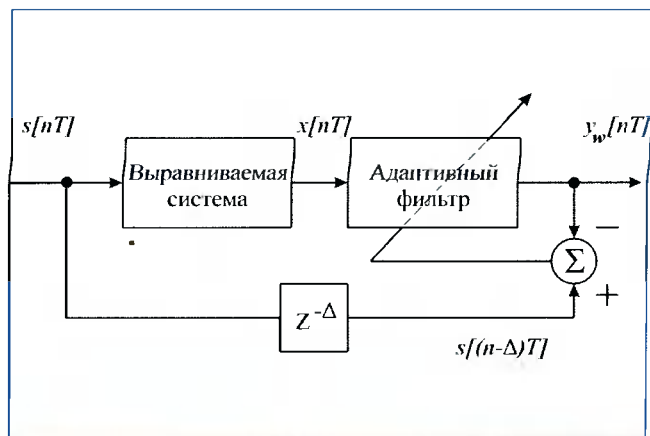


Рис. 1. Постановка задачи обратного моделирования

кого порядка, для которых вычислительные затраты оказываются недопустимо высокими. Кроме того, заметно возрастает чувствительность к шумам и неточному представлению коэффициентов [1, 6]. Применение простых и «грубых» адаптивных алгоритмов на основе метода наименьших квадратов может привести к затягиванию процесса настройки и не обеспечить требуемой точности.

В этих условиях значительный «прорыв» в преодолении поставленной проблемы дает применение субполосных адаптивных фильтров (САФ), в основе которых лежат методы многоскоростной обработки и частотно-временной декомпозиции сигналов [7, 8, 9, 10].

В статье приводится обзор методов субполосной адаптивной фильтрации, а также иллюстрируется их эффективность на основе результатов проведенного моделирования.

Обзор методов адаптивной фильтрации и частотно-временной декомпозиции

В [3] рассмотрены методы адаптации, в которых минимизация различия между обучающей последовательностью и выходной последовательностью адаптивного фильтра во временной области заменяется минимизацией различия между их Фурье-образами. Использование быстрого преобразования Фурье в указанных адаптивных алгоритмах приводит к тому, что взаимосвязь между вычислительными затратами и порядком фильтра описывается логарифмической зависимостью.

На рис. 2 сравниваются вычислительные затраты, оцененные в операциях вещественного умножения (в пересчете на каждый такт частоты дискретизации), для трех адаптивных алгоритмов: нормированного метода наименьших квадратов (НМК), рекурсивного алгоритма наименьших квадратов (РНК) и быстрого алгоритма наименьших квадратов (БМК) с адаптивной подстройкой шага адаптации [3].

Расчетные соотношения для оценки вычислительных затрат, выражающие соответствующие зависимости в аналитической форме, приводятся в табл. 1. Как видим, самым «экономным» по вычислительным

таблица 1

Алгоритм	Вычислительные затраты в операциях вещественного умножения на такт,
НМК	$2 \cdot N + 3$
РНК	$2,5 \cdot N^2 + 4 \cdot N$
БМК с адаптивной подстройкой шага	$10 \log_2 N + 13$

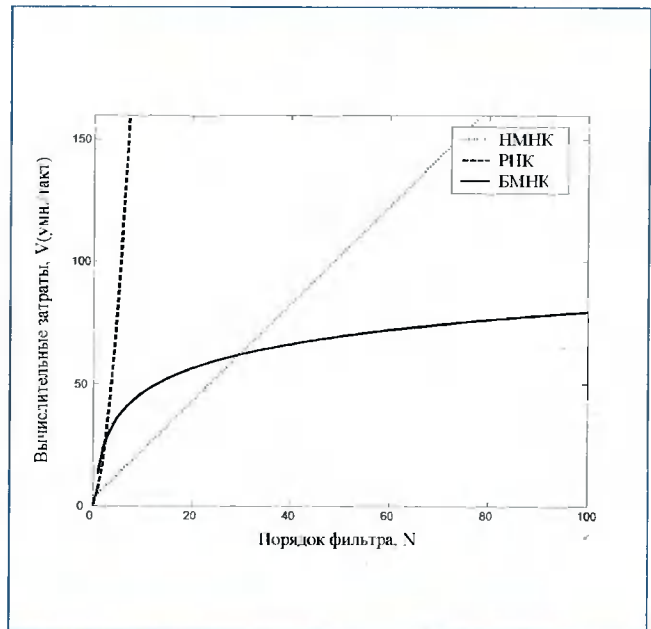


Рис. 2. Сравнение вычислительных затрат на реализацию различных адаптивных алгоритмов (в операциях вещественного умножения)

затратам оказывается алгоритм БМК, так как ему соответствует логарифмическая зависимость.

По скорости настройки [3] алгоритм БМК занимает промежуточное положение между НМК и РНК (рис. 3).

Заметим, что основное отличие алгоритма БМК заключается в том, что настройка адаптивного фильтра происходит не во временной, а в частотной области, то есть операции производятся над Фурье-образами. Ускорение настройки при одновременном сокращении вычислительных затрат объясняется тем, что компоненты частотного разложения сигнала (коэффициенты преобразования Фурье), как правило, не являются коррелированными между собой, в отличие от коэффициентов дискретной последовательности при временном разложении. Согласно [7], частотное и временное разложения сигнала являют-

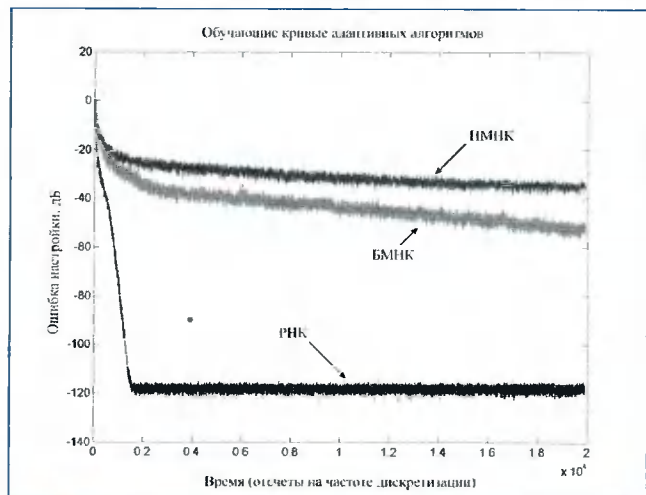


Рис. 3. Сравнение различных адаптивных алгоритмов по точности и скорости настройки



ся лишь частными (предельными) случаями частотно-временной декомпозиции.

На практике обрабатываемые сигналы представляют собой дискретные последовательности. С учетом сказанного частотное разложение сигнала при его рассмотрении на интервале, состоящем из дискретных отсчетов, может быть представлено в следующей форме [7, 11]:

$$f(nT) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F(k\Omega) e^{jTkn\Omega}, \quad \Omega = \frac{2\pi}{NT}. \quad (3)$$

Здесь коэффициенты $F(k\Omega)$ определяются на основании дискретного преобразования Фурье (ДПФ):

$$F(k\Omega) = \sum_{n=0}^{N-1} f(nT) \cdot e^{-j\Omega Tnk}. \quad (4)$$

Базисом временного разложения [7, 11] является множество смещенных дельта-символов Кронекера:

$$f(nT) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f(k) \cdot \delta(n-k), \quad (5)$$

$$\delta(n-k) = \begin{cases} 1, & n-k=0, \\ 0, & n-k \neq 0. \end{cases}$$

Базисные функции временного разложения сигналов хорошо локализованы по времени, но при этом имеют бесконечный спектр. Базисные функции частотного разложения, наоборот, хорошо локализованы по частоте, но имеют бесконечную временную протяженность.

В 1946 году Д. Габор, заметив недостаток формулы преобразования Фурье, предложил использовать оконную функцию для формирования базисных функций [11]:

$$(G_b^a f)(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} (e^{-j\omega t} f(t)) g_a(t-b) dt, \quad (6)$$

где $g_a(t)$ — гауссовская оконная функция.

Введенное им преобразование (6) получило название преобразования Габора. Подробнее преобразование Фурье, Габора, а также кратковременное преобразование Фурье (КВПФ) и вейвлет-преобразование рассмотрены в [11]. По сути, все перечисленные преобразования служат для реализации разнообразных форм частотно-временной декомпозиции. Различие заключается только в выбранной форме и в размерах частотно-временного окна [11]. При таком подходе преобразование Фурье может рассматриваться как частный (точнее, предельный) случай КВПФ. Заданную форму частотно-временного окна на практике получают при помощи цифровых фильтров [12, 13]. Систему фильтров, производящую частотно-временную

декомпозицию исходного сигнала, называют банком (блоком, набором) фильтров анализа.

Как показано в [8, 9], частоту дискретизации субполосных сигналов, полученных на выходе фильтров анализа и занимающих по сравнению с исходным сигналом меньшую полосу частот, можно уменьшить (операция децимации), что приводит к значительному снижению вычислительных затрат.

Если для разбиения (декомпозиции) сигнала необходимо использовать фильтры анализа и децимацию (понижение частоты дискретизации) сигнала, то обратное преобразование (синтез) требует использования фильтров синтеза и операции интерполяции. Таким образом, для систем ЦОС, построенных на основе методов частотно-временной декомпозиции, характерно наличие подсистемы анализа и подсистемы синтеза.

Преимущества методов частотно-временной декомпозиции уже давно широко используются в задачах кодирования речевых сигналов и изображений. Чаще всего в подобных приложениях используется вейвлет-преобразование, для которого характерно уменьшение ширины и увеличение высоты частотно-временного окна с ростом частоты обрабатываемого сигнала [7, 11, 14].

При решении задачи обратного моделирования, которая была сформулирована выше, разбиение исходного сигнала на K частотных диапазонов с последующим понижением частоты дискретизации в $M_i \leq K$ раз ($i=1, K$ — порядковый номер частотного диапазона) также может обеспечивать значительную экономию по вычислительным затратам, а кроме того, улучшить качество настройки АФ. В зарубежной литературе АФ, использующие методы частотно-временной декомпозиции входного сигнала, принято называть субполосными адаптивными фильтрами (САФ), что подчеркивает факт разбиения сигнала перед обработкой на несколько (K) частотных полос — субполос или поддиапазонов. Данная терминология своим происхождением обязана теории банков фильтров (БФ) [15, 16] и теории многоскоростной обработки сигналов [8, 9]. В других научных изданиях можно встретить термин «вейвлет-пакеты». Вейвлет-пакеты являются развитием теории вейвлетов, получившей свое начальное развитие в трудах ряда французских ученых, а затем ставшей одним из важных направлений прикладной математики. По сути, многоскоростная обработка сигналов и теория вейвлет-пакетов являются, в некотором смысле, родственными научными направлениями, так как на практике для реализации вейвлет-преобразования используются банки фильтров [7, 12, 13]. Термин

«вейвлет-пакеты» используется и во многих отечественных публикациях, где также указывается, что на практике вейвлет-преобразование осуществляется при помощи БФ, например в [17, 18].

Методы субполосной адаптивной фильтрации

Типичный САФ включает в себя [7, 19]:

- две подсистемы анализа: одну для восстанавливаемого сигнала $x[nT]$ и одну для обучающего сигнала $d[nT]$;
- одну подсистему синтеза, которая необходима для синтеза выходного сигнала $y[nT]$ по отдельным субполосным компонентам;
- набор «элементарных» адаптивных фильтров, обрабатывающих сигналы в отдельных субполосных каналах (частотных поддиапазонах) (рис. 4).

Две подсистемы анализа должны обеспечивать идентичные преобразования. Фильтры, на основе которых строится подсистема синтеза, должны быть согласованы с фильтрами анализа. Методика расчета БФ описана в таких фундаментальных работах, как [15, 16], а также во многих других отечественных и зарубежных монографиях. В зависимости от принятого признака классификации все БФ разделяются на фильтры анализа-синтеза:

- с вещественными и комплексными коэффициентами;
- с полным и неполным (близким к полному) восстановлением;
- с максимальной и не максимальной децимацией;
- с равномерным и неравномерным разбиением по частоте;
- на основе КИХ-фильтров или БИХ-фильтров.

Кроме того, по принципам построения выделяют БФ на основе древовидной (пирамидальной) структуры построения, на основе квадратурных зеркальных фильтров (КЗФ), на основе обобщенного дискретного преобразования Фурье (GDFT – Generalized Discrete Fourier Transform) [9, 15, 16]. Интересно заметить, что популярное вейвлет-преобразование, как правило, реализуется при помощи БФ, построенного по асимметричной древовидной структуре, с октавным (неравномерным) разбиением по частоте.

Описание работы субполосных структур адаптивной фильтрации начнем с простейшего примера (рис. 4). Пусть входной сигнал $x[nT]$ разбивается подсистемой анализа входного сигнала на K частотных поддиапазонов (следует помнить, что подсистема анализа обучающего сигнала должна быть идентична подсистеме анализа входного сигнала, как упоминалось ранее). В результате выделения в сигнале $x[nT]$ отдельных частотных диапазонов получаем набор сигналов: $x_k[nT]$,

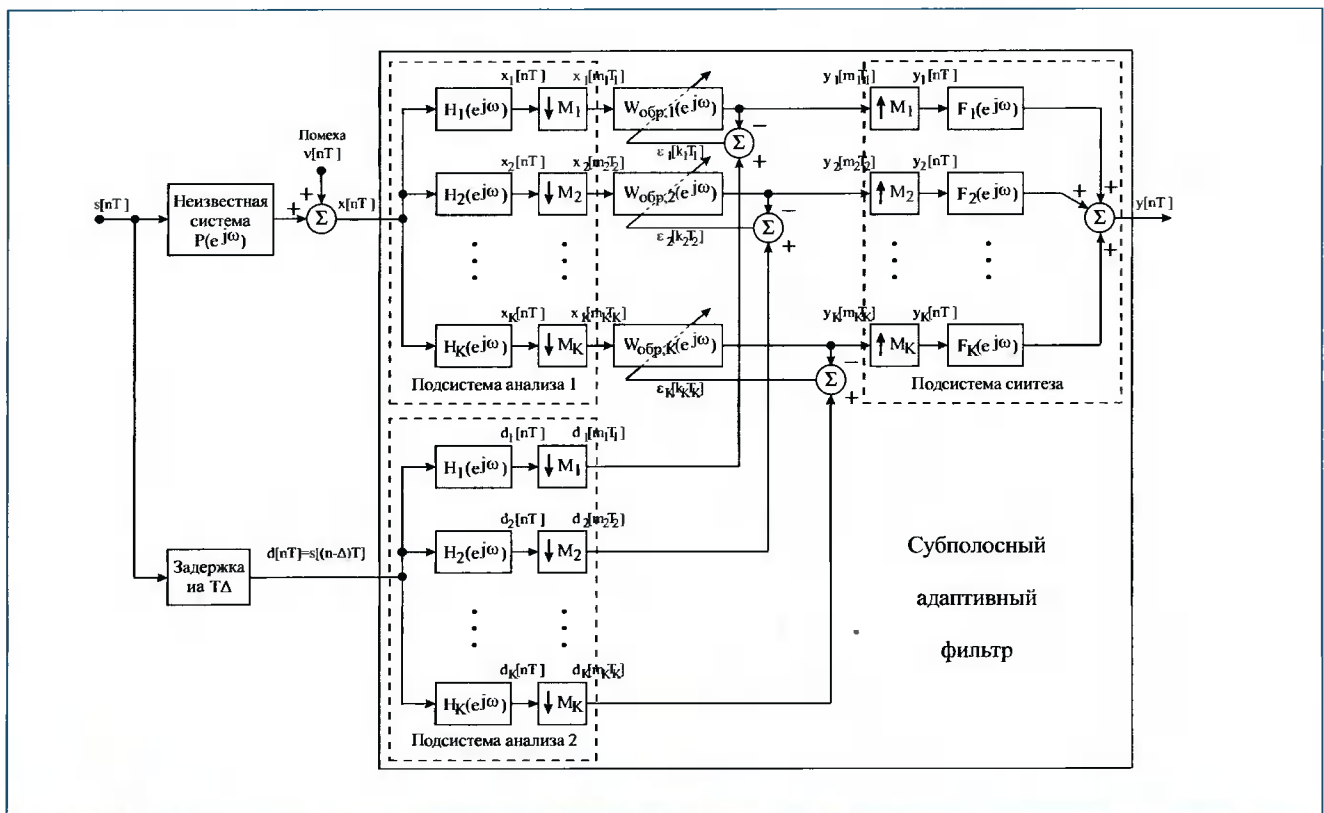


Рис. 4. Структура субполосного адаптивного фильтра

$x_2[nT], \dots, x_K[nT]$. На выходе каждого из фильтров анализа установлен блок, называемый компрессором частоты дискретизации. Его назначение – прореживание по времени последовательности $x_i[nT], i=\overline{1, K}$, путем выбора каждого M_i -го отсчета. В результате децимации образуется новая последовательность $x_i[m_i T_i]$ с периодом дискретизации T_i , причем $T_i = M_i T$. В [8] показано, что спектр сигнала $x_i[m_i T_i], i=\overline{1, K}$, можно записать в форме

$$X_i(e^{j\omega}) = \frac{1}{M_i} \sum_{l=0}^{M_i-1} X\left(e^{j\frac{\omega-2\pi l}{M_i}}\right) \cdot H_i\left(e^{j\frac{\omega-2\pi l}{M_i}}\right), \quad (7)$$

$$|\omega| \leq \pi,$$

где частотная характеристика полосового фильтра $H_i(e^{j\omega})$, определяемая относительно приведенной частоты $\omega = 2\pi f T$, в идеальном случае принимает следующее значение:

$$H_i(e^{j\omega}) = \begin{cases} 1 & \text{при } \frac{\pi(i-1)}{M_i} \leq |\omega| \leq \frac{\pi \cdot i}{M_i}; \\ 0 & \text{при других } \omega; \end{cases} \quad (8)$$

$$i = \overline{1, K},$$

для БФ с вещественными коэффициентами и

$$H_i(e^{j\omega}) = \begin{cases} 1 & \text{при } \frac{2\pi(i-1)}{M_i} \leq \omega \leq \frac{2\pi \cdot i}{M_i}; \\ 0 & \text{при других } \omega \end{cases} \quad (9)$$

для БФ с комплексными коэффициентами.

Применение операции децимации оказывается возможным благодаря тому, что полученные на выходе фильтров анализа субполосные сигналы $x_i[nT], i=\overline{1, K}$, занимают ограниченные диапазоны частот. При использовании идеальных БФ анализа (и синтеза), которые удовлетворяют (9) или (10), можно достичь максимального коэффициента децимации $M_i = K, \forall i$. Тем не менее на практике построение идеальных БФ невозможно. Как следствие, спектры сигналов смежных каналов перекрываются между собой, что приводит к наложению спектров соответствующих сигналов.

Как показано в [15], данные наложения можно успешно компенсировать на этапе синтеза при соответствующем расчете БФ (БФ с полным восстановлением). Несмотря на это, при введении адаптивных фильтров в каналах между подсистемой анализа и подсистемой синтеза подобной компенсации достичь уже не удастся.

В [19] для устранения возникающих в САФ с максимальным коэффициентом децимации наложений вводятся дополнительные перекрестные связи между каналами. Такие связи организуются на основе так называемых кросс-фильтров, которые также являются адаптивными и предназначаются специально для

компенсации межканальных наложений спектра. В указанной статье подробно исследована работа САФ на основе кросс-фильтров, и указан тот факт, что кросс-фильтры достаточно устанавливать только между смежными субполосными каналами и что порядок таких фильтров может быть выбран в несколько раз меньшим по сравнению с порядком основных адаптивных фильтров. Анализ систем на основе кросс-фильтров выявляет их существенный недостаток, который заключается в значительном снижении скорости настройки САФ. Из-за данного недостатка и сложности реализации САФ с максимальной децимацией, построенные на основе кросс-фильтров, не получили своего распространения. Результаты проведенного моделирования [10] подтверждают неэффективность САФ с максимальной децимацией (даже при наличии кросс-фильтров).

Другой метод устранения наложения спектров в САФ при децимации состоит в переходе к не максимальной децимации. В настоящее время исследование САФ на основе не максимальной децимации продолжают и являются одним из актуальных направлений исследований в области ЦОС. При не максимальной децимации $M_i < K, \forall i$. В результате при выборе оптимальной структуры САФ мы вынуждены осуществить переход от задачи условной оптимизации с ограничениями, заданными в виде равенств, к более сложной задаче оптимизации с ограничениями-неравенствами.

В классе систем с не максимальной децимацией возможны два основных варианта построения САФ:

- I. Комплексные САФ, как правило, с равномерным разбиением по частоте, использующие БФ на основе обобщенного дискретного преобразования Фурье (GDFT).
- II. Вещественные САФ с неравномерным разбиением по частоте, использующие БФ на основе дискретного косинусного преобразования (DCT).

Нетрудно показать, что при использовании алгоритма НМНК для настройки АФ, установленных в субполосных каналах САФ, вычислительная сложность оказывается практически одинаковой для вещественных и для комплексных САФ (при $M_i \rightarrow K, \forall i$). При этом учитывается тот факт, что при обработке вещественного входного сигнала половину каналов комплексного САФ можно исключить из рассмотрения, так как сигналы в них всегда оказываются комплексно-сопряженными. Если используется пирамидальная форма разбиения или произвольная многоступенчатая структура, то введение дополнительных ступеней должно увеличивать «проигрыш» комплекс-

ных САФ по вычислительным затратам в сравнении с вещественными САФ.

Разработке САФ типа I посвящены работы З. Светковича и М. Веттерли [20, 21]. Разработка САФ типа II описана в [22]. Далее рассмотрим подробнее оба варианта.

Прежде всего, введем понятие коэффициента избыточности частоты дискретизации – (oversampling ratio). Для пояснения сути этого параметра необходимо вспомнить, что, в соответствии с теоремой Котельникова, если непрерывный сигнал ограничен частотой f_{max} , то его дискретизация может быть осуществлена с частотой $f_d \geq 2f_{max}$. Чем больше f_d , тем больше и вычислительные затраты в единицу времени. Поэтому коэффициент OSR находит широкое применение в системах многоскоростной обработки сигналов, так как отражает избыточность при выборе частоты дискретизации, которая приводит к увеличению вычислительных затрат. Коэффициент OSR определяется для САФ на основе следующего соотношения [22]:

$$OSR = \sum_{i=1}^K \frac{1}{M_i} 100\%, \quad (10)$$

где M_i — коэффициент децимации в i -м субполосном канале.

Заметим, что при использовании максимальной децимации,

$$OSR = \sum_{i=1}^K \frac{1}{K} 100\% = 100\%. \quad (11)$$

Следовательно, можно считать, что OSR характеризует степень «завышения» частоты дискретизации для САФ в целом. Для САФ с немаксимальной децимацией всегда $OSR > 100\%$.

Комплексные БФ с равномерным разбиением по частоте обычно строятся на основе обобщенного дискретного преобразования Фурье (GDFT), которое может быть представлено в виде следующей пары соотношений (прямого и обратного GDFT):

$$Y_k^{GDFT} = \sum_{n=0}^{K-1} y[n] W_K^{-(k+k_0)(n+n_0)}, \quad k=0, K-1, \quad (12)$$

$$y[n] = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} Y_k^{GDFT} W_K^{(k+k_0)(n+n_0)}, \quad n=0, K-1, \quad (13)$$

где $y[n]$ — последовательность из K отсчетов. Y_k^{GDFT} ($k=0, K-1$) соответствуют K отсчетам ее GDFT, равномерно распределенным по частоте, а W_K определяются следующим образом:

$$W_K = e^{j\frac{2\pi}{K}}. \quad (14)$$

Здесь n_0 и k_0 — параметры начального сдвига по времени и по частоте соответственно. Для лучшей ча-

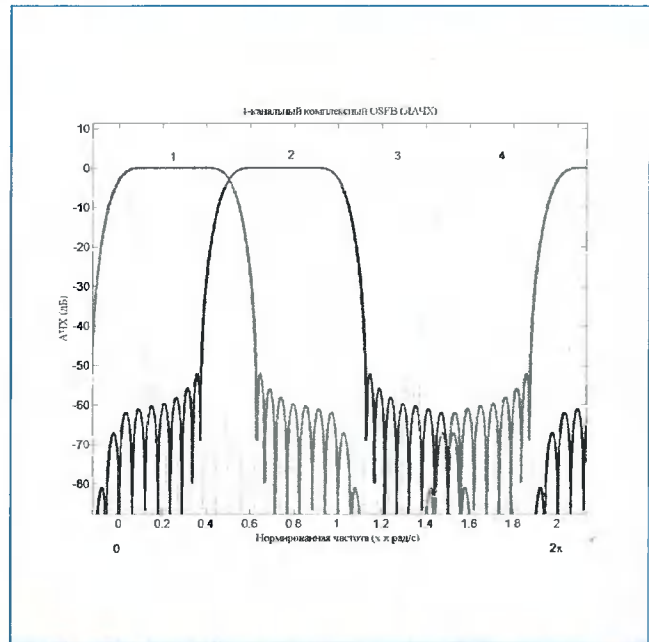


Рис. 5. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики простейшего комплексного 4-канального банка фильтров анализа с немаксимальной децимацией

стотно-временной локализации используются цифровые фильтры. Как правило, применяется один фильтр-прототип. В таком случае преобразование сигнала, полученное при использовании БФ на основе GDFT с единственным фильтром-прототипом, описывается кратковременным преобразованием Фурье (КВПФ). КВПФ рассматривается в [8, 9, 11], а БФ на основе GDFT – в [9, 16]. Фильтр-прототип задает форму так называемого «окна анализа» [9].

Простейшим примером комплексного САФ с немаксимальной децимацией может служить БФ с разбиением на 4 частотных канала. В каждом канале коэффициент децимации равен 2 (рис. 5). Здесь надо заметить, что при обработке вещественных входных сигналов половину каналов САФ можно не использовать, так как спектр вещественного сигнала обладает свойством симметрии относительно половины частоты дискретизации (или относительно нулевой частоты).

Для таких САФ

$$OSR = \sum_{i=1}^4 \frac{1}{2} 100\% = 200\%. \quad (15)$$

Таким образом, частота дискретизации выбирается с двойной избыточностью, а следовательно, при использовании алгоритмов адаптации с линейной зависимостью вычислительных затрат от порядка АФ (например, алгоритма НМНК) вычислительная сложность возрастает в 2 раза (по сравнению с 4-канальным САФ с максимальной децимацией). Такую цену приходится платить за ограничение порядка фильтров анализа, которое приводит к наложению спектров, вы-

званному децимацией. При увеличении числа каналов САФ коэффициент OSR может быть уменьшен.

От комплексных САФ перейдем к вещественным, в которых отсутствуют операции комплексной арифметики. Для построения вещественных САФ необходимо использовать БФ с неравномерным разбиением по частоте [10, 22]. Такие БФ имеют вещественные коэффициенты, и результатом преобразования также является набор вещественных сигналов. Адаптивные алгоритмы, используемые для настройки вещественных САФ, проще в реализации и требуют, как правило, меньших вычислительных затрат. Несмотря на это, необходимость неравномерного разбиения по частоте приводит к усложнению структуры БФ анализа и синтеза. К тому же разница в ширине полосы пропускания, отводимой для обработки разным каналам САФ, усложняет создание многокаскадных (древовидных) структур.

В простейшем случае вещественный САФ с не максимальной децимацией имеет 3 частотных канала. Данная структура рассмотрена в [10]. Низкочастотный и высокочастотный каналы характеризуются полосой пропускания, ширина которой меньше $\pi/2$. Частота $\pi/2$ попадает в зону непрозрачности. Поэтому при децимации с коэффициентом 2 наложения спектров в данных частотных каналах не возникает. Частоты, близкие к $\pi/2$, выделяются полосовым фильтром и обрабатываются в отдельном канале САФ. Для данного канала коэффициент децимации должен быть нечетным: 3, 5, 7 и т.д. В [10] рассмотрен пример, когда коэффициент децимации дополнительного канала равен 3, а полосовой фильтр рассчитан таким образом, что частоты $\pi/3$ и $2\pi/3$ попадают в зону непрозрачности (рис. 6). В результате наложений

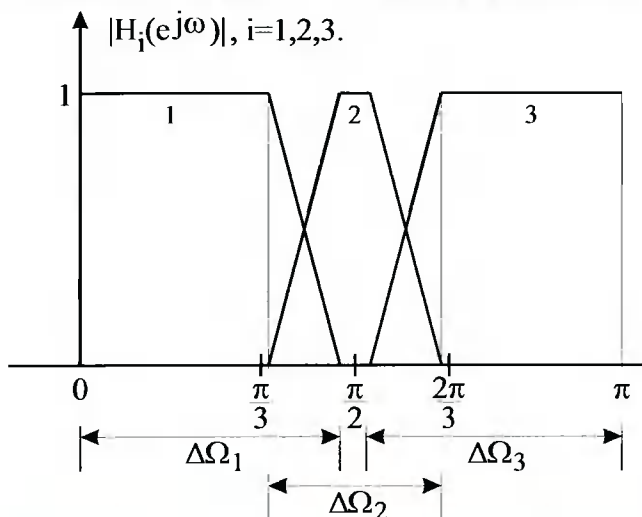


Рис. 6. Устранение наложения спектров в субполосных адаптивных фильтрах с вещественными коэффициентами (применение неравномерного разбиения по частоте)

спектра, вызванных децимацией, не возникает. Для 3-канальных САФ

$$OSR = \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} + \frac{1}{M}\right) 100\% = \frac{M+1}{M} 100\%, \quad (16)$$

где M – коэффициент децимации дополнительного канала.

При $M=3$, $OSR \approx 133\%$, что существенно меньше, чем 200% для простейшего (4-канального) комплексного САФ с не максимальной децимацией. С ростом M значение OSR уменьшается и в пределе стремится к 100% , но при этом требуется рассчитывать фильтры анализа и синтеза с более высоким показателем прямоугольности [8], что приводит к увеличению порядков фильтров и связанному с ним увеличению вычислительных затрат.

В [10] результаты моделирования работы 3-канального САФ (а также 9-канального) сравниваются с результатами, полученными для АФ без разбиения по частоте и для субполосных адаптивных структур, использующих максимальную децимацию. Основываясь на результатах [10] и многих других проведенных экспериментах, можно сделать следующий вывод. Адаптивные структуры, эквивалентные друг другу по длине воспроизводимой ими импульсной характеристики (рассматриваются нерекурсивные фильтры), в идеальном случае – при отсутствии шума и вызванных децимацией некомпенсируемых наложений спектра обеспечивают равную точность настройки при разном количестве частотных полос, на которые разбивается входной сигнал в САФ. При этом подразумевается, что варьируются только параметры частотно-временного разбиения, а параметры выбранных алгоритмов адаптации (шага адаптации,

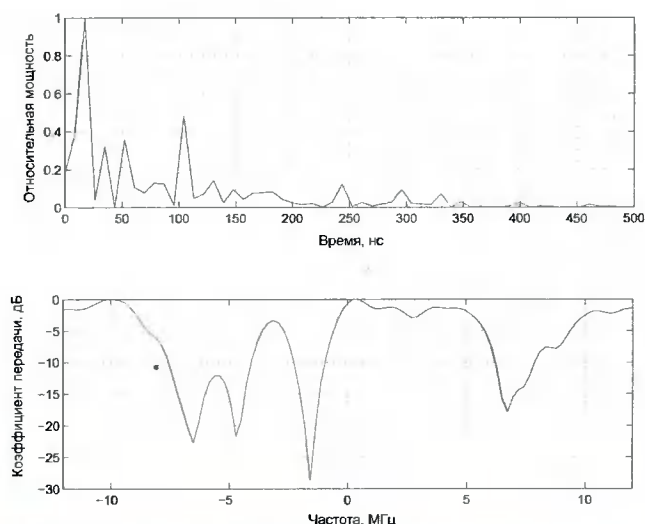


Рис. 7. Характеристики канала связи при организации беспроводных локальных сетей

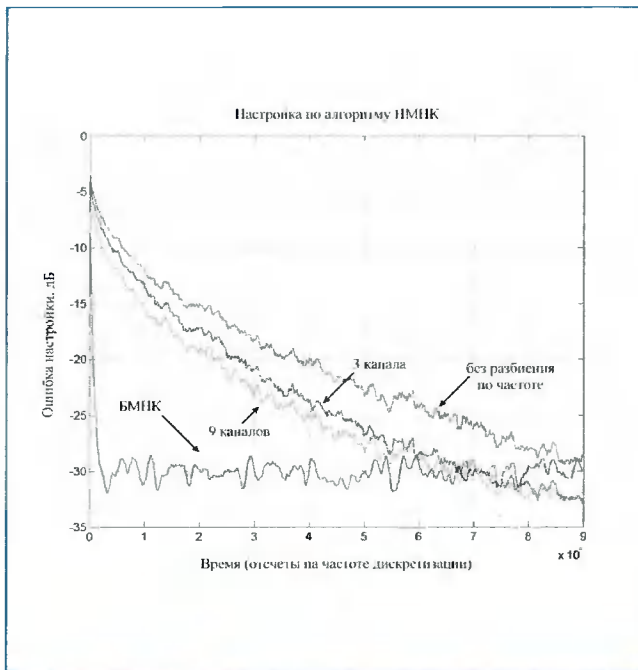


Рис. 8. Настройка САФ и адаптивных фильтров на основе алгоритма БМНК (в частотной области) и нормированного алгоритма МНК (во временной области)

коэффициента сглаживания и т.п.), как и сами адаптивные алгоритмы, являются одинаковыми для всех структур.

Моделирование

Для проведенного моделирования в качестве примера был выбран канал связи (WLAN) с характеристиками, представленными на *рис. 7* [23].

На *рис. 8* показаны обучающие кривые, характеризующие процесс настройки разных адаптивных структур:

- АФ без разбиения по частоте (с настройкой во временной области по алгоритму НМНК);
- АФ на основе алгоритма БМНК, построенного по методу с перекрытием 50% (с настройкой в частотной области);
- двух САФ на основе алгоритма НМНК (с настройкой в области частотно-временного разложения).

Один из САФ является 3-канальным и был рассмотрен нами выше (*рис. 6*). Другой САФ характеризуется немаксимальной децимацией, вещественными коэффициентами и разбиением сигнала на 9 каналов, 4 из которых являются основными с коэффициентом децимации, равным 4, а 5 других используют коэффициенты децимации 5 и 6. Если 3-канальный САФ записать в символической форме 2-3-2 (по коэффициенту децимации в соответствующих каналах), то данный 9-канальный САФ определяется записью 5-4-6-4-5-4-6-4-5. Следовательно, *OSR* для 9-канального САФ:

$$OSR = \left(\frac{4}{4} + \frac{3}{5} + \frac{2}{6} \right) 100\% \approx 193\%. \quad (17)$$

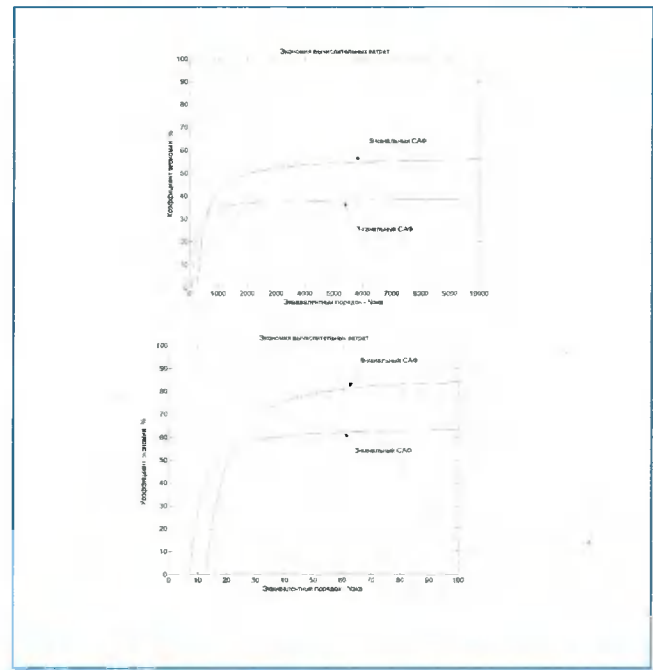


Рис. 9. Экономия вычислительных затрат, достигаемая за счет применения методов многоскоростной обработки сигналов: а) САФ на основе алгоритма НМНК, б) САФ на основе алгоритма РНК

На *рис. 9а* показана достигнутая в результате субполосного разбиения зависимость экономии вычислительных затрат от порядка, эквивалентного АФ. Графики построены для исследованных 3-канального и 9-канального САФ на основе алгоритма НМНК и учитывают затраты на БФ анализа-синтеза. Затраты на построение БФ считаются в данном примере постоянными и не зависят от эквивалентного порядка АФ. На *рис. 9б* приводятся аналогичные зависимости, полученные для алгоритма РНК.

При малых порядках АФ значительный вклад в суммарные вычислительные затраты вносят две подсистемы анализа и одна подсистема синтеза. Поэтому выигрыш по вычислительным затратам оказывается малым или вовсе исчезает. Однако при высоком порядке АФ, когда затратами на реализацию подсистем анализа-синтеза можно пренебречь, выигрыш по вычислительным затратам очень высок и, как это видно по графикам (*рис. 9*), составляет почти 40% для 3-канального САФ и более 55% для 9-канального САФ. Для алгоритма РНК сокращение вычислительных затрат еще более существенно. Выигрыш от применения субполосного разбиения для АФ на основе РНК достигается уже при порядке, равном 20, если используется 9-канальное разбиение. А, например, при 240-м порядке выигрыш по вычислительным затратам составляет уже 6,8 раза.

Проведенное моделирование подтвердило тот важный факт, что точность настройки, практически, не зависит от числа полос частотного разбиения входного сигнала САФ. Однако в системах с макси-



мальной децимацией, где наложения спектров, вызванные децимацией, оказывают действие, подобное влиянию аддитивного шума, точность настройки определяется характером искажений сигнала, вносимых моделируемой системой в диапазонах, соответствующих переходным зонам фильтров анализа-синтеза. В пределе, при большом числе субполосных каналов и высоком показателе прямоугольности фильтров анализа-синтеза, точность настройки эквивалентных САФ из-за введения максимальной децимации практически не снижается. Однако реализация БФ с высоким показателем прямоугольности оказывается весьма сложной проблемой и связана с ростом вычислительных затрат.

Введение кросс-фильтров для компенсации наложения спектров позволяет повысить точность настройки для выбранного адаптивного алгоритма. Но при этом сильно затягивается процесс настройки [10, 19], а кроме того, на реализацию дополнительных адаптивных фильтров (кросс-фильтров) требуются дополнительные вычислительные затраты.

Поэтому предпочтительнее другой подход, связанный с применением САФ с не максимальной децимацией. Не максимальная децимация позволяет устранить наложение спектра без введения дополнительных кросс-фильтров. Скорость настройки меняется в зависимости от числа каналов и выбранного адаптивного алгоритма. Если для адаптации выбран алгоритм НМНК, то с увеличением числа каналов САФ скорость настройки увеличивается. Если выбран алгоритм РНК, который, как это принято считать, имеет наиболее высокую скорость настройки, то с увеличением числа каналов САФ скорость настройки САФ несколько снижается. (Тем не менее можно показать, что данное снижение быстродействия объясняется только переходом к не максимальной децимации. При уменьшении OSR снижение скорости настройки оказывается менее выраженным.)

Использование не максимальной децимации совместно с частотным разбиением позволяет значительно (а для алгоритма РНК в десятки и сотни раз)

понизить вычислительную сложность адаптивных структур без снижения точностных характеристик.

Заключение

Следует заметить, что в настоящее время теория САФ находится на начальном этапе своего развития и пока не дает ответа на многие вопросы. Для адаптации в устройствах, решающих задачу обратного моделирования, применяют в основном алгоритмы настройки во временной области либо блочные методы, в которых настройка производится в области преобразования (чаще всего в их основе лежит преобразование Фурье). В последнее время активно исследуются возможности применения новых подходов, приводящих к более общему понятию частотно-временной декомпозиции. Частотно-временное разбиение сигнала на практике может быть реализовано с помощью САФ.

Статья была посвящена проблемам применения САФ, однако возможны и другие подходы. Еще одним примером, использующим субполосное разбиение, является многотональная модуляция с фильтрацией – технология FMT (Filtered Multi-Tone modulation). Примеры практической реализации устройств передачи данных на основе САФ и FMT имеются в [25, 26, 27]. Теоретические основы построения систем ЦОС на основе методов частотно-временной декомпозиции даны в [25].

Наиболее важными технологиями, в которых может применяться субполосное разбиение, являются стремительно развивающиеся в последние годы беспроводные локальные сети, высокоскоростные средства проводной xDSL-связи, а также handsfree-технологии, используемые, например, при проведении видеоконференций.

В данной статье был дан лишь теоретический аспект применения методов частотно-временной декомпозиции для построения устройств адаптивной фильтрации. С результатами практического применения САФ можно познакомиться в ряде других работ, например в [10, 25].

Литература

1. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
2. Widrow B. and Hoff M. Adaptive switching circuits, in IRE Wescon Conv. Rec., pt. 4 pp. 96 – 104, 1960.
3. Адаптивные фильтры: Пер. с англ./Под ред. К.Ф.Н. Коуэна и П.М. Гранта. М.: Мир, 1988. – 392 с.
4. Прокис Дж. Цифровая связь: Пер. с англ./ Под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
5. Haykin S. Adaptive Filter Theory, 4th edition. Prentice Hall, 2002. – 936 pp.
6. Голд Б., Рэйдер Ч. Цифровая обработка сигналов/Пер. с англ. под ред. А.М. Трахтмана. М.: Сов. радио, 1973. – 368 с.

7. Akansu A. and Haddad R. Multiresolution Signal Decomposition: Transforms, Subbands, and Wavelets, Second Edition, Academic Press, 2001. – 499 pp.
8. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. М.: Радио и связь, 1993. – 240 с.
9. Crochiere R., Rabiner L. Multirate Signal Processing, Prentice Hall, Inc., 1983. – 411 pp.
10. Линович А.Ю., Витязев В.В. Субполосная адаптивная фильтрация в задачах обратного моделирования // Цифровая обработка сигналов. 2004. № 1. С. 41 – 48.
11. Чуи Ч. Введение в вейвлеты: Пер. с англ. М.: Мир, 2001. – 412 с.
12. Vetterli M. and Herley C. Wavelets and filter banks: relationships and new results, IEEE Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Albuquerque, April 1990, pp. 1723 – 1726.
13. Vetterli M. and Goodwin M. Adaptive Signal Models: Theory, Algorithms and Audio Applications, Kluwer Academic Publishers, August, 1998. – 272 pp.
14. Лившиц М.З., Парфенюк М., Петровский А.А. Широкополосный CELP-кодер с мультиполосным возбуждением и многоуровневым векторным квантованием по кодовой книге с реконфигурируемой структурой // Цифровая обработка сигналов. 2005. № 2. С. 20 – 35.
15. Вайдьянатхан П.П. Цифровые фильтры, блоки фильтров и полифазные цепи с многочастотной дискретизацией: Методический обзор // ТИИЭР. 1990. №3. С.77 – 119.
16. Vaidyanathan P.P. Multirate Systems and Filter Banks. Prentice-Hall Signal Processing Series. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1993. – 1450 pp.
17. Кириллов С.Н., Зорин С.В. Вейвлет-анализ случайных процессов в радиотехнических устройствах. Ч.1 и ч.2. Рязань: РГРТА, 2002.
18. Яковлев А.Н. Основы вейвлет-преобразования сигналов. М., 2003.
19. Gilloire A. and Vetterli M. Adaptive Filtering in Subbands with Critical Sampling: Analysis, Experiments, and Application to Acoustic Echo Cancellation, IEEE Transactions on Signal Processing, August 1992, pp. 1862 – 1875.
20. Cvetkovi_ Z. and Vetterli M. Oversampled Filter Banks, IEEE Transactions on Signal Processing, May 1998, pp. 1245 – 1255.
21. Cvetkovi_ Z. and Vetterli M. Tight Weyl-Heisenberg frames in $l_2(Z)$, IEEE Transactions on Signal Processing, May 1998, pp. 1256 – 1259.
22. Harteneck M., Weiss S., and Stewart R.W. Design of Near Perfect Reconstruction Oversampled Filter Banks for Subband Adaptive Filters, IEEE Transaction on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, August 1999, pp. 1081 – 1086.
23. Huemer M., Reindl L., Springer A., Weigel R., "Frequency Domain Equalization of Linear Polyphase Channels," Proceedings of the Vehicular Technology Conference 2000, Tokio, Japan, May 2000.
24. Natalia S. Time-Frequency Decomposition in Inverse Modelling: dedicated to Lanfear // Proc. Int. Symp. Communication Systems & Digital Signal Processing, vol. 1, Sheffield, UK, Apr. 1998. p. 441 – 489.
25. Akansu A., Medley M. Wavelet, Subband and Block Transforms in Communications and Multimedia, Kluwer Academic Publishers, 1999. – 408pp.
26. Nordberg J. Research Report 2002: 11, ISSN: 1103 – 1581, Blekinge Institute of Technology, Oct. 2002.
27. Benvenuto N., Tomasin S., Tomba L. "Receiver Architectures for FMT Broadband Wireless systems," IEEE 53' VTC Spring, Rhodes Island (Greece), vol. 1, pp. 643 – 647, May 2001.

Пространственно-временные решетчатые коды

для многоантенных систем связи

А.П. Шумов, М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин

Введение

Пространственно-временные коды были предложены как новое средство повышения достоверности и скорости передачи информации в каналах с замираниями. Впервые они были представлены в работе [1] и впоследствии развиты в целом ряде других работ [6–12]. Кодирование символов по пространству и времени используется для получения кодового выигрыша и выигрыша разнесения при передаче информации в каналах с замираниями. Кодовый выигрыш определяется как снижение отношения сигнал/шум, которое может быть реализовано через использование кода [2]. Выигрыш разнесения – это улучшение качества, которое может быть достигнуто в системе с использованием разнесе-

Рассматриваются принципы построения, аналитическое описание, критерии качества и характеристики пространственно-временных решетчатых кодов (Space Time Trellis Codes), позволяющих повысить скорость и надежность передачи данных системами связи в условиях замираний. Кодированные данные разделяются на отдельные потоки, которые одновременно передаются через n_T передающих антенн. Сигналы, принятые каждой приемной антенной, представляют собой линейную суперпозицию n_T переданных сигналов, наблюдаемых на фоне шума. Рассматриваемые коды обеспечивают получение в многоантенных системах связи выигрыша разнесения и кодового выигрыша. Приводятся последние результаты разработки пространственно-временных решетчатых кодов и сопоставление их характеристик для систем связи с разным числом антенн и разной скоростью передачи данных.

ния. Рис. 1 иллюстрирует типичные кодовый выигрыш и выигрыш разнесения. По осям графика отложены вероятность ошибки P_{er} , определяемая при расчетах как отношение числа ошибочных бит на выходе приемника к полному числу переданных бит данных, и отношение сигнал/шум SNR .

К настоящему времени сложились два направления пространственно-временного кодирования – это пространственно-временные решетчатые коды [1] и пространственно-временные блочные коды [3]. Последние были рассмотрены, в частности, в работе [4]. Пространственно-временные блочные коды строятся на основе ортогональных форм [5]. Они позволяют достичь полного разнесения, легко декодируются по максимуму правдоподобия через линейную обработку в приемнике, но не дают кодового выигрыша. Пространственно-временные решетчатые коды обеспечивают и полное разнесение, и кодовый выигрыш, но они гораздо сложнее для декодирования и требуют максимально правдоподобного последовательного оценивания. В обоих случаях создание кода для большого числа передающих антенн является сложной задачей.

В данной работе рассматриваются принципы построения, аналитическое описание, критерии качества, а также последние результаты разработки пространственно-временных решетчатых кодов.

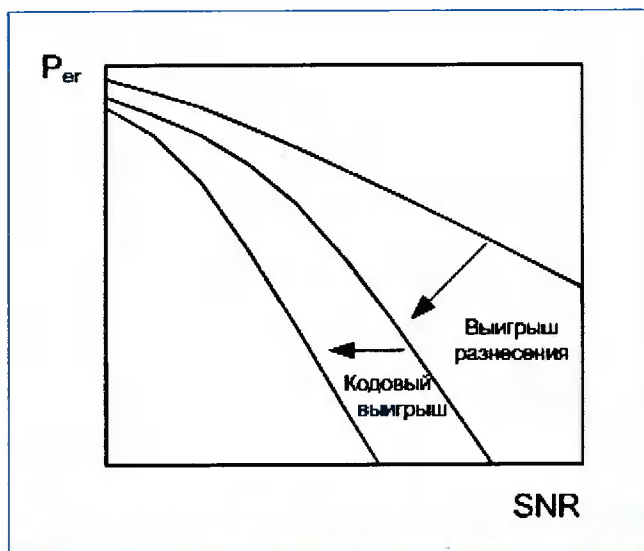


Рис. 1. Влияние выигрыша разнесения и кодового выигрыша на зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум

Концепция пространственно-временных решетчатых кодов

Пространственно-временные решетчатые коды используют сверточные коды для введения в потоки передаваемых сигналов корреляции во временном и пространственном измерениях. Эти коды показали значительные выигрыши качества передачи информации в системах радиосвязи. Однако требуют существенного возрастания затрат на реализацию алгоритмов декодирования при увеличении числа передающих антенн или состояний решетки. Пространственно-временные решетчатые коды были впервые получены в работе [1] и рассмотрены как результат развития схемы передачи с разнесением по задержке, предложенной в [6]. Блок-схема системы связи с разнесением по задержке представлена на рис. 2.

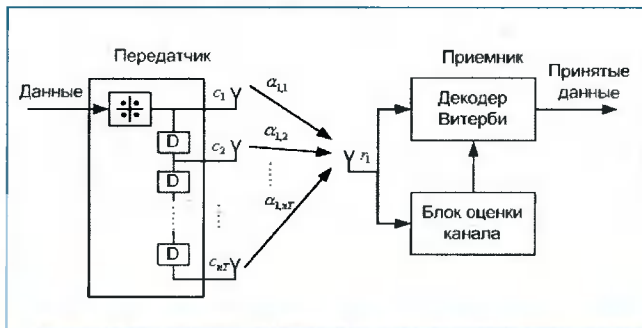


Рис. 2. Блок-схема системы связи с разнесением по задержке

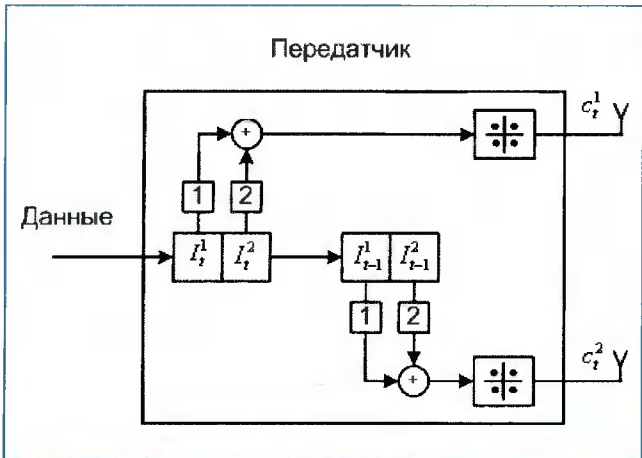


Рис. 3. Структурная схема передатчика системы связи с разнесением по задержке

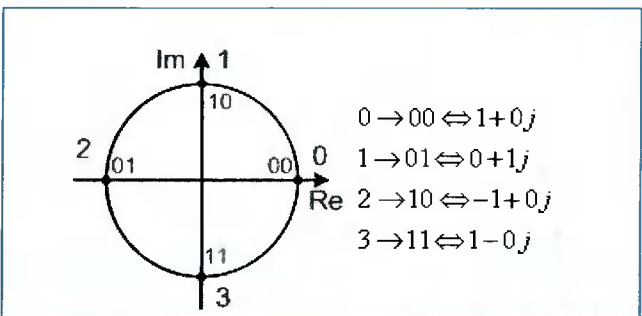


Рис. 4. Сигнальное созвездие для QPSK-модуляции

В такой системе задержанные копии сигналов, несущие ту же информацию, передаются с нескольких антенн. Известно, что последовательный оценщик максимального правдоподобия (например, декодер Витерби) может оптимальным образом декодировать сигналы в таких системах, что позволяет достичь полного выигрыша разнесения, так что первый критерий синтеза кодов может быть реализован просто. Поскольку разнесение по задержке представляет собой вид кодирования с повторением, то возникает естественный вопрос, нельзя ли выбрать канальные коды лучше, чем коды с повторением? Этот вопрос определяет основную идею пространственно-временного решетчатого кодирования.

Чтобы найти коды, лучше, чем коды с повторением, необходимо определить аналитическое описание пространственно-временных решетчатых кодов. Для получения последних используются нерекурсивные сверточные коды, которые реализуются двоичными сдвиговыми регистрами и некоторыми коэффициентами для вычисления передаваемых сигналов. С целью иллюстрации работы такого кодера рассмотрим схему с разнесением по задержке для передачи QPSK-сигналов через две передающие антенны. Структура передатчика приведена на рис. 3а сигнальное созвездие для QPSK-модуляции – на рис. 4.

В каждый временной слот два бита – I_t^1 и I_t^2 поступают на кодер и сохраняются в регистре, где ранее были сохранены два бита, поступившие в предшествующий временной слот. После введения вектора элементов двоичного регистра $a_t = [I_t, I_{t-1}] = [I_t^1, I_t^2, I_{t-1}^1, I_{t-1}^2]$ для описания хранящихся бит и матрицы коэффициентов

$$G^T = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 2 \end{bmatrix},$$

которая называется порождающей, может быть вычислена выходная величина сверточного кодера. Применением отображающей функции к выходу кодера получаем кодовый вектор

$$c_t = [c_t^1, c_t^2] = M([a_t \cdot G] \text{mod } 4).$$

Легко видеть, что эта схема описывает разнесение по задержке для двух передающих антенн. Решетчатая диаграмма для схемы с разнесением по задержке показана на рис. 5.

В каждый временной слот два последних бита влияют на текущий кодовый вектор, поэтому решетка состоит из четырех состояний. Слева каждое состояние отмечено выходом кодера в зависимости от входных данных.

В качестве примера рассмотрим кодирование входных данных (01 11 10 00). Согласно рис. 5, при входных



Рис. 5. Решетчатая диаграмма для схемы с разнесением по задержке

битах 0 и 1 третья ветвь выбирается для выхода из исходного нулевого состояния и входа в следующее состояние, которое будет состоянием 2. При этом сигнал номер 2 и сигнал номер 0 передаются первой и второй антеннами соответственно. В результате отображения этих номеров в комплексные сигналы в первый временной слот с антенн первой и второй передаются соответственно -1 и 1. Следующие шаги по кодированию поступающих данных делаются аналогичным образом, так что генерируются показанные на рис. 6 путь и матрица кодового слова $c_i = [c_i^1, c_i^2]$.

В результате входные данные кодируются в выходную матрицу

$$\begin{bmatrix} 2 & 3 & 1 & 0 \\ 0 & 2 & 3 & 1 \end{bmatrix}$$

и отображаются в комплексные символы

$$\begin{bmatrix} -1 & -j & j & 1 \\ 1 & -1 & -j & j \end{bmatrix}.$$

После определения пространственно-временных решетчатых кодов в аналитическом виде возможен систематический поиск лучших кодов, чем коды с повторением. Этот поиск должен быть сделан для произвольной кодовой конфигурации, что означает – для любого числа передающих антенн, порядка модуляции и числа регистров.

Поскольку коды одинаковой конфигурации отличаются только генераторными коэффициентами, то может быть вычислено достигаемое разнесение по

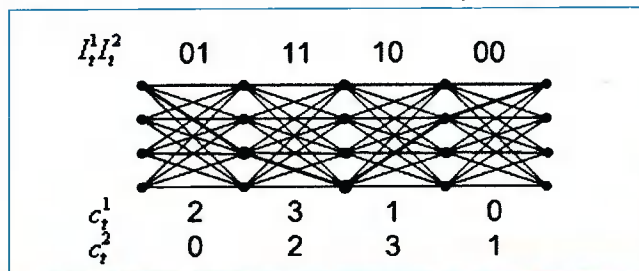


Рис. 6. Путь на решетке и матрица кодового слова при передаче последовательности бит 01 11 10 00

всем парам кодовых слов и по всем перестановкам элементов матрицы G . Из-за сильного влияния ранга привлекательно использовать только коды, достигающие максимума разнесения. Из этих кодов выбирается один – с наивысшим кодовым выигрышем. С возрастанием числа регистров и антенн усилия по поиску лучшего кода быстро растут. Один из лучших пространственно-временных кодов для конфигурации с двумя передающими антеннами, QPSK-символами и 4 состояниями был опубликован в работе [7]. Он определяется порождающей матрицей:

$$G^T = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 1 & 2 \\ 2 & 2 & 2 & 1 \end{bmatrix}.$$

На рис. 7 представлены результаты моделирования системы связи с разнесением по задержке и с пространственно-временным решетчатым кодированием с 4 и 32 состояниями для двух передающих антенн и разного числа приемных антенн. Характер кривых соответствует тенденциям, иллюстрируемым рис. 1.

Из графиков видно, что достигаемый выигрыш разнесения определяет наклон кривых вероятности ошибки. Это значит, что наклон – подходящая мера достигнутого разнесения. Интересно отметить, что качество не повышается лучшим известным кодом для только одной приемной антенны (графики для разнесения по задержке и кода с 4 состояниями совпадают). Для двух приемных антенн оптимальный кодер с 4 состояниями по сравнению с разнесением по задержке дает кодовый выигрыш приблизительно в 1 дБ в отношении сигнал/шум, но при этом возрастает сложность декодирования. В общем, можно наблюдать, что только для двух и более приемных антенн разница в качестве становится явной для кодов одинаковой конфигурации.

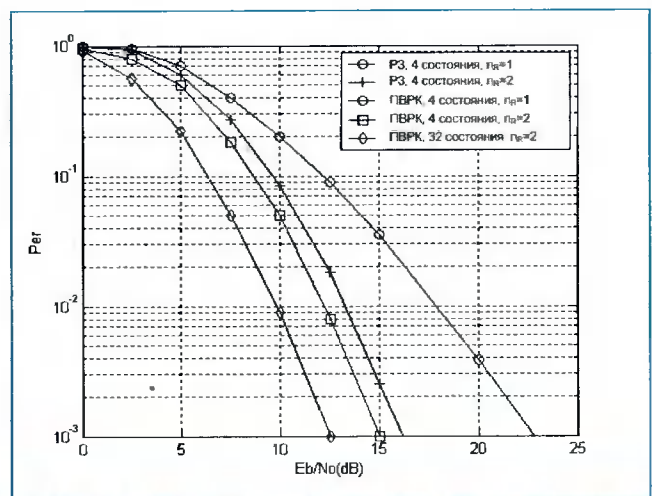


Рис. 7. Графики зависимостей вероятности ошибки от отношения сигнал/шум в системах связи с разнесением по задержке (PЗ) и с пространственно-временным кодированием (ПВРК) с 4 и 32 состояниями для двух передающих антенн и разного числа приемных антенн

Таким образом, кодовый выигрыш оказывает влияние на горизонтальный сдвиг для кодов одинакового разнесения. Увеличением числа состояний качество может быть далее увеличено, но с значительно большими усилиями по декодированию.

Структура системы связи с пространственно-временным решетчатым кодированием

Блок-схема типовой системы связи с пространственно-временным кодированием приведена на рис. 8. На передающей стороне система связи имеет кодер, формирователи импульсов, модуляторы и несколько передающих антенн n_T . Приемник имеет одну или несколько приемных антенн n_R , демодуляторы, блоки оценки каналов и пространственно-временной декодер. Кодер кодирует данные $s(t)$, поступающие от источника информации. Кодированные данные делятся на n_T потоков данных $c_1^i, c_2^i, \dots, c_{n_T}^i$. Каждый из этих потоков проходит через формирователь импульсов прежде, чем поступит на модулятор. Выход i -го модулятора во временной слот t есть сигнал, который передается через передающую i -ю антенну, $1 \leq i \leq n_T$. Переданные символы имеют энергию E_s . Полагается, что n_T сигналов передаются одновременно. Сигналы имеют период передачи T . В приемнике каждая антенна принимает суперпозицию n_T переданных сигналов, искаженных шумом и многопутевым федингом.

Пусть комплексные канальные коэффициенты между i -й и j -й передающими антеннами имеют величину $\alpha_{i,j}(t)$ во время t , где $1 \leq j \leq n_R$. Сигнал, принятый j -й антенной, $j=1, 2, \dots, n_R$, в этом случае определяется соотношением

$$r_j^i = \sqrt{E_s} \cdot \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_{i,j}(t) c_i^j(t) + \eta_j^i$$

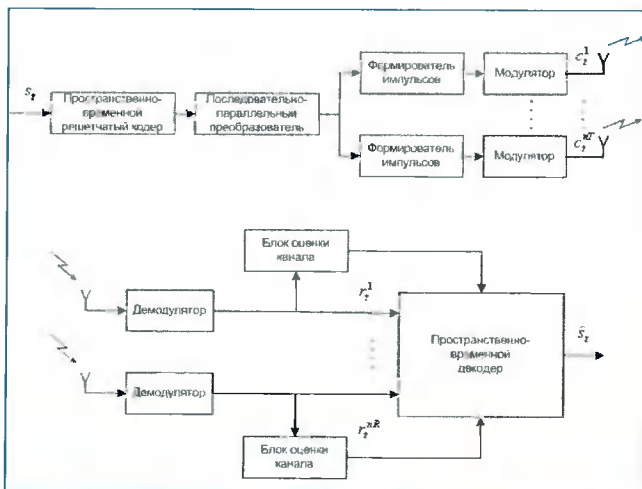


Рис. 8. Блок-схема системы связи с пространственно-временным кодированием

где шум η_j^i в момент времени t моделируется как независимые отсчеты гауссовской комплексной случайной переменной с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $N_0/2$ на измерение. Канальные коэффициенты $\alpha_{i,j}(t)$ моделируются как отсчеты независимых комплексных гауссовских случайных переменных с дисперсиями 0,5 на измерение. Предполагается, что канальные коэффициенты постоянны в течение фрейма и изменяются от одного фрейма к другому.

Кодирование данных пространственно-временными решетчатыми кодами

Пространственно-временные решетчатые коды представляются в разных формах, таких, как решетчатая форма, форма порождающей матрицы. В работе [1] большинство кодов представлено в форме решеток. Вместе с тем для систематического поиска кодов форма порождающей матрицы предпочтительнее. Представление порождающей матрицей также используется для сверточных кодов [2]. Однако в данном случае порождающая матрица отличается от обычного представления [8]. Необходимо отметить также, что при рассматриваемом виде кодирования в начале и в конце каждого фрейма данных кодер должен быть в нулевом состоянии.

Пространственно-временные коды для QPSK-модуляции

Пространственно-временной кодер с 4 состояниями для QPSK-модуляции изображен на рис. 9.

Два входных бита, I_t^1 и I_t^2 , поступают на кодер в каждый временной слот. Порядок памяти верхней и нижней ветвей равен v_1 и v_1 соответственно. Он опреде-

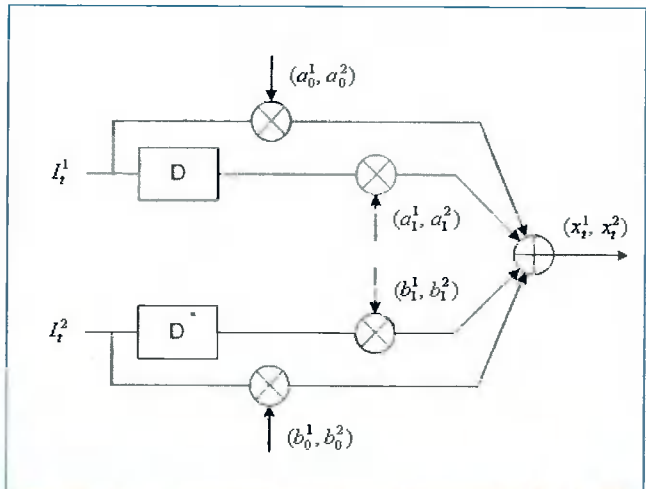


Рис. 9. Структурная схема пространственно-временного кодера с четырьмя состояниями для QPSK-модуляции

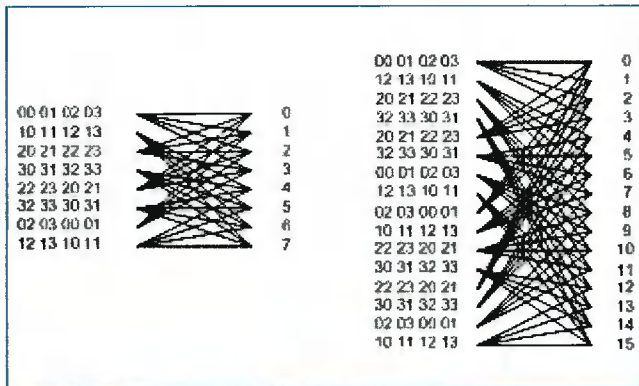


Рис. 10. Решетки пространственно-временных кодов с 8 и 16 состояниями для 4-PSK-модуляции и скорости 2 бит/с/Гц

ляется сдвигowymi регистрами. Основная цель этих сдвиговых регистров в кодере состоит в хранении ранее поступивших в в кодер бит. Длина сдвигового регистра определяет память кодера. Входные потоки умножаются на коэффициенты ветвей. Эти коэффициенты упорядочены в виде порождающей матрицы

$$G^T = \begin{bmatrix} a_0^1 & b_0^1 & a_1^1 & b_1^1 \\ a_0^2 & b_0^2 & a_1^2 & b_1^2 \end{bmatrix}.$$

Выход кодера определяется соотношением [1], [9]

$$x_i^k = \left(\sum_{p=0}^{v_i} I_{i-p}^1 \cdot a_p^k + \sum_{q=0}^{v_i} I_{i-q}^2 \cdot b_{i-q}^k \right) \text{mod } 4, \quad k=1,2,$$

где $v_1 + v_2 = v$. Число состояний кодера равно 2^v . Величина v_i вычисляется как $v_i = \left\lfloor \frac{(v+i-1)}{2} \right\rfloor, \quad i=1,2.$

Здесь $[x]$ означает наибольшее целое, меньшее или равное x . Для каждой ветви выход находится как сумма текущего входа, умноженного на коэффициент, и предыдущего входа, умноженного на другой коэффициент. Два входных потока проходят через свои ветви со сдвигowymi регистрами и умножаются на пары коэффициентов (a_p^1, a_p^2) и (b_q^1, b_q^2) , где

$$a_p^k, b_q^k \in \{0, 1, 2, 3\}, \quad k=1,2, \quad p=0, 1, \dots, v_1, \quad q=0, 1, \dots, v_2$$

Полученные таким образом символы x_i^1 и x_i^2 передаются через первую и вторую передающие антенны соответственно. Решетка кода с 4 состояниями приведена на рис. 5. Выходные символы кодера в зависимости от состояния кодера и входных символов для QPSK приведены в табл. 1. Аналогичным образом

Таблица 1

Состояние	Входные символы			
	0	1	2	3
	Выходные символы			
0	00	01	02	03
1	10	11	12	13
2	20	21	22	23
3	30	31	32	33

строятся кодеры и получаются выходные символы для кодов с другим числом состояний. На рис. 10 приведены решетки кодов с 8 и 16 состояниями для скорости 2 бит/с/Гц [1].

Пространственно-временной код для 8-PSK-модуляции

Сигнальное созвездие для 8-PSK-модуляции приведено на рис. 11, а структура кодера для 8-PSK символов и пространственно-временного кода с 8 состояниями – на рис. 12.

Она подобна показанной на рис. 9., за исключением того, что кодер имеет три входа и три набора коэффициентов. Дополнительный вход I_i^3 соответствует ветви с порядком памяти v_3 . Полный порядок памяти равен $v = v_1 + v_2 + v_3$. Здесь

$$v_i = \left\lfloor \frac{(v+i-1)}{3} \right\rfloor, \quad i=1, 2, 3$$

Входные потоки I_i^1, I_i^2, I_i^3 умножаются на пары коэффициентов $(a_p^1, a_p^2), (b_q^1, b_q^2)$ и (c_s^1, c_s^2) соответственно. Выходные символы кодера определяются соотношением

$$x_i^k = \left(\sum_{p=0}^{v_i} I_{i-p}^1 \cdot a_p^k + \sum_{q=0}^{v_i} I_{i-q}^2 \cdot b_{i-q}^k + \sum_{s=0}^{v_i} I_{i-s}^3 \cdot c_{i-s}^k \right) \text{mod } 8, \quad k=1,2.$$

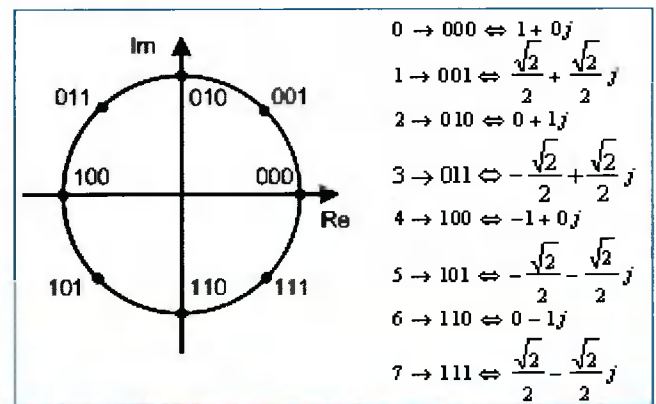


Рис. 11. Сигнальное созвездие для 8-PSK-модуляции

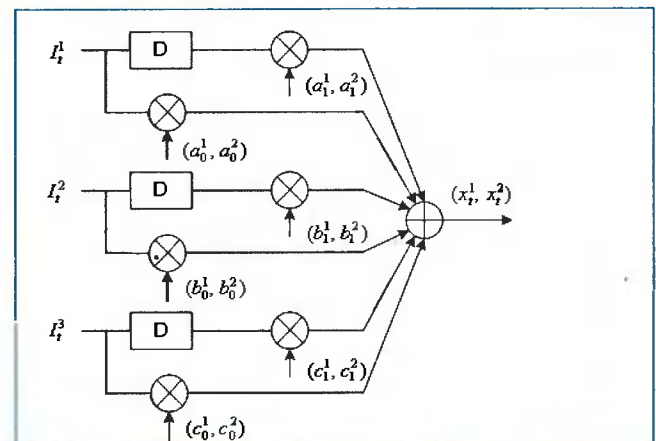


Рис. 12. Структура кодера для 8-PSK-символов с 8 состояниями

Разработка пространственно-временных решетчатых кодов

Пространственно-временные решетчатые коды разрабатываются для заданного числа передающих антенн, порядка модуляции, числа регистров. При этом коды одинаковой конфигурации отличаются друг от друга только порождающими матрицами. Для управления компьютерным поиском хороших пространственно-временных кодов используются критерии качества кодов. Пространственно-временные решетчатые коды были впервые получены в работе [1] с использованием выведенных там же рангового критерия, оптимизирующего выигрыш пространственного разнесения, достигаемый кодом, и детерминантного критерия, оптимизирующего кодовый выигрыш. Однако для случая большого выигрыша разнесения (при двух или более приемных антеннах) поиск кодов становится очень сложным. В работе [10] предложен другой критерий поиска кодов, названный критерием евклидова расстояния. Согласно работе [10], ранговый и детерминантный критерии применимы к системам с одной приемной и небольшим числом передающих антенн. В работе [9] показано, что при выигрыше разнесения $m_R \geq 4$ вероятность ошибки ограничена сверху величиной

$$P_e(c \rightarrow e) \leq \frac{1}{4} \exp\left(-n_R \frac{E_s}{4N_0} \sum_{i=1}^{n_T} \sum_{j=1}^I |e_j^i - c_j^i|\right),$$

которая показывает, что для снижения вероятности ошибки следует максимизировать минимум квадрата евклидова расстояния между любыми двумя различными кодовыми словами [10]. Использование этого критерия позволило получить наилучшие на настоящее время коды для 3 и 4 передающих антенн.

Результаты поиска пространственно-временных кодов с использованием рангового и детерминантного критериев, а также критерия евклидова расстояния представлены в работах [1, 8, 9, 10, 11, 12, 13]. В нижеследующих таблицах приведены параметры и характеристики кодов, полученных в работах [1, 9, 10]. Кроме числа состояний $2v$ и коэффициентов ветвей, в таблицах приводится минимальный ранг r , минимальный детерминант det и минимальный квадрат евклидова расстояния d_{min}^2 .

Табл. 2 и 4 представляют пространственно-временные коды с 4, 8, 16 и 32 состояниями для 4-PSK и 8-PSK, предложенные в работе [1], для систем с двумя передающими антеннами. Эти коды были построены с использованием рангового и детерминантного критериев. Из таблиц видно, что эти коды имеют полный ранг и наибольший минимальный детерминант матрицы кодовых расстояний $A(c, e)$ [4].

Табл. 2 и 4 представляют пространственно-временные коды с 4, 8, 16 и 32 состояниями для 4-PSK и 8-PSK, предложенные в работах [8], [9] для систем с двумя передающими антеннами. Эти коды были построены с использованием критерия евклидова расстояния.

Разработка кодов с использованием рангового и детерминантного критериев для беспроводных систем с тремя или более передающими антеннами очень сложна [10], поэтому в [10] для синтеза кодов был использован критерий евклидова расстояния. Табл. 5 и 6 представляют пространственно-временные коды с 4, 8, 16 и 32 состояниями для 4-PSK, предложенные в [10] для систем с 3 и 4 передающими антеннами соответственно. Из этих таблиц видно, что коды, основанные на критерии евклидова расстояния, имеют ту же величину r , но большее евклидово расстояние d_{min}^2 по сравнению кодами, построенными на основе рангового и детерминантного критериев.

Декодирование пространственно-временных решетчатых кодов

Декодер пространственно-временного кода основан на алгоритме Витерби и использует решетчатую структуру кода. Каждый раз, когда декодер получает пару канальных символов, он вычисляет метрику для измерения расстояния между тем, что получено, и всеми возможными парами канальных символов, которые могли быть переданы. Для принятия жесткого решения используется кодовое расстояние Хемминга, для получения мягкого решения – евклидово расстояние. Величины метрик, вычисленные для путей между состояниями в предыдущий момент времени и состояниями в текущий момент времени, называются метриками ветвей. При этом полагается, что декодер имеет идеальную информацию о состоянии канала, то есть знает коэффициенты передачи путей $\alpha_{i,j}$, где $i=1,2,\dots,n_T$, $j=1,2,\dots,n_R$. Если j -й приемной антенной в момент времени t принят сигнал r_t^j , то метрика ветви для передачи сигналов $q_1^1, q_1^2, \dots, q_1^{n_r}$ задается формулой [1]

$$\sum_j |r_t^j - \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_{i,j} q_i^j|^2.$$

Алгоритм Витерби определяет путь с наименьшей накопленной метрикой.

Характеристики пространственно-временных решетчатых кодов

В этом разделе представлены характеристики качества пространственно-временных кодов, полученных в работах [1], [9], [10]. Параметры кодов приведе-

Таблица 2.4-PSK пространственно-временные решетчатые коды для двух передающих антенн, полученные [1].

2^v	a_0^1, a_0^2	a_1^1, a_1^2	a_2^1, a_2^2	a_3^1, a_3^2	b_0^1, b_0^2	b_1^1, b_1^2	b_2^1, b_2^2	b_3^1, b_3^2	r	det	d_{min}^2
4	(0,2)	(2,0)	-	-	(0,1)	(1,0)	-	-	2	4	4
8	(0,2)	(2,0)	-	-	(0,1)	(1,0)	(2,2)	-	2	12	8
16	(0,2)	(2,0)	(0,2)	-	(0,1)	(1,2)	(2,0)	-	2	12	8
32	(0,2)	(2,0)	(3,3)	-	(0,1)	(1,1)	(2,0)	(2,2)	2	12	12

Таблица 3.4-PSK пространственно-временные решетчатые коды для двух передающих антенн, полученные [9].

2^v	a_0^1, a_0^2	a_1^1, a_1^2	a_2^1, a_2^2	a_3^1, a_3^2	b_0^1, b_0^2	b_1^1, b_1^2	b_2^1, b_2^2	b_3^1, b_3^2	r	det	d_{min}^2
4	(0,2)	(1,2)	-	-	(2,3)	(2,0)	-	-	2	4	10
8	(2,2)	(2,1)	-	-	(2,0)	(1,2)	(0,2)	-	2	8	12
16	(1,2)	(1,3)	(3,2)	-	(2,0)	(2,2)	(2,0)	-	2	8	16
32	(0,2)	(2,3)	(1,2)	(3,2)	(2,2)	(1,2)	(2,3)	(2,0)	2	20	16

Таблица 4. 8-PSK пространственно-временные решетчатые коды для двух передающих антенн, полученные в работе [1].

2^v	a_0^1, a_0^2	a_1^1, a_1^2	b_0^1, b_0^2	b_1^1, b_1^2	b_2^1, b_2^2	c_0^1, c_0^2	c_1^1, c_1^2	c_2^1, c_2^2	r	det	d_{min}^2
8	(0,4)	(4,0)	(0,2)	(2,0)	-	(0,1)	(5,0)	-	2	2	4
16	(0,4)	(4,4)	(0,2)	(2,2)	-	(0,1)	(5,1)	(1,5)	2	3,515	6
32	(0,4)	(4,4)	(0,2)	(2,2)	(2,2)	(0,1)	(5,1)	(3,7)	2	3,515	8

Таблица 5. 8-PSK пространственно-временные решетчатые коды для двух передающих антенн, полученные в работе [9].

2^v	a_0^1, a_0^2	a_1^1, a_1^2	b_0^1, b_0^2	b_1^1, b_1^2	b_2^1, b_2^2	c_0^1, c_0^2	c_1^1, c_1^2	c_2^1, c_2^2	r	det	d_{min}^2
8	(2,1)	(3,4)	(4,6)	(2,0)	-	(0,4)	(4,0)	-	2	2	7,172
16	(2,4)	(3,7)	(4,0)	(6,6)	-	(7,2)	(0,7)	(4,4)	2	0,686	8
32	(0,4)	(4,4)	(0,2)	(2,3)	(2,2)	(3,0)	(2,2)	(3,7)	2	2,343	8,586

Таблица 6. 4-PSK пространственно-временные решетчатые коды для трех передающих антенн, полученные по критерию евклидова расстояния в работе [10].

2^v	a_0^1, a_0^2, a_0^3	a_1^1, a_1^2, a_1^3	b_0^1, b_0^2, b_0^3	b_1^1, b_1^2, b_1^3	c_0^1, c_0^2, c_0^3	c_1^1, c_1^2, c_1^3	c_2^1, c_2^2, c_2^3	r	det	d_{min}^2
4	(0,2,2)	-	(2,3,3)	-	(1,2,3)	(2,0,2)	-	2	0	16
8	(2,2,2)	-	(2,0,3)	(1,2,0)	(2,1,1)	(0,2,2)	-	2	0	20
16	(1,2,1)	(2,2,0)	(2,0,2)	(3,2,1)	(1,3,2)	(2,0,2)	-	2	0	24
32	(0,2,2)	(1,2,2)	(2,2,0)	(1,2,2)	(2,3,3)	(2,3,1)	(2,0,0)	2	0	24

Таблица 7.4-PSK пространственно-временные решетчатые коды для четырех передающих антенн, полученные по критерию евклидова расстояния в работе [10].

2^v	$a_0^1, a_0^2, a_0^3, a_0^4$	$a_1^1, a_1^2, a_1^3, a_1^4$	$b_0^1, b_0^2, b_0^3, b_0^4$	$b_1^1, b_1^2, b_1^3, b_1^4$	$c_0^1, c_0^2, c_0^3, c_0^4$	$c_1^1, c_1^2, c_1^3, c_1^4$	$c_2^1, c_2^2, c_2^3, c_2^4$	r	det	d_{min}^2
4	(0,2,2,0)	-	(2,3,3,2)	-	(1,2,3,2)	(2,0,2,1)	-	2	0	20
8	(2,2,2,2)	-	(2,0,3,1)	(1,2,0,3)	(2,1,1,2)	(0,2,2,1)	-	2	0	26
16	(1,2,1,1)	(2,2,0,0)	(2,0,2,2)	(3,2,1,2)	(1,3,2,2)	(2,0,2,2)	-	2	0	32
32	(0,2,2,2)	(1,2,2,0)	(2,2,0,1)	(1,2,2,1)	(2,3,3,0)	(2,3,1,0)	(2,0,0,2)	2	0	36

ны в табл. 2, 4, 5, 6, 7. Характеристики кодов оценены моделированием для канала с релейскими замираниями.

На рис. 13, 14 приведены характеристики качества кодов с 4, 8, 16, 32 состояниями для 4, 8-PSK созвездий при двух передающих антеннах и 1, 2, 4 приемных антеннах. Эти коды были предложены в [1] и разработаны с помощью рангового и детерминантного критериев. Параметры этих кодов представлены в табл. 2 и 4.

Из рис. 13 видно, что характеристики кодов улучшаются с увеличением числа состояний. Можно также видеть, что кодовый выигрыш между кодами с 4 и 8 состояниями больше, чем в других случаях. Когда используются много-

численные приемные антенны, значительное улучшение достигается для всех кодов. Это улучшение обусловлено выигрышем разнесения. Спектральная эффективность 4-PSK кодов составляет 2 бит/с/Гц.

На рис. 14 приведены характеристики качества кодов с 8 и 16 состояниями для 8-PSK созвездия. Из рис. 14 видно, что для рассматриваемых кодов сохраняется та же тенденция, что и для 4-PSK кодов, но качество кодов 8-PSK с 8 состояниями приблизительно на 4.1 дБ хуже 4-PSK кодов с 8 состояниями для случая двух приемных антенн ($n_R=2$) и двух передающих антенн ($n_T=2$). Для системы с $n_R=2, n_T=2$ можно видеть из рис. 14, что 8-PSK коды с 8 состояниями работают примерно на 3,75 дБ хуже, чем 4-PSK коды с 8

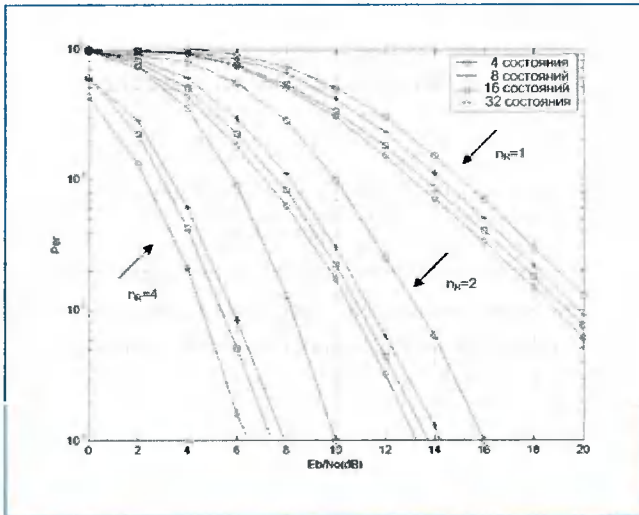


Рис. 13. Характеристики качества кодов из таблицы 2 с 4, 8, 16, 32 состояниями для 4-PSK созвездия при 2 передающих и 1, 2, 4 приемных антеннах.

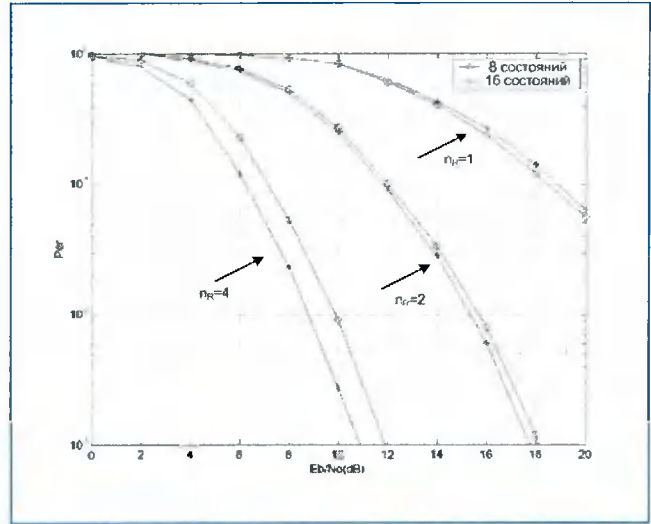


Рис. 14. Характеристики качества кодов из таблицы 4 с 8 и 16 состояниями для 8-PSK созвездия при 2 передающих и 1, 2, 4 приемных антеннах

состояниями. Причина этого явления состоит в том, что для 8-PSK созвездия сигнальные точки располагаются гораздо ближе друг к другу.

На рис. 15, 16 представлены характеристики кодов, приведенных в табл. 3 и 6, предложенных в [9], [10]. На рис. 15 сравнивается качество кодов из табл. 3 с качеством кода из табл. 2. Из сопоставления видно, что код с 4 состояниями из табл. 3 превосходит код с 4 состояниями из табл. 2 приблизительно на 1 дБ для системы с $n_R=2$, $n_T=2$. Моделирование показывает, что коды с 8, 16 и 32 состояниями из табл. 3 превосходят коды из табл. 2 почти на 1 дБ в каждом случае.

Рис. 16 отображает характеристики качества 4-PSK кодов с 4, 8, 16, 32 состояниями, представленных в табл. 6 для системы с тремя передающими

антеннами и двумя и четырьмя приемными антеннами, разработанные в [10]. Из графиков видно, что эти коды превосходят коды, разработанные для двух передающих антенн. Для $n_R=2$ характеристики пространственно-временных кодов с 4, 8, 16, 32 состояниями в системе с $n_T=3$ превосходят $n_T=2$ коды приблизительно на 0,25дБ, 0,75дБ, 1дБ и 1дБ соответственно.

На рис. 17 приводятся характеристики пространственно-временных кодов, представленных в табл. 7 для системы с $n_T=4$ передающими антеннами и двумя, четырьмя приемными антеннами. Сравнивая эти графики с графиками рис. 16, можно видеть, что система с $n_T=4$, $n_R=2$, показывает 0,75, 1,25, 1,0 и 1,25 дБ улучшения для 4, 8, 16 и 32 состояний соответственно по сравнению с кодами из табл. 6. Из приведенных

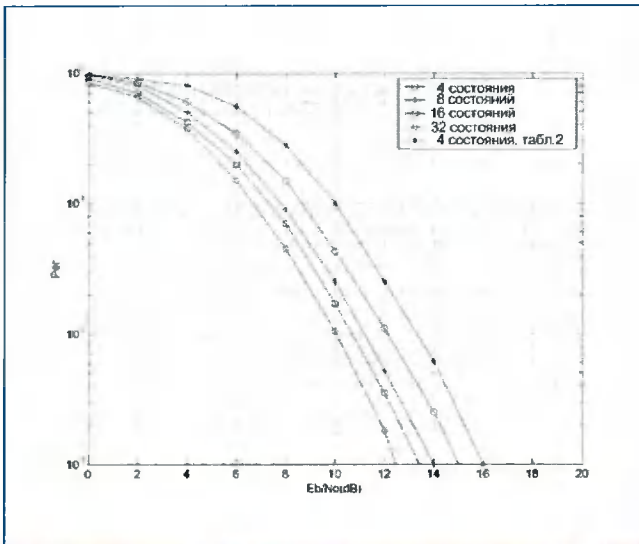


Рис. 15. Характеристики качества кодов из таблицы 3 с 4, 8, 16, 32 состояниями для 4-PSK созвездия при 2 передающих и 2 приемных антеннах

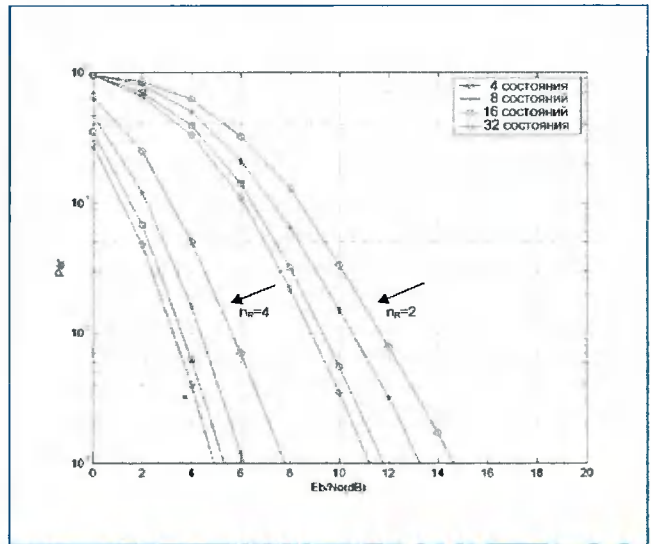


Рис. 16. Характеристики качества кодов из таблицы 6 с 4, 8, 16, 32 состояниями для 4-PSK созвездия при 3 передающих и 2 и 4 приемных антеннах

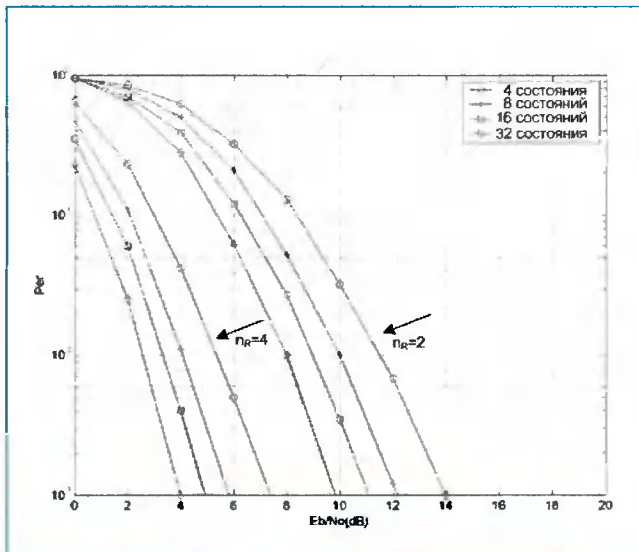


Рис. 17. Характеристики качества кодов из таблицы 7 с 4, 8, 16, 32 состояниями для 4-PSK созвездия при 4 передающих и 2 и 4 приемных антеннах

результатов моделирования видно, что при использовании трех или четырех передающих антенн достигается значительное улучшение характеристик.

Заключение

Пространственно-временные решетчатые коды позволяют существенно повысить помехоустойчивость си-

стем связи в условиях замираний. С момента появления эти коды получили достаточно интенсивное развитие. Прежде всего это касается разработки новых пространственно-временных решетчатых кодов для большего числа передающих антенн и числа состояний кодера, обладающих более высокой помехоустойчивостью.

Однако наряду с этим разрабатывается немало вопросов, связанных с пространственно-временным кодированием. Важным направлением исследований является изучение характеристик пространственно-временных кодов и их развитие для каналов с коррелированными замираниями [14]. Сложные вопросы возникают, когда снимается предположение о наличии информации о состоянии канала на приемной стороне и делаются попытки создания пространственно-временных кодов для каналов, которые неизвестны ни передатчику, ни приемнику [15]. Еще одной областью активных исследований является объединение схем пространственно-временного кодирования и OFDM. OFDM обычно используется для высокоскоростных беспроводных применений из-за его способности подавлять межсимвольную интерференцию. Недавние работы показали, что качество OFDM-систем, использующих пространственно-временное кодирование, дает значительные выигрыши [16].

Литература

1. V. Tarokh, N. Seshadri, and A.R. Calderbank, Space-time codes for high data rates wireless communications: Performance criterion and code construction, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 44, pp. 744- 765, no. 2, March 1998.
2. B. Sklar. Digital Communications. Fundamentals and Applications, Second Edition, Upper Saddle River, NJ, Prentice Hall PTR, 2001.
3. V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. Calderbank. Space-time block codes from orthogonal designs. IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 45, pp. 1456–1467, July 1999.
4. А.П. Шумов, М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин. Методы пространственно-временного блочного кодирования // Цифровая обработка сигналов. – 2005. - №2. – С. 2-10.
5. A.V. Geramita and J. Seberry, Orthogonal Designs, Quadratic Forms and Hadamard Matrices, Lecture Notes in Pure and Applied Mathematics, vol. 43. New York and Basel: Marcel Dekker, 1979.
6. A. Wittneben. A New Bandwidth Efficient Transmit Antenna Modulation Diversity Scheme for Linear Digital Modulation. IEEE Proceedings on International Conference on Communications (ICC'93), p. 1630-1634, Geneva, Switzerland, 1993.
7. Q. Yan and R. S. Blum, "Improved space-time convolutional codes for quasistatic slow fading channels," IEEE Transactions on Wireless Communications, pp. 563-571, Oct. 2002.
8. S. Baro, G. Bauch, A. Hansmann. New Trellis Codes for Space-Time Coded Modulation. ITG Conference on Source and Channel Coding, Munich, Germany 2000.
9. Z. Chen, J. Yuan, B. Vucetic. Improved space-time trellis coded modulation scheme on slow Rayleigh fading channels. Electronics Lett., vol.37, pp.440-441, 29 Mar. 2001.
10. Z. Chen, B. Vucetic, J. Yuan and Lo. Ka. Leong. Space-time trellis codes for 4-PSK with three and four

transmit antennas in quasi-static flat fading channels. *Commun. Lett.*, vol. 6, no. 2, pp. 67-69, Feb. 2002.

11. Z. Chen, J. Yuan and B. Vucetic. An improved space-time trellis coded modulationscheme on slow Rayleigh fading channels. *IEEE International Conf. Commun.*, vol.4, pp.1110-1116, 2001.

12. D. M. Ionescu, K. K. Mukkavilli, Y. Zhiyuan and J. Lilleberg. Improved 8- and 16-state space-time codes for 4PSK with two transmit antennas. *Commun. Lett.*, vol. 5, no. 7, pp.301-303, July 2001.

13. J. Yuan, Z. Chen and B. Vucetic. Performance of space-time coding on fading channels. *IEEE Trans. Commun*, vol. 51, no. 12, pp. 1991-1996, Dec. 2003.

14. S. Siwamogsatham, M. O. Fitz. Robust space-time coding for correlated rayleigh fading channels. In *Proc. 38th Annual Allerton Conf. on Communication, Control, and Computing*, 2000.

15. B. Hochwald, T. Marzetta, T. Richardson, W. Sweldens, R. Urbanke. Systematic design of unitary space-time constellations. *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 46, no. 6, pp. 1962 - 1973, 2000.

16. R.A.Stirling-Gallacher, Z. Wang. Improving performance of coherent coded OFDM systems using space-time transmit diversity. *Electronic Lett.*, vol. 7, 2001.

НОВЫЕ КНИГИ

Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: Учебник для вузов. 2-е изд. – СПб.: Питер, 2005. – 751 с.: ил.

Представляет собой базовый курс по цифровой обработке сигналов. Изложены основы теории дискретных сигналов и систем. Рассмотрены методы спектрального анализа и фильтрации дискретных сигналов, алгоритмы синтеза дискретных фильтров, влияние эффектов квантования и конечной точности вычисления на работу цифровых устройств, а также методы модуляции, применяемые для передачи цифровой информации. Материал изложен так, чтобы наглядно продемонстрировать сущность алгоритмов, их взаимосвязь и области применения.

Теоретические сведения сопровождаются примерами реализации обсуждаемых алгоритмов с помощью системы MATLAB и ее пакетов расширения Signal Processing, Communications и Filter Design.

Допущена в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению подготовки дипломированных специалистов «Информатика и вычислительная техника», преподавателей, научных работников, программистов, а также всех, кто интересуется компьютерной обработкой сигналов.

Основы цифровой обработки сигналов: курс лекций / Авторы: А.И. Солонина, Д.А. Улахович, С.М. Арбузов, Е.Б. Соловьева / Изд. 2-е испр. и перераб. – СПб.: БХВ – Петербург, 2005. – 768 с.: ил.

В книге, написанной на базе курса лекций, читаемых студентам ГУТ им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, изложены теоретические основы цифровой обработки сигналов: способы описания дискретных и цифровых сигналов и систем во временной, Z- и частотной областях, включая дискретное и быстрое преобразования Фурье, а также систем в пространстве состояний; основные методы и особенности синтеза цифровых линейных и адаптивных фильтров; понятия многоскоростных систем ЦОС. Отдельные главы посвящены введению в проблемы передачи параметров линейного предсказания и принципам нелинейной обработки сигналов.

Книга содержит большое количество иллюстраций и примеров; рассмотрены основы моделирования дискретных сигналов и систем в программной среде MATLAB. Второе издание дополнено рядом новых разделов и лекций: дискретизация относительно узкополосных сигналов; фазовые звенья и др.

Для студентов вузов и специалистов в области цифровой обработки сигналов.

Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений / М.: Техносфера, 2005. – 1072 с.

Монография раскрывает базовые понятия и методологию компьютерной обработки изображений, дает основы для дальнейшего изучения этой многогранной и быстро развивающейся области. Является одним из наиболее популярных, известных в мире и полных учебников в области теории и методов цифровой обработки видеoinформации.

Рассмотрены все основные направления обработки и анализа изображений, включая основы теории восприятия и регистрации видеoinформации, методы фильтрации, вейвлет-преобразования, улучшения, восстановления и сжатия черно-белых и цветных изображений. Обсуждаются также вопросы сегментации, распознавания образов, описания и представления деталей, морфологического анализа изображения. Все разделы сопровождаются большим количеством примеров и иллюстраций.

Книга рассчитана на научных работников и профессиональных программистов, специалистов по компьютерному дизайну, студентов и преподавателей.

УДК 621.396.96: 621.396.26

Оценка производительности новых семейств ПЛИС Altera для применения в системах связи с OFDM

В.Б. Стешенко

В технике цифровой связи одной из актуальных задач является передача с высокой скоростью больших пакетов данных. Для решения этой задачи применяются различные методы модуляции, в том числе модуляция с ортогональным разделением частот (OFDM). OFDM значительно снижает эффекты межсимвольного искажения при высокой скорости передачи данных в каналах с высоким рассеянием путем разделения одиночного потока передаваемых данных в множество потоков с низкими скоростями, каждый из которых модулируется своей поднесущей [1].

OFDM выбрана в стандартах связи для цифрового радиовещания, цифрового телевидения, различных систем беспроводной связи, определяемых стандартом IEEE 802.11a, со скоростью передачи данных до 54 Мбит/с. [1]. OFDM может также применяться в любых других системах связи, если необходимо передавать большие объемы данных.

Долгое время широкое внедрение подобных систем сдерживалось отсутствием соответствующей элементной базы, пригодной для ее реализации. Цель статьи – показать методику оценки требуемой производительности ПЛИС и выбора семейства ПЛИС для реализации сложных алгоритмов демодуляции. Кро-

Рассмотрены новые семейства ПЛИС фирмы Altera в контексте применения в системах связи с OFDM. Дается сравнение характеристик ПЛИС. Обосновывается рациональная структура системы демодуляции.

ме того, показана эффективность использования ПЛИС как сопроцессора для вычисления БПФ. На рис. 1 приведена зависимость скорости передачи информации (по оси ординат) в зависимости от отношения сигнал/шум (по оси абсцисс). Видно, что сложные виды модуляции, многопозиционная модуляция обеспечивают максимальную производительность канала.

Развитие технологии программируемой логики идет настолько стремительно, что за несколько лет меняется полностью не только номенклатура семейств ПЛИС, но и открываются возможности реализации совершенно новых классов алгоритмов обработки сигналов. Традиционное сравнение ПЛИС с сигнальными процессорами, конечно же, не отражает всего многообразия характеристик современных ПЛИС, тем не менее дает возможность оценить применимость элементной базы для тех или иных приложений.

На рис. 2 показаны преимущества и недостатки реализации систем демодуляции КАМ-сигналов, реализованные на сигнальных процессорах, программируемой логике, стандартных компонентах и специализированных СБИС. Как можно видеть, программируемая логика позволяет обеспечить высокую производительность при разумной гибкости.

В работе [2] приведены сравнительные характеристики эффективности применения ПЛИС и сигнальных процессоров. В частности, современные ПЛИС фирмы Altera имеют примерно в 10 раз более высокую производительность при равной стоимости, чем сигнальные процессоры. Конечно, автор не призывает к вытеснению ЦСП программируемой логикой, но использование современной конфигурируемой элементной базы зачастую может упростить построение систем ЦОС. Так, ПЛИС семейства Stratix II могут функционировать при максимальной тактовой частоте более 350 МГц. Устройства на базе ПЛИС Cyclone II обеспечивают макси-

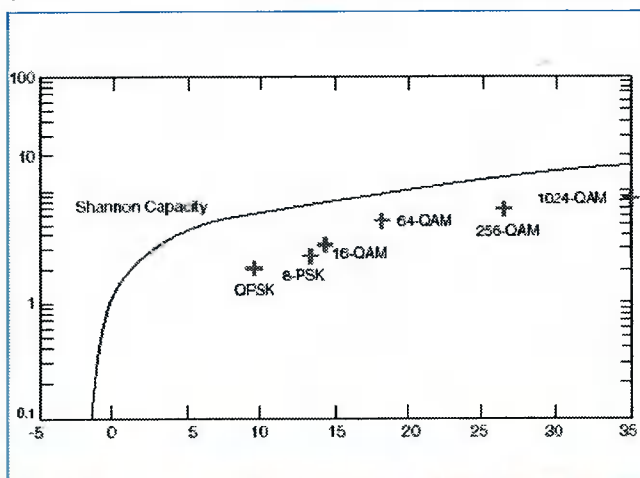


Рис. 1.

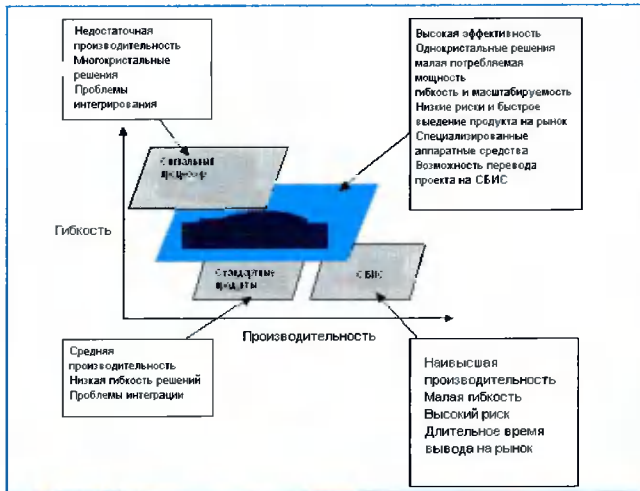


Рис.2

маленькую тактовую частоту порядка 200 МГц. Существуют варианты КИХ-фильтров, работающих на 400 МГц.

Естественно, когда речь идет о сравнении тех или иных архитектур ПЛИС и эффективности решений для ЦОС, возникает совершенно справедливый вопрос: а что является мерой, критерием качества? В настоящее время более или менее общепринятыми являются следующие методики:

1. Оценка производительности встроенных умножителей (Embedded Multipliers Performance). Это простейший и наиболее часто используемый метод, однако он обладает рядом недостатков. Во-первых, не все архитектуры имеют встроенные аппаратные умножители, а во-вторых, хотя умножение и является основной операцией ЦОС, тем не менее комплексно оценить производительность она не позволяет, поскольку фактическая производительность определяется также и скоростью обмена данных и другими факторами.
2. Оценка производительности на примере типовых операций (DSP IP Benchmarks). В этом случае сравнение происходит по эффективности выполнения типовых базовых узлов ЦОС – цифровых фильтров, быстрого преобразования Фурье и т.п. Этот метод позволяет получить более точные оценки производительности.
3. Оценка производительности на уровне законченных приложений (Application Level Benchmarks). Этот метод позволяет получить наиболее реальные результаты. Типичным примером являются тесты Berkeley Design Technology Inc. (BDTI).

В табл. 1 приведены основные параметры ПЛИС семейства Stratix II, а в табл. 2 [2] представлены результаты сравнительных тестов на примере приемника с OFDM-модуляцией. Как видим, с ростом числа обрабатываемых каналов относительная стоимость реализации алгоритма на ПЛИС Altera становится на порядок дешевле, чем на сигнальном процессоре.

Таблица 1.

Устройство	Число вентиляей	Общая память, биты	Количество умножителей 18x18	Число ФАПЧ
EP2S15	15 600	419 328	48	6
EP2S30	33 880	1 369 728	64	6
EP2S60	60 440	2 544 192	144	12
EP2S90	90 960	4 520 448	192	12
EP2S130	132 540	6 747 840	252	12
EP2S180	179 400	9 383 040	384	12

Таблица 2.

	ЦСП А	ЦСП В	Altera Stratix EP1S20-6	Altera Stratix EP1S80-6
Число каналов	<0.2	~0.7	~20	~60
Стоимость (1000 шт.) [2]	~\$15	~\$210	\$120	\$600
Стоимость/канал	~\$100	~\$300	~\$6	~\$10

На рис. 3 представлена архитектура OFDM приемника, на которой производилось тестирование производительности процессора.

Алгоритм приема OFDM-сигнала требует для своей реализации как использования функций, реализуемых с помощью таблиц перекодировки (look-up table), так и интенсивного использования операций перемножения с накоплением. При реализации различных узлов разрядность данных варьировалась от 4 до 16 бит, скорость поступления данных 40–320 Мбит/с. Естественно, что данные представлялись действительной и мнимой частями. Входные и выходные данные имели разрядность 8 бит. КИХ-фильтр (FIR) строился по 127-отводной схеме, а БПФ (FFT) реализовано по 256-точечной схеме с комплексными данными. Формирователь потоков (Slicer) используется для распределения потоков данных на входе декодера Витерби, реализующего мягкое решение.

В качестве альтернативного подхода можно использовать оценку эффективности СФ-блоков с открытым исходным кодом, источником которых является широко известный сайт www.opencores.org. В [2,3] приведено сравнение семейств Stratix II и Cyclone II соответственно.

Как можно видеть, ПЛИС указанных семейств демонстрируют высокую эффективность. Это позволяет говорить о том, что для решения ряда специфических прикладных задач эффективно использовать ПЛИС в качестве сопроцессора для выполнения критичных по производительности операций. Одним из наглядных примеров является использование ПЛИС как специа-

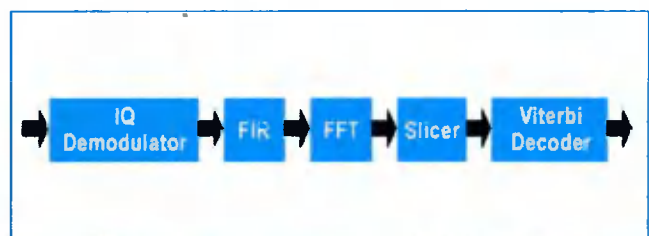


Рис.3

лизированного сопроцессора при реализации БПФ [4,5], в частности применительно к OFDM-системам.

Каждый кадр OFDM содержит некоторое количество символов OFDM. Внутри кадра содержатся пилот-сигналы. Пилот-сигналы могут быть использованы для синхронизации кадра, частотной синхронизации, временной синхронизации, оценки канала, идентификации режима передачи, а также для оценки фазового шума [6–8]. Европейский стандарт DVB [9] устанавливает два вида пилот-сигналов: разбросанные (scattered pilot) и постоянные (continual pilot). Пилот-сигналы, согласно стандарта, модулируются в соответствии с псевдослучайной двоичной последовательностью (PRBS). Положение разбросанных пилот-сигналов внутри одного символа может отличаться по отношению к другому символу. Положение постоянных пилот-сигналов внутри каждого символа постоянно.

Рассмотрев математическую модель системы демодуляции OFDM-сигнала, можно прийти к выводу, что для ее реализации потребуются, с одной стороны, гибкость цифрового сигнального процессора, с другой – высокая производительность ПЛИС. На рис. 4 представлена структурная схема макета системы, реализующей прием OFDM-сигнала по стандарту DVB-T.

В [4] показано, что при тактовой частоте 720 МГц сигнальный процессор TMS320C6416 выполняет 1024-точечное БПФ с комплексными данными разрядностью 16 бит за 6526 тактов, что составляет приблизительно 9.06 мкс. В то же время ПЛИС Stratix достигает производительности до 4.64 μ s (1291 такт при частоте 278 МГц), что позволяет получить ощутимый выигрыш. При

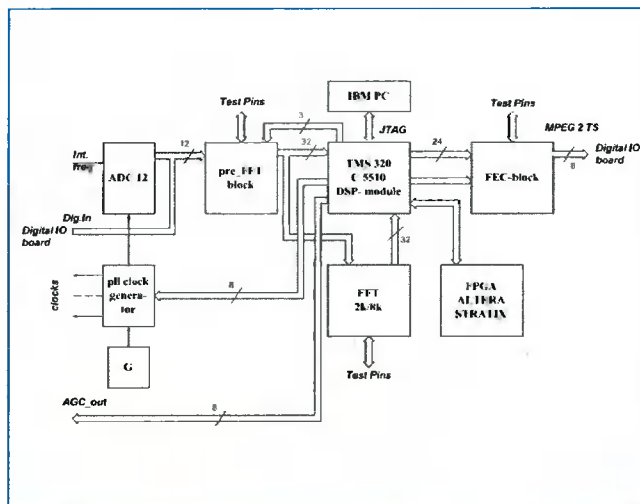


Рис. 4.

этом стоимость в партии 10000 штук составляет для ПЛИС Stratix 1S25F672C8 порядка \$33 за штуку, при этом, учитывая наличие встроенных блоков ЦОС, эффективная цена составляет \$4.95, в то время как стоимость процессора TMS320C6416 составляет в аналогичных партиях \$115 [10]. На этом примере можно ясно видеть, что разумное сочетание особенностей ПЛИС и процессора позволяют построить эффективную по техническим и экономическим показателям систему.

Таким образом, в этой статье мы рассмотрели подходы к выбору элементной базы для реализации современных систем связи. Как видим, современные ПЛИС ALTERA позволяют реализовать достаточно производительные устройства. В последующих статьях планируется рассмотреть особенности аппаратной реализации и тестирования таких систем.

Литература

1. Hanli Zou, Bruce McNair, Babak Daneshrad. An Integrated OFDM Receiver for High-Speed Mobile Data Communications. http://www.novidesic.com/pubs/globecom01_final3.pdf
2. FPGAs for High-Performance DSP Applications, Altera, 2005.
3. Stratix II Performance & Logic Efficiency Analysis White Paper, Altera, 2005
4. Implementing FFT in an FPGA Co-Processor White Paper, Altera, 2005
5. Paul H. Moose. A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction. IEEE Transactions on Communications. VOL.42, NO. 10, 1994.
6. Jung-Jin Kim, Young-Jae Ryu, Hae-Sock Oh, Dong-Seog Han. Frame Selection Algorithm with Adaptive FFT Input for OFDM Systems. [http://itl.knu.ac.kr/member/kimju/ICC2002\(Kimju\).pdf](http://itl.knu.ac.kr/member/kimju/ICC2002(Kimju).pdf)
7. Maja Sliskovic. Carrier and Sampling Frequency Offset Estimation and Correction in Multicarrier Systems. http://www.itb.ac.in/~it612/resources/repository/GL OBECOM01/vol1/Carrier_and_sampling_frequency.pdf
8. Baoguo Yang, Khaled Ben Letaief, Roger S. Cheng, Zhigang Cao. Timing Recovery for OFDM Transmission. IEEE Journal on Selected Areas In Communications, VOL. 18, NO. 11, November 2000.
9. EN 300 744 v.1.1.2 (1997-08) European Standard (Telecommunications series). Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television.
10. TI Moves 'C64x to 90 Nanometers, 1GHz, BDTi's DSP Insider, Vol. IV, No. 2, February 18, 2004. http://www.bdti.com/dspinsider/archives/dspinsider_040218.html

УДК 621.391.268

Совмещение изображений

О.Ю. Аксенов

Одно из актуальных направлений обработки изображений связано с совмещением изображений – объединением информации, содержащейся на нескольких кадрах, соответствующих одной наблюдаемой сцене. Совмещение изображений в настоящее время активно используется в таких прило-

жениях, как контроль местности и объектов на ней, в том числе в целях противопожарной безопасности, картографирования и т.п. Для осуществления совмещения изображений необходимо, во-первых, осуществить пространственную синхронизацию изображений – их поточечную взаимную привязку; а во-вторых, выполнить слияние – объединить информацию, создав результирующее изображение. В качестве примера рассмотрен вариант совмещения изображений, полученных при обзоре земной поверхности с некоторой возвышенности или с борта летательного аппарата.

Предполагается, что два совмещаемых изображения соответствуют одному и тому же участку местности, но отличаются друг от друга масштабом или/и привязкой к местности. Одно из таких изображений удобно считать эталонным. При отсутствии про-

Статья посвящена разработке алгоритмов совмещения информации, содержащейся на нескольких изображениях, соответствующих одной наблюдаемой сцене и имеющих небольшие отличия в геометрии. При этом решаются задачи пространственной синхронизации изображений и слияния информации, содержащейся на них. Синхронизация базируется на анализе перепадов яркости, соответствующих совмещаемым изображениям. Слияние выполняется за счет полупрозрачного наложения одного из изображений на другое, сдвинутое в результате синхронизации. Проведенное моделирование показало работоспособность предложенных алгоритмов.

странственной синхронизации второе можно трактовать как изображение с искажениями.

В случаях, представляющих практический интерес, отличия искаженного изображения от эталонного могут быть описаны как:

- пространственный сдвиг;
- изменение масштаба;
- изменение геометрии.

Не претендуя на полноту рассмотрения, представляется целесообразным анализировать практически полезные ситуации, которые иллюстрируются на рис. 1 – рис. 3. Возможны и комбинации рассмотренных ситуаций.

Искажения типа «пространственный сдвиг» удобно охарактеризовать значениями сдвигов вдоль соответствующих осей dx , dy (рис. 1). Искажения типа «изме-

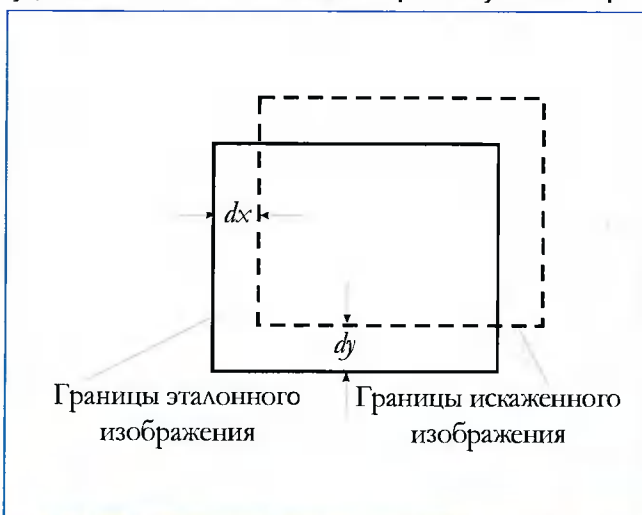


Рис. 1. Отличие изображений (сдвиг)

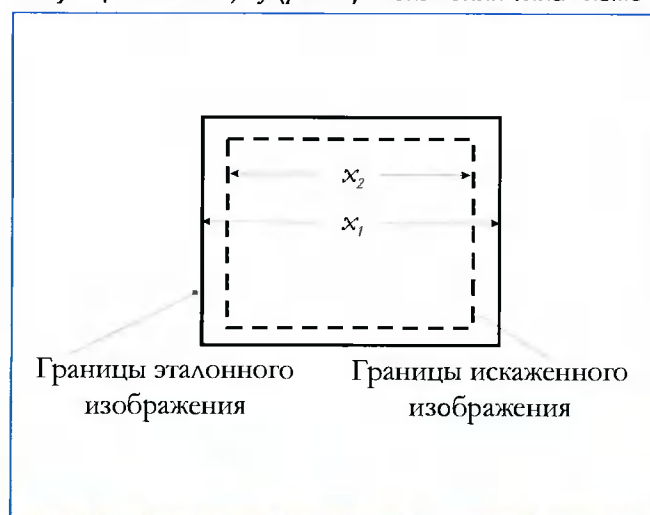
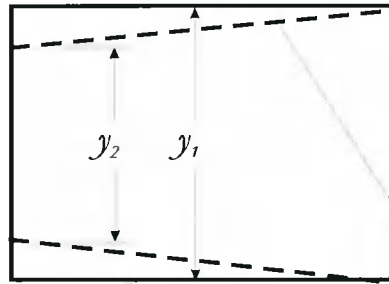
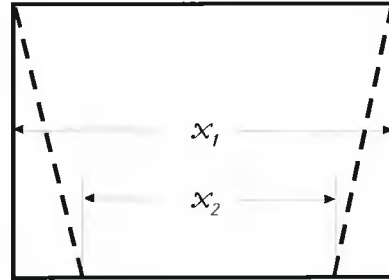


Рис. 2. Отличие изображений (изменение масштаба)



Границы эталонного изображения



Границы искаженного изображения

Рис. 3. Отличие изображений (геометрические искажения).

нение масштаба» – в виде $dm = x_1/x_2$ (рис. 2), а искажения типа «изменение геометрии» – при помощи величин $dm_x = x_1/x_2$ (рис. 3а), $dm_y = y_1/y_2$ (рис. 3б). Для случая, когда анализируемый комплект содержит более двух изображений, все указанные величины можно задавать относительно одного «эталонного» изображения.

Рис. 4 содержит пример подобного изображения, полученного в видимом диапазоне спектра. Данное изображение имеет формат 414 × 403 × 8 bit GrayScale. Пример искаженного изображения представлен на рис. 5. Серая рамка вокруг этого изображения показывает разницу в масштабах изображений. А ее изменяющаяся толщина – наличие пространственного сдвига и изменения геометрии.



Рис. 4. Изображение без искажений



Рис. 5. Изображение с искажениями

Предполагается, что изображения, подлежащие синхронизации, характеризуются наличием пространственных сдвигов и малыми значениями изменений масштаба и геометрии, что соответствует значениям: $|dx| > 0$, $|dy| > 0$, $dm \approx 1$, $dm_x \approx 1$, $dm_y \approx 1$. Таким образом, при синхронизации надо оценить значения величин dx, dy в предположении, что отличия ве-

личин dm, dm_x, dm_y от 1 не сильно повлияют на результат.

Таким образом, в указанных условиях, совмещение эталонного и искаженного изображений сводится к следующим действиям:

- пространственная синхронизация изображений – оценка dx, dy и сдвиг искаженного изображения на dx, dy ;
- слияние изображений – наложение искаженного изображения на эталонное.

В данном случае может быть использовано полупрозрачное наложение.

Если известны истинные значения пространственных сдвигов dx_r, dy_r , то качество совмещения можно оценить:

- в абсолютных значениях как: $\Delta x = dx_r - dx$, $\Delta y = dy_r - dy$, $\Delta r = \sqrt{(\Delta x)^2 + (\Delta y)^2}$ [пикселей];

• в относительных единицах (в процентах) как: $\Delta X = \frac{dx_r - dx}{dx_r} \cdot 100\%$, $\Delta Y = \frac{dy_r - dy}{dy_r} \cdot 100\%$, $\Delta R = \sqrt{\frac{(\Delta x)^2 + (\Delta y)^2}{(dx_r)^2 + (dy_r)^2}} \cdot 100\%$. Если истинные значения пространственных сдвигов неизвестны, доступными остаются лишь визуальные оценки.

Каждое из совмещаемых изображений может иметь свои яркостные особенности, являющиеся, например, результатом того, что они получены при различном освещении или при помощи приемных устройств, работающих в различных диапазонах спектра. Поэтому для обеспечения независимости результатов синхронизации от яркостных особенностей совмещаемых изображений целесообразно потребовать инвариантности процедуры синхронизации к абсолютным значениям яркости используемых изображений. Для этого удобно от исходных изображений перейти к бинаризованным. Последнюю операцию можно выполнить, например, за счет выделения на исходных изображениях перепадов яркости.

С учетом сказанного синхронизация двух изображений, одно из которых обозначено как эталонное (E), а другое – как искаженное (D), может быть выполнено по следующему алгоритму:

1. Оценить гистограммы распределения яркости изображений E и D .
2. По гистограммам найти эффективные диапазоны яркости изображений – $MinE...MaxE$ и $MinD...MaxD$ соответственно.
3. Исходя из эффективных диапазонов яркости, оценить пороги бинаризации изображений $t_E=(MaxE-MinE)/3$; $t_D=(MaxD-MinD)/3$.
4. Перевести изображения « E » и « D » в бинарную форму – « E_b » и « D_b » с использованием, например, фильтра Робертса и значений порогов t_E и t_D соответственно.
5. Разбить изображение E_b на N образов так, что i -й образ – O_{Ei} ($i=0...N$) имеет размеры S_xS_y , а его положение на изображении характеризуется координатами (x_{Ei}, y_{Ei}) .
6. В дальнейшем рассматривать только те образы, которые содержат не менее Nb «ярких» – со значением «1» – точек.
7. Искать каждый из образов изображения « E » на изображении « D », сдвигая его в пределах $(x_{Ei} \pm B_x, y_{Ei} \pm B_y)$; при этом за положение образа O_{Ei} на изображении D_b принимаются координаты (x_{Di}, y_{Di}) , обеспечивающие максимум функции

$$K(x_{Di}, y_{Di}) = \sum_x \sum_y E_b(x, y) \cdot D_b(x - x_{Ei} + x_{Di}, y - y_{Ei} + y_{Di}),$$

где $x_{Di} = (x_{Ei} - B_x) \dots (x_{Ei} + B_x)$, $y_{Di} = (y_{Ei} - B_y) \dots (y_{Ei} + B_y)$.

Это позволит оценить пространственные сдвиги i -го образа на изображении D относительно положения этого образа на изображении E – $dx_i = x_{Di} - x_{Ei}$ и $dy_i = y_{Di} - y_{Ei}$.

8. Найти средние для всего изображения значения пространственных сдвигов $dx = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} dx_i$, $dy = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} dy_i$.

Для случая совмещения двух изображений предполагается, что совмещенное изображение I должно содержать оба исходных в «полупрозрачном» виде. Тогда, при использовании оценок пространственных сдвигов, полученных выше, совмещение изображений E и D осуществляется следующим образом:

$$I(x, y) = \frac{E(x, y) + D(x + dx, y + dy)}{2}.$$

Если же требуется совместить M изображений L_j , при $j=0...M-1$, то предварительно должны быть оценены $M-1$ пар значений пространственных сдвигов изображений L_j ($j=0...M-1$) относительно изображения L_0 . Эти пространственные сдвиги оцениваются, как это показано в предыдущем разделе, и обозначаются dx_j , dy_j . Совмещенное изображение в этом случае формируется как:

$$I(x, y) = \frac{L_0(x, y) + \sum_{j=1}^{M-1} L_j(x + dx_j, y + dy_j)}{M}.$$

Для получения количественных оценок использовались изображения, которые отображают рис. 4 и рис. 5. Искаженное изображение (рис. 5) формировалось за счет искусственного введения пространственных сдвигов и искажений масштаба и геометрии. Такой подход позволил не только смоделировать процесс совмещения, но и проанализировать зависимости точности совмещения (синхронизации) от параметров алгоритмов и искажений.

Моделирование проводилось для следующих условий.

1. При использовании описанной выше процедуры синхронизации изображение E_b делилось на N образов с использованием «плиточного» подхода. Это предполагает, что все изображение делится на одинаковые неперекрывающиеся квадратные области – «плитки». Размеры каждой «плитки» – S_xS_y пикселей. Величина S при этом рассматривается как параметр модели.
2. Каждый из N образов бинаризованного изображения E_b должен содержать не менее Nb (ярких) точек. В противном случае эта область для синхронизации не используется.

Искусственно вводимые искажения характеризуются параметрами:

- искажения масштаба: dm ;
- искажения геометрии вдоль соответствующих осей: dm_x и dm_y ;
- сдвиг вдоль соответствующих осей: dx_r , dy_r .

Процедуру поиска образов изображения « E » на изображении « D » характеризуют параметры:



Таблица 1. Зависимость ошибки совмещения от параметров искажения и шага поиска

#	Иск.Х	Иск.У	Иск.ХУ	S	P O		P O		P O		P O		P O	
					1 1	1 2	2 1	2 2	1 3	3 1	2 3	3 2	3 3	
1	1	1	1	30	0	0	48	0	0	60	11	0	71	
	1.005	1	1	30	0	11	58	0	11	58	11	11	70	
	1.01	1	1	30	0	11	35	0	11	35	11	23	58	
	1.015	1	1	30	0	11	23	0	11	23	11	11	58	
	1.02	1	1	30	0	11	11	0	23	23	11	11	58	
2	1	1	1	30	0	0	48	0	0	60	11	0	71	
	1	1.005	1	30	0	0	60	0	0	60	11	11	71	
	1	1.01	1	30	0	0	60	0	0	58	11	11	71	
	1	1.015	1	30	0	0	60	0	0	70	11	11	71	
	1	1.02	1	30	0	0	60	0	11	58	11	11	71	
3	1	1	1	30	0	0	48	0	0	60	11	0	71	
	1	1	1.005	30	0	0	16	0	16	16	0	11	26	
	1	1	1.01	30	0	23	26	0	37	26	0	35	37	
	1	1	1.015	30	0	23	23	0	11	23	11	35	35	
	1	1	1.02	30	11	26	35	11	26	37	23	37	47	

Таблица 2. Зависимость ошибки совмещения от параметров искажения и шага поиска

#	Иск. X	Иск.У	Иск.ХУ	S	P O		P O		P O		P O		P O	
					1 1	1 2	2 1	2 2	1 3	3 1	2 3	3 2	3 3	
4	1	1	1	10	0	0	60	11	0	71	26	23	58	
	1	1	1	20	0	0	48	0	0	58	11	11	70	
	1	1	1	30	0	0	48	0	0	60	11	0	71	
	1	1	1	40	0	0	35	0	0	58	0	0	58	
	1	1	1	50	0	0	58	0	0	58	0	0	58	
5	1	1	1.005	10	11	37	11	16	37	35	23	58	35	
	1	1	1.005	20	0	11	16	0	16	26	11	23	37	
	1	1	1.005	30	0	0	16	0	16	16	0	11	26	
	1	1	1.005	40	0	11	11	0	11	16	0	23	16	
	1	1	1.005	50	0	0	16	0	11	16	0	11	16	
6	1	1	1.01	10	11	47	23	16	48	47	23	58	47	
	1	1	1.01	20	0	26	26	0	26	26	11	47	35	
	1	1	1.01	30	0	23	26	0	37	26	0	35	37	
	1	1	1.01	40	0	26	26	0	23	26	0	23	23	
	1	1	1.01	50	0	23	23	0	26	26	0	35	26	
7	1	1	1.015	10	16	37	58	26	52	58	47	70	70	
	1	1	1.015	20	0	23	37	0	23	35	23	37	48	
	1	1	1.015	30	0	23	23	0	11	23	11	35	35	
	1	1	1.015	40	0	11	23	0	23	23	0	11	35	
	1	1	1.015	50	0	11	11	0	11	11	0	11	23	
8	1	1	1.02	10	16	37	58	26	48	70	47	58	70	
	1	1	1.02	20	11	37	48	23	26	48	35	47	58	
	1	1	1.02	30	11	26	35	11	26	37	23	37	47	
	1	1	1.02	40	11	11	23	11	23	35	11	35	35	
	1	1	1.02	50	11	11	35	11	23	23	11	11	23	

- максимальный сдвиг образа вдоль соответствующих осей относительно начального положения: $\pm B_x, \pm B_y$;
- шаг сдвига образа вдоль соответствующих осей: p_x, p_y ;
- шаг просмотра образа вдоль соответствующих осей: o_x, o_y .

При моделировании были приняты следующие численные значения:

- $dx_r = 6$ пикселей, $dy_r = (-6)$ пикселей;
- $Nb > 30$ точек;
- $B_x = B_y = \pm 8$ пикселей;
- $p_x = p_y = p$;
- $o_x = o_y = o$.

В качестве ошибки совмещения использовалось значение ΔR [%].

Результаты анализа влияния искажений (dm, dm_x, dm_y) и шагов (p, o) на относительную ошибку совмещения ΔR при неизменном размере области эталона S содержит табл. 1. Первая колонка содержит номер эксперимента (#). Из приведенной таблицы следует, что при $p=1, o=1$, или при вычислительно более выгодных значениях $p=2, o=2$, ошибки совмещения минимальны – практически они отсутствуют.

Зависимость относительной ошибки совмещения от искажения масштаба (dm) при различных значениях размера эталона содержит табл. 2. Из нее следует, что наименьшие значения ошибок имеют место при $dm < 1.02$. Кроме того, для данного изображения целесообразно использовать $S \geq 20$.

Проведенное моделирование позволяет сделать следующие выводы:

1. Предложенные алгоритмы позволяют совмещать изображения с удовлетворительным качеством при зрительном восприятии.
2. При незначительных искажениях масштаба и геометрии (не превышающих величины 1.02) предложенные алгоритмы при работе по использованному изображению обеспечивают практически безошибочное совмещение.
3. Для исходных изображений рассмотренного типа наиболее целесообразно использовать для синхронизации изображений эталон размером $\sim 30 \times 30$ пикселей.

4. Использование прореженного шага анализа изображений ($p = o = 2$ вместо $p = o = 1$) в рассмотренных условиях сокращает вычислительную сложность данной задачи, но практически не сказывается на точности совмещения.

5. Для сокращения временных затрат на совмещение изображений целесообразно не обрабатывать всю площадь изображений, а использовать данные о положении на изображении объектов для совмещения (синхронизации) изображений.

Представленные результаты иллюстрируют работоспособность предложенного алгоритма синхронизации изображений применительно к задаче совмещения обзорных изображений земной поверхности.

ЗАО НТЦ «Модуль» - 15 лет !!!

Наши поздравления юбиляру!

Уважаемые коллеги, дорогие друзья !

Сердечно поздравляем весь коллектив Научно-технического Центра «Модуль» и лично его Генерального директора - Новикова О.В., с юбилейной датой – 15-летием со дня основания.

Ваша активная созидательная деятельность в области цифровых технологий обработки сигналов, создания бортовых вычислительных комплексов для космических аппаратов, разработки отечественных цифровых сигнальных процессоров с маркой «Нейрочип NM6403» хорошо известна во всей стране и за ее пределами.

Успехов вам и удачи во всех научно-технических направлениях, связанных с цифровой обработкой сигналов и изображений и ее многочисленными приложениями: от систем контроля транспортных потоков до радиолокационных комплексов и космических аппаратов. Хотелось бы особенно пожелать дальнейшего прорыва в области DSP-технологий и создания конкурентоспособных на мировом рынке отечественных сигнальных процессоров и систем обработки на кристалле.

Мы относимся с большим вниманием к вашим предложениям по сотрудничеству. За последние годы на страницах нашего журнала опубликовано более десятка научных статей, посвященных разработке цифровых систем обработки сигналов и изображений на базе нейрочипа NM6403 (Л1879ВМ1). Пользуясь случаем, выражаем благодарность их авторам: Борису Ю.И., Аксенову О.В., Мушкаеву С.В. и др.

Желаем всем доброго здоровья, благополучия и дальнейшего укрепления нашего сотрудничества !

25–28 апреля 2006

Москва, «Крокус Экспо»

Пресс-релиз

В 2006 году крупнейшая в Восточной Европе выставка электронных компонентов «ЭкспоЭлектроника» пройдет в самом перспективном выставочном центре России – «Крокус Экспо».

За 8 лет «ЭкспоЭлектроника» завоевала статус первого по значению проекта в России и Восточной Европе в отрасли электронных компонентов. Ежегодно «ЭкспоЭлектроника» позволяет экспонентам извлечь максимальную пользу из участия, и именно этим обусловлено стабильное развитие выставки. Начав с 300 кв. м, она выросла до 16 450 кв. м к 2005 г., и организаторы прогнозируют дальнейший рост.

Переезд выставки в «Крокус Экспо» связан, в первую очередь, с пожеланиями участников. В настоящий момент, «Крокус Экспо» – одна из самых крупных и перспективных выставочных площадок России, которая предоставит экспонентам гораздо больше возможностей, чем предыдущие. «Крокус Экспо» спроектирован специально для проведения выставок. Здесь есть все необходимое участникам: площадки для демонстрации оборудования, развитая инфраструктура, современные системы кондиционирования и очистки воздуха. Кроме того, масштабы новой площадки, строительство второй очереди «Крокус Экспо» и подвод станции метрополитена открывают прекрасные перспективы для роста выставки. Опыт проведения различных выставочных мероприятий в «Крокус Экспо» подтвердил, что, вопреки

убеждению некоторых компаний, до него очень просто добраться, если заблаговременно побеспокоиться о трансфере от метро. Организаторы «ЭкспоЭлектроники» берут эту заботу на себя. Для удобства посетителей во время выставки от ближайших станций метро до «Крокус Экспо» и обратно регулярно будут курсировать бесплатные автобусы.

Постоянные участники и посетители «ЭкспоЭлектроники» знают, что выставка всегда отличалась четкой структурой. Сегодня на выставке выделено более 15 тематических разделов. «ЭлектронТехЭкспо» (один из бывших разделов «ЭкспоЭлектроники»), проходящая в этом году уже в 4-й раз, впервые будет представлена в отдельном зале как самостоятельная выставка в рамках «ЭкспоЭлектроники».

Каждый год выставка показывает динамичное развитие не только по занимаемой площади, но и по содержанию. В 2006 году организаторы готовят новую деловую программу, структурированную по трем направлениям: «день производителя», «день дистрибьютора» и день «инноваций в отрасли».

В рамках выставки 2006 года по традиции пройдет конкурс среди участников. В этом году организаторы решили заранее объявить перечень номинаций, по которым участники смогут готовиться в течение всего года. Подробная информация о номинациях и заявка на участие будут представлены на сайте в ближайшее время.

Подробную информацию Вы можете получить в Оргкомитете выставки:

Тел.: +7 (812) 380-6007, 380-6003, 380-6000

Факс: +7 (812) 380-6001

E-mail: electron@primexpo.ru

www.primexpo.ru/expoelectronica