

# ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

2/2007

НАУЧНО - ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

## ЦОС В СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

ТЕМАТИЧЕСКИЙ ВЫПУСК

- НЕЛИНЕЙНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ
- ЭХО-КОМПЕНСАЦИЯ
- АДАПТИВНАЯ ОБРАБОТКА
- СИСТЕМЫ OFDMA И MOBIWIMAX

ISSN 1684-2634



9 771684 263005 >

# ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал  
№ 2/2007

Издается с 1999 года  
Выходит четыре раза в год

**ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР**  
Ю.Б. ЗУБАРЕВ

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

## РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

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

## Адрес редакции:

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

## Для писем:

129090 Москва, а/я 48.

## Издатель:

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

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

Подписано в печать 24.09.07  
Формат 60x90/8.

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

Заказ № 4531. Отпечатано в  
ООО НПЦ «Информационные технологии»  
Рязань, ул. Островского, д. 21/1  
тел.: (4912) 98-69-84

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

## УЧРЕДИТЕЛИ:

**ЗАО «Инструментальные системы»  
ФГУП «НИИ радио»**

## В НОМЕРЕ:

А.А. Ланнэ, Соловьева Е.Б.

**Синтез нелинейных эквалайзеров для борьбы с  
межсимвольной интерференцией в многолучевом  
релеевском канале связи ..... 2**

Д.Е. Прозоров, А.А. Чащин

**Нелинейная фильтрация многоуровневых  
шумоподобных сигналов в системах связи с  
повышенной конфиденциальностью ..... 9**

Е.А. Брусин

**Использование БПФ для оценивания несущей  
частоты ФМ сигналов в демодуляторах  
спутниковых систем связи ..... 14**

А.А. Батенков, Г.В. Богачев, К.А. Батенков

**Алгоритм синтеза базиса ортонормированных  
функций для многоканальной передачи данных ..... 19**

Е.П. Кузнецов

**Методы и алгоритмы адаптивной эхо-  
компенсации: сравнительный анализ  
эффективности применения ..... 26**

В.Б. Манелис, И.В. Какюков

**Алгоритмы формирования диаграммы направленности  
адаптивной антенной решетки в обратном и прямом  
каналах сотовой системы связи ..... 35**

В.Б. Манелис

**Формирование диаграммы направленности  
адаптивной антенной решетки в прямом канале  
сотовой системы связи при наличии в системе  
только общего пилот сигнала ..... 41**

С.Н. Моисеев, С.А. Филин, М.С. Кондаков

**Предсказание среднего отношения сигнал-шум в  
системе OFDMA беспроводной связи ..... 46**

С.А. Филин, С.Н. Моисеев, М.С. Кондаков

**Алгоритм адаптивной передачи в системе  
Mobile WiMAX с частотным разнесением ..... 50**

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

## СИНТЕЗ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭКВАЛАЙЗЕРОВ ДЛЯ БОРЬБЫ С МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИЕЙ В МНОГОЛУЧЕВОМ РЕЛЕЕВСКОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ

Ланнэ А.А., Соловьева Е.Б.

### Введение

Для многих радиоканалов, таких как коротковолновые каналы ионосферного распространения и тропосферного рассеяния, характерно явление многолучевого распространения передаваемого сигнала. Это явление обусловлено отражающими свойствами ионосферы и других объектов, которые не являются идеальными отражателями, а скорее представляют собой шероховатую поверхность, меняющуюся во времени. В этой связи передаваемые сигналы отражаются (или рассеиваются) в некотором объеме ионосферы или тропосферы, распространяясь по нескольким путям (лучам) с различными задержками в отдельных лучах. Вследствие разности хода лучей от передатчика к приемнику сигнал в приемной антенне образован суммой отдельных колебаний с различными амплитудами и фазами. Параметры каналов связи (КС) (число лучей, их импульсные характеристики и временные задержки) меняются во времени, поэтому наблюдается значительная флюктуация амплитуд и фаз выходных сигналов КС. Это явление получило название «замирание», вызванное многолучевым распространением сигнала в КС [1 – 3].

В статье рассматривается релейский КС с частотно-селективными замираниями, когда отсчеты импульсной характеристики КС представляют собой случайные числа с релейским законом распределения плотности вероятности, а максимальная временная задержка лучей превышает символьный интервал входного сигнала КС.

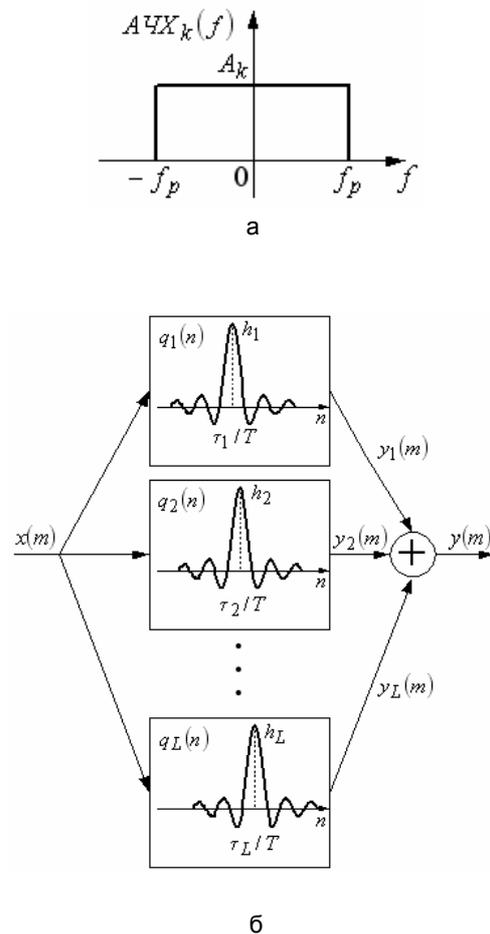
Временное рассеяние сигнала вследствие его многолучевого распространения в КС порождает межсимвольную интерференцию (перекрытие соседних символов), что ухудшает прием сигнала. Для компенсации межсимвольной интерференции используются эквалайзеры, синтезированные на основе известных методов: правиле максимального правдоподобия детектирования символов (алгоритм Витерби), линейной адаптивной фильтрации, выравнивания с обратной связью по решению (когда ранее детектированные символы используются для восстановления текущего символа) [2, 3].

В данной работе предлагается синтезировать стационарные нелинейные эквалайзеры (НЭ) на основе метода расщепления для борьбы с межсимвольной интерференцией в релейском КС. Релейский КС описан низкочастотной моделью, представленной в системе MATLAB [4, 5].

*Рассмотрен синтез стационарных нелинейных эквалайзеров с математической моделью в форме многочлена расщепленных сигналов для борьбы со случайными флуктуациями колебаний в релейском канале связи. Исследовано применение нелинейного эквалайзера при передаче по каналу связи четырехпозиционного сигнала с квадратурной амплитудной модуляцией. Показано, что полиномиальный эквалайзер дает меньшую погрешность обработки по сравнению со стационарным и адаптивным линейными эквалайзерами.*

### Низкочастотная модель многолучевого релейского КС

Полагаем, что КС – многолучевой нестационарный идеальный фильтр нижних частот с граничной частотой  $f_p$  полосы пропускания [1 – 3]. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)  $k$ -го луча идеального низкочастотного КС изображена на рис. 1, а.



б

Рис. 1.

Случайная комплексная<sup>1</sup> импульсная характеристика  $\dot{q}(n)$  идеального низкочастотного нестационарного КС описывается в системе MATLAB выражением

$$\dot{q}(n) = \sum_{k=1}^L \text{Sinc}\left(\frac{\tau_k}{T} - n\right) \dot{h}_k = \sum_{k=1}^L \frac{\text{Sin}\left(\pi\left(\frac{\tau_k}{T} - n\right)\right)}{\pi\left(\frac{\tau_k}{T} - n\right)} \dot{h}_k, \quad (1)$$

$-N_1 \leq n \leq N_2,$

где  $L$  – количество лучей;  $\tau_k$  – временное смещение  $k$ -го луча, измеряемое в секундах;  $T$  – период дискретизации импульсной характеристики,  $\dot{h}_k$ ,  $k = 1, 2, \dots, L$  – комплексные коэффициенты передачи путей (лучей) КС (некоррелированные между собой случайные комплексные числа, распределенные по релеевскому закону),  $n$  – нормированное дискретное время  $n \in [-N_1, N_2]$ . Значения  $N_1, N_2$  выбираются в системе MATLAB так, чтобы  $|\dot{q}(n)|$  был мал за пределами интервала  $n \in [-N_1, N_2]$ .

Преобразуем выражение (1) следующим образом:

$$\dot{q}(n) = \sum_{k=1}^L \frac{\text{Sin}\left(\pi\left(\frac{\tau_k}{T} - n\right)\right)}{\pi\left(\frac{\tau_k}{T} - n\right)} \dot{h}_k = \sum_{k=1}^L \frac{\text{Sin}\left(2\pi\frac{1}{2T}(\tau_k - nT)\right)}{\pi\left(\frac{\tau_k}{T} - n\right)} \dot{h}_k =$$

$$= \sum_{k=1}^L \frac{\text{Sin}(2\pi f_p(\tau_k - nT))}{2\pi f_p(\tau_k - nT)} \dot{h}_k = \sum_{k=1}^L \dot{q}_k(n),$$

$n \in [-N_1, N_2],$

где  $\dot{q}_k(n) = \frac{\text{Sin}(2\pi f_p(\tau_k - nT))}{2\pi f_p(\tau_k - nT)} \dot{h}_k$ ,  $n \in [-N_1, N_2]$  – случайная комплексная импульсная характеристика  $k$ -го луча КС,

$$f_p = \frac{1}{2T}. \quad (2)$$

Равенство (2) описывает связь между граничной частотой полосы пропускания и периодом дискретизации импульсной характеристики КС (идеального фильтра нижних частот).

Поскольку период дискретизации  $T$  импульсной характеристики  $\dot{q}(n)$  КС равен символному интервалу  $T_s$  входного сигнала ( $T = T_s$ ), из выражения (2) следует

$$f_p = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{T_s} = \frac{1}{2} \cdot R_s$$

или

$$R_s = 2f_p. \quad (3)$$

где  $R_s$  – символная скорость (скорость передачи символов в КС).

Комплексная низкочастотная составляющая выходного сигнала КС определяется на несущей частоте  $\omega_0$

при воздействии  $\dot{x}(m)$  с квадратурной амплитудной модуляцией (QAM-сигнал) из формулы свертки

$$\dot{y}(m) = \sum_{n=-N_1}^{N_2} \dot{q}(n) \dot{x}(m-n) = \sum_{n=-N_1}^{N_2} \sum_{k=1}^L \dot{q}_k(n) \dot{x}(m-n) =$$

$$= \sum_{k=1}^L \sum_{n=-N_1}^{N_2} \dot{q}_k(n) \dot{x}(m-n) = \sum_{k=1}^L \dot{y}_k(m), \quad (4)$$

где  $\dot{y}_k(m) = \sum_{n=-N_1}^{N_2} \dot{q}_k(n) \dot{x}(m-n)$ ,  $m \in [N_1, N]$  – выходной сигнал  $k$ -го луча КС.

Отметим, что выражение (4) получено при амплитудно-фазомодулированном дискретном воздействии КС  $x(m) = |\dot{x}(m)| \cos(\omega_0 m + \arg(\dot{x}(m))) =$

$$1/2(\dot{x}(m)e^{j\omega_0 m} + x^*(m)e^{-j\omega_0 m})$$

(где  $*$  – знак комплексного сопряжения,  $\dot{x}(m) = |\dot{x}(m)|e^{j\arg(\dot{x}(m))}$ ), в результате выделения из модулированного выходного сигнала КС с несущей частотой  $\omega_0$

$$y(m) = \sum_{n=-N_1}^{N_2} q(n)x(m-n) =$$

$$1/2 e^{j\omega_0 m} \sum_{n=-N_1}^{N_2} q(n) e^{j\omega_0 n} \dot{x}(m-n) +$$

$$+ 1/2 e^{-j\omega_0 m} \sum_{n=-N_1}^{N_2} q(n) e^{-j\omega_0 n} x^*(m-n) =$$

$$1/2 e^{j\omega_0 m} \sum_{n=-N_1}^{N_2} \dot{q}(n) \dot{x}(m-n) +$$

$$+ 1/2 e^{-j\omega_0 m} \sum_{n=-N_1}^{N_2} q^*(n) x^*(m-n)$$

комплексной низкочастотной составляющей  $\dot{y}(m)$ , описываемой равенством (4).

Здесь:  $q(n)$  – случайная вещественная импульсная характеристика идеального низкочастотного нестационарного КС в форме [1, 3]

$$q(n) = \sum_{k=1}^L \text{Sinc}\left(\frac{\tau_k}{T} - n\right) h_k = \sum_{k=1}^L q_k(n),$$

$$n \in [-N_1, N_2],$$

$h_k$  – зависящий от времени  $m$  вещественный коэффициент передачи  $k$ -го луча КС,  $q_k(n)$  – случайная вещественная импульсная характеристика  $k$ -го луча КС,

$$\dot{q}(n) = q(n)e^{j\omega_0 n} \text{ и } q^*(n) = q(n)e^{-j\omega_0 n}.$$

Функциональная схема модели релеевского КС с импульсной характеристикой  $q(n)$  изображена на рис. 1, б. В блоках схемы показаны огибающие вещественных импульсных характеристик  $q_k(n)$ ,  $k = 1, 2, \dots, L$  лучей КС.

<sup>1</sup> Свойство комплексности импульсной характеристики будет рассмотрено далее.

## Задача синтеза нелинейного эквалайзера

Известным способом борьбы с негауссовскими процессами, искажающими полезный сигнал в КС, является нелинейная фильтрация [6, 7]. Поскольку в рассматриваемом КС искажения сигнала имеют релейевский характер, следует ожидать, что НЭ, реализованный в виде нелинейного фильтра, будет успешно бороться с указанными искажениями.

При операторном подходе к синтезу нелинейных устройств [7 – 10] задача построения НЭ для компенсации случайных (негауссовских) флуктуаций сигналов в КС может быть сформулирована следующим образом.

Пусть модель КС имеет вид операторного уравнения

$$\dot{y}(m) = F[\dot{x}(m)], \quad (5)$$

где  $F$  – описываемый формулой свертки (4) линейный оператор с переменными параметрами, устанавливающий однозначное соответствие между множеством  $X$  входных ( $\dot{x}(m) \in X$ ) и множеством  $Y$  выходных ( $\dot{y}(m) \in Y$ ) сигналов КС. Необходимо построить нелинейный стационарный оператор  $V$  эквалайзера, действующий на уравнение (5) так, чтобы выполнялось соотношение

$$\tilde{x}(m) = V[\dot{y}(m)] = V[F[\dot{x}(m)]] = R_1[\dot{x}(m)],$$

где  $R_1$  – линейный оператор результирующего каскадного соединения КС и НЭ, изображенного на рис. 2. Для простоты преобразований примем  $R_1 = 1$ .



Рис. 2

Параметры оператора  $V$  получим в результате решения задачи аппроксимации

$$\|\dot{x}(m) - V[\dot{y}(m)]\| \rightarrow \min_{\vec{C}}, \quad (6)$$

где  $\vec{C}$  – вектор параметров нелинейного оператора  $V$ , оптимизируемый в среднеквадратичной метрике ( $L_2$ ), т. е.

$$\|\dot{x}(m) - V[\dot{y}(m)]\| = \frac{1}{G} \sqrt{\sum_{g=1}^G |\dot{x}_g(m) - V[\dot{y}_g(m)]|^2},$$

где суммирование выполняется по всем вычисленным дискретным отсчетам сигналов.

### Синтез НЭ методом расщепления

В рамках теории расщепления [9, 10] стационарный оператор  $V$  НЭ строится в виде композиции двух операторов: оператора  $F_p$  расщепителя и оператора  $P^Q$  нелинейного безынерционного преобразователя (НБП).

Оператор-расщепитель  $F_p$  в момент времени  $m$  преобразует каждый скалярный входной сигнал

$\dot{y}(m)$  НЭ из множества  $Y$  в соответствующий векторный сигнал

$$\vec{\dot{y}}_p(m) = F_p[\dot{y}(m)] = [\dot{y}_{p1}(m), \dot{y}_{p2}(m), \dots, \dot{y}_{pM}(m)]^t,$$

где  $t$  – знак транспонирования, таким образом, чтобы в любой момент времени  $m$ ,  $m \in [N_1, N]$  векторные сигналы, построенные на множестве  $Y$ , не обращались в ноль и были различны.

Оператор НБП осуществляет отображение векторного сигнала  $\vec{\dot{y}}_p(m)$  из множества  $Y$  в соответствующий скалярный выходной сигнал  $\tilde{x}(m)$  НЭ. Такой оператор на классе комплексных сигналов описывается многомерным многочленом степени  $Q$

$$\begin{aligned} \tilde{x}(m) &= P^Q[\vec{\dot{y}}_p(m)] = \\ &= \sum_{i_1=0}^{I_1} \sum_{i_2=0}^{I_2} \dots \sum_{i_M=0}^{I_M} \sum_{i_{M+1}=0}^{I_{M+1}} \dots \sum_{i_{2M}=0}^{I_{2M}} \dot{C}_{i_1 i_2 \dots i_M i_{M+1} \dots i_{2M}} \times \\ &\times [\dot{y}_{p1}(m)]^{i_1} [\dot{y}_{p2}(m)]^{i_2} \dots \\ &[\dot{y}_{pM}(m)]^{i_M} [y_{p1}^*(m)]^{i_{M+1}} [y_{p2}^*(m)]^{i_{M+2}} \dots [y_{pM}^*(m)]^{i_{2M}}, \quad (7) \end{aligned}$$

где

$$Q = I_1 + I_2 + \dots + I_M + I_{M+1} + I_{M+2} + \dots + I_{2M}.$$

Возможны и другие формы представления оператора  $P^Q$ , например, в виде дробно-рациональной функции, экспоненциального многочлена и др. [9, 10].

Операторному уравнению (7) соответствует функциональная схема модели НЭ, изображенная на рис. 3.

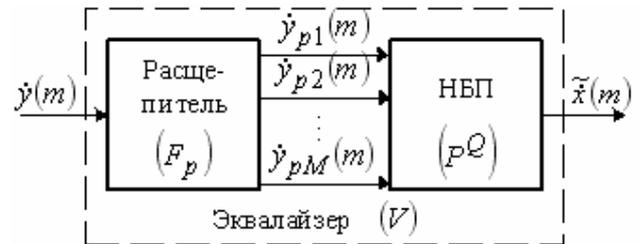


Рис. 3

### Синтез НЭ для компенсации искажений в многолучевом релейевском КС

Рассмотрим методику построения НЭ на примере прохождения 4-х позиционного низкочастотного QAM сигнала (сигнала с квадратурной амплитудной модуляцией 4-QAM), комплексные значения которого формируются из выражения

$$\dot{x}(r) = \exp[j2\pi(i_r + 1/2)/4], \quad i_r = 0, 1, 2, 3, \quad (8)$$

через 3-х лучевой релейевский КС с низкочастотной моделью (4) (полоса пропускания канала  $f_p = 3100$  Гц ориентирована на передачу речевых сигналов), содержащей импульсную характеристику (1). Параметры импульсной характеристики  $\dot{q}(n)$  следующие: число лучей  $L=3$ , время задержки лучей  $\tau_1 = 0.1T_s$ ,  $\tau_2 = 1.3T_s$ ,  $\tau_3 = 2.7T_s$ ; средние коэффициенты усиления 0, -7, -14 дБ импульсной характеристики в лучах КС; доплеровская частота 0.07 Гц. Для КС с полосой пропускания  $f_p = 3100$  Гц из выражения (3) получим скорость передачи 4-QAM сигнала  $R_s = 6200$  бод и символьный интервал  $T_s = 1/R_s = 1/6200$  с.

Для модели КС, имеющей вид нерекурсивного разностного уравнения, расщепитель синтезируемого НЭ можно реализовать в виде линии смещения, число элементов  $I$  в которой равно числу параметров линейного разностного уравнения КС [6]. Из выражения (4) следует  $I = N_1 + N_2$ .

Поскольку КС с моделью (4) является некаузальным<sup>2</sup> фильтром, целесообразно НЭ синтезировать также некаузальным. В этом случае расщепитель имеет структуру, показанную на рис. 4. а. Отметим, что при синтезе эквалайзера исследуется влияние свойства каузальности устройства на точность восстановления сигналов. Поэтому помимо некаузального построим также каузальный эквалайзер с расщепителем в виде линии задержки, изображенной на рис. 4. б.

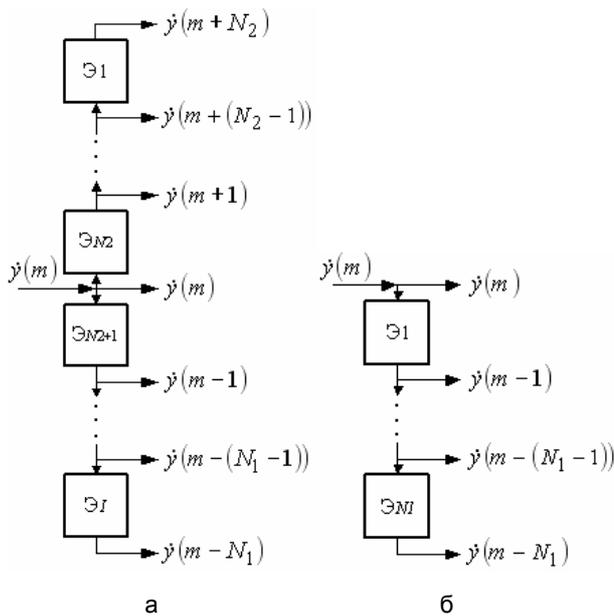


Рис. 4

Входной сигнал НЭ сформируем из выходного сигнала модели (4) КС при воздействии на КС реализации длиной 6 201 отсчет 4-QAM сигнала со значениями, полученными из выражения (8).

На рис. 5. а, б изображены огибающие модуля импульсной характеристики КС в начале (0 с) и в конце (1 с) работы КС соответственно. Черными точками показаны отсчеты  $|\dot{q}(nT)|$ ,  $n \in [-N_1, N_2]$ , период дискретизации  $T = T_s = 1/6200$ . Вертикальными линиями обозначены  $|h_k|$ ,  $k = 1, 2, 3$  трехлучевого КС.

На рис. 6 представлены временные зависимости средних коэффициентов усиления импульсной характеристики в лучах КС. Номер кривой соответствует номеру луча КС.

<sup>2</sup> Под каузальностью и некаузальностью понимается способ учета отсчетов импульсной характеристики  $\dot{q}(n)$  при формировании выходного сигнала  $\dot{y}(n)$  фильтра. Будем считать фильтр каузальным, если его  $\dot{q}(n)$  задана при  $n \leq 0$  и некаузальным, если  $\dot{q}(n)$  определена в области положительных и отрицательных значений  $n$ , например  $n \in [-N_1, N_2]$ .

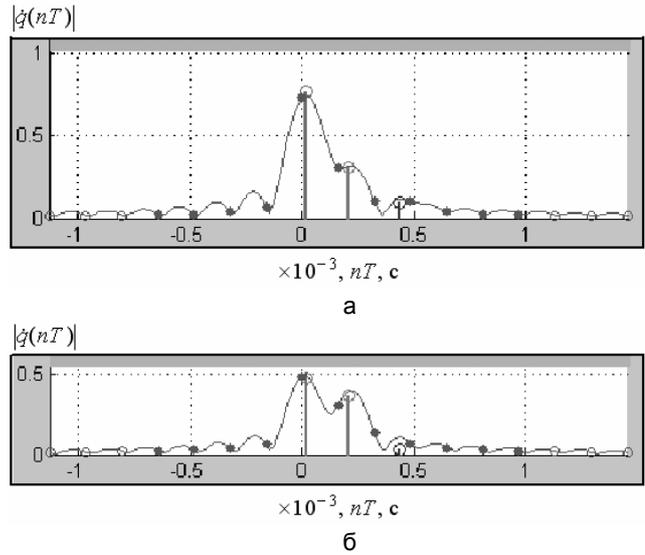


Рис. 5

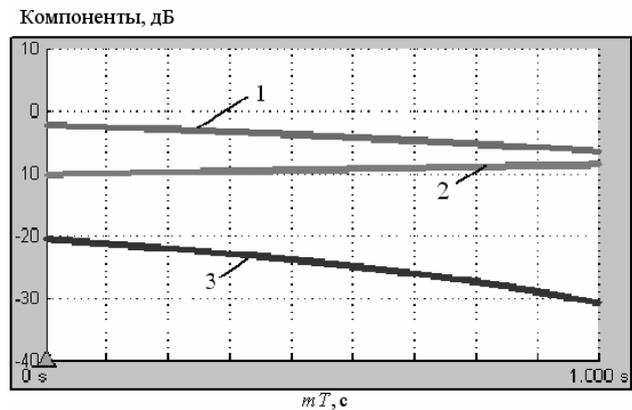


Рис. 6

Из рис. 5 видно, что в рассматриваемом примере  $N_1 = 4$ ,  $N_2 = 6$ ,  $I = N_1 + N_2 = 10$ . Следовательно, расщепитель НЭ можно реализовать в виде линии с 10 элементами смещения. Очевидно, что большое число каналов расщепления ведет к росту размерности задачи аппроксимации оператора НЭ, и как следствие, к появлению проблемы плохой обусловленности и шумов арифметики. Для предотвращения указанных негативных явлений сократим число элементов смещения в расщепителе НЭ до 2 – 4. Такая операция возможна, поскольку в импульсной характеристике КС значащими являются 3 – 5 отсчетов характеристики (рис. 5).

В результате синтезируем НЭ, решая задачу аппроксимации (6) в среднеквадратичной метрике, где  $V[\dot{y}(m)] = \tilde{x}(m) = P^Q[\tilde{y}_p(m)]$  – многочлен расщепленных сигналов (7) при воздействии, содержащем 6 201 отсчет сигнала  $\dot{y}(m)$ , полученного в течение 1 с работы релейского КС.

Для оценки качества восстановления 4-QAM сигнала синтезированными эквалайзерами вычислим максимальную абсолютную

$$\varepsilon_C = \max_{m \in [D_1, D_2]} |\dot{\varepsilon}(m)|,$$

$$\text{где } \dot{\varepsilon}(m) = \dot{x}(m) - \tilde{x}(m), m \in [D_1, D_2],$$

и среднеквадратичную

$$\varepsilon_{L_2} = \frac{1}{D_2 - D_1 + 1} \sqrt{\sum_{m=D_1}^{D_2} |\dot{\varepsilon}(m)|^2}$$

погрешности при  $D_1 = 30$ ,  $D_2 = 3134$ .

В табл. 1 представлены значения погрешностей  $\varepsilon_C$ ,  $\varepsilon_{L_2}$ , а также число параметров  $\xi$  модели (7) некаузального и каузального линейных ( $Q = 1$ ) стационарных эквалайзеров, полученные при разной длине вектора расщепленных сигналов. Расщепитель некаузального эквалайзера сформирован по схеме, изображенной на рис. 4, а, расщепитель каузального эквалайзера – по схеме на рис. 4, б. Исследования показали, что наименьшую погрешность дают эквалайзеры, построенные при  $N_1 = N_2$  (нечетном числе  $M$  каналов расщепления).

• линейный стационарный эквалайзер с числом расщепленных сигналов  $M = 11$ , равных числу параметров линейного разностного уравнения (4) КС, как показал эксперимент, дает наименьшую погрешность восстановления сигнала. Увеличение числа каналов расщепления не повышает точность обработки.

Далее, при синтезе НЭ использовались 3 и 5 щепков для понижения размерности задачи аппроксимации оператора НЭ.

Для восстановления 4-QAM сигнала применялись также адаптивный линейный эквалайзер и адаптивный эквалайзер с обратной связью по решению [2, 3], модели которых представлены в системе MATLAB. Отметим, что оба адаптивных эквалайзера, построенные по критерию минимума среднеквадратичной ошибки, дали одинаковую равномерную и среднеквадратичную по-

Таблица 1

Результаты восстановления 4-QAM сигнала линейным стационарным эквалайзером

Число щепков $M$	Свойство эквалайзера	$\xi$	$\varepsilon_C$	$\varepsilon_{L_2}$
3	некаузальный, $N_1 = N_2 = 1$	6	0.5560	0.0037
	каузальный, $I = 2$		0.6440	0.0043
5	некаузальный, $N_1 = N_2 = 2$	10	0.5453	0.0036
	каузальный, $I = 4$		0.6508	0.0036
11	некаузальный, $N_1 = N_2 = 5$	22	0.5302	0.0026
	каузальный, $I = 10$		0.6135	0.0034
31	некаузальный, $N_1 = N_2 = 15$	62	0.5415	0.0026
	каузальный, $I = 30$		0.6094	0.0034

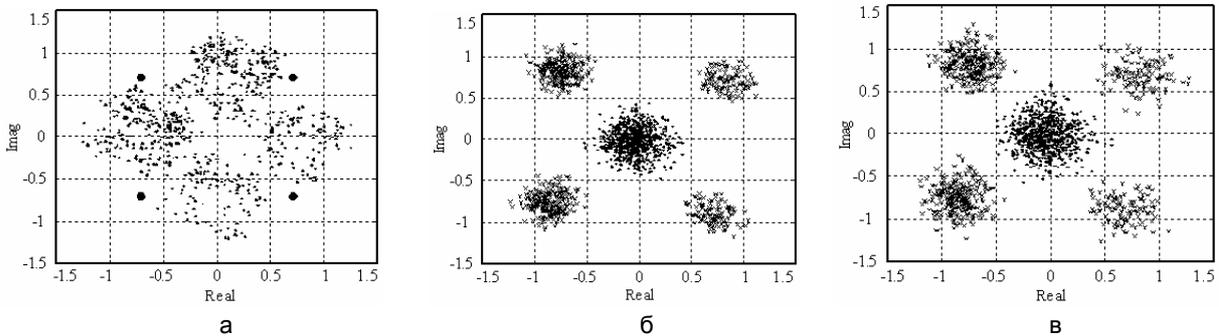


Рис. 7

Из анализа табл. 1 следует:

• некаузальный линейный стационарный эквалайзер в равномерной и среднеквадратичной метриках восстанавливает сигнал более точно, чем соответствующий каузальный эквалайзер.

Данный результат иллюстрирует рис. 7. На рис. 7, а на комплексной плоскости показаны входной  $\dot{x}(m)$  (крупные точки) и выходной  $\dot{y}(m)$  (мелкие точки) сигналы КС. На рис. 7, б, в изображены выходные сигнал  $\hat{x}(m)$  (крестики) линейного эквалайзера с числом «щепков» (расщеплений сигналов)  $M = 11$  и погрешность  $\dot{\varepsilon}(m)$  (точки) при соответственно некаузальном и каузальном свойстве устройства. Для всех изображенных сигналов  $m \in [62, 771]$ .

Очевидно, что некаузальное свойство обеспечит положительный эффект и в нелинейном случае, поэтому НЭ были синтезированы некаузальными.

грешности восстановления сигнала. При этом длина обучающей последовательности эквалайзеров составила 300 отсчетов, величина шага адаптации – 0.05. В табл. 2 приведены результаты выравнивания КС адаптивным линейным эквалайзером при разном числе элементов (равном количеству отсчетов импульсной характеристики КС) в линии задержки устройства.

Таблица 2

Результаты восстановления 4-QAM сигнала адаптивным линейным эквалайзером

Число элементов задержки	$\varepsilon_C$	$\varepsilon_{L_2}$
3	0.6010	0.0039
5	0.3720	0.0027
11	0.3676	0.0026

Из сравнения данных табл. 1 и табл. 2 видно, что

- некаузальный стационарный (при  $M \geq 11$ ) и адаптивный линейные эквалайзеры дают одинаковую среднеквадратичную погрешность восстановления сигнала,

- в равномерной метрике адаптивная обработка обеспечивает более высокую точность выравнивания КС.

Результаты восстановления 4-QAM сигнала синтезированными НЭ представлены на рис. 8, 9. В процессе синтеза НЭ установлено, что четные степенные составляющие полиномиальной модели (7) не влияют на точность аппроксимации оператора эквалайзера, поэтому в указанной модели учитывались составляющие лишь нечетных степеней.

На рис. 8, а, б показаны соответственно зависимости погрешностей  $\varepsilon_C$  и  $\varepsilon_{L_2}$  от степени  $Q$  полиномиальной модели (7) НЭ. Кривые 1 построены при числе щепок  $M = 3$ , кривые 2 – при  $M = 5$ . В табл. 3 указано количество параметров  $\xi$  полиномиальной модели (7) при разной степени

$Q$  (с учетом составляющих лишь нечетных степеней) и разной длине вектора расщепленных сигналов.

Таблица 3

Количество параметров полиномиальной модели НЭ

Степень полинома $Q$	Число щепок $M$	Число параметров $\xi$
1	3	6
	5	10
3	3	62
	5	230
5	3	314
	5	2232

На рис. 9, а, б, в показаны выходные сигналы  $\tilde{x}(m)$  НЭ (крестики) и погрешность  $\hat{\varepsilon}(m)$  (точки) при  $m \in [62, 771]$  и следующих переменных модели (7) НЭ:  $Q=3, M=3$ ;  $Q=3, M=5$ ;  $Q=5, M=3$  соответственно.

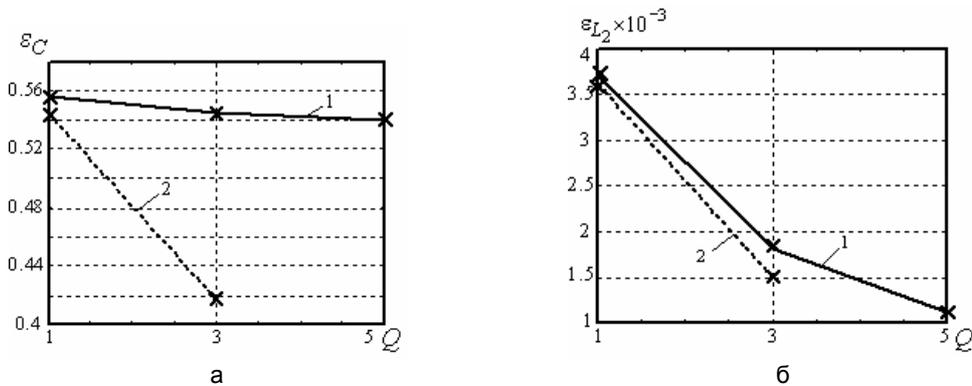


Рис. 8

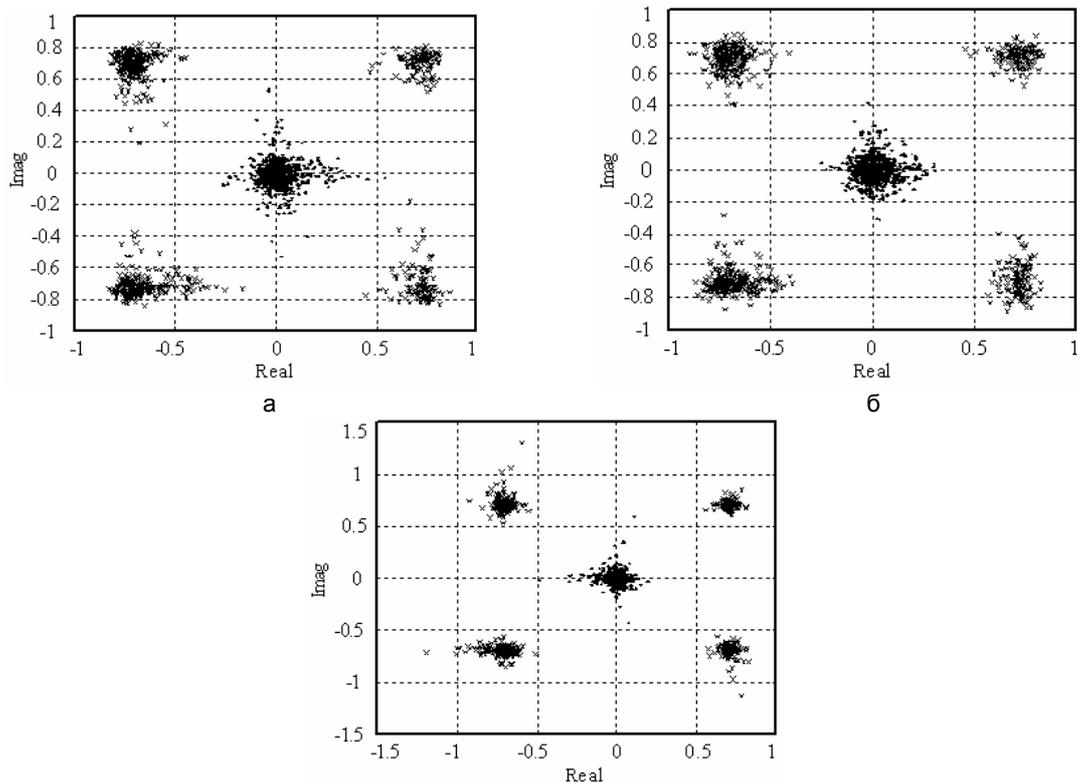


Рис. 9

Из анализа рис. 8, 9 и табл. 2 следует:

• точность восстановления сигнала возрастает с увеличением степени полиномиальной модели (7) эквалайзера. Эквалайзер даже с малой нелинейностью ( $Q=3$ ) и небольшим числом щепок  $M=3$  дает меньшую среднеквадратичную погрешность ( $\varepsilon_{L_2} = 0.0018$ , рис. 8, б и рис. 9, а), чем стационарный линейный эквалайзер с  $M=11$  ( $\varepsilon_{L_2} = 0.0026$ , табл. 1 и рис. 7, б) и адаптивный линейный эквалайзер ( $\varepsilon_{L_2} = 0.0026$ , табл. 2);

• погрешность выравнивания КС уменьшается (причем, равномерная погрешность значительно, рис. 8, а) при увеличении числа расщепленных сигналов в модели (7) НЭ. Однако, такое увеличение неизбежно ведет к существенному росту размерности задачи аппроксимации оператора НЭ (табл. 3) и, как следствие, к появлению проблемы плохой обусловленности и шумов арифметики.

### Заключение

В статье рассмотрена методика синтеза нелинейного стационарного эквалайзера на основе метода расщепления для борьбы со случайными флуктуациями сигналов в релейском частотно-селективном КС.

Показано, что НЭ с моделью в виде многомерного полинома расщепленных сигналов (7) дает меньшую погрешность обработки, чем стационарный и адаптивный линейные эквалайзеры. Модель (7) содержит линейно-входящие параметры, поэтому при решении задачи аппроксимации (6) определяются глобально оптимальные параметры НЭ. Точность выравнивания КС можно повысить, увеличив степень полиномиальной модели (7) эквалайзера.

Поскольку релейский КС представлен многолучевым низкочастотным некаузальным фильтром, целесообразно НЭ синтезировать также некаузальным. Некаузальный эквалайзер восстанавливает сигнал более точно по сравнению с каузальным.

### Литература

1. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений.— М.: Изд-во «Советское радио», 1970.
2. Прокис Дж. Цифровая связь / Пер. с англ.; Под ред. Д.Д. Кловского.— М.: Радио и связь, 2000.
3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение.— М.: Издательский дом «Вильямс», 2003.
4. Дьяконов В. П. MATLAB 6/6.1/6.5 + Simulink 4/5 в математике и моделировании. Полное руководство пользователя. — М.: СОЛОН-Пресс, 2003.
5. Fechtel S.A. A novel approach to modeling and efficient simulation of frequency-selective fading radio channels // IEEE Journal on selected areas in communications.— 1993.— Vol. 11, № 3.— P.422–431.
6. Соловьева Е. Б. Компенсация нелинейных искажений сигналов в каналах связи методом расщепления // Цифровая обработка сигналов.— 2005.— №4.— С. 2–8.
7. Основы цифровой обработки сигналов: Курс лекций / А. И. Солонина, Д. А. Улахович, С. М. Арбузов, Е. Б. Соловьева / Изд. 2-е испр. и перераб. — СПб.: БХВ-Петербург, 2005.
8. Mathews V. J., Sicuranza G. L. Polynomial signal processing. — New York: John Wiley & Sons, 2000.
9. Ланнэ А. А. Нелинейные динамические системы: синтез, оптимизация, идентификация.— Л.: ВАС, 1985.
10. Ланнэ А. А. Нейронные цепи, тринадцатая проблема Гильберта и задачи обработки сигналов // Вестник молодых ученых. Технические науки.— 2001.— №2.— С.3–26.

### Уважаемые коллеги!

*Предлагаем вам принять участие в формировании тематических выпусков журнала «Цифровая обработка сигналов» и размещению рекламы продукции (услуг) Вашей фирмы на его страницах. В случае положительного решения просим представить в редакцию журнала Ваши предложения по плановому размещению информационных материалов и макет рекламы продукции (услуг) Вашей фирмы с указанием желаемого её месторасположения: обложка ( 2-я, 3-я или 4-я стр. ), цветная внутренняя полоса (объем полосы).*

В 2008 году планируется выпуск 4-х номеров журнала (тираж до 1000 экз. ). Журнал будет распространяться по подписке через агентство «Роспечат» в России, СНГ и странах Балтии ( индекс 82185 ), а также на Выставках: «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA'2008», «ExpoElectronica», «СвязьЭкспокомм», «ЭЛЕКТРОНИКА: компоненты, оборудование, технологии» ( г. Москва ) и др.

Размещение рекламы Вашей фирмы на страницах журнала «Цифровая обработка сигналов» на плановой основе ( не менее 2-х рекламных полос в течение года ) предоставит Вам следующие возможности и права:

1. Первоочередное право расположения рекламных материалов на всех обложках (кроме 1-й) и страницах журнала.
2. Публикация представленных Вами рабочих (рекламных) материалов (статей) объемом до 6 полос в каждом очередном номере ( в счет оплаченной рекламы ).
3. Установка баннера Вашего сайта ( или логотипа вашей организации ) на 1-й странице сайта журнала «Цифровая обработка сигналов» ([www.dspra.ru](http://www.dspra.ru)) в течение всего года, что привлечет внимание к продукции (услугам) Вашей фирмы новых участников на рынке DSP-технологий (ежедневно фиксируется от 50 до 100 посещений сайта [www.dspra.ru](http://www.dspra.ru)).
4. Предоставление до 20 экз. очередного номера журнала в счет оплаченной рекламы.

Ориентировочная стоимость рекламных услуг:

4-я (внешняя) страница цветной обложки - 1000 у.е.  
2-я страница цветной обложки - 700 у.е.  
3-я страница цветной обложки - 600 у.е.  
цветная внутренняя полоса - 500 у.е.  
1/2 цветной внутренней полосы - 250 у.е.

Ждем Ваших предложений.

С наилучшими пожеланиями, зам. главного редактора  
д.т.н., профессор Витязев Владимир Викторович

Предложения прошу направлять по адресу: E-mail: [tor@rgta.ryazan.ru](mailto:tor@rgta.ryazan.ru)

УДК 621.396

## НЕЛИНЕЙНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ МНОГОУРОВНЕВЫХ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ С ПОВЫШЕННОЙ КОНФИДЕНЦИАЛЬНОСТЬЮ

Прозоров Д.Е., Чащин А.А.

### Введение

Развитие микроэлектроники привело к широкому внедрению цифровых технологий при передаче и обработке информации в радиотехнических и телеметрических системах передачи информации (СПИ). Цифровизация СПИ и быстрый рост их количества выявили ряд проблем, связанных с необходимостью обеспечения высокой помехоустойчивости средств связи и защищенности передаваемой по каналам связи информации от несанкционированного доступа. В условиях организованных и непреднамеренных помех, многолучевого распространения радиоволн в адресных системах связи с многостанционным доступом, перечисленные требования могут быть достигнуты при использовании в СПИ шумоподобных сигналов (ШПС) [1,2].

Известно, что помехоустойчивость СПИ с ШПС определяется базой используемых сигналов, в то время как их структурная и информационная скрытность зависит от метода модуляции и особенностей формирования псевдослучайных последовательностей (ПСП), применяемых для формирования сигнала. При этом одним из наиболее важных параметров, определяющих структурную сложность сигнала, является «мощность» ансамбля ПСП (число возможных сигналов данного класса).

Для формирования ШПС используется большое число двоичных линейных и нелинейных ПСП. Широко применяются М-последовательности. При простоте генерации и хороших спектрально-корреляционных свойствах они имеют и существенный недостаток: низкую структурную скрытность, позволяющую при безошибочном приеме  $2m$  символов, где  $m$  – степень порождающего полинома последовательности, выявить структуру ПСП. Более высокой структурной скрытностью обладают нелинейные двоичные кодовые последовательности. Практически неограниченный ансамбль сигналов позволяют образовать хаотические последовательности [3]. К недостаткам последних можно отнести сложность синхронизации и возможность эффективной работы только при сравнительно больших отношениях сигнал/шум.

В то же время мало исследованы ШПС, формируемые на основе линейных рекуррентных последовательностей максимального периода (МЛРП) с произвольным основанием ПСП [1]. Многоуровневые МЛРП образуют существенно более широкий ансамбль кодовых последовательностей по сравнению с бинарными рекуррентными последовательностями максимального периода, что с учетом простоты формирования и других положи-

*Получен оптимальный алгоритм нелинейной фильтрации дискретного параметра многоуровневых ШПС, синтезировано устройство быстрого поиска ШПС. Предложенный алгоритм фильтрации может быть реализован в интегральном исполнении на современной элементной базе и использован в системах с повышенной конфиденциальностью передачи информации, применяющих многоуровневые ШПС на основе линейных рекуррентных последовательностей максимального периода.*

тельных свойств МЛРП позволяет рекомендовать их применение в СПИ с защищенными каналами связи.

Известные методы поиска ШПС основаны на применении активных (корреляторы) или пассивных согласованных фильтров [1,4]. При поиске сигналов с большой базой они требуют значительных временных или аппаратных затрат. Наибольший интерес для практики представляют методы поиска, требующие для своей реализации минимальных технических и временных ресурсов.

В данной статье получен оптимальный алгоритм нелинейной фильтрации дискретного параметра ШПС и синтезировано устройство быстрого поиска многоуровневых ШПС.

### Уравнение фильтрации дискретного параметра ШПС

Будем полагать, что на входе приемного устройства (ПУ) в каждом такте работы системы  $k=1,2,\dots$  на интервале  $T = t_{(k+1)} - t_{(k)}$  наблюдается аддитивная смесь сигнала и шума  $x(t) = s(\mu_k) + n(t)$ , где  $s(\mu_k)$  – элементарный радиоимпульс ШПС, дискретный параметр которого  $\mu_k$  (манипулированная частота, фаза и т.д.) в соответствии с правилом кодирования линейной рекуррентной последовательности максимального периода (МЛРП), принимает одно из  $q$  возможных значений  $M_i$ ,  $i = \overline{1, q}$ ;  $n(t)$  – реализация белого гауссовского шума с нулевым средним и дисперсией  $\sigma_n^2$ .

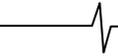
Необходимо синтезировать алгоритм и структуру приемного устройства ШПС, сформированного на основе МЛРП с произвольным основанием.

Будем считать, что последовательность значений дискретного параметра  $\mu_k$  представляет собой цепь Маркова с  $q$  значениями и условными вероятностями  $\pi_{ij}$  смены значений в  $(k+1)$ -м такте [5]:

$$\pi_{ij} = \pi(\mu_{k+1} = M_j | \hat{\mu}_k = M_i), \quad i, j = \overline{1, q}$$

Матрицу вероятностей перехода (МВП)  $\pi_{ij}$  от значения  $\mu_k$  к значению  $\mu_{k+1}$  можно представить в виде:

$$\|\pi_{ij}\|_{q \times q} = \begin{pmatrix} \pi_{11} & \dots & \pi_{1q} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \pi_{q1} & \dots & \pi_{qq} \end{pmatrix}. \quad (1)$$



Тогда уравнение для апостериорной плотности вероятности  $p_{k+1}^{ac}(\mu_{k+1})$  значений дискретного параметра искомого ШПС в  $(k+1)$ -м такте можно записать в виде [6]

$$p_{k+1}^{ac}(\mu_{k+1}) = c \times \exp\{f(\mu_{k+1})\} \int p_k^{ac}(\hat{\mu}_k) w(\mu_{k+1} | \hat{\mu}_k) d\hat{\mu}_k \quad (2)$$

где  $c$  – коэффициент нормировки,  $f(\mu_{k+1})$  – логарифм функции правдоподобия параметра  $\mu_{k+1}$ ,  $w(\mu_{k+1} | \hat{\mu}_k)$  – плотность вероятности перехода от значения  $\hat{\mu}_k$  к  $\mu_{k+1}$  на  $(k+1)$ -м такте.

Представим в (2) апостериорные плотности вероятности и плотность вероятности перехода в виде:

$$p_k^{ac}(\hat{\mu}_k) = \sum_{i=1}^q p_{i(k)} \delta(\hat{\mu}_k - M_i), \quad (3)$$

$$p_{k+1}^{ac}(\mu_{k+1}) = \sum_{j=1}^q p_{j(k+1)} \delta(\mu_{k+1} - M_j), \quad (4)$$

$$w(\mu_{k+1} | \hat{\mu}_k) = \sum_{j=1}^q \pi_{ij} \delta(\mu_{k+1} - M_j), \quad (5)$$

где  $p_{i(k)}$ ,  $p_{j(k+1)}$  – апостериорные вероятности значений параметра  $\mu_k$  в  $k$ -м и  $(k+1)$ -м такте соответственно;  $\pi_{ij}$  – вероятности перехода от значения  $\hat{\mu}_k = M_i$  в  $k$ -м такте к значению  $\mu_{k+1} = M_j$  в  $(k+1)$ -м такте,  $\delta(\cdot)$  – дельта функция.

Подставив уравнения (3), (4), (5) в (2) и проинтегрировав результат, получим систему рекуррентных уравнений для финальной апостериорной вероятности дискретного параметра ШПС:

$$p_{j(k+1)} = c \times \exp\{f_{k+1}(M_j)\} \sum_{i=1}^q p_{i(k)} \pi_{ij}, \quad (6)$$

где  $j = \overline{1, q}$ ;  $f_{k+1}(M_j) = f(\mu_{k+1} = M_j)$ .

Уравнения (6) являются основой для синтеза приемных устройств фильтрации ШПС, построенных на МЛРП с произвольным основанием.

### Синтез приемного устройства ШПС

Для удобства различения значений дискретного параметра переведем уравнение (6) в аддитивную форму. Для этого разделим каждое  $j$ -е уравнение в (6) на последнее ( $j = q$ ) уравнение и, прологарифмировав обе части результата, получим

$$u_{1(k+1)} = [f_{k+1}(M_1) - f_{k+1}(M_q)] + \hat{u}_{1(k)} + z_{1(k)},$$

$$\dots\dots\dots$$

$$u_{j(k+1)} = [f_{k+1}(M_j) - f_{k+1}(M_q)] + \hat{u}_{j(k)} + z_{j(k)}, \quad (7)$$

$$\dots\dots\dots$$

$$u_{(q-1)(k+1)} = [f_{k+1}(M_{(q-1)}) - f_{k+1}(M_q)] + \hat{u}_{(q-1)(k)} + z_{(q-1)(k)},$$

где  $j = \overline{1, (q-1)}$ ,

$$z_{j(k)} = \ln \left[ \frac{\sum_{i=1, i \neq j}^{q-1} \{ \exp(\hat{u}_{i(k)} - \hat{u}_{j(k)}) \pi_{ij} \} + \pi_{qj} \exp(-\hat{u}_{j(k)}) + \pi_{jj}}{\sum_{i=1}^{q-1} \{ \exp(\hat{u}_{i(k)}) \pi_{iq} \} + \pi_{qq}} \right], \quad (8)$$

где  $u_{j(k+1)} = \ln(p_{j(k+1)} / p_{q(k+1)})$  – логарифм отношения апостериорных вероятностей значений дискретного

параметра  $\mu_{k+1}$ ,  $\hat{u}_{j(k)}$  – оценка напряжения  $u_{j(k+1)}$  в  $k$ -м такте, которая при отсутствии шума совпадает с  $u_{j(k+1)}$ . Оценка  $\hat{u}_{j(k)}$  для  $j$ -го канала нелинейного фильтра формируется следующим образом:

$$\hat{u}_{j(k)} = \begin{cases} |u_{v(k)}|, & \hat{\mu}_k = M_j, \\ 0, & \hat{\mu}_k \neq M_j, \hat{\mu}_k \neq M_q, \\ -|u_{v(k)}|, & \hat{\mu}_k = M_q, \end{cases} \quad (9)$$

где  $j = \overline{1, (q-1)}$ ,

$$|u_{v(k)}| = \begin{cases} |u_{j(k+1)}|, & \hat{\mu}_k = M_j, \\ \left| \langle u_{i(k+1)} \rangle_{i=\overline{1, q-1}} \right|, & \hat{\mu}_k = M_q, \end{cases} \quad (10)$$

$\langle \cdot \rangle$  – операция усреднения.

В частном случае вырожденной цепи Маркова, когда  $\pi_{ii} = 1$ , функция  $z_{j(k)} = 0$ , и система уравнений (7) принимает вид:

$$u_{1(k+1)} = [f_{k+1}(M_1) - f_{k+1}(M_q)] + \hat{u}_{1(k)},$$

$$u_{2(k+1)} = [f_{k+1}(M_2) - f_{k+1}(M_q)] + \hat{u}_{2(k)},$$

$$\dots\dots\dots$$

$$u_{(q-1)(k+1)} = [f_{k+1}(M_{(q-1)}) - f_{k+1}(M_q)] + \hat{u}_{j(k)}, \quad (11)$$

т.е. осуществляется «чистое» накопление ШПС.

Примем в качестве критерия различения значений дискретного параметра  $\mu_{k+1} = \{M_1, \dots, M_q\}$  критерий максимума логарифма отношения апостериорных вероятностей  $u_{j(k+1)}$ ,  $j = \overline{1, (q-1)}$ :

$$\mu_{k+1} = \begin{cases} M_v, & u_{v(k+1)} \geq 0, \\ M_q, & u_{v(k+1)} < 0, \end{cases} \quad (12)$$

где  $u_{v(k+1)} = \max \{ u_{1(k+1)}, \dots, u_{v(k+1)}, \dots, u_{(q-1)(k+1)} \}$ ;

индекс  $v = \overline{1, (q-1)}$  относится к каналу выделения дискретного параметра  $\mu_{k+1}$ .

Обобщенная структура ПУ с оптимальным нелинейным фильтром, реализующая алгоритм (7) и критерий (12), представлена на рис. 1. Устройство состоит из дискриминатора с  $(q-1)$  выходами, формирующего разности логарифмов функций правдоподобия  $f(M_j) - f(M_q)$ , и нелинейного фильтра (НФ) с  $(q-1)$  каналами. В структуре каждого канала НФ содержатся блок вычисления нелинейной функции (БНФ)  $z_{j(k)}$ ; сумматор ( $\Sigma$ ); решающее устройство (РУ), определяющее текущий символ ПСП; регистр сдвига (РС)  $m$ -значной комбинации символов и блок формирования оценки (БФО) значения ПСП.

Особенностью описанных ранее алгоритмов нелинейной фильтрации двоичных и многоуровневых ШПС является наличие нелинейной функции, которая содержит в себе априорные сведения о статистике фильтруемого процесса, заложенные в значениях элементов матрицы переходных вероятностей  $\pi_{ij}$ . В ряде

случаев выражение (8) для нелинейной функции, входящей в состав алгоритма фильтрации(7), можно упростить. В частном случае, когда матрица является единичной ( $\pi_{ii} = 1$ ), алгоритм (7) становится линейным и описывается уравнениями (11). В общем случае элементы матрицы переходных вероятностей могут принимать произвольные значения. Рассмотрим вариант, когда элементы  $\pi_{ij}$  заданы следующим образом:

$$\pi_{ij} = (1 - \pi_{ii}) / (q - 1), (i \neq j); i, j = \overline{1, q}. \quad (13)$$

Тогда с учетом (13) и (9) выражение (8) после некоторых преобразований можно упростить:

$$z_{j(k)} = \text{sign}(\hat{u}_{j(k)}) \times \ln \left[ \frac{\pi_{ii} + \pi_{ij} (q - 1) \exp(-|u_{v(k)}|)}{\pi_{ii} + \pi_{ij} [(q - 2) + \exp(|u_{v(k)}|)]} \right], \quad i \neq j, \quad (14)$$

где  $\text{sign}(\hat{u}_{j(k)})$  – знак, вычисляемый согласно условию (9); значение  $|u_{v(k)}|$  формируется согласно (10).

Обобщенная структура модифицированного ПУ быстрого поиска, реализующая алгоритм (7) с нелинейной функцией (14), представлена на рис. 2.

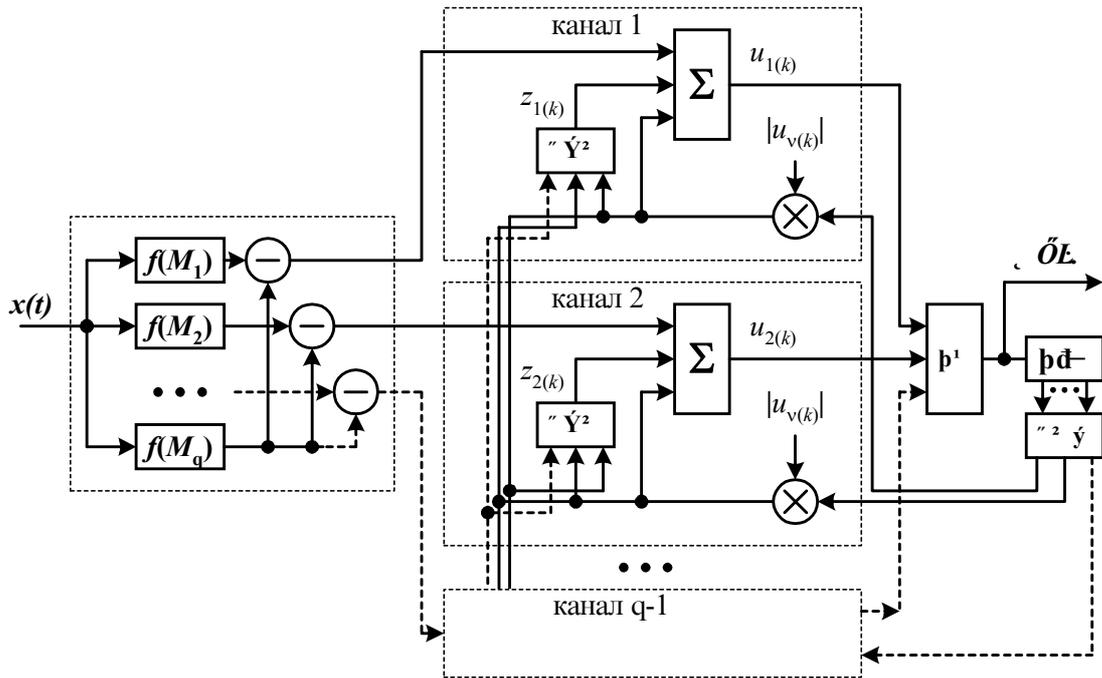


Рис. 1.

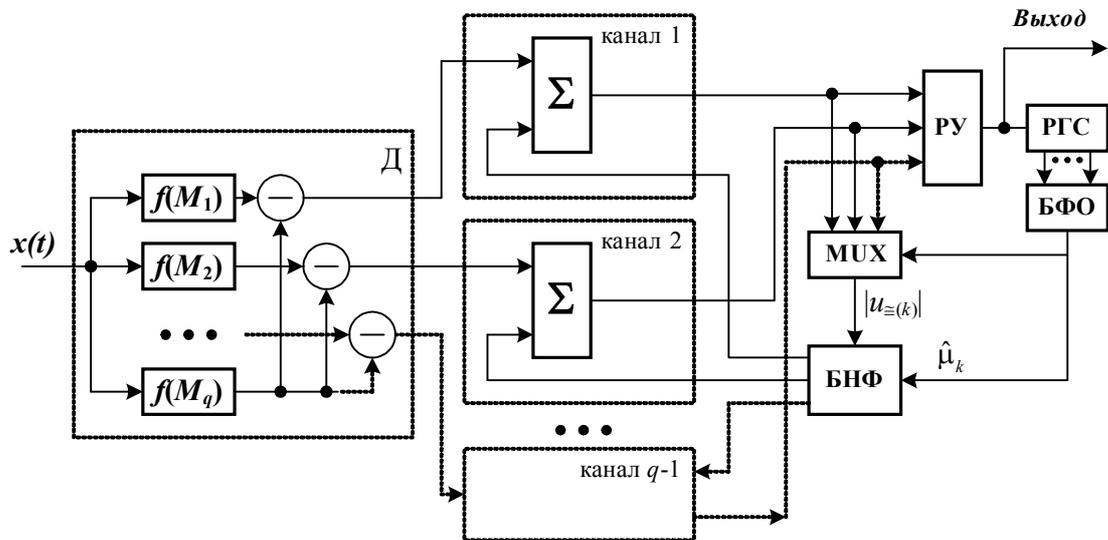
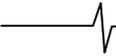


Рис. 2.



В отличие от структуры рис. 1 в модифицированном ПУ (рис. 2) присутствует единственный блок БНФ с  $(q-1)$  выходами. Значения сигналов на выходах БНФ отличаются лишь знаком, поскольку модуль нелинейной функции  $z_{j(k)}$  (14) одинаков для всех каналов ПУ. Мультиплексор (MUX) предназначен для выбора  $|u_{v(k)}|$ .

В качестве примера синтезируем структуру ПУ ШПС, построенного на основе МЛРП с тремя значениями  $(q=3)$ , и сформированными по рекуррентному правилу символами

$$a_k = (2a_{k-1} + a_{k-3}) \bmod 3. \quad (15)$$

Система уравнений фильтрации (7) дискретного параметра ШПС в этом случае принимает вид:

$$u_{1(k+1)} = [f_{k+1}(M_1) - f_{k+1}(M_3)] + \hat{u}_{1(k)} + \ln \left( \frac{\pi_{11} + \pi_{21} \exp(\hat{u}_{2(k)} - \hat{u}_{1(k)}) + \pi_{31} \exp(-\hat{u}_1)}{\pi_{33} + \pi_{13} \exp(\hat{u}_{1(k)}) + \pi_{23} \exp(\hat{u}_{2(k)})} \right) \quad (16)$$

$$u_{2(k+1)} = [f_{k+1}(M_2) - f_{k+1}(M_3)] + \hat{u}_{2(k)} + \ln \left( \frac{\pi_{22} + \pi_{12} \exp(\hat{u}_{1(k)} - \hat{u}_{2(k)}) + \pi_{32} \exp(-\hat{u}_{2(k)})}{\pi_{33} + \pi_{13} \exp(\hat{u}_{1(k)}) + \pi_{23} \exp(\hat{u}_{2(k)})} \right)$$

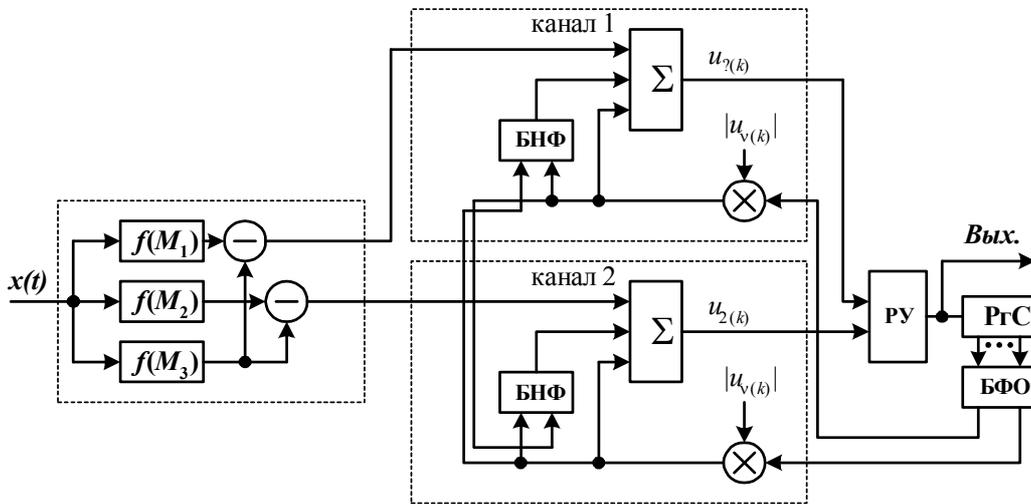


Рис. 3.

Оценка  $(k+1)$ -го символа ПСП  $\hat{a}_k$  и дискретного параметра ШПС  $\hat{\mu}_k$  формируется блоком формирования оценки БФО по правилу (15).

Структура ПУ, реализующего уравнения (16), представлена на рис. 3. В ПУ (рис. 3) решающее устройство (РУ) определяет значение дискретного параметра отфильтрованного сигнала на основании критерия (12).

Наиболее распространенным подклассом МЛРП являются М-последовательности (МЛРП с основанием  $q=2$ ). Система (7) для фильтрации дискретного параметра ШПС, сформированных на М-последовательностях, вырождается в одно уравнение:

$$u_{k+1} = [f_{k+1}(M_1) - f_{k+1}(M_2)] + \hat{u}_k + z_k(\cdot), \quad (17)$$

где  $u_{k+1} = \ln(p_{1(k+1)} / p_{2(k+1)})$  – логарифм отношения апостериорных вероятностей значений дискретного параметра;  $\hat{u}_k$  – оценка  $u_{k+1}$ , сформированная в ПУ на основе модуля  $|u_k|$  и знака  $sign(\hat{\mu}_k)$  в  $k$ -м такте согласно (18), которая при отсутствии шума совпадает с  $u_{k+1}$ ;

$$\hat{u}_k = sign(\hat{\mu}_k) |u_k|, \quad (18)$$

нелинейная функция  $z_k$  описывается уравнением

$$z_k = \ln \left( \frac{\pi_{11} + \pi_{21} \exp(-\hat{u}_k)}{\pi_{22} + \pi_{12} \exp(\hat{u}_k)} \right), i, j = 1, 2.$$

Представление  $\hat{u}_k$  в форме (18) связано с тем, что знак  $\hat{u}_k$  определяется  $m$ -значной комбинацией символов, записанных в регистре сдвига генератора опорной ПСП.

При  $\pi_{ii} = 1, (i = 1, 2)$   $z_k = 0$ , и уравнение (7) принимает вид

$$u_{k+1} = [f_{k+1}(M_1) - f_{k+1}(M_2)] + \hat{u}_k,$$

аналогичный по форме уравнениям (11).

Структура ПУ двоичных ШПС, реализующая алгоритм (17), представлена на рис. 4.

ПУ (рис. 4) состоит из синхронного детектора, формирующего разность функций правдоподобия  $f(M_1) - f(M_2)$ ; нелинейного фильтра (НФ), включающего в себя сумматор ( $\Sigma$ ), регистр сдвига (РГС)  $m$ -значной комбинации символов и регистр для хранения  $|u_k|$ , блока формирования оценки  $\hat{\mu}_k$  (БФО), блока вычисления нелинейной функции  $z_k$  (БНФ) и решающего устройства (РУ).

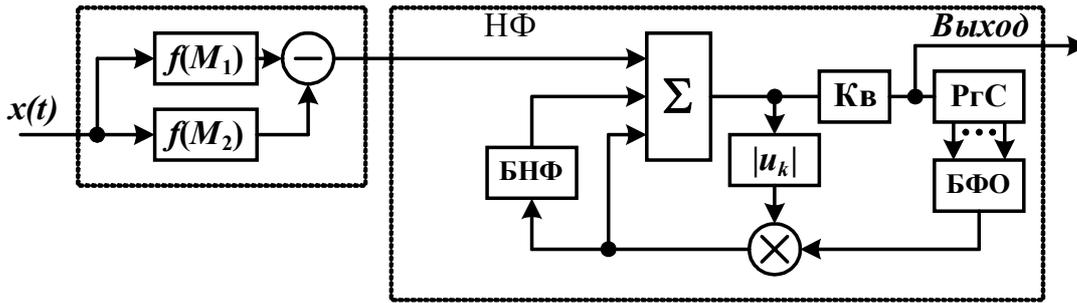


Рис. 4.

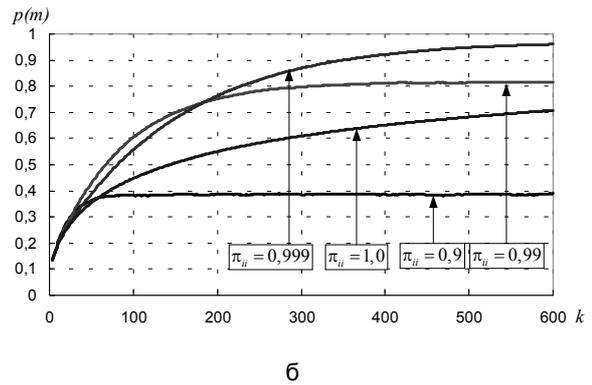
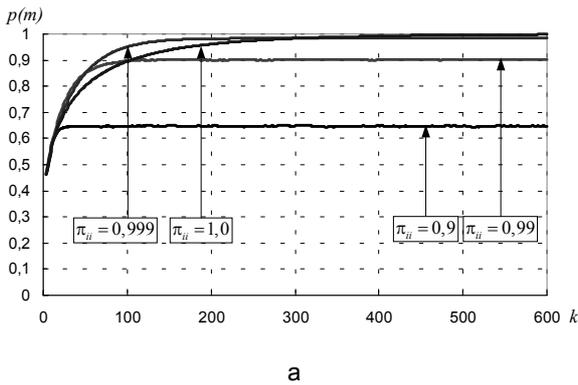


Рис. 5.

**Анализ помехоустойчивости приемного устройства**

Оценки вероятности  $p(m)$  правильного распознавания ШПС при отношении сигнал/шум (по мощности) на входе ПУ  $\rho_3^2 = -3 \text{ дБ}$  и различных основаниях МЛРП приведены на рис. 5 а,б. Результаты получены численным моделированием алгоритма (7) для частных случаев приема ШПС с правилами кодирования МЛРП:  $a_k = (a_{k-2} + a_{k-3}) \text{ mod } 2$  (рис.5,а) и  $a_k = (a_{k-2} + 2a_{k-3}) \text{ mod } 5$  (рис. 5,б).

Анализ результатов (рис. 5 а,б) показывает, что в случае оптимального приема ШПС ( $\pi_{ii} = 1$ ) вероятность правильного распознавания  $p(m)$  на всем интервале фильтрации медленно нарастает и стремится к  $p(m) \rightarrow 1$  при  $k \rightarrow \infty$ . При значениях элементов МВП близких, но не равных единице (например  $\pi_{ii} = 0,999$ ) вероятность правильного распознавания  $p(m)$  резко возрастает на начальных тактах фильтрации и затем стремится к установившемуся значению, зависящему от  $\pi_{ii}$ , что позволяет повысить помехоустойчивость ПУ при малых интервалах накопления ШПС. С увеличением числа значений дискретного параметра ШПС  $q$  возрастает структурная сложность сигнала и информационная скрытность канала связи, но уменьшается вероятность правильного распознавания ШПС.

Таким образом, представление МЛРП сложными цепями Маркова с несколькими значениями ( $q \geq 2$ ) позволило синтезировать структуры ПУ для быстрого поиска ШПС, построенных на МЛРП с произвольным

основанием  $q$ . ПУ могут быть легко реализованы в интегральном исполнении на современной элементной базе и использованы в СПИ с повышенной конфиденциальностью передачи информации, использующих многоуровневые ШПС на основе МЛРП с  $q \geq 2$ .

**Литература**

1. Амиантов И.Н. Избранные вопросы статистической теории связи. - М.: Сов. радио, 1971, - 416 с.
2. Адресные системы управления и связи. Вопросы оптимизации / Г.И.Тузов, Ю.Ф.Урядников, В.И.Прытков и др.; Под ред. Г.И.Тузова. – М.: Радио и связь, 1993. – 384 с.
3. А.С. Дмитриев, А.И.Панас, С.О. Старков. Динамический хаос как парадигма современных систем связи // Успехи современной радиоэлектроники. - 1997. - №10. – С.4 – 26.
4. Rappoport S.S., Griego D.M. Spread-spectrum signal acquisition: methods and technology/ IEEE Communications Magazine, 1984, V.22, #6, p.6-21.
5. Цифровые методы в космической связи/ Под ред. С.Голомба. Пер. с англ./ Под ред. В.И.Шляпоберского. - М.: Связь, 1969.- 272 с.
6. Петров Е.П., Прозоров Д.Е. Синтез устройств быстрого поиска шумоподобных сигналов, сформированных на многозначных рекуррентных последовательностях максимального периода // Радиотехника и электроника. - 2005. - Т. 50, №10. - С. 1281-1286.

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ БПФ ДЛЯ ОЦЕНИВАНИЯ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ ФМ СИГНАЛОВ В ДЕМОДУЛЯТОРАХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

Брусин Е.А.

### Введение

Основной особенностью спутниковых систем связи является работа в канале с крайне низкой энергетикой (на практике интерес вызывает диапазон отношения  $E_b/N_0$  от 0 до 12 дБ). Низкая энергетика канала обуславливает требование малых энергетических потерь и когерентную обработку сигнала в демодуляторе. Широкое применение в модемах систем спутниковой связи находят три типа фазовой модуляции: двухпозиционная – ФМ-2, четырехпозиционная – ФМ-4 и восьмипозиционная – ФМ-8.

Основные характеристики передающих частей спутниковых модемов стандартизированы. Поэтому для спутниковых систем связи наибольший интерес представляет разработка оптимальных (или близких к оптимальным) алгоритмов демодуляции сигнала. При разработке алгоритмов демодуляции особую значимость приобретают проблемы синхронизации. В современных системах спутниковой связи широко используются частотное разделение каналов и относительно низкоскоростные сигналы. Как следствие, частотная неопределенность принимаемого сигнала по несущей частоте может быть соизмерима с тактовой частотой передаваемой информации. Поэтому ключевую роль при решении задачи синхронизации играет оценивание несущей частоты принимаемого сигнала.

Для когерентной демодуляции ФМ сигнала с энергетическими потерями порядка 0,1 дБ дисперсия оценки несущей частоты принимаемого сигнала должна удовлетворять следующему условию [1]:

$$\sigma_c^2 T^2 < 5 \cdot 10^{-6} \quad (1)$$

где  $\sigma_c^2$  – дисперсия оценки несущей частоты принимаемого сигнала;  $T$  – длительность элементарной посылки сигнала.

Системы с частотным разделением каналов характеризуются еще одной особенностью – наличием дополнительных мешающих воздействий, так называемых «соседних каналов» – сигналов с тем же типом модуляции и той же скоростью передачи, что и сигнал в основном канале передачи информации. Смещение «соседних каналов» по несущей частоте может составлять величину  $\pm 1,4/T$ , при этом «соседние каналы» могут превышать по уровню сигнал основного канала [2, 3].

В настоящее время опубликовано достаточно много работ, посвященных проблемам оценивания несущей

*Предложен двухэтапный алгоритм оценивания несущей частоты фазомодулированных сигналов, учитывающий специфику спутникового канала связи, включая наличие «соседних каналов». Приведены аналитические выражения для границ оценивания. Исследована эффективность получаемых оценок методом математического моделирования. Предложенные процедуры оценивания были реализованы на основе БПФ. Результаты моделирования показали, что алгоритм оценивания несущей частоты ФМ сигнала обеспечивает дисперсии оценок, близкие к соответствующим теоретическим границам, независимо от наличия или отсутствия «соседних каналов».*

частоты ФМ сигнала. Но известные работы не учитывают в полной мере характерные особенности спутникового канала как по энергетике, так и по частотной неопределенности принимаемого сигнала. Влияние «соседних каналов» на процедуры синхронизации в известных работах, как правило, не рассматривается. В работе [4] предложен метод оценивания несущей частоты ФМ сигнала в спутниковом канале, учитывающий влияния упомянутых здесь мешающих воздействий. Однако сам алгоритм оценивания и особенности его реализации не были представлены в кратком изложении результатов проведенных исследований.

Таким образом, можно констатировать, что проблема разработки алгоритма оценивания несущей частоты ФМ сигнала в спутниковом канале является весьма актуальной.

Особый интерес вызывает реализация алгоритмов оценивания на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ). Это обусловлено, во-первых, наличием развитого математического аппарата ортогональных преобразований сигнала, во-вторых, широким выбором устройств, реализующих процедуры преобразования Фурье в реальном времени. Вместе с тем решение проблемы реализации алгоритмов оценивания несущей частоты ФМ сигнала с использованием БПФ практически не освещены в литературе.

Целью настоящей работы является разработка алгоритма оценивания несущей частоты ФМ сигнала, который бы учитывал описанную специфику спутникового канала, обеспечивая необходимую точность оценивания, и реализация предложенного алгоритма с помощью БПФ. При этом под количественной мерой качества оценивания будем понимать дисперсию оценки несущей частоты принимаемого сигнала.

### Разработка алгоритма оценивания

Рассмотрим математическую модель комплексной огибающей принимаемого сигнала  $z(t)$ , заданную на интервале наблюдения  $T_0$  в следующей форме:

$$z(t) = s(t) + w(t),$$

где  $s(t) = e^{j(2\pi\nu t + \varphi)} \sum_k d_k h(t - kT - \tau)$  – информационная составляющая принимаемого сигнала;  $\nu$  – смещение несущей частоты принимаемого сигнала относительно номинального значения;  $\varphi$  – начальная фаза принимаемого сигнала;  $\tau$  – задержка сигнала в канале;  $w(t) = w_R(t) + jw_I(t)$  – комплексный аддитивный шум, где  $w_I(t)$  и  $w_R(t)$  являются независимыми гауссовскими процессами, которые характеризуются равномерной спектральной плотностью мощности, одинаковой для обоих процессов;  $d_k$  – элемент комплексного вектора передаваемых данных  $\mathbf{d} = \{d_0, d_1, d_2, \dots, d_{K-1}\}$ , для фазовых методов модуляции  $d_k = e^{j\gamma_k}$ ,

$$\gamma_k = \{0, 2\pi/M_\varphi, \dots, 2\pi(M_\varphi - 1)/M_\varphi\},$$

здесь  $M_\varphi$  – объем алфавита сигналов;  $K = T_0/T$  – интервал наблюдения  $T_0$ , выраженный в числе тактовых интервалов  $T$ ;  $h(t)$  – импульсная характеристика фильтра, формирующего сигнал.

Фильтр, формирующий сигнала, предназначен для эффективного использования заданной полосы канала при минимизации межсимвольной интерференции. Импульсная характеристика данного фильтра соответствует импульсной характеристике фильтра Найквиста, т. е. удовлетворяет условию:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} h(t) \cdot h(t - mT) dt = \begin{cases} 1 & m = 0; \\ 0 & m \neq 0. \end{cases}$$

Для амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра  $H(f)$  можно записать

$$H(f) = \begin{cases} \sqrt{T} \cos \left[ \frac{\pi}{4\alpha} (|2fT| - 1 + \alpha) \right], & |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T}; \\ 0 & \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T}; \\ \sqrt{T} \cos \left[ \frac{\pi}{4\alpha} (|2fT| - 1 + \alpha) \right], & |f| > \frac{1+\alpha}{2T}, \end{cases}$$

где  $\alpha$  – коэффициент скругления согласованного фильтра Найквиста.

Принимаемый сигнал, заданный на интервале наблюдения длительностью  $K$  информационных символов, содержит неизвестные (но постоянные на интервале наблюдения) параметры: смещение несущей частоты относительно номинального значения –  $\nu$ , начальную фазу принимаемого сигнала –  $\varphi$ , задержку сигнала в канале –  $\tau$  и неизвестный вектор передаваемых данных –  $\mathbf{d}$ . Задача оценивания состоит в том, чтобы наилучшим образом оценить один из вышеперечисленных параметров, а именно  $\nu$ .

Для разработки алгоритма оценивания воспользуемся правилом максимального правдоподобия. Дисперсия оценки максимального правдоподобия (МП-оценки) тем меньше, чем больше информации о принимаемом сигнале мы используем при формировании соответствующей статистики. Поэтому введем две границы оценивания.

Нормированная к квадрату тактовой частоты принимаемого сигнала минимальная граничная дисперсия оценки несущей частоты, полученная в предположении

наличия априорной информации о всех (за исключением  $\nu$ ) параметрах принимаемого сигнала, может быть выражена следующим образом [1, 5, 6]:

$$CRLB(\nu) \cdot T^2 = \frac{1}{2\pi^2} \frac{3}{K^3} \frac{1}{E_s/N_0}. \quad (2)$$

Границу (2) обычно называют нижней границей Крамера-Рао.

При значительной частотной неопределенности принимаемого сигнала следует полагать, что информация о  $\{\mathbf{d}, \varphi, \tau\}$  отсутствует. Можно показать [1, 5], что для нахождения МП-оценки несущей частоты ФМ сигнала при условии отсутствия информации о вышеперечисленных параметрах следует максимизировать функцию

$$L(\tilde{\nu}) = \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} |y(\tilde{\nu}, t)|^2 dt \quad (3)$$

по всем рассматриваемым частотам  $\tilde{\nu}$ , таким что  $|\tilde{\nu}| \leq \nu_{\max}$ .

Здесь  $\nu_{\max}$  определяет диапазон частотной неопределенности принимаемого сигнала, а

$$y(\tilde{\nu}, t) = \sum_n z(t_n) \cdot e^{-j2\pi\tilde{\nu}t_n} h(t_n - t).$$

Фактически, сигнал  $y(\tilde{\nu}, t)$  – это отклик согласованного фильтра (СФ) на сигнал вида  $z(t) \cdot e^{-j2\pi\tilde{\nu}t}$ .

Решив уравнение правдоподобия (3), можно получить выражение для нормированной минимальной граничной дисперсии (МГД) оценки несущей частоты, полученной при условии отсутствия априорной информации о  $\{\mathbf{d}, \varphi, \tau\}$ . Выражение для рассматриваемой МГД может быть представлено в виде [1, 5]:

$$\sigma_\nu^2 T^2 = \frac{2\alpha}{\pi^2 K} \frac{1}{E_s/N_0} \left( 1 + \frac{1}{E_s/N_0} \right), \quad (4)$$

Вернемся к рассмотрению выражения (3). Интеграл в (3) определяет энергию сигнала на выходе СФ, измеренную на интервале наблюдения. На основе теоремы Парсеваля можно записать:

$$L(\tilde{\nu}) \approx \int_{-\infty}^{+\infty} |S(f)|^2 \cdot |H_T(f - \tilde{\nu})|^2 df,$$

где  $H_T(f) = \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} h(t) e^{-j2\pi ft} dt$  – преобразование Фурье

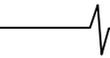
от  $h(t)$  на интервале наблюдения;  $|S(f)|$  – амплитудный спектр принимаемого сигнала, полученный на интервале  $T_0$ .

Отсюда

$$\nu_0 = \arg \left\{ \underset{-\nu_{\max} \leq \tilde{\nu} \leq \nu_{\max}}{\text{Max}} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} |S(f)|^2 \cdot |H_T(f - \tilde{\nu})|^2 df \right\} \right\}, \quad (5)$$

где  $\nu_0$  – искомая МП-оценка несущей частоты.

Введя замену переменных  $f \equiv f - \tilde{\nu}$ , перепишем (5) в виде



$$v_0 = \arg \left\{ \underset{-v_{\max} \leq \tilde{v} \leq v_{\max}}{\text{Max}} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} |S(f + \tilde{v})|^2 \cdot |H_T(f)|^2 df \right\} \right\}.$$

Будем полагать, что интервал наблюдения много больше длины импульсной характеристики СФ. Следовательно, модуль спектра  $|H_T(f)|$  можно аппроксимировать характеристикой  $H(f)$ . Так как фильтр Найквиста является частотно-ограниченным, правило вычисления можно переписать в виде:

$$v_0 = \arg \left\{ \underset{-v_{\max} \leq \tilde{v} \leq v_{\max}}{\text{Max}} \left\{ \int_{\frac{1+\alpha}{2T}}^{\frac{1+\alpha}{2T}} |S(f + \tilde{v})| \cdot H(f) df \right\} \right\}. \quad (6)$$

Покажем, что вычисление МП-оценки несущей частоты ФМ сигнала может быть реализовано на основе использования алгоритма БПФ. Пусть длина окна БПФ равна  $N_f$ , а частота дискретизации огибающей преобразуемого сигнала принимает значение  $F_d$ .

Интеграл в (6) может быть представлен в виде:

$$\frac{\frac{1+\alpha}{2T}}{\frac{1+\alpha}{2T}} \int |S(f + \tilde{v})| \cdot H(f) df \approx \sum_{k=-M_1}^{M_1} |S(m\Delta f + k\Delta f)| \cdot H(k\Delta f) \cdot \Delta f \quad (7)$$

$$\text{где } \Delta f = \frac{F_d}{N_f}; M_1 = \left\lfloor \frac{1+\alpha}{2F_d T} N_f \right\rfloor;$$

$$m = -N_{\max} \dots 0, 1, \dots N_{\max};$$

$$N_{\max} = \left\lfloor \frac{v_{\max}}{F_d} N_f \right\rfloor; \lfloor \cdot \rfloor - \text{операция округления до}$$

целого.

На основании (7) получим

$$v_0 = \arg \left\{ \underset{-N_{\max} \leq m \leq N_{\max}}{\text{Max}} \left\{ \sum_{k=-M_1}^{M_1} |S_{m+k}| \cdot H_k \right\} \right\} \cdot \frac{F_d}{N_f}, \quad (8)$$

$$\text{где } |S_{m+k}| = |S(k\Delta f + m\Delta f)|; H_k = H(k\Delta f).$$

В выражении (8)  $|S_{m+k}|$  – отсчеты амплитудного спектра принимаемого сигнала, вычисленные с помощью БПФ,  $H_k$  – отсчеты АЧХ СФ. Сумму в выражении (8) можно трактовать, как свертку амплитудного спектра принимаемого сигнала, вычисленного с помощью БПФ, с АЧХ СФ.

Таким образом, вычисление МП-оценки несущей частоты ФМ сигнала при отсутствии информации о переданной информационной последовательности, начальной фазе несущей частоты принимаемого сигнала и тактовой синхронизации сводится к нахождению абсциссы максимума рассматриваемой свертки. В принципе, на основании (8) можно получить сколь угодно малую дисперсию оценки несущей частоты. Однако из

выражения (4) следует, что при использовании рассматриваемой МП-оценки получение оценок с дисперсиями, удовлетворяющими условию (1), возможно при достаточно больших интервалах наблюдения (в частности, при  $E_S/N_0=0$  дБ и  $\alpha=0,4$  имеем  $K \geq 3,2 \cdot 10^4$ ).

Для уменьшения интервала наблюдения предлагается использовать двухэтапную процедуру оценивания несущей частоты ФМ сигнала. В основе предлагаемой двухэтапной процедуры оценивания лежит метод умножения фазы принимаемого сигнала, который, как известно, при фазовой модуляции приводит к снятию модуляции и появлению в спектре сигнала ярко выраженного спектрального максимума. Метод умножения фазы известен достаточно давно и используется в схемах восстановления фазы несущего колебания когерентных демодуляторов ФМ сигналов [1, 6, 7]. Однако процедура снятия модуляции ввиду влияния шума и «соседних каналов» неэффективна при большой начальной ошибке по несущей частоте. Поэтому зафиксируем интервал наблюдения таким образом, чтобы реализация МП-оценивания в соответствии с (8) давала достаточно малую дисперсию оценки несущей частоты –  $\sigma_v^2 T^2 \ll 1$  (анализ выражения (4) показывает, что это условие выполняется даже при отношении  $E_S/N_0$  равном 0 дБ уже для значений  $K$  порядка нескольких сотен интервалов тактовой частоты принимаемого сигнала). Затем на базе полученной оценки выполним операцию умножения фазы принимаемого сигнала и проведем оценку частоты максимума в спектре демодулированного сигнала. В качестве финальной оценки частоты предлагается использовать оценку частоты данного максимума.

Таким образом, предложенная процедура состоит в следующем.

На первом этапе производится накопление отсчетов комплексной огибающей принимаемого сигнала  $z_n$  и вычисляется МП-оценка несущей частоты принимаемого сигнала –  $v_0$  (в соответствии с правилом (8)).

На втором этапе осуществляется:

- преобразование накопленных отсчетов  $z_n$  к виду:

$$\hat{z}_n = z_n e^{-j2\pi v_0 \frac{n}{F_d}},$$

- фильтрация отсчетов с помощью фильтра нижних частот (ФНЧ), в функции которого входит уменьшение влияния помех на процедуру умножения фазы сигнала:

$$x_n = \sum_k \hat{z}_{n-k} g(k),$$

где  $g(\cdot)$  – импульсная характеристика данного ФНЧ;

- операция умножения фазы:

$$y_n = (x_n)^{M_\varphi},$$

и только после снятия модуляции производится оценка частоты максимума в спектре сигнала  $y_n$ .

#### Анализ эффективности получаемых оценок

Для анализа эффективности оценок, которую обеспечивает предложенный алгоритм оценивания, исполь-

зовалось компьютерное моделирование. Предложенные процедуры оценивания были реализованы на основе БПФ. При моделировании частотная неопределенность принимаемого сигнала задавалась равной тактовой частоте ( $2\nu_{\max} = 1/T$ ). Моделирование проводилось для  $\alpha = 0,4$ . Для ФМ-2 и ФМ-4 отношение  $E_b/N_0$  изменялось от 0 до 6 дБ, а для ФМ-8 от 6 до 12 дБ.

Вычислялись нормированная дисперсия оценки первого этапа, а также дисперсия оценки, получаемая при реализации предложенной двухэтапной процедуры оценивания. В ходе моделирования для

С целью иллюстрации результатов вычислительных процедур, производимых при реализации предложенного алгоритма оценивания, на рис. 1 приведен нормированный амплитудный спектр одной из реализаций принимаемого сигнала (число  $i$  по оси абсцисс отображает порядковый номер отсчета амплитудного спектра, полученного с помощью БПФ длиной 2048 точек при  $E_b/N_0 = 0$  дБ и модуляции типа ФМ-2). На рис. 2 приведены результаты вычисления свертки данного спектра с АЧХ СФ, а на рис. 3 - спектр сигнала на выходе схемы умножения фазы.

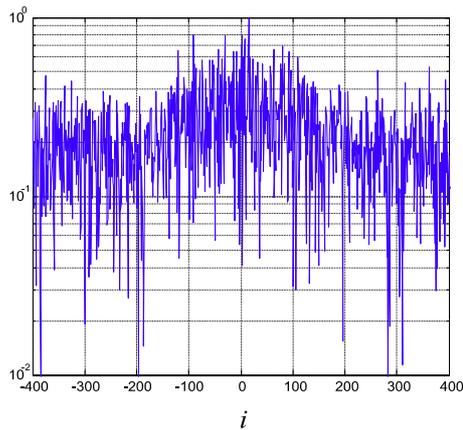


Рис. 1

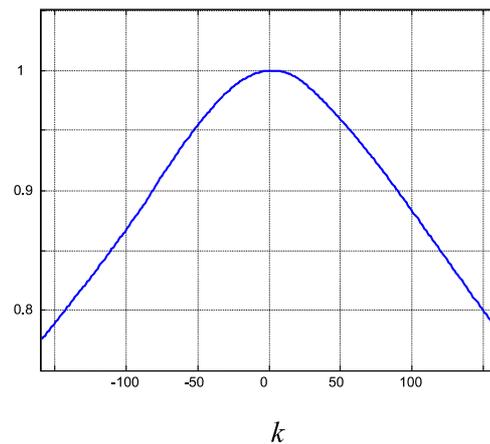


Рис. 2

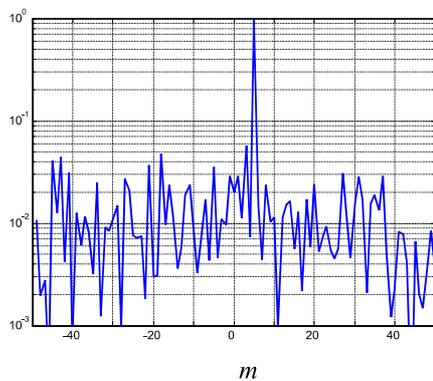


Рис. 3

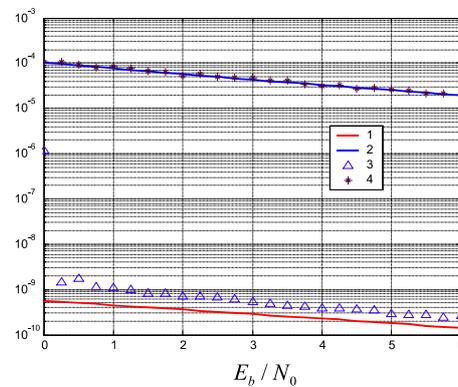


Рис. 4

каждого из перечисленных выше видов модуляции определялся интервал наблюдения, при котором МП-оценка первого этапа дает точность оценивания, достаточную для реализации процедуры умножения фазы принимаемого сигнала на втором этапе. Для определения данного интервала наблюдения использовался переборный метод. Длина интервала наблюдения составляла  $K = 64, 128, 256, 512, 1024$  и  $2048$ . Интервал наблюдения и, соответственно, длина БПФ увеличивались до тех пор, пока дисперсия, получаемая при реализации предложенной двухэтапной процедуры оценивания, не удовлетворяла условию (1) в исследуемом диапазоне отношения  $E_b/N_0$ .

Заметим, что в последнем спектре заметен отчетливый спектральный максимум, на оценке частоты которого собственно построена процедура второго этапа.

При моделировании алгоритма оценивания анализировалось влияние «соседних каналов» на эффективность получаемых оценок.

Моделирование было выполнено для наихудших исходных условий. «Соседние каналы» превышали уровень основного канала на 7 дБ, смещение «соседних каналов» по несущей частоте составляло величину  $\pm 1,4/T$ . На рис. 5 представлен полученный в ходе моделирования амплитудный спектр одной из реализаций принимаемого сигнала в слу-



чае наличия двух «соседних каналов» (длина БПФ равна 2048 точек,  $E_b / N_0 = 0$  дБ, вид модуляции – ФМ-2.), а на рис. 6 – результат вычисления свертки представленного спектра с АЧХ СФ. В данной ситуации реализация процедуры первого этапа алгоритма оценивания, основанного на нахождении абсциссы глобального максимума рассматриваемой свертки, даст ошибочную оценку несущей частоты сигнала основного канала.

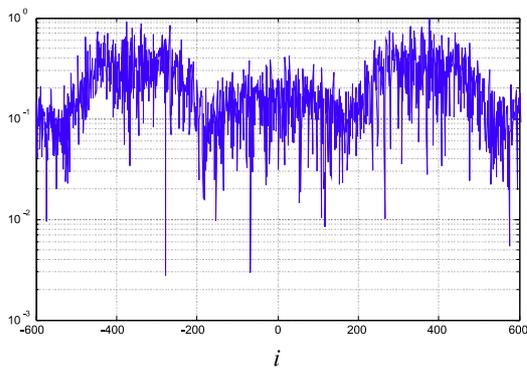


Рис. 5

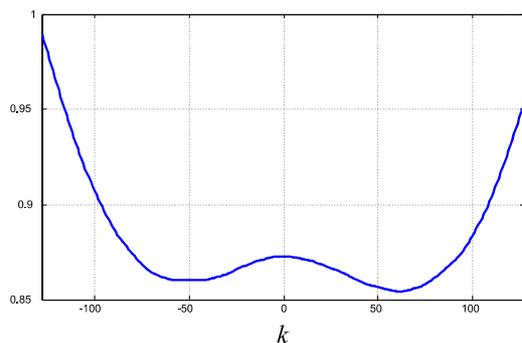


Рис. 6

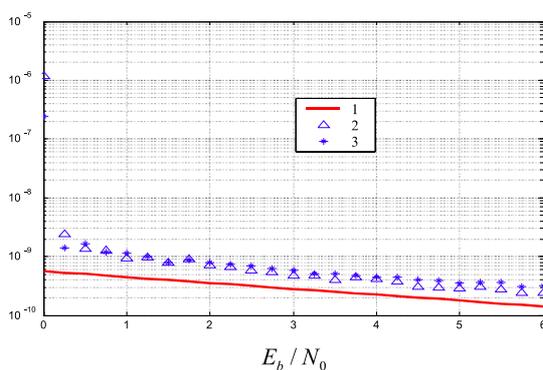


Рис. 7

Для уменьшения влияния «соседних каналов» предлагается корректировка алгоритма оценивания, которая заключается в том, что оценка первого этапа ищется по

абсциссе максимума упомянутой выше свертки, в которой ее первая производная обращается в нуль.

Эффективность оценок, получаемых при реализации двухэтапной процедуры оценивания с использованием предложенной коррекции, иллюстрируют кривые на рис. 7.

На данном рисунке «2» – это дисперсия оценки при отсутствии «соседних каналов», «3» – дисперсия оценки в присутствии двух «соседних каналов», «1» –  $CRLB(v) \cdot T^2$ .

## Заключение

1. Предложен двухэтапный алгоритм оценивания несущей частоты ФМ сигнала, не зависящий от наличия или отсутствия «соседних каналов».

2. Разработанный алгоритм оценивания несущей частоты ФМ сигнала обеспечивает дисперсии оценок, близкие к соответствующим теоретическим границам (т. е. обеспечивает субоптимальное качество оценивания), независимо от наличия или отсутствия «соседних каналов».

3. Предложенная процедура оценивания позволяет получить оценки с требуемой точностью при относительно небольших интервалах наблюдения (512 интервалов для ФМ-4).

4. Для наиболее широко используемого в системах спутниковой связи метода модуляции ФМ-4 разработанный алгоритм оценивания обеспечивает оценки с дисперсиями, которые не более чем в 3 раза выше соответствующих значений нижней границы Крамера-Рао в наиболее значимом в практическом плане диапазоне отношений  $E_b / N_0$  (от 1 до 6 дБ).

## Литература

1. Meyer H., Moeneclaye M. and Fechtel S. A. Digital Communication Receivers. John Wiley&Sons, Inc., New York, 1998.
2. INTELSAT. INTELSAT EARTH STATION STANDARDS (IESS). Performance characteristics for INTELSAT business services (IBS). Document IESS-309 (Rev. 6A). APPROVAL DATE: 30 November 1998.
3. Brusin Ye. A., Nikitin A. A., Scherbakov Ya. Yu. Satellite modems for communication systems with the channels assignment on the requirement. // IEEE/ICC2001/St. Petersburg International Conference on Communications.
4. Брусин Е. А. Оценка несущей частоты ФМ сигналов в демодуляторах спутниковых систем связи // «Электросвязь», № 5, 2007, стр. 12–13.
5. A. N. D'Andrea, U. Mengali, R. Reggiannini, "The modified Cramer-Rao bound and its application to synchronization problem," IEEE Transactions on Communications, vol. 42, no. 2/3/4, Feb/Mar/Apr 1994, pp. 1391-1399.
6. U. Mengali and A. N. D'Andrea, Synchronization Technique for Digital Receivers. Plenum Press, New York, 1997.
7. Банкет В. М., Мельник А. М. Системы восстановления несущей при когерентном приеме дискретных сигналов. Зарубежная радиоэлектроника. 1983. №11.

УДК: 621.391

## АЛГОРИТМ СИНТЕЗА БАЗИСА ОРТОНОРМИРОВАННЫХ ФУНКЦИЙ ДЛЯ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Батенков А.А., Богачев Г.В., Батенков К.А.

### Введение

Тенденции развития современных систем передачи информации предполагают переход к цифровым методам ее обработки. Это вызвано рядом причин. Основным преимуществом такого подхода является легкость восстановления точной копии передаваемого сигнала вследствие его избыточности. Цифровое программное обеспечение допускает более гибкую реализацию по сравнению с аналоговым [1]. Кроме того, наиболее разработанной частью общей теории связи является теория передачи дискретных сообщений [2].

Тем не менее, основой остается аналоговый канал связи, содержащий бесконечное число измерений. Если для передачи информации используется конечное число линейно независимых сигналов, каждому из которых соответствует свой подканал, то общая модель канала связи может быть представлена как параллельное соединение нескольких подканалов.

В целях передачи максимально возможного количества информации каждый такой подканал должен быть линейно независим от других. Это связано с необходимостью как можно точнее различать сигналы отдельных подканалов [3]. Кроме того, задачи обнаружения решаются значительно проще, если рассматриваются в координатной системе, где случайные величины не коррелированы [4].

Наиболее удобным для применения классом линейно независимых сигналов являются ортонормированные функции, получить которые возможно с помощью процесса ортогонализации Грама-Шмидта [5]. Представление сигналов посредством обобщенного ряда Фурье в выбранном базисе позволяет с необходимой точностью воспроизводить исходные сигналы посредством относительно несложных преобразований. Предпочтитель-

*Предложена модель непрерывного канала связи, учитывающая ограничения как на частотный и энергетический ресурсы, так и на время передачи информации. В рамках этой модели показано появление дополнительных шумов на входе приемника. Доказана возможность их устранения путем синтеза систем базисных функций на входе и выходе канала связи, представляющих собой линейную комбинацию произвольной системы ортонормированных функций и их свертки с импульсной характеристикой соответственно.*

ность ортонормированных функций объясняется отсутствием переходных помех при выделении подканалов путем вычисления коэффициентов обобщенного ряда Фурье [6].

Согласно аппаратной реализации ортогонального разложения сигналов [6], типовая схема канала связи с использованием базиса ортонормированных функций изображена на рис.1.

Сигнал на входе аналогового канала представляется обобщенным рядом Фурье:

$$X(\tau) = \sum_{i=1}^{N_b} x_i \cdot \varphi_i(\tau), \quad (1)$$

где  $N_b$  – число подканалов;

$x_i, i = \overline{1, N_b}$  – координаты точки сигнального созвездия;

$\varphi_i(\tau)$  –  $i$ -ая базисная функция на входе канала.

Координаты точки на выходе канала связи определяются как скалярное произведение сигнала на выходе аналогового канала  $X'(t)$  и  $i$ -ой базисной функции на выходе канала  $\varphi'_i(t)$ :

$$x'_i = \int_t X'(t) \cdot \varphi'_i(t) dt, \quad i = \overline{1, N_b}. \quad (2)$$

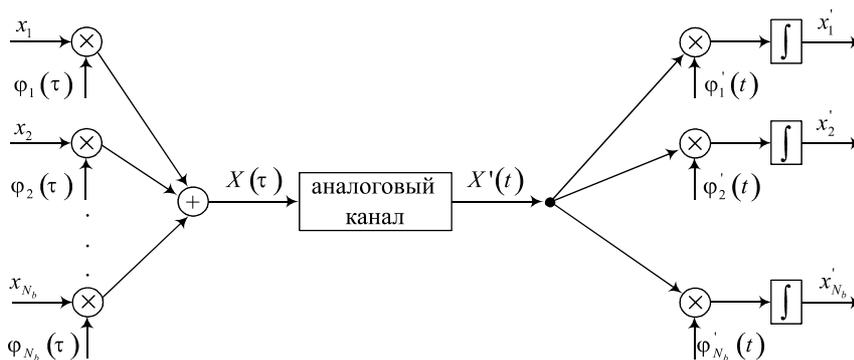


Рис.1. Модель канала связи с использованием базиса ортонормированных функций.

## Постановка задачи

Рассмотрим канал связи с аддитивным белым гауссовским шумом. Сигнал на его выходе задается выражением [3]:

$$X'(t) = \int X(\tau)h(t, \tau)d\tau + n(t), \quad (3)$$

где  $h(t, \tau)$  – импульсная характеристика аналогового канала (в общем случае нестационарного),  $n(t)$  – белый гауссовский шум.

Наряду с ограничениями на энергетический и частотный ресурсы присутствует и лимит на временные затраты, не учитываемый требованиями к характеристике канала связи. Поэтому целесообразно представить импульсную характеристику аналогового канала в виде:

$$h(t, \tau) = q(\tau)h_a(t - \tau)q'(t), \quad (4)$$

где  $q(\tau)$  – оконная функция [7] на входе канала;  $h_a(t - \tau)$  – импульсная характеристика линейной системы модели канала;  $q'(t)$  – оконная функция на выходе канала.

Необходимо отметить, что в результате такого преобразования исходный аналоговый канал перестает быть инвариантным, и его спектральные характеристики будут изменяться во времени.

Определим величину взаимной энергии (шумов неортогональности [8] в случае, если  $i \neq j$ ) между сигналами подканалов на выходе канала связи:

$$E'_{i,j} = M\{x'_i \cdot x'_j\}, \quad i, j = \overline{1, N_b}, \quad (5)$$

где  $M\{x\}$  – математическое ожидание случайной величины  $x$ .

Входные и выходные базисные функции однозначно связаны между собой [9]:

$$\varphi'_i(t) = \alpha_i \int h(t, \tau) \cdot \varphi_i(\tau) d\tau, \quad i = \overline{1, N_b}, \quad (6)$$

где  $\alpha_i^{-2}$  – энергия  $i$ -ой базисной функции на выходе канала.

Подставив (1) в (3), координаты точек выхода выразим в виде:

$$x'_i = \sum_{j=1}^{N_b} \frac{x_j}{\alpha_j} \int \varphi'_j(t) \cdot \varphi'_i(t) dt + \int n(t) \cdot \varphi'_i(t) dt, \quad i = \overline{1, N_b}. \quad (7)$$

Тогда, учитывая независимость  $x_i$  и гауссовского шума, а также его нулевое математическое ожидание, взаимная энергия определяется формулой:

$$E'_{i,j} = M \left\{ \sum_{k=1}^{N_b} \frac{x_k}{\alpha_k} \int \varphi'_k(t) \cdot \varphi'_i(t) dt \times \right. \\ \left. \times \sum_{p=1}^{N_b} \frac{x_p}{\alpha_p} \int \varphi'_p(t_1) \cdot \varphi'_j(t_1) dt_1 \right\} + \quad (8)$$

$$+ \sigma^2 \int \varphi'_i(t) \cdot \varphi'_j(t) dt$$

где  $\sigma^2$  – дисперсия гауссовского шума.

Рассматриваемые сигналы различных подканалов  $x_i$  можно предполагать независимыми, т.к. почти во всех современных модемах применяется скремблиро-

вание, практически полностью устраняющее переходные помехи. Поэтому (8) преобразуется к виду:

$$E'_{i,j} = \sum_{k=1}^{N_b} \frac{M\{x_k^2\}}{\alpha_k^2} \int \varphi'_k(t) \cdot \varphi'_i(t) dt \times \quad (9)$$

$$\times \int \varphi'_k(t_1) \cdot \varphi'_j(t_1) dt_1 + \sigma^2 \int \varphi'_i(t) \cdot \varphi'_j(t) dt$$

В идеальном случае, когда базисные функции входа и выхода ортонормированны, подканалы являются некоррелированными, а в случае гауссовского шума еще и независимыми [4]. Однако в используемых системах передачи информации это условие для выходных функций зачастую не выполняется.

Для подтверждения этого факта исследуем прохождение сигналов через канал связи тональной частоты, остаточное затухание которого изображено на рис.2, в отсутствие аддитивного шума. Предполагается, что подканалы на входе независимы и  $M\{x_i^2\} = 1, i = \overline{1, N_b}$ . Оконные функции зависят от скорости модуляции  $V_k$  и имеют форму видеоимпульсов:

$$q(t) = q'(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0, V_k^{-1}] \\ 0, & t \notin [0, V_k^{-1}] \end{cases}. \quad (10)$$

При этом в качестве базисных функций входа и выхода используются несущие колебания протоколов модуляции для коммутируемых линий [10].

Относительная величина шумов неортогональности выражается как:

$$E_m = \frac{\sum_{i=1}^{N_b} \sum_{j=1}^{N_b} |E_{i,j}|}{\sum_{i=1}^{N_b} \sum_{j=1}^{N_b} |E_{i,j}|}. \quad (11)$$

Результаты вычислений согласно (9) и (11) приведены на рис.3. Протоколы, использующие частотную модуляцию (V.21, V.22, V.23, PEP, TurboPEP), оказываются наименее эффективными с точки зрения шумов неортогональности. Это вызвано наличием более двух несущих, разнесенных по частоте. Взаимная энергия между подканалами при фазовой модуляции (V.26, V.27) близка к нулю, поскольку несущих всего две, а скорость модуляции мала. Переход к квадратурной амплитудной модуляции (V.29, V.32, V.33, V.34, HST, ZyX) не изменяет структуру системы несущих, но увеличивает скорость модуляции, а, следовательно, и возрастают шумы.

При обработке информации на выходе дискретного канала связи (даже в отсутствии канальных помех) будут присутствовать шумы неортогональности, снижающие характеристики приемника. Согласовав структуру системы базисных функций входа и выхода со статистическими и частотными характеристиками канала связи, можно добиться уменьшения негативного воздействия переходных помех, а в идеальном случае их полностью устранить.

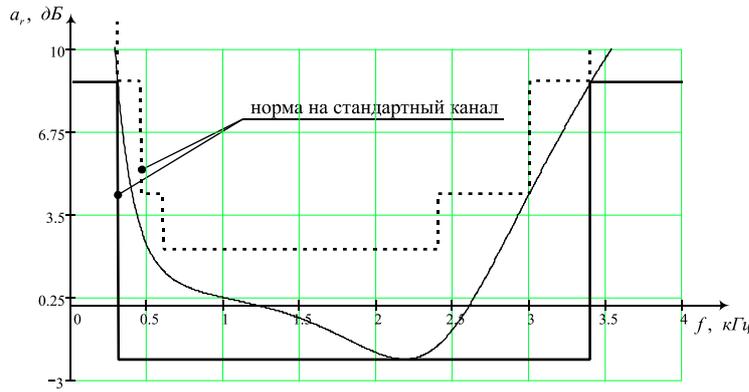


Рис.2. Зависимость остаточного затухания  $a_r$  исследуемого канала от частоты  $f$

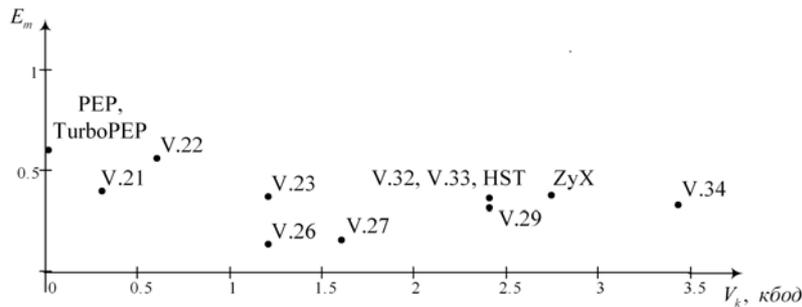


Рис.3. Относительная величина шумов неортогональности для различных протоколов модуляции

Отсутствие шумов неортогональности подразумевает выполнение равенства:

$$E'_{i,j} = \beta_i \cdot \delta_{i,j}, \quad i, j = \overline{1, N_b}, \quad (12)$$

где  $\beta_i$  – смесь дисперсий  $i$ -го подканала и аддитивного шума на выходе;

$\delta_{i,j}$  – символ Кронекера.

Для соблюдения (12) необходимо, согласно (9), обеспечить как минимум ортогональность функции  $\varphi_i(t)$  между собой [4], а с целью простоты использования – их ортонормированность:

$$\int_t \varphi_i(t) \cdot \varphi_j(t) dt = \delta_{i,j}, \quad i, j = \overline{1, N_b}. \quad (13)$$

Тогда:

$$\beta_i = \frac{M\{x_i^2\}}{\alpha_i^2} + \sigma^2. \quad (14)$$

Первое слагаемое как в (14), так и в (8) при  $i = j$  представляет собой отношение энергии передаваемого сигнала по  $i$ -му подканалу к величине его ослабления и соответствует энергии полезного сигнала в подканале на приеме. Различие состоит в том, что в первом случае наложено ограничение на ортонормированность базисных функций.

Наиболее предпочтительно оценивать помехоустойчивость системы передачи информации, использующей непрерывные по уровню сигналы, отношением средних мощностей полезного сигнала и шума [3]. Поэтому эффективная система должна не только удовлетворять требованию отсутствия шумов неортогональности, но и

достигать максимально возможного отношения энергии полезного сигнала к дисперсии аддитивного шума.

На основании вышесказанного целесообразно сформулировать следующие оптимизационные задачи:

$$\frac{M\{x_i^2\}}{\alpha_i^2 \cdot \sigma^2} \rightarrow \max_{\varphi_i(t)}, \quad i = \overline{1, N_b}, \quad (15)$$

при ограничениях (13) и (6). Их можно классифицировать как задачи с нелинейной целевой функцией при наличии нелинейных ограничений в виде равенств.

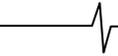
**Решение оптимизационной задачи**

Поскольку энергии сигнала на входе для любого  $i$ -го подканала и дисперсия шума не зависят от структуры базисных функций, то, предполагая их отличными от нуля, можно преобразовать целевую функцию (15) и рассматривать максимизацию только  $\alpha_i^{-2}$ . Необходимо учесть и то, что если несущие входа можно задавать произвольным образом, накладывая ограничение только на их ортонормированность, то выходные должны к тому же удовлетворять (6). Подставляя вместо правой части (9) выражение (12), а в левой представляя с помощью (6) первое слагаемое через входные функции, на основании (13) и (14) уравнение (9) преобразуется к виду:

$$\lambda_i \cdot \delta_{i,j} = \int_t \varphi_i(t) \int_{\tau} R(t, \tau) \cdot \varphi_j(\tau) d\tau, \quad (16)$$

где  $\lambda_i = \alpha_i^{-2}$  и

$$R(t, \tau) = \int_{\tau'} h(\tau', t) h(\tau', \tau) d\tau'. \quad (17)$$



Таким образом, максимизация целевой функции (15) для любого  $i$  эквивалентна поиску структуры системы базисных функций входа, максимизирующей функционал (16) при  $i = j$ . Значит, задачи оптимизации интерпретируются к виду:

$$\int_t \varphi_i(t) \int_{\tau} R(t, \tau) \cdot \varphi_i(\tau) d\tau \rightarrow \max_{\varphi_i(\tau)}, i = \overline{1, N_b}, \quad (18)$$

$$\int_t \varphi_i(t) \int_{\tau} R(t, \tau) \cdot \varphi_j(\tau) d\tau = 0, i \neq j, \quad (19)$$

$$\int_t \varphi_i(t) \cdot \varphi_j(t) dt = \delta_{i,j}, i, j = \overline{1, N_b}. \quad (20)$$

Их также можно классифицировать как задачи с нелинейной целевой функцией и нелинейными ограничениями в виде равенств. Целевой функционал (18) определяет энергию полезного сигнала на выходе  $i$ -го подканала. Ограничения (19) обеспечивают ортогональность выходных, а (20) – ортонормированность входных базисных функций. Решение этих задач уже не зависят от мощности шума в канале и энергии сигнала на входе. Кроме того, максимизация производится по базисным функциям входа, задание которых может быть в достаточной мере произвольным.

Данные задачи эквиваленты достаточно часто встречающейся в математике и физике [9] задаче поиска множества собственных чисел  $\lambda_i$  и собственных функций  $\varphi_i(t)$ , которые удовлетворяют интегральному уравнению Фредгольма второго рода:

$$\lambda_i \varphi_i(t) = \int_{\tau} R(t, \tau) \cdot \varphi_i(\tau) d\tau, i = \overline{1, N_b}. \quad (21)$$

В общем виде его решение не существует [11]. Есть лишь частные случаи при задании определенной формы ядра  $R(t, \tau)$  [4,9]. В связи с этим при поиске множества ортонормированных функций целесообразно использовать приближенные методы. Анализ многочисленных источников показал, что наиболее предпочтительным является метод сведения ядра к вырожденному [12]. При этом задача сводится к решению системы алгебраических уравнений, причем с увеличением их количества растет точность решения исходного интегрального уравнения.

В качестве вырожденного ядра  $R_{N_y}(t, \tau)$  рационально использовать частичную сумму ряда Фурье ядра  $R(t, \tau)$  по некоторой системе ортонормированных функций  $\psi_i(t)$ ,  $i = \overline{1, N_y}$ . Следующее утверждение поясняет подобный выбор: **существует система ортонормированных функций, сохраняющая свойство ортогональности после прохождения канала связи с аддитивным гауссовским шумом и представляющая собой линейную комбинацию произвольной системы функций, ортонормированных на интервале, где импульсная характеристика этого канала отлична от нуля.**

Рассмотрим произвольную системы ортонормированных функций  $\psi_{N_y}(t) = (\psi_1(t) \psi_2(t) \dots \psi_{N_y}(t))$ , для которой:

$$\int_t \overline{\psi_{N_y}(t)} \cdot \overline{\psi_{N_y}(t)}^T dt = \overline{I}_{N_y}, \quad (22)$$

где  $T$  – оператор транспонирования;  $N_y$  – общее число функций в системе.  $I_N$  – единичная матрица размером  $N \times N$ .

Вектор коэффициентов

$$\overline{M}_{N_y}(\tau) = (M_1(\tau) M_2(\tau) \dots M_{N_y}(\tau))^T$$

обобщенно-го ряда Фурье ядра, заданного импульсной характеристикой канала связи согласно (17), по системе ортонормированных функций (22) выражается в виде [5, 13]

$$\overline{M}_{N_y}(\tau) = \int_t R(t, \tau) \cdot \overline{\psi_{N_y}(t)} dt. \quad (23)$$

С целью получения ненулевых коэффициентов (23) необходимо, чтобы интервал ортогональности  $T_h$  функций (22) включал интервал, где ядро  $R(t, \tau)$  по переменной  $t$  отлично от нуля [5]. Значит, согласно (17)  $T_h$  – интервал, где импульсная характеристика канала (4) по  $\tau$  не равна нулю.

В этом случае ядро можно представить как сумму бесконечного числа произведений коэффициентов разложения и базисных функций (для общности обозначений введен символ  $\infty$ ):

$$R(t, \tau) = R_{\infty}(t, \tau) = \overline{M}_{\infty}(\tau)^T \cdot \overline{\psi}_{\infty}(t). \quad (24)$$

Тогда усеченное ядро  $R_{N_y}(t, \tau)$  будет конечной суммой  $N_y$  слагаемых выражения (24). Система собственных функций  $\tilde{\varphi}_i(\tau)$ ,  $i = \overline{1, N_y}$  для этого ядра определяется решением интегрального уравнения Фредгольма второго рода [11]:

$$\tilde{\lambda}_i \tilde{\varphi}_i(t) = \int_{\tau} R_{N_y}(t, \tau) \cdot \tilde{\varphi}_i(\tau) d\tau, i = \overline{1, N_b} \quad (25)$$

где  $\tilde{\lambda}_i$  – собственные числа интегрального уравнения (25), и к тому же является приближенным решением (21), т.к.

$$\lim_{N \rightarrow \infty} R_N(t, \tau) = R(t, \tau).$$

Подстановка вырожденного [11] (усеченного по числу слагаемых) ядра в виде (24) преобразует (25) к выражению:

$$\tilde{\lambda}_i \tilde{\varphi}_i(t) = \overline{\psi}_{N_y}(t)^T \int_{\tau} \overline{M}_{N_y}(\tau) \cdot \tilde{\varphi}_i(\tau) d\tau. \quad (26)$$

Обозначим вектор в подынтегральном выражении как:

$$\overline{C}_i = \int_{\tau} \overline{M}_{N_y}(\tau) \cdot \tilde{\varphi}_i(\tau) d\tau. \quad (27)$$

Тогда приближенная система собственных функций ядра  $R(t, \tau)$  задается в виде:

$$\tilde{\varphi}_i(t) = \frac{1}{\tilde{\lambda}_i} \overline{\psi}_{N_y}(t)^T \overline{C}_i. \quad (28)$$

Замена в (27) последнего множителя выражением (28) приводит к уравнению:

$$\tilde{\lambda}_i \overline{C}_i = \int_{\tau} \overline{M}_{N_y}(\tau) \cdot \overline{\psi}_{N_y}(\tau)^T d\tau \cdot \overline{C}_i, \quad (29)$$

которое является формулировкой задачи [14] на поиск собственных чисел  $\tilde{\lambda}_i$  и векторов  $\overline{C}_i$  матрицы приближения:

$$\overline{P} = \int_{\tau} \overline{M}_{N_y}(\tau) \cdot \overline{\psi}_{N_y}(\tau)^T d\tau. \quad (30)$$

После нормировки собственных функций (28) ортонормированный базис представляется как линейная комбинация:

$$\tilde{\varphi}_i^N(t) = \bar{\psi}_{N_y}(t)^T \bar{C}_i. \quad (31)$$

Рассмотрим прохождение приближенной системы ортонормированных функций (31) по каналу связи с заданной импульсной характеристикой  $h(t, \tau)$ . Сигнал на выходе определяется выражением:

$$\tilde{\varphi}_i^*(t) = \int_t h(t, \tau) \cdot \tilde{\varphi}_i^N(\tau) dt, \quad i = \overline{1, N_y}. \quad (32)$$

Тогда взаимная энергия системы функций  $\tilde{\varphi}_i^*(t)$ :

$$E_{i,j}^* = \int_t \tilde{\varphi}_i^*(t) \cdot \tilde{\varphi}_j^*(t) dt, \quad i, j = \overline{1, N_y}. \quad (33)$$

Подставив в (33) выражений (32) и (17), получим:

$$E_{i,j}^* = \int_t \tilde{\varphi}_i^N(t) \cdot \int_\tau \tilde{\varphi}_j^N(\tau) R(t, \tau) d\tau dt. \quad (34)$$

Используя (31) и (24), (34) преобразуем к виду:

$$E_{i,j}^* = \int_\tau \bar{C}_j^T \cdot \bar{\psi}_{N_y}(\tau) \cdot \bar{C}_i^T \int_t \bar{\psi}_{N_y}(t) \bar{\psi}_\infty(t)^T dt \cdot \bar{M}_\infty(\tau) d\tau \quad (35)$$

Условие ортогональности (22) и перегруппировка множителей позволяет перейти к следующему уравнению:

$$E_{i,j}^* = \bar{C}_j^T \cdot \int_t \bar{\psi}_{N_y}(\tau) \bar{M}_{N_y}(\tau)^T d\tau \cdot \bar{C}_i. \quad (36)$$

Интеграл представляет собой матрицу (30). Согласно (29), взаимная энергия определяется скалярным произведением соответствующих собственных векторов этой матрицы:

$$E_{i,j}^* = \tilde{\lambda}_i \cdot \bar{C}_j^T \cdot \bar{C}_i. \quad (37)$$

Учитывая их свойство ортонормированности [15], получим, что взаимная энергия приближенной системы ортонормированных функций отлична от нуля только при  $i = j$ :

$$E_{i,j}^* = \tilde{\lambda}_i \delta_{i,j}, \quad (38)$$

что подразумевает ее ортогональность. Чем и завершается доказательство сформулированного утверждения.

Таким образом, выбор подобного вырожденного ядра позволит найти приближенное решение интегрального уравнения (21). При этом потери из-за неточности определения системы собственных функций заключаются в неполном использовании энергетики канала связи, а шумы неортогональности отсутствуют при любой точности решения. Это вытекает из следующих соображений.

На основании (17) и (23) матрица (30) преобразуется к виду:

$$\bar{P} = \int_{\tau'} \left[ \int_t h(\tau', t) \cdot \bar{\psi}_{N_y}(t) dt \cdot \int_\tau h(\tau', \tau) \cdot \bar{\psi}_{N_y}(\tau)^T d\tau \right] d\tau' \quad (39)$$

Следовательно, элементы ее главной диагонали являются неотрицательными. Согласно [14] след любой матрицы равен сумме ее собственных чисел. Поэтому сумма собственных чисел при переходе к системе с

большим количеством ортонормированных функций (22) не может уменьшаться. Исходя из физического смысла собственных чисел, – суммарная энергия приближенных собственных функций на выходе канала связи растет при увеличении точности аппроксимации ядра  $R(t, \tau)$ , т.е. выполняется неравенство:

$$\sum_{i=1}^n \tilde{\lambda}_i \leq \sum_{i=1}^\infty \lambda_i, \quad 0 \leq n \leq N_y, \quad (40)$$

причем равенство возможно при  $N_y \rightarrow \infty$ .

Согласно [9]:

$$\sum_{i=1}^{N_y} \tilde{\lambda}_i = \iint_{t, \tau} h_{N_y}^2(t, \tau) d\tau dt, \quad (41)$$

где аппроксимированная импульсная характеристика определяется выражением:

$$h_{N_y}(t, \tau) = \int_t h(t, \tau) \cdot \bar{\psi}_{N_y}(t)^T dt \cdot \bar{\psi}_{N_y}(\tau). \quad (42)$$

Поскольку число используемых несущих  $N_b$  не может быть больше количества функций рассматриваемого базиса  $N_y$ , то верхняя граница относительного проигрыша в энергетике вследствие приближенного вычисления собственных функций определяется в виде:

$$\delta_h(N_y) = 1 - \frac{\iint_{t, \tau} h_{N_y}^2(t, \tau) d\tau dt}{\iint_{t, \tau} h^2(t, \tau) d\tau dt}. \quad (43)$$

Таким образом, задачи (18), (19), (20) сводятся к нахождению собственных чисел и функций матрицы (30).

Для определения собственных чисел необходимо найти корни характеристического уравнения [11, 15]:

$$\left| \bar{P} - \tilde{\lambda} \cdot I_{N_y} \right| = 0, \quad (44)$$

где  $|\bar{A}|$  – определитель матрицы  $\bar{A}$ .

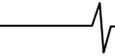
В общем виде решения данного уравнения не существует [14, 15]. Применение численных методов также затруднено вследствие трудоемкости вычисления определителя. Поэтому желательно (44) представить в виде алгебраического уравнения степени  $N_y$  с неизвестным  $\tilde{\lambda}$ :

$$f_1^v(\tilde{\lambda}) = \sum_{i=0}^{N_y} a_i^P \cdot \tilde{\lambda}^i = 0, \quad (45)$$

где  $a_i^P$  –  $i$ -ый коэффициент характеристического уравнения.

Наиболее предпочтительным методом определения  $a_i^P$  является метод Крылова [15], т.к. не требует решений вспомогательных систем уравнений и число вычисляемых определителей не больше порядка (45).

Не смотря на то, что полученное уравнение также в общем виде не имеет решения [5], его корни можно найти с помощью численных методов, не требующих больших вычислительных затрат. Основная сложность заключается в не разработанности итерационных процедур поиска всех возможных корней и зависимости получающегося решения от задания начальной точки. Поэтому целесообразно разбить процесс поиска на  $N_y$  этапов, результатом которых является один из корней (45).



Начальной точкой первого этапа должно служить допустимое значение на границе диапазона, например (согласно свойства неотрицательности собственных чисел ядра  $R_{N_y}(t, \tau)$  [9]):

$$\tilde{\lambda}_1^1 = \iint_{t, \tau} h_{N_y}^2(t, \tau) d\tau dt, \quad (46)$$

где  $\tilde{\lambda}_j^i$  –  $j$ -ый корень ( $j$ -ый этап) на  $i$ -ой итерации.

Для исключения повторяемости корней необходимо в конце каждого этапа делить многочлен  $f_j^v(\tilde{\lambda})$  на разность между его аргументом и полученным корнем  $\tilde{\lambda}_j$ . Значит, в конце  $j$ -го этапа характеристическое уравнение представимо в виде алгебраического степени  $N_y - j$ :

$$f_{j+1}^v(\tilde{\lambda}) = \frac{\sum_{i=0}^{N_y} a_i^p \cdot \tilde{\lambda}^i}{\prod_{k=1}^j (\tilde{\lambda} - \tilde{\lambda}_k)} = 0, \quad j = \overline{1, N_y - 1}. \quad (47)$$

Каждый этап представляет собой итерационную процедуру поиска одного из корней (47) (на первом – (45)). Начальная точка на каждом этапе:

$$\tilde{\lambda}_j^1 = k_\lambda \cdot \tilde{\lambda}_{j-1}, \quad j = \overline{2, N_y - 1}, \quad (48)$$

где  $0 < k_\lambda < 1$  – некоторый коэффициент.

В этом случае даже, если получаемое решение только приближенно равно корню (45), то функция (47) на следующем этапе в его окрестности будет иметь всплеск, что предотвращает возвращение итерационной процедуры к решению предыдущего этапа.

Поскольку существуют в явном виде производные первого порядка многочленов (45) и (47), то для численного решения уравнений (45) и (47) целесообразно использовать метод Ньютона [16]. На  $i$ -ой итерации  $j$ -го этапа значения собственных чисел определяются на основе итерационной формулы:

$$\tilde{\lambda}_j^i = \tilde{\lambda}_j^{i-1} - \frac{f_j^v(\tilde{\lambda}_j^{i-1})}{d[f_j^v(\tilde{\lambda})] \Big|_{\tilde{\lambda} = \tilde{\lambda}_j^{i-1}}}. \quad (49)$$

Результатом выполнения описанных процедур является вектор собственных чисел ядра интегрального уравнения (25), посредством которых вычисляется приближенное максимальное значение целевых функций (15).

Собственные функции матрицы (30) определяются на основе найденных значений собственных чисел, решением системы (29)  $N_y$  однородных линейных уравнений с  $N_y$  неизвестными [11]. Она имеет неоднозначное решение, поскольку ранг матрицы  $\bar{P} - \tilde{\lambda}_i \cdot I_{N_y}$  меньше  $N_y$  (ее определитель равен нулю) [5].

Поэтому рассмотрим преобразованные вектора:

$$\bar{C}_i^p = \frac{1}{\bar{C}_{i,1}} \left( \bar{C}_{i,2} \ \bar{C}_{i,3} \ \dots \ \bar{C}_{i,N_y} \right)^T, \quad i = \overline{1, N_y}, \quad (50)$$

где  $\bar{C}_{i,j}$  –  $j$ -ый элемент вектора  $\bar{C}_i$ .

Они определяются решением системы  $N_y - 1$  линейных уравнений с  $N_y - 1$  неизвестными:

$$\tilde{\lambda}_i \cdot \bar{C}_i^p = \bar{P}_{(1,1)} \cdot \bar{C}_i^p + \bar{P}_{(1,2)}^{(1)}, \quad (51)$$

где  $\bar{A}_{(i,j)}$  – матрица, полученная вычеркиванием  $i$ -ой строки и  $j$ -го столбца матрицы  $\bar{A}$ ;

$\bar{A}^{(j)}$  –  $j$ -ый столбец матрицы  $\bar{A}$ .

Тогда значения преобразованных векторов равны:

$$\bar{C}_i^p = \left( \tilde{\lambda}_i \cdot I_{N_y-1} - \bar{P}_{(1,1)} \right)^{-1} \cdot \bar{P}_{(1,2)}^{(1)}. \quad (52)$$

Учитывая нормировку векторов  $\bar{C}_i$  и (52), получим:

$$\bar{C}_{i,1} = \left( \bar{C}_i^{pT} \cdot \bar{C}_i^p + 1 \right)^{-\frac{1}{2}}. \quad (53)$$

Приближенные собственные вектора определяются на основе (50):

$$\bar{C}_i = \left( \left( \bar{C}_i^{pT} \cdot \bar{C}_i^p + 1 \right)^{-\frac{1}{2}} \left| \bar{C}_{i,1} \cdot \bar{C}_i^{pT} \right. \right)^T, \quad i = \overline{1, N_y}. \quad (54)$$

Таким образом, приближенным решением задачи (18), (19), (20) является совокупность ортонормированных функций, представляющих собой линейную комбинацию ортонормированной системы (22) с коэффициентами (54) и их энергий  $\tilde{\lambda}_i$  на выходе канала связи. Еще раз отметим, что с увеличением числа базисных функций разложения (23) растет и точность решения рассмотренной задачи, определяемая (43), а в пределе ему полностью соответствует.

Выбор числа функций  $N_b \leq N_y$ , используемых при передаче информации, должен осуществляться исходя из требований на отношение сигнал-шум для конкретной системы. А их синтез, согласно решения задачи (18), (19), (20), позволит получить подканалы с максимальной возможной величиной этого отношения.

### Алгоритм синтеза базиса ортонормированных функций

На основании вышеизложенного разработан следующий алгоритм синтеза ортонормированного базиса для канала связи с аддитивным белым гауссовским шумом.

Исходные данные:

- импульсная характеристика канала связи –  $h(t, \tau)$ ;
- оконные функции входа и выхода –  $q(\tau)$ ,  $q'(t)$ ;
- требование к верхней границе относительного проигрыша в энергетике –  $\delta_h^t$ ;
- ортонормированный базис разложения –  $\bar{\psi}_{N_y}(t)$ ;
- коэффициенты  $k_\lambda$ ,  $k_n$ .

Выходные данные:

- система ортонормированных функций на входе канала  $\bar{\varphi}_i^N(t)$ ,  $i = \overline{1, N_y}$ ;
- система ортонормированных функций на выходе канала  $\bar{\varphi}_i'(t)$ ,  $i = \overline{1, N_y}$ ;
- энергия ортонормированных функций на выходе канала  $\tilde{\lambda}_i$ ,  $i = \overline{1, N_y}$ .

Алгоритм синтеза:

1. Число базисных функций разложения:

1.1. Число базисных функций разложения –  $N_y = 1$ .

1.2 Аппроксимированная импульсная характеристика – (42).

1.3. Верхняя граница относительного проигрыша в энергетике  $\delta_h(N_y)$  – (43).

1.4. Если  $\delta_h(N_y) \leq \delta'_h$ , то переходим к пункту 2 алгоритма.

1.5. Число базисных функций разложения –  $N_y = N_y + 1$ , переход к пункту 1.2 алгоритма.

2. Матрица приближения:

2.1 Ядро интегрального уравнения – (17).

2.2. Вектор коэффициентов обобщенного ряда Фурье ядра – (23).

2.3. Матрица приближения – (30).

3. Вектор коэффициентов характеристического уравнения (метод Крылова):

3.1. Исходный вектор длиной  $N_y$  –  $\vec{X} = (1 \ 0 \ \dots \ 0)^T$ .

3.2. Матрица Крылова –

$$\vec{A}^K = \begin{pmatrix} \vec{X} & \vec{P}\vec{X} & \vec{P}^2\vec{X} & \dots & \vec{P}^{N_y}\vec{X} \\ 1 & \tilde{\lambda} & \tilde{\lambda}^2 & \dots & \tilde{\lambda}^{N_y} \end{pmatrix}^T.$$

3.3. Коэффициенты характеристического уравнения –

$$a_i^P = \left| \vec{A}^K \langle N_y+1, i \rangle \right|, \quad i = \overline{1, N_y+1}.$$

4. Собственные числа:

4.1. Начальное приближение первого этапа ( $j = 1, i = 1$ )  $\tilde{\lambda}_1^1$  – (46).

4.2. Если  $\frac{f_j^v(\tilde{\lambda}_{i-1}^j)}{d[f_j^v(\tilde{\lambda})] \Big|_{\tilde{\lambda} = \tilde{\lambda}_{i-1}^j}} < k_n$ , то переходим к

пункту 4.4 алгоритма.

4.3. Приближенное значение корня характеристического уравнения на  $i+1$  итерации  $\tilde{\lambda}_j^i$  – (49), переход к пункту 4.2 алгоритма.

4.4.  $j$ -ый корень характеристического уравнения  $\tilde{\lambda}_j = \tilde{\lambda}_j^i$ .

4.5. Если  $j = N_y$ , то переход к пункту 5 алгоритма.

4.5. Начальное приближение на  $j+1$  этапе – (48), переход к пункту 4.2 алгоритма.

5. Ортонормированный базис:

5.1. Преобразованные вектора – (52).

5.2. Приближенные собственные вектора – (54).

5.3. Ортонормированный базис на входе канала – (31).

5.4. Ортонормированный базис на выходе канала – (6).

## Заключение

В работе предложена модель канала связи, учитывающая не только его частотные и энергетические характеристики и аддитивный гауссовский шум, но и ограничение на время использования канала. В рамках этой модели показано наличие дополнительных шумов на входе приемника вследствие неортогональности несущих на выходе канала.

Доказанная возможность синтеза системы функций, ортонормированных на входе и ортогональных на выходе, позволяет получить несущие колебания для пе-

редатчика в виде линейной комбинации произвольного ортонормированного базиса и интеграла свертки этих колебаний с импульсной характеристикой канала для приемника.

На основании этого факта разработан алгоритм синтеза системы ортонормированных функций для канала связи с аддитивным белым гауссовским шумом. Использование этой системы обеспечивает отсутствие шумов неортогональности как на входе, так и на выходе канала связи при соответствующем согласовании системы с характеристиками канала и независимости сигналов на входе отдельных подканалов. Приближенные методы решения уравнений, примененных при разработке, снижают энергию сигналов в подканалах на приеме относительно точного решения. Тем не менее, ошибка будет незначительна при использовании порядка пятидесяти функций разложения и более, в то время как вычислительные затраты существенно снижаются.

## Литература

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоритические основы и практическое применение. Изд. 2-е испр.: Пер. с англ.– М.: Вильямс, 2003.– 1104 с.
2. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений.– М.: Советское радио, 1970.– 533 с.
3. Теория электрической связи: Учебник для ВУЗов/ Под ред. Д.Д. Кловского – М.: Радио и связь, 1999. – 432 с.
4. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т.1 – М.: Сов. радио, 1972. - 744 с.
5. Корн Г., Корн К. Справочник по математике для научных работников и инженеров.– М.: 1970.– 720 с.
6. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник. – М.: Высш. Школа., 1983.– 536 с.
7. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шумов А.П. Повышение скорости передачи информации и спектральной эффективности беспроводных систем связи // Цифровая обработка сигналов.– 2006.– № 1, с. 2-11.
8. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами.– М.: Радио и связь, 1985.– 384 с.
9. Галлагер Р. Теория информации и надежная связь. Пер. с англ., под ред. М.С. Пинскера и Б.С. Цыбакова. – М.: Советское радио, 1974. – 720 с.
10. Григорьев В.А., Григорьев С.В. Передача сообщений.– СПб.: ВУС, 2002.– 224 с.
11. Васильева А.Б., Тихонов Н.А. Интегральные уравнения.– 2-е изд. стереот.– М.: Физматлит, 2002.– 160 с.
12. Краснов М.Л. и др. Интегральные уравнения.– М.: Наука, 1968.– 192 с.
13. Линович А.Ю. Применение методов частотно-временной декомпозиции при решении задач обратного моделирования // Цифровая обработка сигналов.– 2005.– № 3, с. 28-37.
14. Хорн Р., Джонсон Ч. Матричный анализ: Пер. с англ.– М.: Мир, 1989.– 655 с.
15. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц.– М.: Наука, 1966 – 576 с.
16. Химмельблау Д. Прикладное нелинейное программирование. Пер. с англ., под ред. М.Л. Быховского. – М.: Мир, 1975. – 534 с.

## МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ АДАПТИВНОЙ ЭХО-КОМПЕНСАЦИИ: СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

Кузнецов Е.П.

### Введение

Проблема существования эхо-сигналов в различных системах телекоммуникаций известна довольно давно. Принято выделять два вида эхо-сигналов: электрическое и акустическое эхо. Причиной первого является нарушение условий баланса дифференциальных систем, используемых в проводных системах для развязки двух и четырехпроводных линий, вследствие чего часть энергии принимаемого сигнала в виде искаженной и задержанной копии попадает в цепи передачи, тем самым, ухудшая качественные показатели системы связи (v.92, VoIP, xDSL и т.д.).

Акустический эхо-сигнал возникает в том случае, когда звуковая волна, отражаясь от близлежащих объектов, возвращается обратно к источнику колебаний. В системах телекоммуникаций это происходит тогда, когда звуковая волна, источником которой является громкоговоритель абонентского оборудования, или сам абонент, попадает в микрофонную цепь за счет переотражений или плохой развязки приемной и передающей цепей. Хотя акустическое эхо присутствует как в проводных, так и в беспроводных системах телекоммуникаций, наибольшее влияние этого негативного эффекта сказывается в таких технических приложениях как радиотелефония, системы телеконференций и мобильная связь.

Адаптивная эхо-компенсация является эффективным средством борьбы с проблемой существования электрических и акустических эхо-сигналов в различных технических системах и приложениях [1, 2]. В настоящее время существует достаточно большое количество алгоритмов адаптивной обработки сигналов, которые могут успешно применяться в задачах эхо-компенсации в рамках классической и субполосной схем реализации эхо-компенсатора. Причем выбор того или иного алгоритма составляет определенную трудность и не является однозначным.

Целью настоящей статьи является сравнительный анализ эффективности применения различных алгоритмов адаптивной обработки сигналов в задачах компенсации электрического и акустического эха. В качестве критерия эффективности рассматриваются точность<sup>1</sup> и скорость<sup>2</sup> настройки АЦФ, входящего в состав ЭК.

*Рассмотрены различные алгоритмы адаптивной обработки сигналов с позиции эффективности их применения в задаче компенсации электрического и акустического эхо-сигналов. В качестве критерия оценки эффективности выбрана точность и скорость настройки адаптивного цифрового фильтра (АЦФ), входящего в состав схемы эхо-компенсатора (ЭК). Проведен сравнительный анализ эффективности различных методов реализации адаптивного ЭК (классического, с адаптацией в частотной области и с применением многоскоростной субполосной фильтрации) для стационарных и нестационарных входных воздействий.*

### Методика экспериментов

Как известно, существует несколько возможных вариантов построения ЭК [1, 2]. Исследование точностных характеристик различных схем ЭК начнем с классической схемы, работающей во временной области, далее перейдем к схеме, использующей преобразование в частотную область без разбиения на субполосы и, наконец, рассмотрим особенности работы субполосной схемы построения ЭК. При этом исследуем работу каждой из схем в качестве ЭК электрического и акустического эхо-сигнала, подавая на вход такие виды входных воздействий как белый шум и речь.

В качестве модели эхо-тракта для экспериментов с электрическим эхо-сигналом возьмем систему, предложенную для испытаний в рекомендации G.168 [3]. Внешний вид импульсной и амплитудно-частотной характеристики такого эхо-тракта показан на рис. 1. В качестве модели акустического эхо-тракта, имитирующего среду распространения звукового сигнала, возьмем типовую модель для небольшого помещения, рассчитывающуюся по методике [4]. На рис. 2 показаны амплитудно-частотная и импульсная характеристики акустического эхо-тракта.

Обозначим  $N_{FB}$  и  $N_{SB}$  порядок АЦФ для классической и субполосной схемы ЭК. В реальных системах порядок АЦФ, входящего в состав ЭК, зачастую меньше протяженности импульсной характеристики (ИХ) эхо-тракта. Поэтому, чтобы эксперименты были наиболее приближены к реальным условиям, выберем порядок АЦФ  $N_{FB}=64$  и  $N_{FB}=N_{SB}=352$  для случая электрического и акустического эхо-тракта соответственно.

<sup>1</sup> Здесь: значение энергии сигнала остаточной ошибки, которое достигается по истечении времени сходимости.

<sup>2</sup> Здесь: время, за которое энергия сигнала ошибки уменьшается до фиксированного уровня.

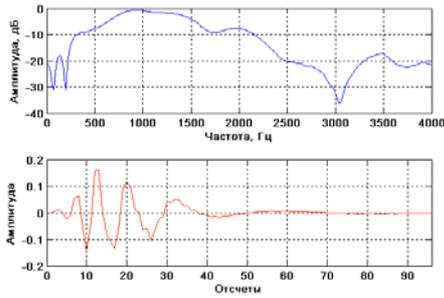


Рис. 1. Амплитудно-частотная и импульсная характеристики эхо-тракта (электрическое эхо).

Для сбора статистики ограничимся набором из 1000 реализаций входных воздействий, в каждом из которых содержится 1000 отсчетов случайного сигнала для случая белого шума. В качестве речи будет выступать сигнал длительностью  $15 \times 10^4$  отсчетов, что составляет 18,75 секунд на частоте дискретизации 8 кГц (стандартная частота дискретизации речи для передачи по коммутируемому телефонному каналу).

Для анализа точностных характеристик адаптивного ЭК обычно используют такой показатель как

$$ERLE = 10 \cdot \lg \frac{\varepsilon \{y^2(n)\}}{\varepsilon \{e^2(n)\}},$$

определяющий относительный уровень ослабления эхо-сигнала в дБ. В данном выражении  $\varepsilon \{*\}$  – оператор математического ожидания,  $y(n)$  – обучающий сигнал,  $e(n)$  – сигнал остаточной ошибки [3]. По сравнению со среднеквадратическим отклонением, ERLE является относительным параметром, что делает его очень удобным для исследования эффективности работы адаптивного ЭК при различных видах входных воздействий.

Известно, что качество работы классической схемы ЭК полностью определяется выбором того или иного алгоритма адаптации. Отсюда возникает вполне очевидный вопрос: какой из существующих алгоритмов адаптации является наиболее эффективным для использования в классической схеме? В настоящее время существует множество алгоритмов адаптации, обладающих различными свойствами, но, несмотря на разнообразие, все они являются производными либо модификациями одного из методов поиска экстремума (чаще всего минимума) целевой функции. Наиболее часто на практике применяются градиентные методы на основе критерия минимума среднеквадратической ошибки (метод наискорейшего спуска) и на основе критерия наименьших квадратов (обобщенный метод Ньютона) [5, 6]. На основе первых методов реализуются такие алгоритмы, как метод наименьших квадратов (МНК) и его модификации, а на основе вторых – группа алгоритмов, использующих рекурсивный МНК (РНК). Для удобства анализа, дополнительно разделим эти два множества алгоритмов на группы. Ниже приводятся четыре группы адаптивных алгоритмов, наиболее часто применяющиеся в задачах эхо-компенсации [1, 2]:

1. Метод наименьших квадратов (МНК);
2. Рекурсивный метод наименьших квадратов (РНК);
3. Алгоритм аффинных проекций (ААП);
4. Алгоритмы, использующие решетчатую (лестничную)

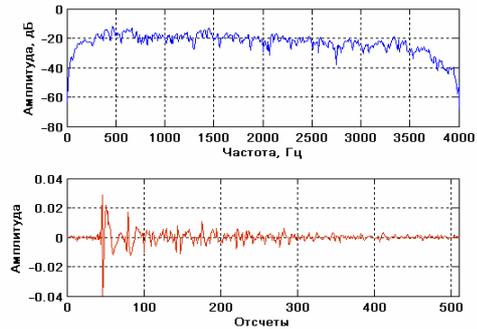


Рис. 2. Амплитудно-частотная и импульсная характеристики эхо-тракта (акустическое эхо).

структуру АЦФ.

Подробное математическое описание и теоретические рекомендации по выбору управляющих параметров для всех вышеперечисленных групп адаптивных алгоритмов можно найти, например в [6 - 10].

Все эксперименты для белого шума будем проводить только для случая электрического эхо-сигнала, поскольку это наибольшим образом соответствует действительности. Для входного воздействия в виде речи будем исследовать характеристики ЭК для случая акустического и электрического эхо-сигналов. При этом целью исследований будет являться выбор в рамках каждой группы наиболее эффективного алгоритма, который будет использоваться для дальнейшего анализа в субполосной схеме построения ЭК.

#### Группа I. Метод наименьших квадратов

Рассмотрим первую группу алгоритмов. Кроме обычного МНК на практике наиболее часто применяют следующие модификации: нормализованный по мощности МНК (НМ-МНК), блочный МНК (БМНК), МНК с адаптацией по знаку входного сигнала ( $\Delta x$ -МНК) и МНК с адаптацией по знаку сигнала ошибки ( $\Delta e$ -МНК) [6, 7].

Отметим, что основным параметром алгоритмов первой группы является шаг адаптации  $\mu$ , определяющий скорость и точность настройки АЦФ. В ходе экспериментов опытным путем для каждого из выбранных алгоритмов был подобран шаг адаптации, дающий наиболее качественные результаты по обоим показателям эффективности. Для МНК и БМНК  $\mu = 0,01$ ; НМ-МНК –  $\mu = 1$ ,  $\mu = 2$ ;  $\Delta e$ -МНК –  $\mu = 0,001$ ;  $\Delta x$ -МНК –  $\mu = 0,008$ .

На рис. 3 показаны результаты моделирования работы алгоритмов группы I, когда на вход подается белый шум. Благодаря нормализации по мощности, применяемой в НМ-МНК, выбор шага адаптации  $\mu$  производится, исходя из текущего значения мощности сигнала ошибки, что позволяет добиться более точной настройки за короткое время. Из-за использования «грубой» оценки значений обучающего сигнала и сигнала ошибки в алгоритме  $\Delta e$ -МНК снижается точность настройки. При этом дальнейшее уменьшение шага адаптации не приводит к каким-либо значительным улучшениям. Алгоритмы МНК,  $\Delta x$ -МНК, БМНК-20 и БМНК-40 (цифра говорит о длине обрабатываемого блока данных) обладают примерно одинаковой точностью. При этом разница состоит лишь во времени сходимости алгоритма. В данном случае  $\Delta x$ -МНК показывает наихудшее время сходимости среди всех анализируемых алгоритмов.

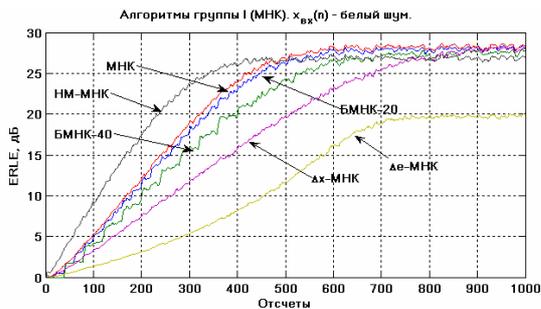
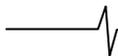


Рис. 3. Результаты моделирования для МНК-алгоритмов и входного воздействия в виде белого шума.

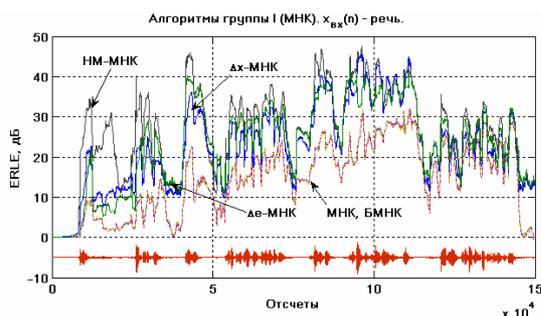


Рис. 4. Результаты моделирования для МНК-алгоритмов и входного воздействия в виде речевого сигнала (электрическое эхо).

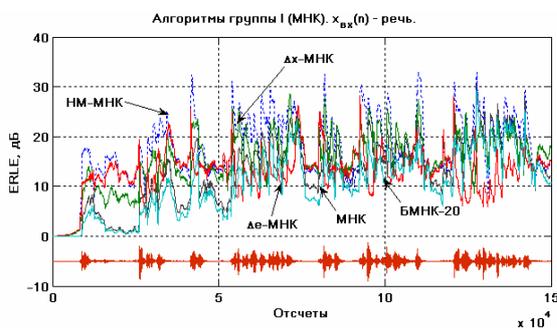


Рис. 5. Результаты моделирования для МНК-алгоритмов и входного воздействия в виде речевого сигнала (акустическое эхо).

На рис. 4, 5 представлены результаты моделирования работы МНК-алгоритмов, когда на вход поступает речь. Как видно из рисунка наиболее эффективным алгоритмом и в этом случае является НМ-МНК. МНК и БМНК не показывают высокой точности настройки, проигрывая в этом плане  $\Delta x$ -МНК и  $\Delta e$ -МНК. Также было установлено, что при увеличении размера блока в алгоритме БМНК проявляется нестабильность, приводящая к расхождению алгоритма для случая акустического эхо-сигнала.

Из полученных результатов следует, что наиболее эффективным алгоритмом из исследуемой группы является НМ-МНК.

## Группа II. Рекурсивный метод наименьших квадратов

Перейдем к рассмотрению алгоритмов второй группы. По аналогии с проведенными выше выкладками исследуем характеристики РНК и следующих его модификаций: РНК, использующий преобразование Хаусхолдера (X-РНК), X-РНК со скользящим окном (X-CO-РНК), РНК со скользящим окном (CO-РНК), РНК, использующий QR-разложение (QR-РНК) [6, 7].

Основным управляющим параметром алгоритмов данной группы является так называемый коэффициент забывания  $\lambda$ , который обеспечивает возможность регулирования следящих свойств АЦФ. В ходе экспериментов для всех алгоритмов группы II опытным путем было подобрано значение  $\lambda = 0,999$ . Результаты моделирования работы РНК-алгоритмов для входного сигнала в виде белого шума представлены на рис. 6.

Из рисунка хорошо видно, что все алгоритмы обладают примерно одинаковой скоростью сходимости. Разброс значений ERLE для всех исследуемых алгоритмов лежит в небольших пределах (порядка 3 дБ). При этом наилучшие результаты по точности показывают РНК, X-РНК, QR-РНК, а также X-CO-РНК и CO-РНК с размером скользящего окна 512 отсчетов.

На рис. 7, 8 изображены результаты моделирования для РНК-алгоритмов, когда на вход поступает речь. Видно, что все алгоритмы этой группы показывают примерно одинаковую эффективность работы, как для электрического, так и для акустического эхо-сигналов.

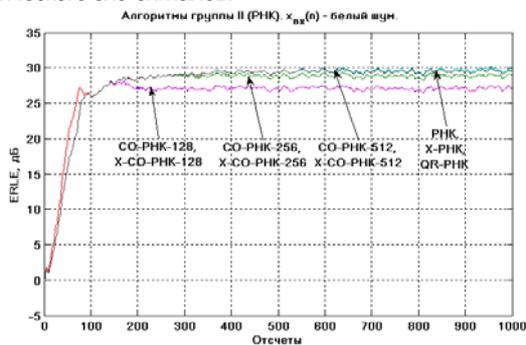


Рис. 6. Результаты моделирования для РНК-алгоритмов и входного воздействия в виде белого шума.

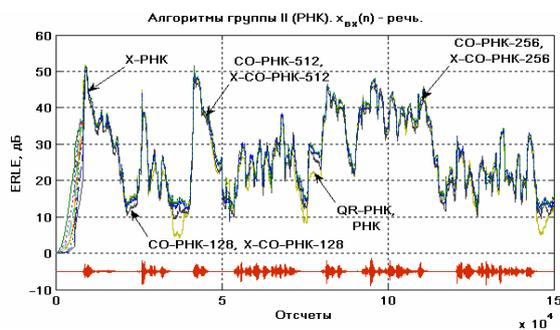


Рис. 7. Результаты моделирования для РНК-алгоритмов и входного воздействия в виде речевого сигнала (электрическое эхо).

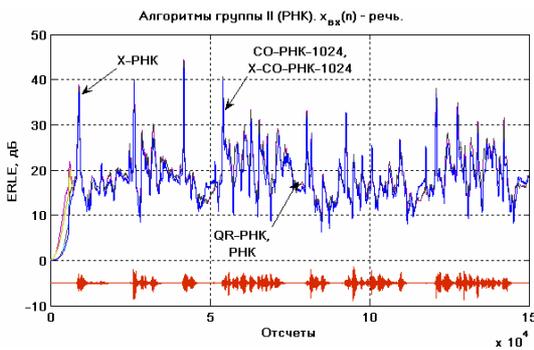


Рис. 8. Результаты моделирования для РНК-алгоритмов и входного воздействия в виде речевого сигнала (акустическое эхо)

Как показали эксперименты, выбор наилучшего алгоритма в данной группе не является однозначным, поскольку все алгоритмы этой группы дают хорошие результаты по уровню ERLE. Известно [6], что применение QR-разложения на основе преобразования Хаусхолдера или с помощью вращений матриц Гивенса позволяет улучшить свойства числовой стабильности (робастности) алгоритма для случая плохо обусловленной корреляционной матрицы входного сигнала. Однако QR-РНК в большей степени подходит для задач где требуется априорное знание значений коэффициентов АЦФ (например, спектральное оценивание, эквалайзинг), что влечет за собой дополнительные вычислительные затраты на их определение и не обязательно в задаче адаптивной эхо-компенсации [6]. Таким образом, в данной группе X-РНК является наиболее эффективным с точки зрения точности настройки и стабильности.

**Группа III. Алгоритм аффинных проекций**

Далее рассмотрим алгоритмы группы III. В данную группу, помимо самого ААП входят две его модификации: блочный ААП (БААП) и рекурсивный ААП (РААП) [6, 7]. Алгоритмы данной группы являются компромиссным по отношению к первым двум группам алгоритмов вариантом в плане точности, скорости работы и затрат на реализацию, что определяет их достаточно широкое применение на практике.

В этой группе алгоритмов в качестве управляющих величин выступают два параметра: шаг адаптации  $\mu$  (по аналогии с алгоритмами группы I) и порядок проекции  $P_0$ . В ходе экспериментов исследовались свойства ААП-алгоритмов для четырех различных значений параметра  $P_0 = 5, 10, 15, 20$  и шага адаптации  $\mu = 1$ .

На рис. 9 показаны результаты экспериментов для алгоритмов группы III при входном воздействии в виде белого шума.

Как видно из представленных рисунков, алгоритмы данной группы практически не отличаются по своим точностным показателям. Более того, алгоритмы ААП и РААП дают одинаковые результаты, вследствие чего кривые, характеризующие их поведение, сливаются. Увеличение значения параметра  $P_0$  не влияет каким-либо качественным образом на точность настройки, однако это влечет за собой увеличение вычислительных затрат на реализацию алгоритмов.

Для случая, когда на входе ЭК речь (рис. 10, 11) все алгоритмы группы III показывают примерно одинаковые результаты по уровню подавления эхо-сигнала.

Основываясь на представленных результатах моделирования, и теоретическом анализе, проведенном в работах [11, 12] в качестве наиболее эффективного алгоритма в данной группе выберем ААП.

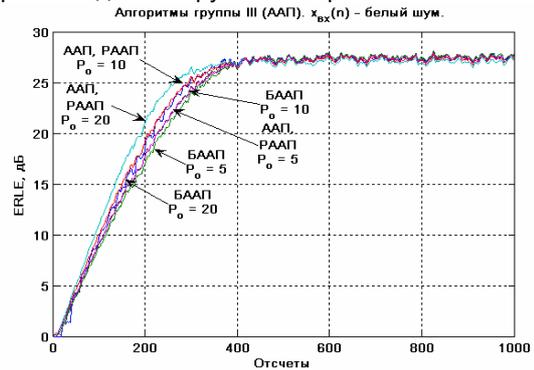


Рис. 9. Результаты моделирования для ААП-алгоритмов и входного воздействия в виде белого шума.

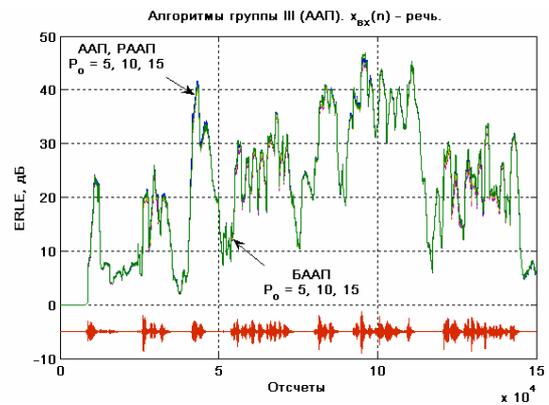


Рис. 10. Результаты моделирования для ААП-алгоритмов и входного воздействия в виде речевого сигнала (электрическое эхо).

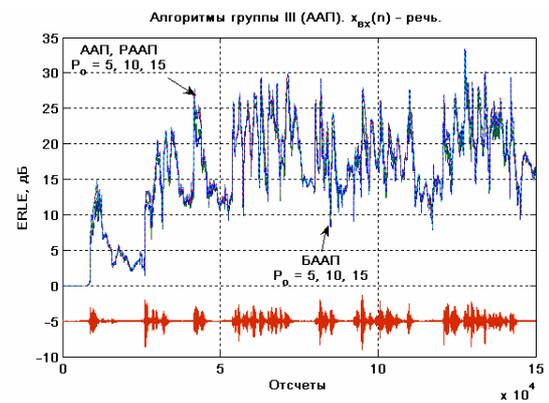


Рис. 11. Результаты моделирования для ААП-алгоритмов и входного воздействия в виде речевого сигнала (акустическое эхо).

**Группа IV. Решетчатые (лестничные) алгоритмы**

Перейдем к рассмотрению последней группы адаптивных алгоритмов, которые могут быть использованы в классической схеме ЭК. Алгоритмы данной группы не нашли столь широкого применения как, например, различные модификации алгоритмов МНК и РНК. Основной причиной «непопулярности» данных алгоритмов является требование реализации АЦФ по решетчатой структуре, которая является концептуально более сложной по сравнению с прямой формой построения цифрового

фильтра. Однако использование решетчатой структуры АЦФ может быть крайне выгодным при работе с нестационарными сигналами, поскольку такой подход обеспечивает частичную декорреляцию входного воздействия, что положительно влияет на скорость и точность настройки АЦФ. Кроме того, решетчатая структура обладает свойством модульности, то есть АЦФ может быть представлен набором однотипных элементарных звеньев (модулей) решетки, соединенных в определенном порядке, что дает преимущества при практической реализации на базе цифровых процессорах обработки сигналов.

Для анализа возьмем следующие алгоритмы, использующие решетчатую структуру АЦФ: РНК (#РНК), градиентный алгоритм (#ГА) и РНК на основе QR-разложения (#QR-РНК) [6, 10].

В анализируемой группе алгоритмов в качестве управляющих параметров выступают две величины:  $\lambda$  (по аналогии с алгоритмами группы II) для алгоритмов #РНК и #QR-РНК и  $\mu$  (по аналогии с алгоритмами групп I, III) для #ГА. В ходе экспериментов были подобраны значения, дающие наилучшие результаты по точности и скорости настройки.

На рис. 12 изображены результаты моделирования работы алгоритмов группы IV, когда на вход поступает белый шум. Из графиков видно, что алгоритм #ГА уступает в точности (ERLE меньше на 4 – 5 дБ) и скорости настройки (примерно в 2 – 2,5 раза медленнее) алгоритмам #РНК и #QR-РНК. Такая же картина наблюдается, когда на вход подается речь (рис. 13, 14). Поэтому в данной группе в качестве наилучшего алгоритма выберем #РНК, так как алгоритм #QR-РНК не подходит по тем же причинам, что и QR-РНК (см. выше).

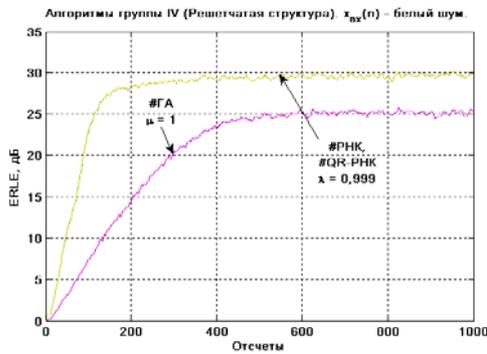


Рис. 12. Результаты моделирования для алгоритмов, использующих решетчатую структуру АЦФ и входного воздействия в виде белого шума.

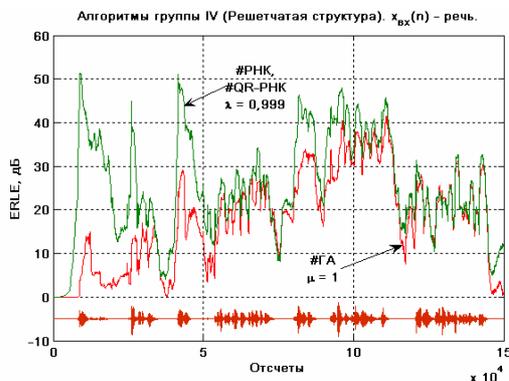


Рис. 13. Результаты моделирования для алгоритмов, использующих решетчатую структуру АЦФ и входного воздействия в виде речевого сигнала (электрическое эхо).

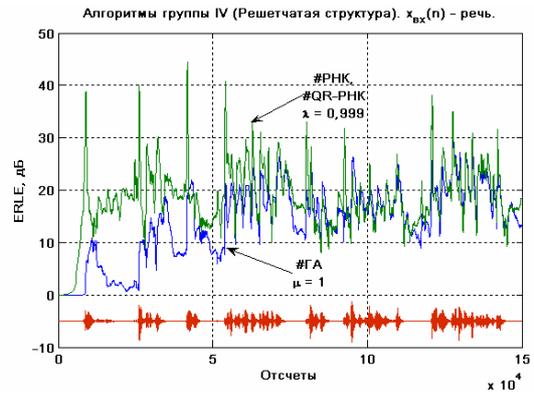


Рис. 14. Результаты моделирования для алгоритмов, использующих решетчатую структуру АЦФ и входного воздействия в виде речевого сигнала (акустическое эхо).

Проведенный анализ позволил выбрать из обширного круга различных алгоритмов адаптации четыре наиболее эффективных, а именно НМ-МНК, X-РНК, ААП и #РНК, которые и будут использоваться для дальнейшего анализа в субполосной схеме реализации ЭК.

### Адаптация в частотной области

Перед тем как перейти к исследованию точностных характеристик ЭК, использующего многоскоростную обработку сигнала, рассмотрим еще одну очень важную группу алгоритмов — МНК-алгоритмы, работающие в частотной области. Для эхо-трактов, имеющих достаточно протяженную импульсную характеристику, и работе с нестационарными воздействиями данные алгоритмы являются серьезной альтернативой в плане соотношения эффективности и вычислительных затрат методам адаптации АЦФ во временной области, а также субполосным схемам построения АЦФ.

В настоящее время наибольшей популярностью пользуются следующие МНК-алгоритмы, работающие в частотной области: блочный МНК с ограничениями (БЧ-ОМНК), блочный МНК без ограничений (БЧ-МНК), секционированный БЧ-ОМНК (СБЧ-ОМНК), секционированный блочный МНК без ограничений (СБЧ-МНК), МНК на основе ДПФ (ДПФ-МНК) и МНК на основе ДКП (ДКП-МНК). (В зарубежной литературе эти алгоритмы обозначаются как Frequency Domain Adaptive Filter (FDAF), Unconstrained FDAF (UFDAF), Partitioned Block FDAF (PBFDAF), PBUFDAF, Transform Domain Adaptive Filter DFT (tdaDFT) и tdaDCT соответственно) [6]. При этом последние два алгоритма не являются блочными.

Поскольку данное семейство алгоритмов является модификацией алгоритмов группы I, использующей прямое/обратное БПФ для свертки в частотной области, то кроме шага адаптации  $\mu$ , в данных алгоритмах в качестве регулирующих параметров выступают коэффициент забывания  $\lambda$  (по аналогии с РНК-алгоритмами) и размер блока обрабатываемых данных (число, написанное через дефис на представленных рисунках). В ходе моделирования были найдены значения  $\mu$  и  $\lambda$ , дающие наилучшие показатели по точности настройки АЦФ для различных размеров блока обрабатываемых данных. Для алгоритмов БЧ-ОМНК, БЧ-МНК и СБЧ-ОМНК  $\mu = 1$ , для СБЧ-МНК  $\mu = 0,5$ , а для ДПФ-МНК, ДКП-МНК  $\mu = 0,01$ . При этом для всех перечисленных алгоритмов  $\lambda = 0,9$ .

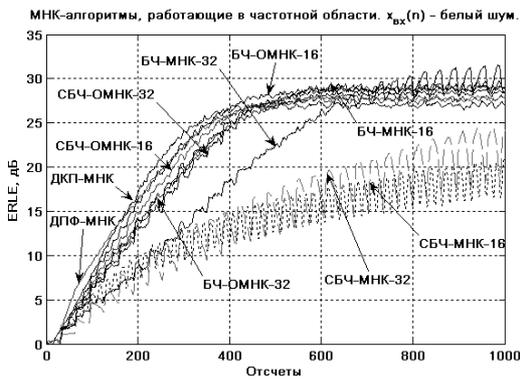


Рис. 15. Результаты моделирования для МНК-алгоритмов, работающих в частотной области и входного воздействия в виде белого шума.

Результаты экспериментов, проведенных по аналогии с вышеописанной методикой, представлены на рис. 15 – 17. Для случая белого шума все рассматриваемые алгоритмы за исключением алгоритмов без ограничений дают примерно одинаковые результаты по точности настройки (рис. 15). На рис. 16, 17, где показаны результаты моделирования работы ЭК для речевого сигнала, также видно, что ДКП-МНК и ДПФ-МНК обладают лучшей точностью по сравнению с алгоритмами БЧ-МНК и СБЧ-МНК, хотя не сильно отличаются по результатам от алгоритмов БЧ-МНК и БЧ-ОМНК. Из рисунков видно, что все алгоритмы без ограничений дают худшие по точности результаты, чем алгоритмы с ограничениями. Это объясняется тем, что в алгоритмах БЧ-МНК и СБЧ-МНК используется всего 3 БПФ/ОБПФ, в то время как в алгоритмах с ограничениями используется 5 [6]. За счет этого, алгоритмы БЧ-МНК и СБЧ-МНК с одной стороны имеют преимущества в вычислительном плане, однако проигрывают в точности и скорости настройки. Таким образом, в данной группе алгоритмов наиболее эффективными являются БЧ-МНК, СБЧ-МНК и ДКП-МНК и ДПФ-МНК.

Для получения общей картины проведенного сравнительного анализа в рамках схемы классического ЭК и ЭК, работающего в частотной области, изобразим наиболее эффективные по точности алгоритмы из каждой рассмотренной группы для различных видов входных воздействий и двух видов эхо-трактов (рис. 18 – 20).

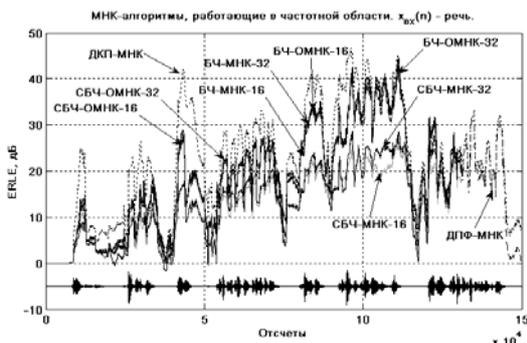


Рис. 16. Результаты моделирования для алгоритмов, работающих в частотной области входного воздействия в виде речевого сигнала (электрическое эхо).

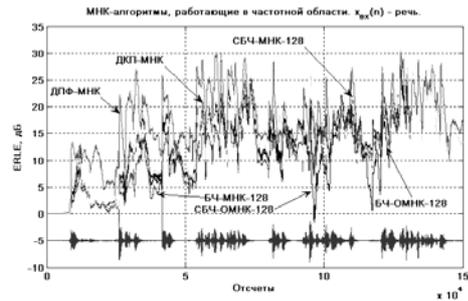


Рис. 17. Результаты моделирования для алгоритмов, работающих в частотной области и входного воздействия в виде речевого сигнала (акустическое эхо).

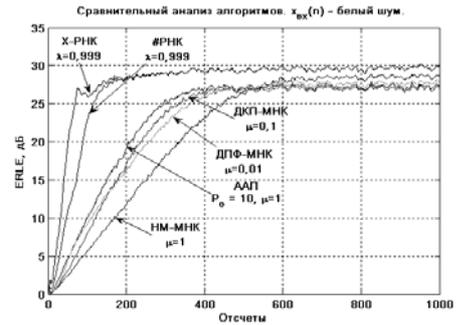


Рис. 18. Сравнительный анализ алгоритмов для входного воздействия в виде белого шума (электрическое эхо).

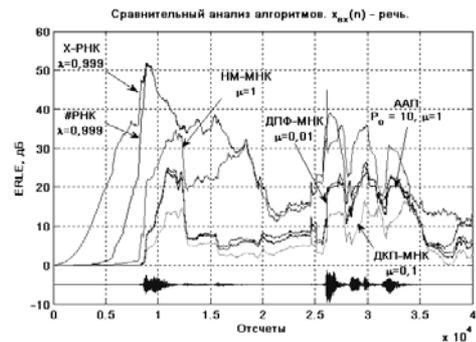


Рис. 19. Сравнительный анализ алгоритмов для входного воздействия в виде речи (электрическое эхо).

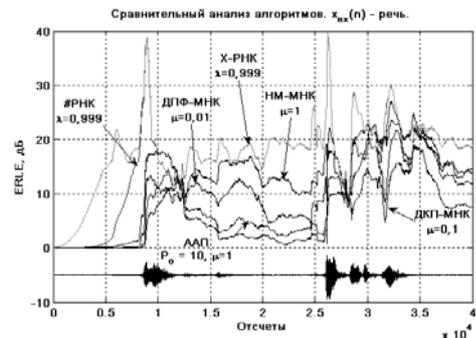
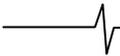


Рис. 20. Сравнительный анализ алгоритмов для входного воздействия в виде речи (акустическое эхо).

**Субполосная схема реализации ЭК**

Далее перейдем к анализу точностных характеристик адаптивного ЭК, использующего многоскоростную обработку сигналов [2]. В экспериментах исследуем эффективность применения различных банков фильтров (БФ) в совокупности с выбранными выше адаптивными алгоритмами.



Применение многоскоростной обработки сигналов в задачах адаптивной эхо-компенсации целесообразно лишь в случае значительной протяженности ИХ эхо-тракта, как в случае акустическое эхо-тракта ( $N \gg 128$ ). Когда же ИХ эхо-тракта имеет небольшую длительность ( $N \leq 128$ ), задача адаптивной эхо-компенсации достаточно эффективно решается в рамках классического подхода. Поэтому в качестве идентифицируемой системы для дальнейших экспериментов возьмем акустический эхо-тракт, показанный на рис. 2, а в качестве входного сигнала – тот же речевой сигнал, который применялся для исследования точностных характеристик классической схемы адаптивного ЭК.

Как уже упоминалось выше, существует достаточно большое количество всевозможных вариантов построения подсистем анализа-синтеза и методик их расчета. Для экспериментов выберем следующие виды БФ: БФ с максимальной децимацией и почти полным восстановлением ( $B\Phi_M^{\approx\Pi B}$ ) на 2 и 8 каналов, рассчитанные по методике [13] и БФ с немаксимальной децимацией ( $B\Phi_{HM}$ ) на 3 и 7 каналов, рассчитанные по методикам [14] и [15] соответственно. Такой выбор, конечно же, не является всеобъемлющим, но в рамках поставленной задачи позволит проследить взаимосвязь между точностью настройки субполосного ЭК и основными характеристиками используемых в его БФ: коэффициентом децимации  $M$ , числом каналов  $L$  и порядком каналообразующих фильтров  $N_\pi$ . На рис. 21 – 24 показаны логарифмические АЧХ (ЛАЧХ) выбранных БФ. Изображая ЛАЧХ БФ, здесь

подразумевается БФ, входящий в подсистему анализа.

Результаты проведенных исследований для различных БФ и различных алгоритмов адаптации показаны на рис. 25 – 28. Как видно из рисунков, наиболее эффективной по точности для всех адаптивных алгоритмов оказывается схема ЭК на основе 3-БФ<sub>HM</sub> (рис. 22). При этом наилучшее подавление (порядка 60 дБ) для этой схемы построения субполосного ЭК достигается при использовании алгоритмов X-РНК и #РНК (рис. 26, 28). Для случая HM-МК (рис. 25) очевидно преимущество использования БФ<sub>HM</sub>, дающих подавление около 40 дБ. Субполосный ЭК на основе  $B\Phi_M^{\approx\Pi B}$  для аналогичного случая позволяет получить ERLE лишь около 30 дБ. При использовании ААП результаты для всех схем субполосного ЭК не сильно отличаются по значениям ERLE и находятся в пределах 30 дБ (рис. 27).

Увеличение числа каналов БФ не приводит, к каким бы-то ни было заметным улучшениям в точности настройки адаптивного ЭК (рис. 25 – 28). Это объясняется тем, что во всех экспериментах с субполосной схемой ЭК порядок канального АЦФ  $N_{SB} = 352$ . При анализе эхо-тракта в рамках ограниченного частотного отрезка АЧХ, большой порядок АЦФ приводит к замедлению процесса настройки ЭК. Однако такой выбор позволяет справедливо сопоставлять результаты экспериментов для субполосной и классической схем ЭК. Вопросы выбора числа каналов и порядка канального АЦФ субполосного ЭК для достижения выигрыша по вычислительным затратам и уровню подавления будут рассмотрены в следующих публикациях.

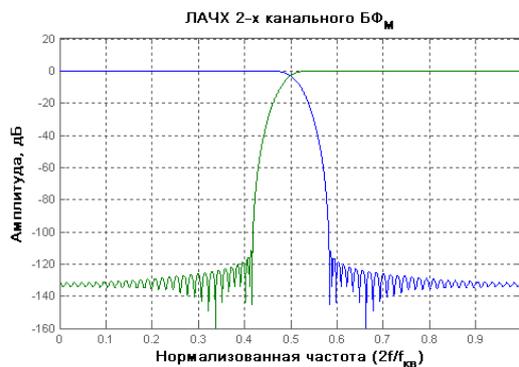


Рис. 21. ЛАЧХ двухканального БФ<sub>М</sub> (2-БФ<sub>М</sub>:  $M = 2$ ;  $N_\pi = 125$ ).

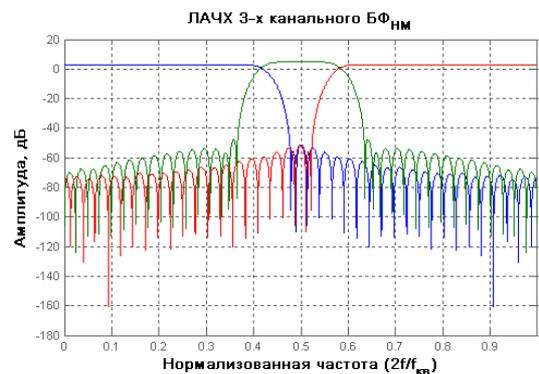


Рис. 22. ЛАЧХ трехканального БФ<sub>HM</sub> (3-БФ<sub>HM</sub>:  $M = 2, 3, 2$ ;  $N_\pi = 75$ ).

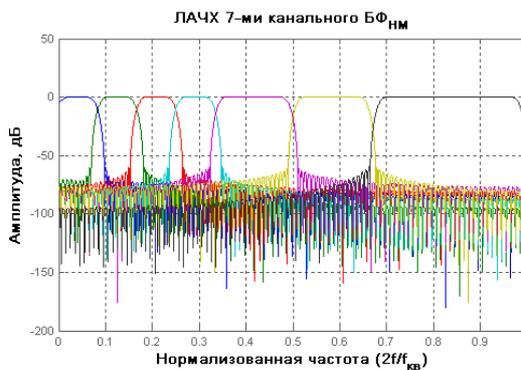


Рис. 23. ЛАЧХ семиканального БФ<sub>HM</sub> (7-БФ<sub>HM</sub>:  $M = 10, 10, 10, 10, 4, 4, 2$ ;  $N_\pi = 201$ ).

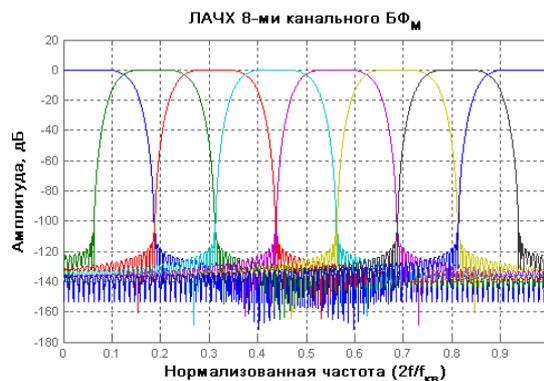


Рис. 24. ЛАЧХ восьмиканального БФ<sub>М</sub> (8-БФ<sub>М</sub>:  $M = 8$ ;  $N_\pi = 190$ ).

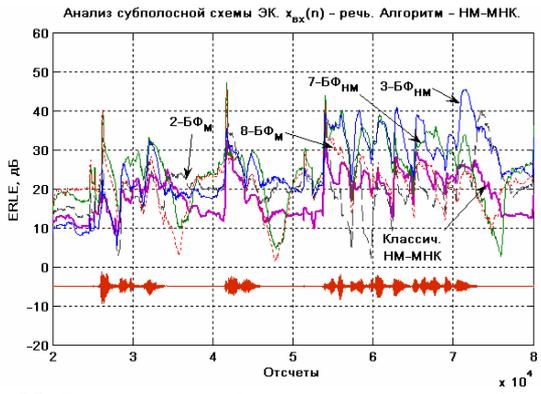


Рис. 25. Сравнительный анализ точности субполосного адаптивного ЭК для различных типов БФ при использовании НМ-МНК (акустическое эхо).

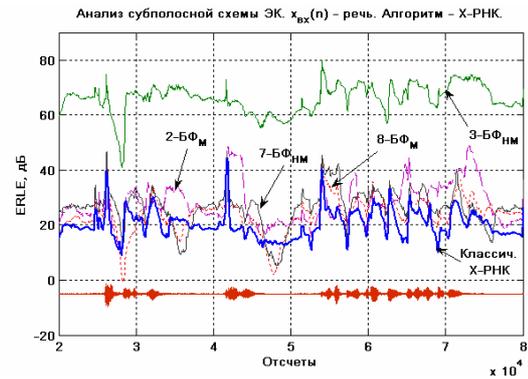


Рис. 26. Сравнительный анализ точности субполосного адаптивного ЭК для различных типов БФ при использовании X-РНК (акустическое эхо).

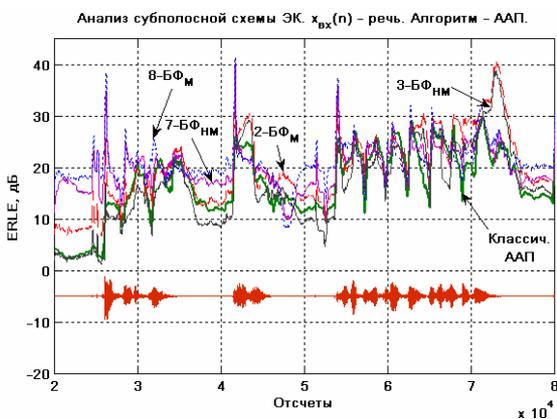


Рис. 27. Сравнительный анализ точности субполосного адаптивного ЭК для различных типов БФ при использовании ААП (акустическое эхо).

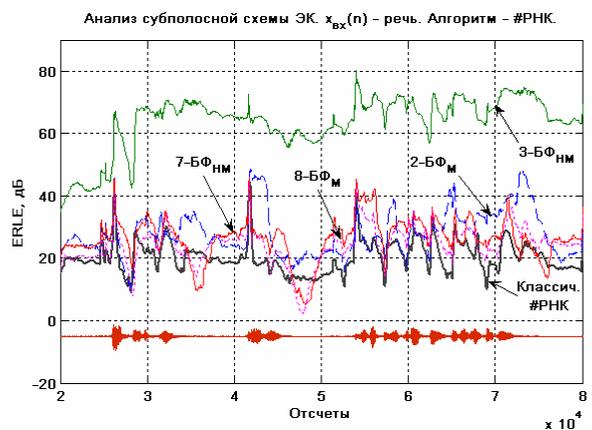


Рис. 28. Сравнительный анализ точности субполосного адаптивного ЭК для различных типов БФ при использовании #РНК (акустическое эхо).

Подведем итог для субполосной схемы ЭК. В работе [16] было показано, что при использовании БФ<sub>М</sub> задача прямого моделирования эффективно решается лишь при наличии дополнительных кросс-фильтров, устраняющих элайзинг в переходной зоне, иначе резко снижается качество подавления и теряется смысл использования многоскоростной обработки. Здесь же было отмечено, что избежать использования кросс-фильтров можно путем применения БФ<sub>М</sub>, отличающихся хорошими свойствами частотной избирательности, либо применением БФ<sub>НМ</sub>.

Проведенные выше эксперименты показали, что субполосный ЭК на основе различных БФ<sub>НМ</sub> дает высокие показатели по точности настройки, превосходящие классическую схему ЭК для каждого из четырех выбранных ранее адаптивных алгоритмов (НМ-МНК, X-РНК, ААП и #РНК). При этом БФ<sub>М</sub> с высокими показателями частотной независимости, используемые в данных экспериментах, также дают результаты, превосходящие классическую схему ЭК по уровню ERLE. Таким образом, наряду с БФ<sub>НМ</sub> в задачах адаптивной эхо-компенсации могут также эффективно применяться БФ<sub>М</sub>, хотя при этом следует уделять особое внимание свойствам частотной избирательности используемого БФ, то есть искать компромисс между порядком фильтра-прототипа и допустимым перекрытием соседних субполосных каналов.

### Заключение

На протяжении длительного времени теория адаптивной фильтрации находит широкое применение во многих технических приложениях, одним из которых является эхо-компенсация в системах телекоммуникаций. Большое разнообразие адаптивных алгоритмов и возможность реализации эхо-компенсатора по одной из трех схем построения дает свободу выбора, но при этом остается открытым вопрос о том насколько будет эффективен выбранный метод?

В настоящей статье сделана попытка ответить на этот неоднозначный вопрос. Вначале были выделены четыре группы адаптивных алгоритмов, в рамках которых проводился анализ. На примере классической схемы из каждой группы был отобран один, наиболее эффективный алгоритм, показывающий высокие показатели подавления для различных условий проведения эксперимента. Полученные таким образом четыре алгоритма были использованы для дальнейшего анализа эффективности применения субполосной схемы построения эхо-компенсатора. Рассмотрен подход с адаптацией в частотной области.

Проведенные исследования показали, что применение субполосной схемы построения эхо-компенсатора в задаче компенсации акустического эха, столь актуальной в последнее время, дает заметный выигрыш в плане эффективности. Наиболее удачным сочетанием при этом является использование БФ<sub>НМ</sub> и алгоритмов X-РНК, #РНК.

## Литература

1. Кузнецов Е.П., Витязев В.В. Цифровая обработка сигналов в задачах эхо-компенсации: тематический обзор (часть 1) // Цифровая обработка сигналов, 2006, №3, с.8 – 19.
2. Кузнецов Е.П., Витязев В.В. Цифровая обработка сигналов в задачах эхо-компенсации: тематический обзор (часть 2) // Цифровая обработка сигналов, 2006, №4, с.20 – 28.
3. Digital network echo cancellers. ITU-T Recommendation G.168. – Geneva, 04/2000.
4. J. Allen, D. Berkley. Image method for efficiently simulating small-room acoustics // Journal of the Acoustical Society of America, 65(4):943 – 950, April 1979.
5. Чураков Е.П. Оптимальные и адаптивные системы: Учеб. пособие для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 256 с.
6. Haykin S. Adaptive Filter Theory, 4th edition. Prentice Hall, 2002. 936 pp.
7. Ali H. Sayed. Fundamentals of Adaptive Filtering. Wiley, NY, 2003
8. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
9. Адаптивные фильтры: Пер. с англ. / Под ред. К.Ф.Н. Коуэна и П.М. Гранта. М.: Мир, 1988. 392 с.
10. Джиган В.И. Многообразие лестничных RLS-алгоритмов адаптивной фильтрации // Цифровая обработка сигналов, 2005, №3, с.2 – 12.
11. K. Ozeki, T. Omeda. An Adaptive Filtering Algorithm Using an Orthogonal Projection to an Affine Subspace and Its Properties // Electronics and Communications in Japan, vol. 67-A, no. 5, pp. 19 – 27, May 1984.
12. M. Montazeri, M. Duhamel. A Set of Algorithms Linking NLMS and block RLS Algorithms // IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 43, no. 2, pp. 444 – 453, February 1995.
13. Vaidyanathan P.P. Multirate Systems and Filter Banks. Prentice-Hall Signal Processing Series. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1993.
14. Harteneck M., Weiss S., and Stewart R.W. Design of Near Perfect Reconstruction Oversampled Filter Banks for Subband Adaptive Filters // IEEE Trans. on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, Volume 46, No. 8, August 1999. pp. 1081 – 1086.
15. Bregovic R., Dumitrescu B., Saramaki T., Niemisto R. A Kaiser Window Approach for Designing Nonuniform Oversampled M-Channel Filterbanks // Proc. of The 2006 International TICSP Workshop on Spectral Methods and Multirate Signal Processing, SMMSP2006, Sept. 2006. pp.15 – 21.
16. A. Gilloire and M. Vetterli, "Adaptive filtering in subbands with critical sampling: Analysis, experiments and application to acoustic echo cancellation," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 40, pp. 1862–1875, Aug. 1992.

## НОВЫЕ КНИГИ

**Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов: Учебник, 2-е изд. – М.: Техносфера, 2007. – 856 с.: ил.**

Предлагаемая книга – второе переработанное издание всемирно известного классического учебника «Цифровая обработка сигналов», опубликованного в 1975 году. В ее основу лег разработанный курс по дискретной обработке сигналов, преподававшийся в течение ряда лет в Массачусетском технологическом институте. Учебник посвящен математическим алгоритмам, реализуемым в дискретных системах. В нем опущены сложные доказательства математических утверждений, но все приемы и методы проиллюстрированы многочисленными примерами и задачами. Полезна как студентам, осваивающим предмет, так и инженерам-разработчикам и системотехникам.

**Васильев В.П., Муро Э.Л., Смольский С.М. Основы теории и расчета цифровых фильтров. : Учебное пособие для вузов под ред. С.М. Смольского. – М.: Изд. Центр «Академия», 2007. – 272 с.: ил.**

Рассматривается теория и методы расчета цифровых фильтров. Представленный материал является основой для изучения способов применения устройств цифровой обработки сигналов в радиолокации, системах связи, звукозаписи, медицине, сейсмографии и других областях. Учебное пособие содержит задачи с подробным объяснением их решения.

**Федосов В.П., Нестеренко А.К. Цифровая обработка сигналов в LabVIEW \ Под ред. В.П. Федосова. – М.: ДМК Пресс, 2007. – 472 с.: ил.**

Книга содержит необходимый материал для освоения программно-аппаратных средств National Instruments по спектральному анализу, применению окон сглаживания, узлов цифровых систем связи, синтезу и анализу цифровых фильтров, программированию и тестированию сигнальных процессоров, программированию ПЛИС, виброакустическому анализу, проектированию цифровых фильтров, сопряжению LabVIEW с другими программными средствами для цифровой обработки сигналов.

Предназначена для студентов, магистрантов, аспирантов, а также специалистов, уже изучивших начальный курс LabVIEW и желающих научиться применять данную среду проектирования в области обработки сигналов.

УДК 621.391

## АЛГОРИТМЫ ФОРМИРОВАНИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ В ОБРАТНОМ И ПРЯМОМ КАНАЛАХ СОТОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

*Манелис В.Б., Каюков И.В.*

### Введение

Одним из перспективных методов улучшения характеристик современных систем сотовой связи является применение адаптивных антенных решеток (ААР) на базовых станциях. Параметры ААР подстраиваются к изменяющейся помехово-сигнальной обстановке, что позволяет для каждого абонента осуществлять эффективную пространственную селекцию. Это приводит к увеличению емкости системы связи, улучшению качества связи, расширению зоны обслуживания и т. д. [1-4]. Управление ААР может осуществляться цифровым методом, что позволяет реализовать относительно сложные алгоритмы обработки. В связи с этим системы сотовой связи 3-го и 4-го поколений предусматривают возможность использования ААР на базовых станциях [6,7].

В системах с кодовым разделением каналов (CDMA) все пользователи одновременно используют один и тот же частотный ресурс. Временная структура сигналов различных абонентов сотовой CDMA системы связи является различной за счет использования каждым абонентом уникального кода. Это позволяет для каждого абонента формировать индивидуальную диаграмму направленности (ДН) ААР. Формирование ДН в обратном канале (от абонентской станции к базовой) осуществляется посредством взвешенного суммирования сигналов элементов ААР. В прямом канале (от базовой станции к абонентской) сигнал передается с каждого элемента ААР после предварительного умножения на соответствующий весовой коэффициент.

При функционировании ААР большое значение имеет влияние взаимных помех. В связи с тенденцией повышения скорости передачи данных вклад сигналов различных пользователей в многопользовательскую помеху может быть различен. В ячейке сотовой системы кроме некоторого числа низкоскоростных голосовых абонентов могут присутствовать пользователи, осуществляющие высокоскоростную передачу данных. Мощность сигналов последних на базовой станции может быть в десятки раз выше мощности сигналов низкоскоростных абонентов. Поэтому сигналы высокоскоростных пользователей являются мощными пространственно сосредоточенными помехами для сигналов низкоскоростных абонентов. Таким образом, прием полезного сигнала в обратном канале осуществляется не только на фоне аддитивного простран-

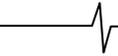
*Разработаны алгоритмы формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки на базовой станции сотовой системы связи с кодовым разделением каналов в обратном и прямом каналах. Алгоритмы эффективно функционируют в присутствии мощных помех, вызванных высокоскоростными абонентами системы. Методом компьютерного моделирования выполнен анализ предложенных алгоритмов. Показана их высокая эффективность по сравнению с альтернативными алгоритмами.*

венно-временного белого шума, но и на фоне мощных пространственно-сосредоточенных помех, подавление которых необходимо. Известные упрощенные алгоритмы ААР в обратном канале [3] этого не учитывают, что может приводить к существенному ухудшению их характеристик.

В данной работе рассматривается сотовая система связи, в которой прямой и обратный каналы используют различный частотный ресурс (FDD система). Различие несущих частот в прямом и обратном каналах может приводить к существенно различному характеру их многолучевости. Поэтому использование вектора весовых коэффициентов элементов антенной решетки, полученного при приеме сигнала в обратном канале [3], нецелесообразно для передачи сигнала в прямом канале, поскольку характер сложения сигналов различных лучей на антенне мобильной станции является непредсказуемым. В этой ситуации формирование ДН ААР в прямом канале должно осуществляться в соответствии с направлением распространения сигнала на мобильную станцию и угловой областью переотражателей канала распространения. В данной работе рассматриваются относительно небольшие угловые области переотражателей, не превышающие  $30^\circ$ , что часто соответствует условиям функционирования сотовых систем связи [5]. Поэтому для формирования ДН необходимо оценить лишь направление прихода сигнала мобильной станции с малоэлементной ААР.

Особенностью задачи формирования ДН в прямом канале, рассматриваемой в данной работе, является невозможность регулировки ДН по управляющим сигналам с мобильной станции, поскольку такой режим обратной связи не поддерживается используемыми в настоящее время мобильными терминалами.

Использование традиционных алгоритмов оценки направления прихода сигнала мобильной станции [3] в явном виде может приводить к существенным ошибкам из-за наличия мощных помех (высокоскоростных



мобильных пользователей), пространственно сосредоточенных в относительно небольшом угловом секторе. В этом случае оценка направления прихода сигнала может ошибочно выноситься в пользу направления на помехи.

В работе предлагается эвристический подход к оценке направления прихода сигнала мобильной станции и разрабатываются алгоритмы формирования диаграммы направленности в прямом и обратном каналах, эффективно функционирующие в присутствии мощных пространственно сосредоточенных помех.

### Постановка задачи

Рассмотрим одного из абонентов сотовой системы связи cdma2000 [6]. Полагаем, что момент прихода сигнала от этого абонента и несущая частота точно известны. Рассмотрим для определенности линейную эквидистантную ААР. На ее элементах наблюдается реализация

$$u_n(t) = s_n(t) + p_n(t) + v_n(t), \quad n = \overline{1, N}, \quad (1)$$

где  $n = \overline{1, N}$  – номер элемента антенной решетки,  $N$  – число элементов ААР,  $v_n(t)$  – пространственно-временной белый гауссовский шум,  $p_n(t)$  – помеха высокоскоростных пользователей,

$$s_n(t) = A(t)Q(t)\cos(\omega_0 t - \psi_n(t)), \quad n = \overline{1, N} \quad (2)$$

– полезный сигнал мобильного абонента, представляющий собой в общем случае суперпозицию сигналов многих переотражателей,  $\omega_0$  – несущая частота,

$$\psi_n(t) = \varphi(t) + (2\pi d/\lambda)(n-1)\sin[\theta(t)], \quad n = \overline{1, N}$$

– фаза полезного сигнала на элементах антенной решетки,  $\lambda$  – длина волны,  $d$  – расстояние между соседними элементами ААР,  $\theta(t)$  – направление прихода сигнала, отсчитываемое от нормали к ААР и изменяющееся в пределах угловой области переотражателей,  $A(t)$ ,  $\varphi(t)$  – случайно изменяющиеся во времени амплитуда и начальная фаза сигнала, приближенно одинаковые для различных элементов антенной решетки,

$$Q(t) = I(t) \left[ P(t) + \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{J_k} b_{k,i} \cdot G_{k,i}(t) \right] \quad (3)$$

– передаваемый видеосигнал,  $I(t)$  – скремблирующая псевдослучайная последовательность мобильного абонента,  $P(t)$  – пилот сигнал, предназначенный для синхронизации и оценки канала,  $b_{k,i}$ ,  $i = \overline{1, J_k}$ ,  $k = \overline{1, K}$  – информационные параметры, которые принимают значения  $\pm 1$ ,  $K$  – количество информационных каналов,  $J_k$ ,  $k = \overline{1, K}$  – количество символов информационных каналов на рассматриваемом интервале,  $G_{k,i}(t)$  – псевдослучайная последовательность  $i$ -го символа  $k$ -го информационного канала. Функции  $G_{k,i}(t)$  ортогональны друг другу и пилот-сигналу  $P(t)$ .

В результате преобразования входного сигнала (1) на видеочастоту

$$\tilde{x}_n(t) = LPF[u_n(t)\exp(j\omega_0 t)], \quad n = \overline{1, N}$$

и дискретизации в каждом элементе антенной решетки формируются отсчеты комплексного сигнала

$$x_n(t_i) = \int \tilde{x}_n(t)\delta(t-t_i)dt, \quad n = \overline{1, N}, \quad (4)$$

$\delta(\cdot)$  – дельта функция. Далее при приеме данных осуществляется пространственная обработка, которая состоит во взвешивании и суммировании входных сигналов элементов антенной решетки

$$y(t_i) = \sum_{n=1}^N w_n^{(R)} x_n(t_i). \quad (5)$$

Задача заключается в том, чтобы по наблюдаемым данным осуществить адаптацию комплексных коэффициентов антенной решетки  $w_n^{(R)}$ ,  $n = \overline{1, N}$  с целью достижения их оптимальных (в некотором смысле) значений.

Для передачи данных в прямом канале по входным данным (4) необходимо также оценить средний угол прихода  $\hat{\theta}$  сигнала мобильной станции.

### Обратный канал

Существуют два основных подхода к определению весовых коэффициентов ААР. Первый использует их прямую оценку [8], основанную на одном из критериев, например, минимуме среднеквадратической ошибки (ММСЕ). Этот подход позволяет сразу получить весовые коэффициенты, что важно при быстро меняющихся условиях приема. Однако, он имеет слишком высокую вычислительную сложность, поскольку связан с обращением матрицы. Второй подход определения весовых коэффициентов ААР – итеративная пошаговая процедура. Вычислительная сложность этого подхода существенно меньше, а устойчивость к помехово-шумовому воздействию выше. Поэтому в дальнейшем будем использовать итеративный подход.

Весовые коэффициенты ААР будем искать по критерию максимума отношения сигнал/(помеха+шум). Найдем функцию стоимости для адаптации в обратном канале в соответствии с этим критерием.

Рассмотрим квазистационарный интервал (из  $J$  отсчетов входного сигнала (4)), на котором величины  $A(t)$ ,  $\varphi(t)$ ,  $\theta(t)$  можно считать приблизительно постоянными. Можно показать, что оценка максимального правдоподобия отношения сигнал/(помеха+шум) на этом интервале равна [9]

$$Z = \frac{|X|^2}{JY - |X|^2}, \quad (6)$$

где

$$X = \sum_{n=1}^N w_n^{(R)} \sum_{i=1}^J x_n(t_i) Q^*(t_i), \quad (7)$$

$$Y = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N w_n^{(R)} (w_m^{(R)})^* K_{n,m}, \quad (8)$$

$$K_{n,m} = \sum_{i=1}^J x_n(t_i) x_m^*(t_i), \quad n, m = \overline{1, N} \quad (9)$$

– элементы корреляционной матрицы входного сигнала на различных элементах ААР,  $(\cdot)^*$  – операция комплексного сопряжения.

Заметим, что вычитаемое в знаменателе (6) не влияет на положение его максимума по весовым коэффициентам  $w_n^{(R)}$ ,  $n = \overline{1, N}$ . Формирование величины (7) требует оценки неизвестных информационных параметров, что приводит к существенному усложнению реализации этой величины. В этой связи рассмотрим функцию стоимости [10]

$$\tilde{Z} = |\tilde{X}|^2 / Y, \tag{10}$$

использующую вместо (7) величину

$$\tilde{X} = \sum_{n=1}^N w_n^{(R)} r_n, \tag{11}$$

$$r_n = \sum_{i=1}^J x_n(t_i) I^*(t_i) P^*(t_i), \quad n = \overline{1, N} \tag{12}$$

– комплексные корреляционные отклики пилот-сигнала элементов антенной решетки.

Учитывая (3), можно показать, что детерминированные составляющие (7) и (11) совпадают с точностью до множителя, равного отношению мощности пилот-канала к суммарной мощности передаваемого сигнала. То есть при высоком отношении сигнал/(помеха + шум) положения максимумов функций (6) и (10) по весовым коэффициентам  $w_n^{(R)}$ ,  $n = \overline{1, N}$  совпадают. Поэтому целесообразно использование функции стоимости (10), ввиду простоты ее реализации.

Известно, что при отсутствии шума и помех функция стоимости (10) становится сингулярной и не способна обеспечить адаптацию весовых коэффициентов. В этой связи модифицируем ее за счет небольшого увеличения диагональных элементов корреляционной матрицы сигнала на элементах антенной решетки по сравнению с исходной корреляционной матрицей (9).

$$\tilde{K}_{n,m} = K_{n,m} + \beta \delta_{n,m}, \quad n, m = \overline{1, N}, \tag{13}$$

$\delta_{n,m}$  – символ Кронекера,  $\beta$  – некоторая малая величина. Такая коррекция снимает сингулярность с функции стоимости (10) и обеспечивает также эффективную адаптацию весовых коэффициентов в отсутствии шума и помех.

Период адаптации ( $L$  отсчетов) может быть отличен от длительности интервала формирования функции стоимости ( $J$  отсчетов). В этом случае комплексные корреляционные отклики пилот сигнала  $r_n$  (12) и элементы корреляционной матрицы  $K_{n,m}$ ,  $n, m = \overline{1, N}$  (9) формируются с помощью скользящего окна, как показано на рис. 1.

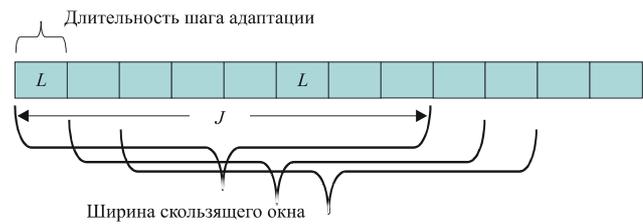


Рис. 1. Период адаптации и длительность скользящего окна при формировании функции стоимости обратного канала

Модифицированная функция стоимости (10) максимизируется в пространстве весовых коэффициентов  $w_n^{(R)}$ ,  $n = \overline{2, N}$  посредством одной из итеративных процедур. Весовой коэффициент  $w_1^{(R)}$  служит началом отсчета в амплитудно-фазовом пространстве комплексных коэффициентов и полагается равным единице. Были реализованы различные итеративные процедуры: симплексный метод, метод покоординатного спуска, градиентный метод и метод наискорейшего спуска [11].

На рис. 2 представлена схема адаптивного приема сигналов многих абонентов.

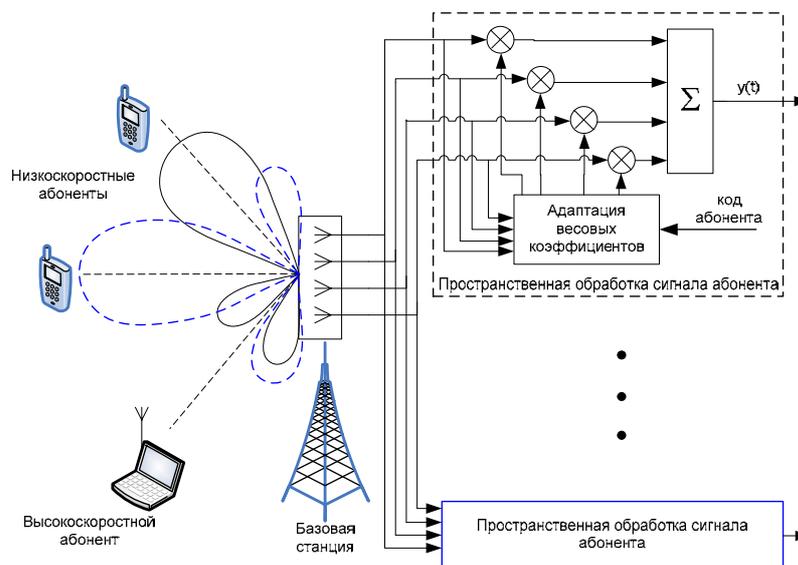


Рис. 2. Схема функционирования ААР при приеме сигнала многих абонентов

## Прямой канал

Алгоритм формирования ДН в прямом канале основан на оценке угла прихода сигнала мобильной станции. Диаграмма направленности формируется таким образом, чтобы её максимум соответствовал оценке среднего направления прихода сигнала  $\hat{\theta}$ . Весовые коэффициенты элементов ААР при этом имеют вид

$$w_n^{(F)} = \exp[j(2\pi d/\lambda)(n-1)\sin(\hat{\theta})], \quad n = \overline{1, N}. \quad (14)$$

В случае многолучевого (во времени) канала пространства на базовой станции определяется направление прихода наиболее сильной компоненты многолучевого сигнала мобильного абонента. Это направление рассматривается как основное при распространении сигнала от базовой станции к мобильной, и максимум диаграммы направленности формируется в этом направлении.

Предлагаемый эвристический алгоритм оценки среднего угла прихода сигнала мобильного абонента использует результаты накопления пилот сигнала на различных элементах ААР, а также весовые коэффициенты обратного канала [12]. При этом в обратном канале должен использоваться один из алгоритмов подавления помех, например, рассмотренный в предыдущем разделе алгоритм, который основан на максимизации отношения сигнал/(помеха + шум).

Оценка среднего угла прихода формируется следующим образом. Для каждого из  $L$  исследуемых направлений  $\theta_i, i = \overline{1, L}$  формируется по  $M$  комплексных корреляционных откликов пилот сигнала

$$\tilde{X}_k(\theta_i) = \sum_{n=1}^N w_n(\theta_i) r_{n,k}, \quad k = \overline{1, M}, \quad (15)$$

где  $w_n(\theta_i) = \exp[j(2\pi d/\lambda)(n-1)\sin\theta_i]$ ,  $n = \overline{1, N}$

– весовые коэффициенты, соответствующие направлению  $\theta_i$ ,  $r_{n,k}, k = \overline{1, M}, n = \overline{1, N}$  – комплексные корреляционные отклики пилот-сигнала на выходе коррелятора  $n$ -го элемента антенной решетки, последовательно сформированные по  $J$  отсчетам входного сигнала аналогично. Далее для увеличения отношения сигнал/шум и усреднения по углу прихода выполняется некогерентное накопление  $M$  сформированных комплексных корреляционных откликов

$$Z(\theta_i) = \sum_{k=1}^M |\tilde{X}_k(\theta_i)|. \quad (16)$$

Число некогерентных накоплений  $M$  выбирается достаточным для эффективного усреднения таким образом, чтобы полная длительность некогерентного накопления составляла несколько периодов замираний сигнала.

Формируются дискретные значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале

$$F(\theta_i) = \left| \sum_{n=1}^N (w_n^{(R)})^* w_n(\theta_i) \right|, \quad (17)$$

где  $w_n^{(R)}$ ,  $n = \overline{1, N}$  – вектор весовых коэффициентов,

полученный при адаптации антенной решетки в обратном канале.

Сформированные функции (16), (17) далее нормируются

$$\tilde{Z}(\theta_i) = Z(\theta_i) / \max Z(\theta_i), \quad (18)$$

$$\tilde{F}(\theta_i) = F(\theta_i) / \max F(\theta_i). \quad (19)$$

Функция стоимости в прямом канале для дискретных значений угла прихода  $\theta_i, i = \overline{1, L}$  формируется в виде взвешенной суммы нормированных величин (18), (19)

$$R(\theta_i) = \tilde{Z}(\theta_i) + \alpha \tilde{F}(\theta_i). \quad (20)$$

Искомая оценка  $\hat{\theta}$  среднего угла прихода сигнала мобильной станции определяется по положению максимума функции стоимости прямого канала (20)

$$\hat{\theta} = \arg \max_{\theta_i} R(\theta_i). \quad (21)$$

Благодаря второму слагаемому в (20), сформированная функция стоимости оценки угла прихода сигнала мобильного абонента обладает свойством подавления помех. Требования к выбору параметра  $\alpha$  противоречивы. С одной стороны, с увеличением  $\alpha$  усиливается эффект подавления направлений на помехи. С другой стороны, при наличии мощных помех, угловое положение которых близко к направлению на мобильную станцию, максимум ДН обратного канала (17) может быть смещен относительно направления на мобильную станцию, что приводит к ошибке в оценке среднего угла прихода. Рекомендуемое значение  $\alpha$ , установленное в результате моделирования большого количества различных пространственных помехово-сигнальных конфигураций,  $\alpha = 0.4$ .

В случае медленного фединга, когда качество отдельных оценок (21) из-за глубоких замираний может быть неудовлетворительным, целесообразно производить фильтрацию потока этих оценок, так как угловое положение абонента в этом случае меняется медленно.

## Результаты моделирования

Для анализа разработанных алгоритмов формирования ДН в обратном и прямом каналах было выполнено их имитационное компьютерное моделирование для различных пространственных помехо-сигнальных конфигураций. Помехи представляли собой сигналы высокоскоростных пользователей. Моделировался канал распространения с несколькими эффективными отражателями, равномерно распределенными в пределах круга с центром в точке расположения мобильной станции [13]. Пространственно-временные замирания принимаемых сигналов мобильного абонента и помех определялись скоростью их движения, несущей частотой сигнала и расположением переотражателей канала распространения.

Были выбраны следующие параметры алгоритмов:

$$\beta = \frac{1}{100N} \sum_{n=1}^N K_{n,n}, \quad J = 256, \quad M = 96,$$

что соответствовало формированию оценки угла прихода сигнала через каждые 0.02 с., число исследуемых направлений в пределах 120-градусного сектора  $L = 33$ .

Предлагаемый алгоритм формирования ДН в обратном канале предполагает максимизацию модифицированной функции стоимости в пространстве весовых коэффициентов одним из итеративных методов. Сравнение различных методов адаптации весовых коэффициентов показало, что в среднем все рассмотренные итеративные процедуры обеспечивают примерно одинаковые характеристики. Более высокая скорость сходимости, свойственная методам адаптации первого порядка (градиентный метод и метод наискорейшего спуска) в условиях относительно низких отношений сигнал-шум не обеспечивает выигрыш по сравнению с методами адаптации нулевого порядка (симплексный метод и метод покоординатного спуска), которые оказываются достаточно устойчивыми к помехово-шумовому воздействию.

Для сравнения было выполнено моделирование некоторых альтернативных алгоритмов функционирования ААР в обратном канале: алгоритма MRC и алгоритма выбора диаграммы направленности из фиксированного набора (Switching beam) [3]. В алгоритме MRC весовые коэффициенты ААР определяются как величины, комплексно сопряженные оценкам комплексных амплитуд в элементах антенной решетки. В алгоритме Switching Beam диаграмма направленности из заданного набора диаграмм выбирается по максимуму некогерентного накопления комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала.

Сравнение предложенного и альтернативных алгоритмов функционирования ААР в обратном канале для различных помехо-сигнальных конфигураций показало, что предлагаемый алгоритм практически всегда обеспечивает выигрыш в характеристиках по сравнению с альтернативными алгоритмами. Этот выигрыш существенно зависит от числа и положения высокоскоростных помех и может достигать значительных величин. Для отдельных конфигураций оба альтернативных алгоритма становятся неработоспособными. В то же время предлагаемый алгоритм функционирует удовлетворительно, гибко регулируя диаграмму направленности антенной решетки в зависимости от положения помех и осуществляя их эффективное подавление.

Для примера на рис. 3-а, рис. 4-а приведены зависимости вероятности битовой ошибки BER от отношения сигнал-шум предложенного и альтернативных алгоритмов для двух помехо-сигнальных конфигураций рис. 3-б, рис. 4-б, параметры которых приведены в табл. 1, табл. 2 соответственно. Здесь № обозначает источник полезного сигнала или помехи (0 – соответствует рассматриваемому абоненту, другие номера соответствуют помехам). Система связи [6] предусматривает помехоустойчивое кодирование, поэтому представляет интерес только рабочая область  $BER=0.05 \div 0.15$ .

Табл. 1. Конфигурация 1

№	Угол прихода	Угловая область	Скорость, км/ч.
0	-5°	15.79°	100
1	-20.46°	16.32°	100

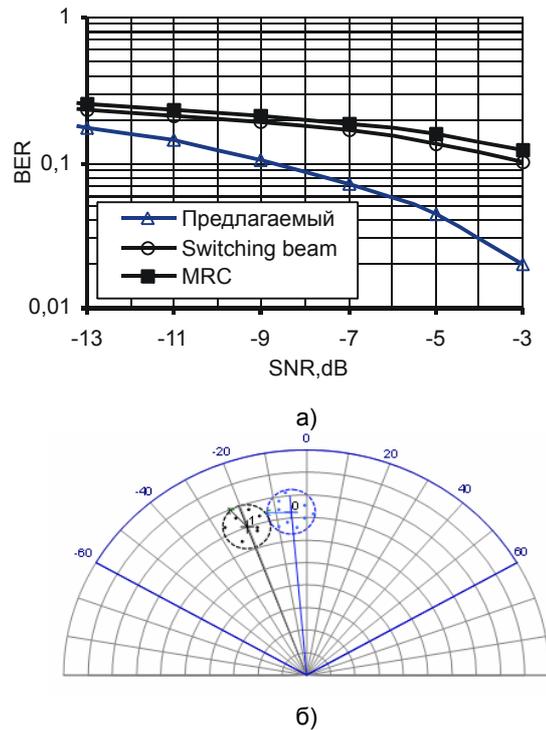


Рис.3. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум, конфигурация 1

Табл. 2. Конфигурация 2

№	Угол прихода	Угловая область	Скорость, км/ч.
0	-14	13.55	100
1	-31	14.5	95
2	1	15.84	90

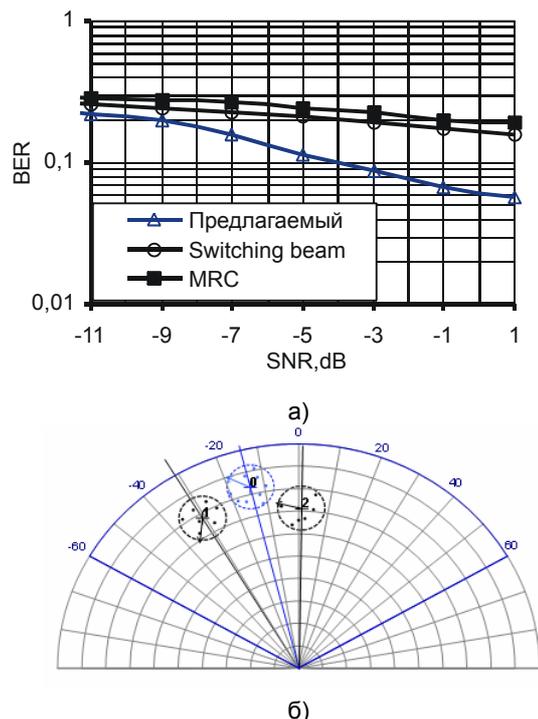
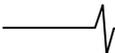


Рис.4. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум, конфигурация 2



В прямом канале для сравнения наряду с предлагаемым моделировался альтернативный Switching beam алгоритм определения направления прихода сигнала [3]. Отличие Switching beam алгоритма оценки угла прихода сигнала состоит в том, что для него решение выносится по положению максимума функции (16), а не (20), как в предлагаемом алгоритме.

Качество функционирования ААР в прямом канале характеризовалось средним энергетическим проигрышем и вероятностью грубой ошибки. Энергетический проигрыш рассчитывался по отношению к случаю, когда направление максимума ДН совпадает с направлением на мобильную станцию. Ошибка при формировании ДН в прямом канале считалась грубой, если энергетический проигрыш превышает 6дБ. Наличие грубой ошибки может условно означать разрыв связи в прямом канале и является наиболее важной характеристикой алгоритма. Из анализа характеристик, полученных для большого числа помехо-сигнальных конфигураций при рабочем отношении сигнал-шум, следует, что энергетические потери предлагаемого алгоритма – малы. Для 15 из 16 рассмотренных конфигураций они не превысили 0.4дБ. Кроме того, в процессе моделирования не было зафиксировано ни одного случая грубой ошибки. Энергетические потери альтернативного Switching beam алгоритма варьируются в зависимости от конфигурации и достигают 2.5 дБ. Но самое существенное, для некоторых неблагоприятных конфигураций Switching beam алгоритм дает недопустимо большую вероятность грубой ошибки.

### Заключение

Таким образом, разработаны алгоритмы функционирования ААР на базовой станции сотовой системы связи, которые эффективно функционируют в обратном и прямом каналах в присутствии мощных помех, вызванных высокоскоростными абонентами системы. Предлагаемый алгоритм обратного канала заключается в максимизации одним из итеративных методов модифицированной функции стоимости (основанной на отношении сигнал/(помеха+шум)) в пространстве весовых коэффициентов. Алгоритм формирования ДН в прямом канале основан на оригинальном эвристическом алгоритме оценки направления прихода сигнала. Имитационное компьютерное моделирование разработанных алгоритмов для различных пространственных помехо-сигнальных конфигураций показало, что они практически всегда обеспечивают выигрыш

в характеристиках по сравнению с альтернативными алгоритмами. Этот выигрыш существенно зависит от числа и положения высокоскоростных помех и может быть существенным. Кроме того, предложенные алгоритмы эффективно функционируют и для тех конфигураций, где альтернативные алгоритмы становятся неработоспособными.

### Литература

1. Naguib A. F., Paulraj A., Kailath T. Capacity Improvement with Base-Station Antenna Arrays in Cellular CDMA // IEEE Trans. On Vehicular Technology. – 1994. –Vol. 43. – No. 3. – P.691-698
2. Thompson J. S., Grant P. M., Mulgrew B. Smart Antenna Arrays for CDMA Systems // IEEE Personal Communications. – 1996. –Vol. 3. – No. 5. – P.16-25
3. Liberti J.C., Rappaport T.S. Smart Antennas for Wireless Communication: IS-95 and Third Generation CDMA Applications in IS-95. NJ: Prentice Hall, – 1999. – 376p.
4. Пистолькорс А. А., Литвинов О. С. Введение в теорию адаптивных антенн. М.:Наука. – 1991. – 200с.
5. Pettersen M., Lehne P.H., Rostbakken N. J. Characterization of the directional wideband radio channel in urban and suburban areas // IEEE 50th VTC – 1999. – vol.3. – P.1454-1459
6. 3GPP2 C.S0002-D, Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems: Revision D, Feb. 2004.
7. IEEE P802.16e/D5 Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems, Sep. 2004
8. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки / Пер. с англ. М.: Мир. –1986. – 448 с.
9. Манелис В.Б., Сергиенко А.И. Оценка отношения сигнал-шум // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2001. –№2. – С. 22-29.
10. Каюков И. В., Манелис В. Б., Савинков А.Ю. Алгоритм формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки в обратном канале сотовой системы связи // Радиолокация, навигация, связь : 9-я международная научно-техническая конференция, Воронеж, 2003.– Т.3. –С. 1904-1910.
11. Носач В.В. Решение задач аппроксимации с помощью персональных компьютеров. М.: МИКАП, 1994
12. Каюков И. В., Манелис В. Б., Савинков А.Ю. Алгоритм формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки в прямом канале сотовой системы связи // Радиолокация, навигация, связь : 9-я международная научно-техническая конференция, Воронеж, 2003.– Т.3. – С. 1899-1903.
13. Fuhl J., Molisch A.F., Bonek E. Unified channel model for mobile radio systems with smart antennas // IEE Proc. – Radar, Sonar navigation, – 1998. –Feb. – P. 32-41.

УДК 621.391

## ФОРМИРОВАНИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ В ПРЯМОМ КАНАЛЕ СОТОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ ПРИ НАЛИЧИИ В СИСТЕМЕ ТОЛЬКО ОБЩЕГО ПИЛОТ СИГНАЛА

*Манелис В.Б.*

### Введение

Одним из перспективных методов улучшения характеристик современных систем сотовой связи является применение адаптивных антенных решеток (ААР) на базовых станциях. Это позволяет увеличить емкость системы связи, расширить зону обслуживания, улучшить качество связи и т. д. [1,2]. В связи с этим системы сотовой связи 3-го и 4-го поколений предусматривают возможность использования ААР на базовых станциях [3, 4].

В [5] были предложены алгоритмы формирования диаграммы направленности (ДН) в прямом (от базовой станции к абонентской) и обратном (от абонентской станции к базовой) каналах по сигналу мобильной станции. Алгоритмы эффективно функционируют в присутствии мощных пространственно сосредоточенных помех, обусловленных сигналами абонентских станций системы, работающих с высокой скоростью передачи данных. При этом предполагалась относительно небольшая угловая область сигнала, и формирование ДН в прямом канале было основано на эвристическом алгоритме оценки направления прихода сигнала мобильной станции. Иногда угловая область сигнала в городских условиях плотной застройки может быть достаточно большой. В этом случае для формирования ДН в прямом канале недостаточно информации о направлении прихода сигнала. Необходимо также оценка угловой области сигнала. Последняя определяется угловой областью переотражателей, которые влияют на распространение сигнала между ААР и абонентом. Ширина ДН в прямом канале должна соответствовать оценке угловой области сигнала. Оценке направления прихода сигнала посвящено большое число публикаций, обзор которых приведен в [2]. В то же время работы по специфическому вопросу оценки угловой области сигнала практически отсутствуют. Так, в [6] угловая область сигнала косвенно оценивается по расстоянию между абонентской и базовой станциями. Ширина ДН увеличивается с уменьшением этого расстояния. Однако точность такого подхода невысока.

Для достижения высокой помехоустойчивости в современных системах связи используют когерентные (M-PSK и M-QAM) виды модуляции. Потенциальные преимущества таких видов модуляции могут быть реализованы только при высокой точности оценки комплексной огибающей принимаемого сигнала. Для этого передаваем

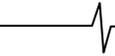
*Разработан алгоритм формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки на базовой станции сотовой системы связи с кодовым разделением каналов при наличии в системе только общего пилот сигнала. Алгоритм основан на эвристической оценке направления прихода и угловой области сигнала абонента и обеспечивает необходимую когерентность между общим пилот сигналом базовой станции и информационным сигналом, передаваемым абоненту. Компьютерное моделирование показало высокую эффективность предложенного алгоритма при произвольных, в том числе больших величинах угловой области сигнала и в присутствии мощных помех, вызванных высокоскоростными абонентами системы.*

мый сигнал включает пилот-компоненту. При использовании ААР передаваемый сигнал должен содержать как ненаправленный общий пилот-сигнал, излучаемый одним элементом ААР (для демодуляции сигналов общепользовательских широкополосных каналов связи), так и выделенный пилот-сигнал для каждого абонента, который должен передаваться всеми элементами ААР направленно вместе с информационным сигналом абонента. В [5] предполагалось наличие такого выделенного пилот-сигнала. Однако из-за особенностей некоторых стандартов систем связи или экономии ресурса выделенный пилот канал может отсутствовать, и оценка комплексной огибающей на абонентской станции должна выполняться по общему пилот-сигналу. Заметим, что в этом случае каналы распространения информационного и пилот-сигналов разные. Это отличие уменьшается при расширении ДН для информационного сигнала. Поэтому при формировании диаграммы направленности необходимо найти компромисс для информационного сигнала между увеличением его мощности на приемной антенне абонента за счет усиления ААР (сужения ДН) и необходимым качеством оценки канала, точность которой уменьшается при сужении ДН ААР.

В настоящей работе предлагается эвристический подход к оценке угла прихода и угловой области сигнала абонентской станции и на его основе строится новый алгоритм формирования диаграммы направленности ААР в прямом канале, эффективный при произвольных (в том числе при больших) величинах угловой области сигнала и обеспечивающий максимальную помехоустойчивость приема, когда в системе имеется только общий пилот сигнал.

### Модель канала

Предполагается, что передача информационного сигнала с базовой станции осуществляется линейной эквидистантной антенной решеткой, а прием сигнала на абонентской станции выполняется одноэлементной



антенной. Для описания канала распространения воспользуемся его моделью, разработанной в [7]. В соответствии с этой моделью импульсный отклик канала от базовой станции к мобильной станции в условиях плоского фединга может быть представлен как

$$h(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{G} \mathbf{g}(t), \quad (1)$$

где  $\mathbf{w}$  – вектор весовых коэффициентов элементов ААР,  $\mathbf{g}(t) = [g_1(t) \dots g_N(t)]^T$  – вектор независимых комплексных нормированных гауссовских процессов, спектральная плотность мощности которых удовлетворяет модели Джейкса [8],  $N$  – число элементов ААР базовой станции;  $\mathbf{G}$  – результат преобразования Холецкого матрицы  $\mathbf{K}$  взаимной корреляции сигналов элементов антенной решетки базовой станции,  $(\cdot)^H$  – операция эрмитова сопряжения. Корреляционная матрица  $\mathbf{K}$  однозначно определяется величинами угла прихода  $\theta$  и угловой области сигнала  $\Delta$  [7] и находится в предположении наличия  $Q$  путей прихода сигнала. Угол прихода будем отсчитывать от нормали к ААР. В рассматриваемой модели канала мощности сигналов, приходящих по разным путям на базовую станцию, полагаются равными. В этом случае

$$\mathbf{K} = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \mathbf{a}(\varphi_q) \mathbf{a}^H(\varphi_q), \quad (2)$$

где

$\mathbf{a}(\varphi_q) = \left\{ \exp \left[ j(2\pi d(n-1)/\lambda) \sin(\varphi_q) \right] \right\}$ ,  $n = \overline{1, N}$ .  $\lambda$  – длина волны принимаемого сигнала,  $d$  – расстояние между соседними элементами ААР базовой станции. Значения углов  $\varphi_q, q = \overline{1, Q}$  в (2) определяются в предположении равномерного распределения углов путей прихода в пределах угловой области сигнала  $\Delta$

$$\varphi_q = \theta - \frac{\Delta}{2} + \frac{\Delta(q-1)}{Q-1}, \quad q = \overline{1, Q}. \quad (3)$$

### Определение направления прихода и угловой области сигнала мобильного абонента

Можно заметить, что мгновенное направление прихода сигнала в результате пространственно-временного фединга постоянно меняется приблизительно в пределах угловой области сигнала. Поэтому предлагаемый алгоритм оценки угла прихода  $\theta$  и угловой области сигнала  $\Delta$  основан на формировании и анализе гистограммы оценок угла прихода. Гистограмма строится по  $M$  «коротким» измерениям направления прихода сигнала.

Каждое измерение осуществляется следующим образом. Для  $L$  различных значений  $\theta_i, i = \overline{1, L}$  из априорной области возможных направлений прихода сигнала формируется модуль сигнала на выходе ААР

$$Z(\theta_i) = |\mathbf{r} \mathbf{a}(\theta_i)|, \quad (4)$$

где  $\mathbf{r}$  – вектор комплексных корреляционных откликов пилот сигнала на выходе корреляторов элементов ААР.

Для тех же направлений  $\theta_i, i = \overline{1, L}$  формируются значения диаграммы направленности ААР при приеме сигнала абонентской станции

$$F(\theta_i) = |\mathbf{w}_{up}^H \mathbf{a}(\theta_i)|, \quad (5)$$

где  $\mathbf{w}_{up}$  – вектор весовых коэффициентов, полученный при адаптации антенной решетки в обратном канале. Предполагается, что при адаптации антенной решетки в обратном канале используется один из методов, подавляющий помехи, например, из [5] или [9], так что значение диаграммы направленности в направлении помех – минимально.

Сформированные функции (4), (5) нормируются

$$\begin{aligned} \tilde{Z}(\theta_i) &= Z(\theta_i) / \max Z(\theta_i), \\ \tilde{F}(\theta_i) &= F(\theta_i) / \max F(\theta_i), \end{aligned} \quad (6)$$

и решающая функция измерения формируется в виде взвешенной суммы нормированных величин (6)

$$R(\theta_i) = \tilde{Z}(\theta_i) + \alpha \tilde{F}(\theta_i). \quad (7)$$

Оценка угла прихода короткого измерения определяется, как угловое положение максимума решающей функции (7)

$$\tilde{\theta} = \arg \max_{\theta_i} R(\theta_i). \quad (8)$$

Благодаря второму слагаемому, решающая функция оценки угла прихода сигнала мобильного абонента (7) обладает свойством подавления помех. Требования к выбору параметра  $\alpha$  в (7) противоречивы. С одной стороны, с увеличением  $\alpha$  усиливается эффект подавления направлений на помехи. С другой стороны, при наличии мощных помех, угловое положение которых близко к направлению на мобильную станцию, максимум ДН обратного канала (5) может быть смещен относительно направления на мобильную станцию, что приводит к ошибке в оценке среднего угла прихода. Рекомендуемое значение весового коэффициента  $\alpha$ , установленное в результате моделирования большого количества различных пространственных помехово-сигнальных конфигураций,  $\alpha = 0.35 \dots 0.4$ . По последовательно полученным таким образом  $M$  измерениям (8) формируется гистограмма оценок угла прихода. На рис. 1, рис. 2 представлены примеры гистограмм для двух помехово-сигнальных конфигураций, параметры которых приведены в табл. 1, количество измерений  $M = 500$ .

Табл. 1. Параметры помехово-сигнальных конфигураций

Конфигурация 1				Конфигурация 2			
	$\theta$ (град)	$\Delta$ (град)	V(км/час)		$\theta$ (град)	$\Delta$ (град)	V(км/час)
Сигнал	-20	30	50	Сигнал	0	70	50
Помеха 1	-60	30	50	Помеха 1	-30	50	50
Помеха 2	50	30	50	Помеха 2	20	50	50

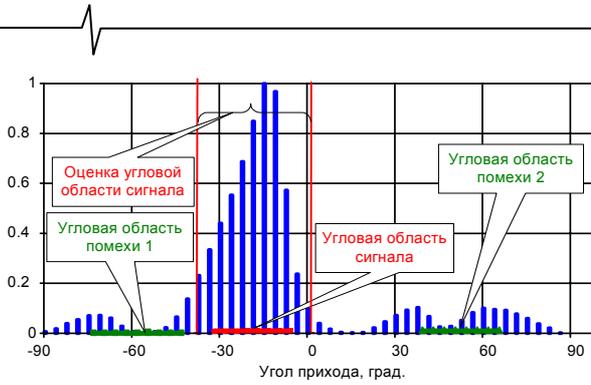


Рис. 1. Гистограмма оценок угла прихода, конфигурация 1

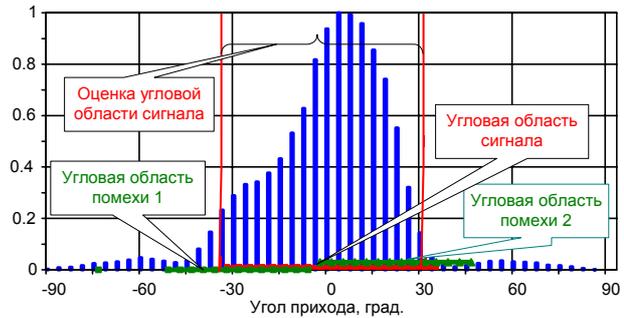


Рис. 2. Гистограмма оценок угла прихода, конфигурация 2

На основе анализа полученной гистограммы выносится решение о среднем угле прихода  $\hat{\theta}$  и угловой области сигнала  $\hat{\Delta}$ . Анализ гистограммы может производиться, например, в соответствии с алгоритмом, описанным в [10]. В этом случае оценки угловых параметров для представленных примеров имеют вид:  $\hat{\theta} = -20.6^\circ$ ,  $\hat{\Delta} = 44^\circ$  – для конфигурации 1, и  $\hat{\theta} = -3.75^\circ$ ,  $\hat{\Delta} = 70^\circ$  – для конфигурации 2.

Если канал распространения между абонентской и базовой станциями – многолучевой, оцениваются угловые параметры наиболее мощного луча, которые используются далее при формировании ДН ААР. В этом случае в (4) подставляются корреляционные отклики пилот-сигнала, соответствующие именно этому временному лучу.

**Алгоритм формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки**

По оценкам угловых параметров сигнала  $\hat{\theta}$ ,  $\hat{\Delta}$ , полученным в результате анализа гистограммы оценок угла прихода, необходимо сформировать диаграмму направленности для информационного сигнала, передаваемого от базовой станции к абоненту.

При этом весовые коэффициенты  $\mathbf{w}_n = w_n \exp(j\psi_n)$ ,  $n = \overline{1, N}$  элементов ААР должны быть выбраны таким образом, чтобы было обеспечено необходимое качество оценки канала информационного сигнала, получаемой по общему ненаправленному пилот-сигналу, и получена максимальная помехоустойчивость приема.

Будем считать, что пилот-сигнал передается элементом ААР с номером  $k$ , а информационный сигнал – в общем случае всеми элементами антенной решетки. Предлагаемый принцип назначения весовых коэффициентов  $\mathbf{w}_n$ ,  $n = \overline{1, N}$  заключается в следующем.

Фазовые коэффициенты  $\psi_n$ ,  $n = \overline{1, N}$  будем определять в соответствии с оценкой среднего направления прихода сигнала абонентской станции  $\hat{\theta}$  [2]

$$\psi_n = (2\pi d/\lambda)(n - k) \sin(\hat{\theta}), \quad n = \overline{1, N}. \quad (9)$$

Это обеспечивает максимум ДН прямого канала в направлении оценки среднего угла прихода  $\hat{\theta}$ .

Амплитудные коэффициенты  $w_n$ ,  $n = \overline{1, N}$ , определим таким образом, чтобы выполнить необходимое условие фазовой когерентности информационного и пилот-сигналов. Максимальный амплитудный коэффициент назначим элементу ААР, с которого излучается

пилот-сигнал, а коэффициенты остальных элементов ААР положим равными между собой

$$w_k = C, \quad w_i = \mu C, \quad i = \overline{1, N}, i \neq k, \quad (10)$$

где  $C = \sqrt{N/[1 + (N - 1)\mu^2]}$  – нормировочный

коэффициент,  $\mu (1 \geq \mu \geq 0)$  – параметр ДН, регулирующий ее ширину. Увеличение  $\mu$  приводит к относительно сужению главного лепестка диаграммы направленности при передаче информационного сигнала. Это, в свою очередь, приводит к росту усиления ААР и к увеличению мощности сигнала, принимаемого абонентской станцией. Кроме того, уменьшаются помехи другим абонентским станциям, т. е. снижается уровень внутрисистемных помех. Однако, вследствие различного способа передачи информационного и пилот-сигналов ухудшается фазовая когерентность между информационным и пилот-сигналом на абонентской станции. Кроме того, падает устойчивость алгоритма к ошибкам в оценке угловых параметров. Поэтому параметр  $\mu$  должен выбираться так, чтобы обеспечить необходимый уровень фазовой когерентности, и оценку канала для демодуляции информационного сигнала можно было корректно выполнить по общему пилот-сигналу.

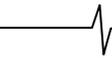
Для определения величины  $\mu$  сначала рассчитывается корреляционная матрица  $\mathbf{K}$  в соответствии с выражениями (2), (3), куда подставляются оценки угловых параметров  $\hat{\theta}$ ,  $\hat{\Delta}$ . Число путей прихода сигнала  $Q$  задается достаточно большой величине (далее при расчетах выбиралось  $Q = 500$ ).

Импульсные отклики канала при передаче общего пилот-сигнала  $h_p(t)$  и при передаче информационного сигнала  $h_i(t)$  могут быть записаны в соответствии с моделью (1), как

$$h_p(t) = g_k(t). \quad (11)$$

$$h_i(t) = Cg_k(t) + \mu Cx \left[ g_k(t) \sum_{i=k+1}^N \exp(-j\psi_i) G_{i,k} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^N \sum_{i=j}^N g_j(t) \exp(-j\psi_i) G_{i,j} \right]. \quad (12)$$

где  $G_{i,j}$ ,  $i, j = \overline{1, N}$  – элементы матрицы  $\mathbf{G}$ . Первое слагаемое в (12) когерентно пилот-сигналу, второе – некогерентно. Из сравнения (11) и (12) видно, что если  $\mu \neq 0$ , постоянно обеспечивать условие фазовой когерентности информационного и пилот-сигналов не представляется возможным вследствие замираний процесса  $g_k(t)$ .



Параметр  $\mu$  будем выбирать из условия, чтобы средняя мощность второго (некогерентного) слагаемого была существенно меньше средней мощности первого (когерентного) слагаемого в выражении (12). В этом случае фазовая когерентность на значительной части временного интервала должна обеспечиваться. Усредняя мощности некогерентного и когерентного слагаемых, фиксируя отношение этих усредненных величин и выражая из этого отношения величину  $\mu$ , в результате получим

$$\mu = \frac{\gamma}{\sqrt{\left| \sum_{i=k+1}^N \exp(-j\psi_i) G_{i,k} \right|^2 + \left| \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^N \sum_{i=j}^N g_j(t) \exp(-j\psi_i) G_{i,j} \right|^2}}, \quad (13)$$

где  $\gamma$  – заданное отношение средних мощностей некогерентного и когерентного слагаемых. Формула (13) определяет амплитудные коэффициенты элементов ААР. Компьютерное моделирование показало, что оптимальное значение параметра  $\gamma$  зависит как от угловых параметров области сигнала, так и от ошибок их оценки, и находится в интервале  $\gamma = 0.03 \div 0.07$ . В дальнейшем при моделировании выбиралось  $\gamma = 0.05$ .

### Результаты моделирования

Представленные алгоритмы оценки угловых параметров сигнала и формирования ДН ААР в прямом канале были исследованы методом компьютерного моделирования сотовой системы cdma2000 в соответствии с моделью канала (1)-(3). Была рассмотрена четырехэлементная эквидистантная антенная решетка с расстоянием между элементами  $\lambda/2$ .

Для алгоритма оценки среднего угла прихода и угловой области сигнала рассчитывались два типа ошибок [10]. Первая ошибка – размер угловой области сигнала, не попавшей в оценку угловой области. Вторая ошибка – размер той угловой области, которая ошибочно оценена, как угловая область сигнала. Первая ошибка в итоге уменьшает помехоустойчивость приема сигнала на абонентской станции. Величина второй ошибки характеризует излишний шум в сотовой системе связи. Например, для конфигураций табл. 1, гистограммы которых приведены на рис. 1, рис. 2, первая ошибка равна соответственно 0 и  $3.75^\circ$ , а вторая ошибка –  $13.75^\circ$  и  $3.75^\circ$ . Моделирование алгоритма оценки угловых параметров, выполненное для большого числа помехово-сигнальных конфигураций, показало, что предлагаемый алгоритм работает достаточно эффективно как в отсутствие, так и при наличии мощных помех, как при

малых, так и при больших значениях угловой области сигнала. Ошибки предлагаемого алгоритма невелики. Для 19 из 21 рассмотренных конфигураций величина наиболее важной первой ошибки не превысила  $5^\circ$ . Вторая ошибка в 14 случаях из 21 не превысила  $15^\circ$ .

Рис. 3 – рис. 8 иллюстрируют эффективность процедуры формирования диаграммы направленности ААР в прямом канале. На рис. 3, рис. 4 приведены диаграммы направленности прямого канала для оценок  $\theta, \Delta$ , соответствующих гистограммам рис. 1, рис. 2. Видно, что ширина диаграммы направленности, необходимая для обеспечения фазовой когерентности между пилот-сигналом и информационным сигналом, может быть существенно уже, чем угловая область сигнала (выше усиление антенны). На рис. 5, рис. 6 для тех же значений  $\theta, \Delta$  приведен косинус разности фаз информационного и пилот-сигналов на небольшом временном интервале, включающем 10 периодов фединга. Видно, что на значительной части временного интервала фазовая когерентность действительно имеет место. Лишь при глубоких замираниях когерентной составляющей информационного сигнала фазовая когерентность нарушается.

На рис. 7 и рис. 8 представлены зависимости вероятности битовой ошибки BER от отношения  $Z$  энергии информационного бита передаваемого сигнала к спектральной плотности мощности шума для конфигураций табл. 1. В представленных характеристиках учтены ошибки угловых параметров сигнала. Информационный сигнал в прямом канале – QPSK сигнал. Для сравнения моделировались также два других способа передачи информационного сигнала. В первом его передача осуществлялась с одного элемента антенной решетки (того, с которого ведется передача пилот-сигнала). При этом способе передачи ( $\mu = 0$ ) фазовая когерентность информационного и пилот-сигналов на мобильной станции – идеальная, а диаграмма направленности – круговая. Для второго способа передачи информационного сигнала осуществлялась со всех элементов антенной решетки, причем амплитудные коэффициенты равны между собой. При втором способе передачи ( $\mu = 1$ ) ширина главного лепестка диаграммы направленности – минимально возможная, но фазовая когерентность информационного и пилот-сигналов на мобильной станции может быть недостаточной. Видно, что за счет гибкого регулирования ширины диаграммы направленности предлагаемый алгоритм демонстрирует высокую эффективность, и в общем случае обеспечивает существенный выигрыш по сравнению с рассмотренными альтернативными способами передачи.

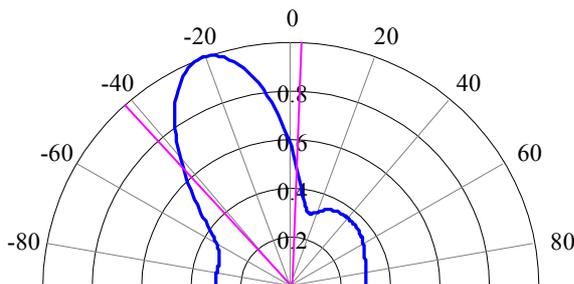


Рис. 3. Диаграмма направленности ААР, конфигурация 1

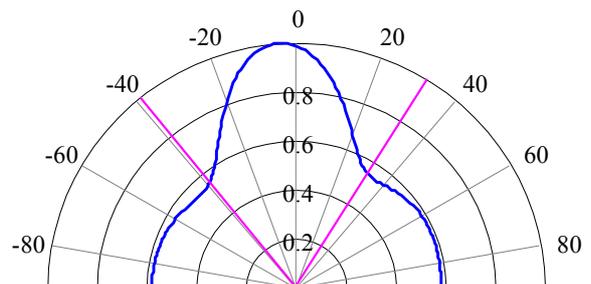


Рис. 4. Диаграмма направленности ААР, конфигурация 2

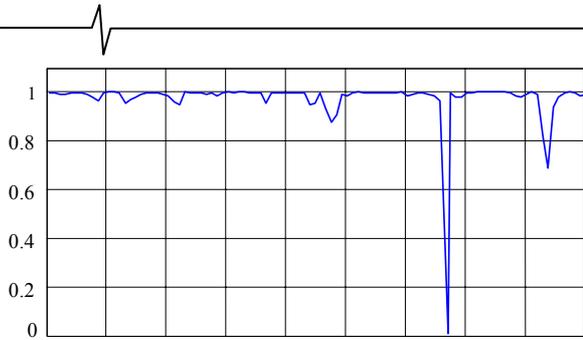


Рис. 5. Косинус разности фаз информационного и пилот сигналов, конфигурация 1

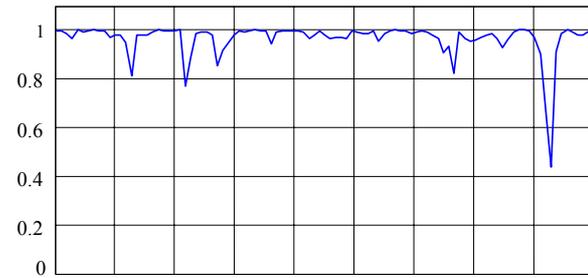


Рис. 6. Косинус разности фаз информационного и пилот сигналов, конфигурация 2

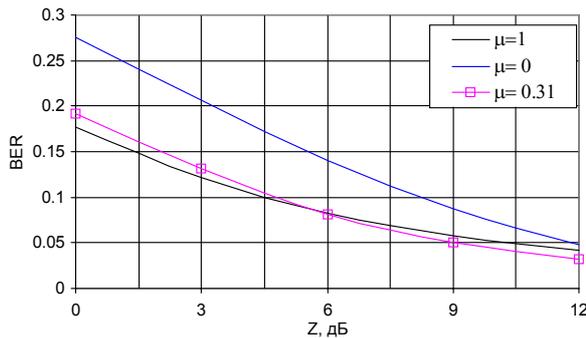


Рис. 7. Зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум, конфигурация 1

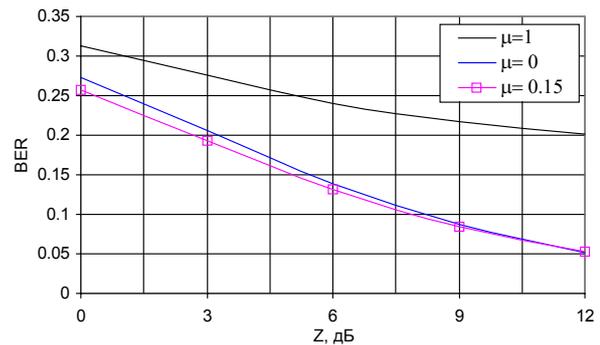


Рис. 8. Зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум, конфигурация 2

## Заключение

В данной работе представлен алгоритм формирования ДН ААР на базовой станции сотовой системы связи в прямом канале, который эффективно функционирует при произвольных величинах угловой области сигналов абонентов, в присутствии мощных помех, вызванных высокоскоростными абонентами системы, и при наличии только общего пилот-сигнала в системе, когда индивидуальные пилот-сигналы абонентов в прямом канале отсутствуют. Предлагаемый алгоритм включает эвристическую оценку среднего направления прихода и угловой области сигнала абонента по гистограмме оценок угла прихода. При формировании ДН фазовые коэффициенты элементов ААР определяются оценкой среднего угла прихода сигнала абонента. Амплитудные коэффициенты элементов ААР задаются таким образом, чтобы обеспечить необходимую степень фазовой когерентности между информационным и пилот-сигналом на мобильной станции.

Имитационное компьютерное моделирование разработанного алгоритма для большого числа различных помехово-сигнальных конфигураций показало его высокую эффективность. За счет гибкого регулирования ширины диаграммы направленности и высокой устойчивости к ошибкам оценки угловых параметров он обеспечивает преимущество в основных характеристиках по сравнению с альтернативными алгоритмами формирования ДН.

## Литература

1. Naguib A. F., Paulraj A., Kailath T. Capacity Improvement with Base-Station Antenna Arrays in Cellular CDMA // IEEE Trans. On Vehicular Technology. – 1994. – Vol. 43. – No. 3. – P.691-698
2. Liberti J.C., Rappaport T.S. Smart Antennas for Wireless Communication: IS-95 and Third Generation CDMA Applications in IS-95. NJ: Prentice Hall, – 1999. – 376p.
3. 3GPP2 C.S0002-D, Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems: Revision D, Feb. 2004.
4. IEEE P802.16e/D5 Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems, Sep. 2004
5. Манелис В.Б., Каюков И.В. Алгоритмы формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки в обратном и прямом каналах сотовой системы связи // Цифровая обработка сигналов, 2007, №2.
6. Patent US № 6108565 Shimon B. Scherzer, Practical Space-Time Radio Method for CDMA Communication Capacity Enhancement, Aug. 22, 2000.
7. Channel model for Tx diversity simulations using correlated antennas, Siemens, T doc R1-00-1067
8. Microwave Mobile Communications / Edited by William C. Jakes. IEEE Press. NY, 1994.
9. Пистолькорс А. А., Литвинов О. С. Введение в теорию адаптивных антенн. М.:Наука. – 1991. – 200с.
10. Каюков И. В., Манелис В. Б., Сергиенко А.И., Табацкий В.Д. Алгоритм оценки направления прихода и угловой области сигнала мобильного источника //Цифровая обработка сигналов и ее применение: Доклады 5 международной конференции. – Москва, 2003, Т.1. С.214-218.

## ПРЕДСКАЗАНИЕ СРЕДНЕГО ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ-ШУМ В СИСТЕМЕ OFDMA БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ

Моисеев С.Н., Филин С.А., Кондаков М.С.

### Введение

Недавно опубликованные стандарты беспроводных широкополосных сетей передачи данных IEEE 802.16 [1] и 802.16e [2] рассматриваются как наиболее перспективные для построения сотовых сетей передачи мультимедийных данных. Стандарты поддерживают все основные современные технологии в области телекоммуникаций. В частности, они включают механизм поддержки заданного уровня качества обслуживания (QoS), адаптивное кодирование и модуляцию, регулировку мощности, механизм гибридной автоматической повторной передачи (H-ARQ), «умные» антенны, пространственно-временное кодирование (технологии MIMO) и метод множественного доступа посредством разделения ортогональных поднесущих (OFDMA). Краткое описание этих стандартов и технологии OFDMA на русском языке можно найти в работах [3-5].

Для эффективной работы сотовой сети, построенной на основе этих стандартов, необходимо использовать продвинутое алгоритмы адаптивной передачи. Алгоритмы адаптивной передачи требуют оценки условий приема [6], [7]. В системе OFDMA условия приема достаточно полно характеризуются усредненным по поднесущим отношением сигнал-шум (ОСШ) и среднеквадратическим отклонением ОСШ [8], [9], [10]. Поскольку эти значения не могут быть точно известны в текущем кадре передачи данных, их необходимо предсказывать. Ошибка предсказания существенно влияет на характеристики адаптивных алгоритмов [11], [12], [13].

Целью данной работы является построение статистической прогностической модели усредненного по поднесущим ОСШ, являющегося основным параметром, характеризующим условия приема в IEEE 802.16 OFDMA системе. Модель строится по реализациям ОСШ, полученным с помощью симулятора системного уровня.

### Оценка среднего по поднесущим значения ОСШ

В симуляторе системного уровня использовалась топология беспроводной сети, состоящая из 19 трехсекторных сот. Таким образом, общее количество секторов сети составляло 57. Шесть сот первого слоя и двенадцать сот второго слоя окружали центральную соту. Радиус всех сот был равен 1000 м. Заданное количество мобильных станций равномерно распределялось в границах каждого сектора.

Коэффициент повторного использования частоты был равен 3, несущая частота - 2.4 ГГц, а ширина полосы частот в каждом секторе - 10 МГц. Базовые станции каждого сектора имели максимальную мощность 10 Вт,

*Получены выражения для прогноза усредненного по поднесущим отношения сигнал-шум (ОСШ) в беспроводной сети передачи данных, использующей технологию OFDMA. Статистическая модель ОСШ строилась по реализациям, полученным с помощью симулятора сети системного уровня. Построение прогностической модели велось в рамках линейных процессов авторегрессии. Показано, что предлагаемая прогностическая модель дает более точные прогнозы по сравнению с тривиальным прогнозом по среднему значению.*

коэффициент шума 5 дБ и 120-градусную секторную антенну. Каждая мобильная станция, имеющая всенаправленную антенну, рассчитывалась на максимальную мощность излучения 1 Вт и коэффициент шума 9 дБ.

В используемом симуляторе был взят временной дуплекс (TDD) с одинаковыми длительностями кадров прямого и обратного каналов. Для всех секторов сети реализован режим частотного разнесения [4,5]. Кадры всех секторов синхронизированы во времени. Данные размещались в кадре слева направо по временной оси, чтобы минимизировать потребляемую мощность.

Для того чтобы получить усредненное по поднесущим значение ОСШ для каждого передаваемого блока данных, необходимо измерить значение ОСШ на поднесущую для этого блока данных. Значение ОСШ на  $i$ -ой поднесущей измерялось следующим образом

$$x(i) = \left( P_{Tx}^{(U)} \cdot PL^{(U)}(i) \right) / \left( P_N + \sum_{\{I(i)\}} P_{Tx}^{(I)} \cdot PL^{(I)}(i) \right), \quad (1)$$

где  $P_{Tx}^{(U)}$  - излучаемая мощность и  $PL^{(U)}(i)$  - потери при распространении полезного сигнала на  $i$ -ой поднесущей,  $P_N$  - мощность термального шума на одну поднесущую,  $\{I(i)\}$  - множество помеховых сигналов от других секторов сети, которые передаются на той же  $i$ -ой поднесущей,  $P_{Tx}^{(I)}$  - излучаемая мощность и  $PL^{(I)}(i)$  - потери при распространении помехового сигнала на  $i$ -ой поднесущей. ОСШ на одну поднесущую (1) представлено в линейном масштабе. В дальнейшем будем использовать ОСШ в логарифмическом масштабе:

$$\tilde{x}(i) = 10 \cdot \lg(x(i)).$$

Усредненное по всем поднесущим блока данных значение ОСШ имеет вид

$$z = \frac{1}{K} \cdot \sum_{i=1}^K \tilde{x}(i), \quad (2)$$

где  $K$  - множество поднесущих блока данных полезного сигнала.

В симуляторе была использована следующая модель потерь на трассе распространения сигнала на  $i$ -ой поднесущей:

$$PL(i) = G_{Tx} \cdot M \cdot F(i) \cdot L \cdot G_{Rx} \cdot 10^{-NF/10},$$

где  $G_{Tx}$  и  $G_{Rx}$  представляют собой коэффициенты усиления соответственно передающей и приемной антенн,  $M$  - медианные потери на трассе распространения для модели "Vehicular B" [14],  $F(i)$  - быстрый фединг на  $i$ -ой поднесущей, генерируемый согласно модели "Vehicular B" и имеющий частоту Доплера 1 Гц,  $L$  - логарифмически нормальный фединг со среднеквадратическим отклонением 8 дБ,  $NF$  - коэффициент шума.

Усредненное по поднесущим значение ОСШ (2)  $Z_t$  измерялось в каждом кадре длительностью 20 мс. ( $t$  обозначает номер кадра).

### Прогностическая модель усредненного ОСШ

Регрессионный анализ значений ОСШ и результаты работы [15] показывают, что усредненное по поднесущим ОСШ можно рассматривать как стационарный коррелированный гауссовский случайный процесс. Для таких процессов прогностическую модель удобно строить в рамках линейных процессов авторегрессии  $AR(p)$  порядка  $p$ . Линейным авторегрессионным процессом  $AR(p)$  можно аппроксимировать любой линейный процесс с заданной точностью.

Линейный процесс авторегрессии  $AR(p)$  порядка  $p$  описывается следующим стохастическим разностным уравнением [16]

$$y_t = \varphi_1 y_{t-1} + \varphi_2 y_{t-2} + \dots + \varphi_p y_{t-p} + \xi_t,$$

$$y_t = z_t - m, \quad m = E\{z_t\},$$

где  $E\{x\}$  - среднее значение  $x$ ,  $\varphi_i, i = 1, \dots, p$  - авторегрессионные коэффициенты,  $\xi_t$  - шум с независимыми значениями, имеющий нулевое среднее значение и дисперсию  $\sigma_\xi^2$ . Дисперсия шума  $\xi_t$  выражается через авторегрессионные коэффициенты следующим образом:

$$\sigma_\xi^2 = \sigma^2 \left( 1 - \sum_{i=1}^p \varphi_i r_i \right),$$

где  $\sigma^2 = E\{(z_t - m)^2\}$ ,  $r_i$  -  $i$ -ое значение нормированной корреляционной функции процесса  $y_t$ . Значения  $\varphi_i$  могут быть найдены из следующей системы линейных уравнений Юла-Уолкера [16]

$$r_0 = 1,$$

$$r_i = \sum_{j=1}^p \varphi_j r_{i-j}, \quad i > 0. \tag{3}$$

Оптимальный прогноз  $\hat{y}_{t+k}$  значения процесса  $y_{t+k}$ , по критерию минимума среднего квадрата ошибки прогноза, имеет вид:

$$\hat{y}_{t+1} = \varphi_1 y_t + \varphi_2 y_{t-1} + \dots + \varphi_p y_{t-p+1},$$

$$\hat{y}_{t+2} = \varphi_1 \hat{y}_{t+1} + \varphi_2 y_t + \dots + \varphi_p y_{t-p+2},$$

$$\hat{y}_{t+3} = \varphi_1 \hat{y}_{t+1} + \varphi_2 \hat{y}_t + \dots + \varphi_p y_{t-p+2},$$

...

$$\hat{y}_{t+k} = \sum_{i=1}^v \varphi_i \hat{y}_{t+k-i} + \sum_{i=v+1}^p \varphi_i y_{t+k-i}, \quad v = \min(k-1, p),$$

Прогноз  $\hat{y}_{t+k}$  на  $k$  кадров вперед дается с текущего момента времени  $t$  при условии, что значения  $y_t, y_{t-1}, \dots, y_{t-p+1}$  процесса  $y_t$  известны. Оптимальный прогноз на  $k$  кадров вперед усредненного по поднесущим значения ОСШ  $z_{t+k}$  имеет вид

$$\hat{z}_{t+k} = \hat{y}_{t+k} + m.$$

Средний квадрат ошибки прогноза ОСШ  $z_t$  на  $k$  кадров вперед можно записать в следующем виде [17].

$$\sigma_k^2 = \sigma_\xi^2 \sum_{i=1}^k \Psi_{k-i}^2, \tag{4}$$

где

$$\Psi_j = 0, \quad j < 0,$$

$$\Psi_j = 1, \quad j = 0,$$

$$\Psi_j = \sum_{i=1}^p \varphi_i \Psi_{j-i}, \quad j > 0.$$

Условная плотность вероятностей усредненного ОСШ  $z_{t+k}$  при известных значениях  $z_t, z_{t-1}, \dots, z_{t-p+1}$  может быть легко получена из условной плотности вероятностей ошибки предсказания процесса  $y_{t+k}$  при известных значениях  $y_t, y_{t-1}, \dots, y_{t-p+1}$ . Статистический анализ ошибки предсказания показал, что ее на практике можно считать в первом приближении гауссовской случайной величиной. Следовательно, условная плотность вероятностей усредненного ОСШ  $z_{t+k}$  будет гауссовской плотностью вероятностей

$$W(z_{t+k} | z_t, z_{t-1}, \dots, z_{t-p+1}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_k}} \exp \left[ -\frac{(z_{t+k} - \hat{z}_{t+k})^2}{2\sigma_k^2} \right].$$

Эта плотность вероятностей полностью описывает в вероятностном смысле прогностическую модель усредненного по поднесущим блока данных ОСШ.

### Оценка параметров прогностической модели

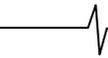
Для использования построенной прогностической модели на практике необходимо иметь оценки параметров модели. В первую очередь необходимо оценить параметры  $m$ ,  $\sigma^2$  и  $r_i$ . Пусть известны  $n$  значений усредненного ОСШ  $z_i$  для  $n$  подряд идущих кадров передачи данных. Оценки максимального правдоподобия параметров  $m$ ,  $\sigma^2$  и  $r_i$  имеют вид:

$$m = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n z_i,$$

$$\sigma^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (z_i - m)^2,$$

$$r_i = \frac{1}{\sigma^2(n-i)} \sum_{j=1}^{n-i} (z_j - m)(z_{j+i} - m).$$

Затем необходимо оценить порядок  $p$  авторегрессионного процесса  $y_t$ . Технология оценивания этого параметра была предложена в [16] и основана на оценках частной автокорреляционной функции  $\rho_{i,i}$  процесса  $y_t$ . Частная автокорреляционная  $\rho_{i,i}$  функция рассчитывается с помощью следующих рекуррентных соотношений



$$\rho_{0,0} = 1, \quad \rho_{1,1} = r_1,$$

$$\rho_{i+2,i+2} = \frac{r_{i+2} - \sum_{j=0}^i \rho_{i+1,i+1} r_{i-j+1}}{1 - \sum_{j=0}^i \rho_{i+1,i+1} r_{i+1}},$$

$$\rho_{i+2,j+1} = \rho_{i+2,j+1} - \rho_{i+2,i+2} \rho_{i+1,i-j+1}, \quad i \geq 0, \quad j = 0, \dots, i.$$

Оценка порядка авторегрессии  $p$  равна количеству первых значений частной автокорреляционной функции, начиная с единичной задержки, статистически значимо отличающихся от нуля. На рис. 1 в качестве примера приведена типичная выборочная частная автокорреляционная функция процесса  $y_t$ , полученная при обработке данных симулятора системного уровня. Горизонтальными линиями представлены 95% доверительные границы нулевых значений.

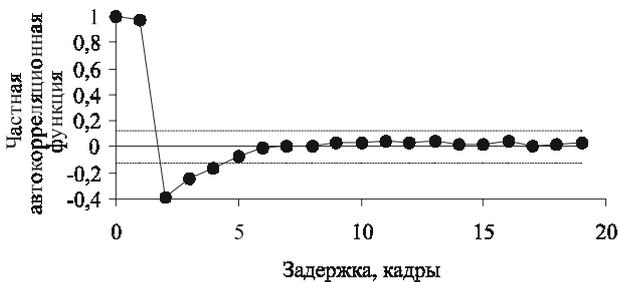


Рис. 1. Частная автокорреляционная функция процесса  $y_t$ .

Из рисунка видно, что значимо отличаются от нуля 4 значения частной автокорреляционной функции. Следовательно, для этого случая  $p = 4$ .

Наконец, авторегрессионные коэффициенты  $\phi_i$  могут быть получены из системы линейных уравнений Юла-Уолкера.

### Верификация прогностической модели

Качество подгонки модели авторегрессии к экспериментальным данным достаточно полно характеризует выборочная автокорреляционная функция остаточной ошибки модели  $\xi_t$ . На рис. 2 приведена в качестве примера выборочная нормализованная автокорреляционная функция  $\xi_t$ . Горизонтальными линиями представлены 95% доверительные границы нулевых значений автокорреляционной функции.

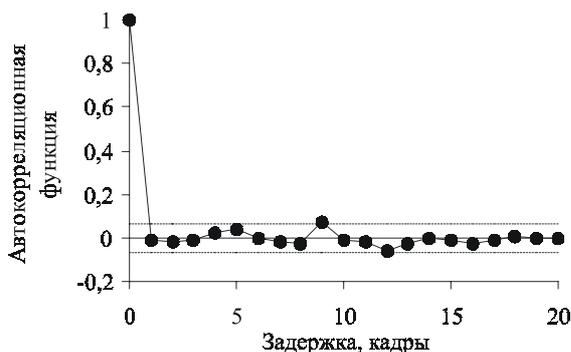


Рис. 2. Выборочная нормализованная автокорреляционная функция остаточной ошибки модели.

Из рис. 2 видно, что остаточную ошибку модели можно считать независимым шумом, так как все значения автокорреляционной функции не отличаются значимо от нуля. Это свидетельствует о том, что авторегрессионная модель четвертого порядка  $AR(4)$  адекватно описывает экспериментальные данные.

Рис.3 иллюстрирует процесс прогнозирования усредненного ОСШ. Сплошной линией представлены наблюдаемые значения ОСШ  $z_{t+1}$ , пунктирной линией нанесены прогнозные значения ОСШ  $\hat{z}_{t+1}$  при прогнозе на один кадр вперед.



Рис. 3. Иллюстрация прогноза усредненного ОСШ.

На рис.4 сплошной линией представлена теоретическая среднеквадратическая ошибка прогноза  $\sigma_k$  в зависимости от времени упреждения прогноза  $k$  в кадрах. Кругами приведена выборочная оценка среднеквадратической ошибки прогноза  $\sigma_k$ , рассчитываемая по наблюдаемым данным  $z_t$  по формуле

$$\sigma_k^* = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (z_{i+k} - \hat{z}_{i+k})^2}.$$

Горизонтальной линией нанесено среднеквадратическое отклонение процесса  $z_t$ , которое можно рассматривать как среднеквадратическую ошибку прогноза процесса  $z_t$  по его среднему значению

$$\hat{z}_{t+k}^{Av} = E\{z_{t+k}\} = m.$$

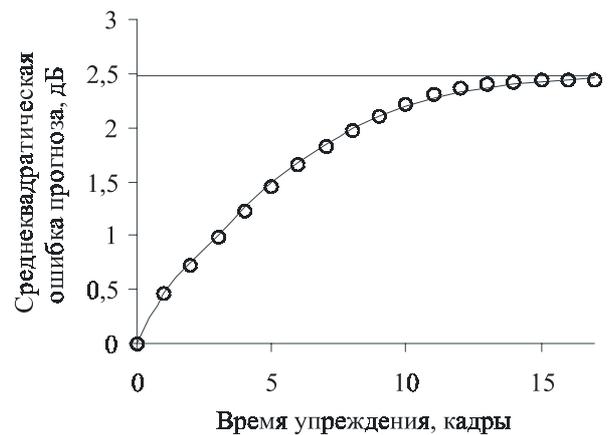


Рис. 4. Среднеквадратическая ошибка прогноза.

Из рис. 4 видно, что оптимальный прогноз ОСШ  $\hat{z}_{t+1}^{Av}$  на 2 дБ точнее, чем прогноз по среднему значению  $\hat{z}_{t+1}$ . При увеличении времени упреждения прогноза  $k$  среднеквадратическая ошибка оптимального прогноза  $\hat{z}_{t+1}$  стремится к среднеквадратическому отклонению ОСШ  $\sigma$ . Среднеквадратические ошибки прогнозов для Рис.4 были получены для произведения длительности

кадра на частоту Доплера быстрого фединга равного 0,02. При уменьшении этого произведения среднеквадратическая ошибка оптимального прогноза на заданное число кадров вперед будет уменьшаться.

#### Литература

1. IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks – Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, IEEE Standard 802.16–2004, Oct. 1, 2004.
2. Amendment to IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks – Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems – Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands, IEEE Standard 802.16e–2005, Dec. 7, 2005.
3. Шахнович И. Стандарт широкополосного доступа IEEE 802.16-2004. // Электроника: НТБ. 2005. N2. С. 46-52.
4. Гармонов А.В., Савинков А.Ю., Филин С.А., Моисеев С.Н., Кондаков М.С. Технология OFDM и варианты множественного доступа на ее основе. // Мобильные системы. 2005. № 10. С. 12–18.
5. Гармонов А.В., Савинков А.Ю., Филин С.А., Моисеев С.Н., Кондаков М.С. Технический обзор стандарта IEEE 802.16. // Мобильные системы. 2005. № 11. С. 16–24.
6. Filin S.A., Moiseev S.N., Kondakov M.S., Garmonov A.V., Yim D.H., Lee J., Chang S., Park Y.S. QoS-guaranteed cross-layer adaptive transmission algorithms for the IEEE 802.16 OFDMA system. // IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC 2006), Apr. 2006.
7. Filin S.A., Moiseev S.N., Kondakov M.S., Garmonov A.V., Yim D.H., Lee J., Chang S., Park Y.S. QoS-guaranteed cross-layer transmission algorithms with adaptive frequency subchannels allocation in the IEEE 802.16 OFDMA system. // IEEE International Conference on Communications (ICC 2006), Jun. 2006.
8. Lampe M., Rohling H., Zirwas W. Misunderstandings about link adaptation for frequency selective fading channels. // IEEE Int. Symposium Personal, Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC 2002), vol. 2, pp. 710–714, Sep. 2002.
9. Lampe M., Giebel T., Rohling H., Zirwas W. PER-prediction for PHY mode selection in OFDM communication systems. // IEEE Global Telecommun. Conf. (GLOBECOM 2003), vol. 22, no. 1, pp. 25–29, Dec. 2003.
10. Moiseev S.N., Filin S.A., Kondakov M.S., Garmonov A.V., Savinkov A.Y., Park Y.S., Yim D.H., Lee J.H., Cheon S.H., Han K.T. Practical propagation channel robust BLER estimation in the OFDM/TDMA and OFDMA broadband wireless access networks. // IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 2006 Fall), Sep. 2006.
11. Zhou S., Giannakis G.B. How accurate channel prediction needs to be for transmit-beamforming with adaptive modulation over Rayleigh MIMO channels? // IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 3, no. 4, pp. 1285–1294, Jul. 2004.
12. Goeckel D.L. Adaptive coding for time-varying channels using outdated fading estimates. // IEEE Trans. Commun., vol. 47, no. 6, pp. 844–855, Jun. 1999.
13. Falahati S., Svensson A., Ekman T., Sternad M. Adaptive modulation systems for predicted wireless channels. // IEEE Trans. Commun., vol. 52, no. 2, pp. 307–316, Feb. 2004.
14. Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT–2000, Recommendation ITU-R M.1225, 1997.
15. Moiseev S.N., Filin S.A., Kondakov M.S., Garmonov A.V., Yim D.H., Lee J., Chang S., Park Y.S. Analysis of the statistical properties of the SINR in the IEEE 802.16 OFDMA network. // IEEE International Conference on Communications (ICC 2006), Jun. 2006.
16. Box G.E.P., Jenkins G.M. Time series analysis, forecasting and control. San Francisco: Holden-Day, 1970.
17. Моисеев С.Н. Предельное время предсказуемости процессов авторегрессии-скользящего среднего. // Изв. ВУЗов. Радиофизика. 2002. Т.45. N10. С. 900-908

### *Уважаемые авторы!*

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

#### **1) Требования к текстовым материалам и сопроводительным документам:**

- Текст - текстовый редактор Microsoft Word на базе версии WINDOWS'95 или выше.
- Таблицы и рисунки должны быть пронумерованы. На все рисунки, таблицы и библиографические данные указываются ссылки в тексте статьи.
- Объем статьи до 12 стр. (шрифт 12). Для заказных обзорных работ объем может быть увеличен до 20 стр.
- Название статьи на русском и английском языках.
- Рукопись статьи сопровождается:
  - краткой аннотацией на русском и английском языках;
  - номером УДК;
  - сведениями об авторах (Ф.И.О., организация, телефоны, электронная почта).

#### **2) Требования к иллюстрациям:**

- Векторные (схемы, графики) - желательно использование графических редакторов Adobe Illustrator или Corel DRAW.
- Растровые (фотографии, рисунки) - М 1:1, разрешение не менее 300dpi, формат tiff.

## АЛГОРИТМ АДАПТИВНОЙ ПЕРЕДАЧИ В СИСТЕМЕ MOBILE WiMAX С ЧАСТОТНЫМ РАЗНЕСЕНИЕМ

Филин С.А., Моисеев С.Н., Кондаков М.С.

### Введение

Стандарты IEEE 802.16–2004 [1] и 802.16e–2005 [2] описывают требования к физическому уровню и уровню управления доступом к среде передачи (MAC – media access control) для беспроводной сети передачи данных Mobile WiMAX, выход которой на рынок планируется в ближайшее время. Стандарты вобрала в себя большинство современных технологий передачи данных, таких как механизмы поддержки качества обслуживания (QoS – quality of service), адаптивное кодирование и модуляция, регулировка мощности, селективная и гибридная повторная передача, передача данных на ортогональных по частоте поднесущих (OFDM – orthogonal frequency division multiplexing), а также множественный доступ с частотно-временным разделением (OFDMA – orthogonal frequency division multiple access). Это даёт широкие возможности для оптимизации беспроводной сети передачи данных Mobile WiMAX.

В системах OFDMA отношение сигнал/шум + помеха (ОСШП) может существенно отличаться на разных поднесущих. Возможно два подхода для учёта этого эффекта, а именно частотное и многопользовательское разнесения. При частотном разнесении поднесущие пользователя псевдослучайно разносятся по всему спектру сигнала OFDM. В этом случае, хотя пользователю выделяют только часть поднесущих, его условия приёма характеризуются значением ОСШП, усреднённым по всему символу OFDM. Это позволяет усреднить частотно-селективные замирания и внутрисистемные помехи. Описание системы Mobile WiMAX, технологии OFDM и множественного доступа OFDMA на русском языке доступно в [3],[4].

Оптимизации характеристик систем OFDMA посвящено много работ. Минимизация суммарного частотно-временного ресурса проведена в [5], а максимизация пропускной способности осуществляется в [6]. Минимизация суммарной излучаемой мощности рассмотрена в [7]. Оптимизации многокритериальной целевой функции посвящена работа [8]. Тем не менее, известные алгоритмы адаптивной передачи имеют следующие недостатки. Во-первых, оптимизация прямого и обратного каналов осуществляется независимо. Однако, совместная оптимизация прямого и обратного каналов с адаптацией положения границы между кадрами прямого и обратного каналов имеет большой практический интерес в системе Mobile WiMAX с временным дуплексом. Кроме того, известные алгоритмы не учитывают обра-

*Предложен алгоритм адаптивной передачи для системы Mobile WiMAX с частотным разнесением и временным дуплексом. В алгоритме выбирают положение границы между кадрами прямого и обратного каналов, схемы кодирования и модуляции, а также значения мощности передачи. Целью алгоритма является максимизация ёмкости сектора при условии выполнения требований по качеству обслуживания пользователей. Предложенный алгоритм обладает низкой вычислительной сложностью и имеет выигрыш в спектральной эффективности по сравнению с известными алгоритмами.*

ботку блоков данных на уровне управления доступом к среде передачи (MAC – medium access control) и на физическом уровне. Как следствие, они не могут обеспечивать выполнение требований по качеству обслуживания (QoS – quality of service) пользователей.

В статье рассматривается беспроводная сеть передачи данных Mobile WiMAX на основе технологии OFDMA с временным дуплексом и частотным разнесением. Решается задача адаптивного выбора схемы кодирования и модуляции, а также адаптивного назначения частотно-временного ресурса и мощности передачи для сервисных потоков прямого и обратного каналов, запланированных к передаче. Кроме того, решается задача адаптивного выбора положения границы между кадрами прямого и обратного каналов. В качестве целевой функции оптимизации выбрана ёмкость сектора, под которой понимается его максимально достижимая пропускная способность. При оптимизации учитываются ограничения на доступный частотно-временной ресурс кадров прямого и обратного каналов, на максимальные значения мощности передачи базовой станции и пользователей, а также требования QoS сервисных потоков.

Адаптивная передача в системе Mobile WiMAX требует решения задачи условной оптимизации. Оптимальное решение этой задачи имеет экспоненциальную сложность. Поэтому, вычислительная сложность практических алгоритмов играет большую роль. В данной работе для решения задачи адаптивной передачи применена модель загрузки системы OFDMA [9]. Это позволило разработать очень быстрый и эффективный алгоритм адаптивной передачи.

### Постановка задачи

Рассматривается один сектор системы Mobile WiMAX с частотным разнесением и временным дуплексом. Кадр имеет постоянную длительность и включает кадры прямого и обратного каналов. Положение границы между кадрами прямого и обратного каналов может адаптивно меняться. Во временной области кадр состоит из вре-

менных слотов, каждый из которых образован одним или несколькими символами OFDM. Для некоторого положения границы будем обозначать количество символов OFDM в прямом и обратном каналах как:  $T_{DL}$  и  $T_{UL}$ , где  $T_F = T_{DL} + T_{UL}$  – количество символов OFDM в кадре. В частотной области кадр состоит из частотных подканалов, каждый из которых образован несколькими поднесущими. Будем обозначать количество частотных подканалов в прямом и обратном каналах  $F_{DL}$  и  $F_{UL}$ .

Сектор обслуживает  $K$  пользователей. Каждый пользователь может иметь несколько сервисных потоков прямого и обратного каналов, где сервисный поток это поток блоков данных некоторого сервиса. Каждый сервисный поток имеет набор требований QoS, включающий минимальную среднюю скорость передачи, максимальную среднюю задержку передачи и максимальную вероятность ошибки. Сектор имеет ограничение на максимальную мощность передачи  $P_{DL}^{max}$ , а мощность передачи пользователей ограничена величинами  $P_{UL}^{max}(k)$ ,  $k = 1, \dots, K$ .

Алгоритм планирования передачи выбирает набор сервисных потоков прямого и обратного каналов, который будет передаваться в текущем кадре. Обозначим количество выбранных сервисных потоков прямого и обратного каналов  $N_{DL}$  и  $N_{UL}$ . Перед передачей блоки данных этих сервисных потоков преобразуются в пакеты данных на уровне MAC с использованием операций фрагментации и упаковки. Для каждого сервисного потока выбирается схема кодирования и модуляции и мощность передачи (на частотный подканал). Будем обозначать их  $q_{DL}, q_{UL}$  и  $p_{DL}, p_{UL}$ . После того как схемы кодирования и модуляции выбраны, пакеты данных каждого сервисного потока преобразуются в кодовые блоки на физическом уровне. Кодовые блоки сервисных потоков размещаются в кадре. Для обозначения размера частотно-временного ресурса, занятого сервисными потоками в кадре, будем использовать функции  $\bar{b}_{DL}$  и  $\bar{b}_{UL}$ . При этом  $\bar{b}_{DL}(n_{DL}, i_{DL}, j_{DL}) = 1$ , если сервисный поток  $n_{DL}$  занимает временной слот  $i_{DL}$  частотного подканала  $j_{DL}$ , в противном случае  $\bar{b}_{DL}(n_{DL}, i_{DL}, j_{DL}) = 0$ . Напомним, что при частотном разнесении поднесущие каждого частотного подканала при передаче псевдослучайно разносятся по всему спектру сигнала OFDM.

Задача максимизации ёмкости сектора формулируется следующим образом.

$$T_{DL} = \arg \max (C_{DL}(\{q_{DL}, p_{DL}\}) + C_{UL}(\{q_{UL}, p_{UL}\})), \quad (1)$$

где

$$\{q_{DL}, p_{DL}\} = \arg \max C_{DL},$$

$$\sum_{n_{DL}=1}^{N_{DL}} \sum_{j_{DL}=1}^{F_{DL}} \alpha_{DL}(n_{DL}, i_{DL}, j_{DL}) \cdot p_{DL}(n_{DL}) \leq P_{DL}^{max}, \quad (2)$$

$$i_{DL} = 1, \dots, T_{DL},$$

$$\{q_{UL}, p_{UL}\} = \arg \max C_{UL},$$

$$\sum_{n_{UL}=1}^{N_{UL}} \sum_{j_{UL}=1}^{F_{UL}} \delta(k, n_{UL}) \cdot \alpha_{UL}(n_{UL}, i_{UL}, j_{UL}) \cdot p_{UL}(n_{UL}) \leq P_{UL}^{max}(k), \quad (3)$$

$$k = 1, \dots, K, \quad i_{UL} = 1, \dots, T_{UL}.$$

В (1) – (3)  $C_{DL}$  и  $C_{UL}$  обозначают пропускные способности прямого и обратного каналов;  $\delta(k, n_{UL}) = 1$ , если сервисный поток  $n_{UL}$  принадлежит пользователю  $k$ , в противном случае  $\delta(k, n_{UL}) = 0$ . Задачи условной оптимизации (2) и (3) решаются при условии, что удовлетворяются требования QoS пользователей прямого и обратного каналов.

### Алгоритм адаптивной передачи

Целевые функции и ограничения в оптимизационной задаче (1) – (3) являются нелинейными функциями параметров оптимизации. Оптимальное решение задачи (1) – (3) это полный перебор, который не применим на практике. Возможны разные неоптимальные алгоритмы, которые осуществляют поиск локальных экстремумов целевой функции. Все они сталкиваются с двумя основными трудностями. Во-первых, целевая функция имеет много локальных экстремумов, многие из которых далеки от глобального экстремума. Во-вторых, вычислительная сложность алгоритмов является очень важной. Чем лучше алгоритм преодолевает эти сложности, тем большую практическую ценность он имеет.

Задача условной оптимизации (1) – (3) упрощается тем, что для заданного положения границы между кадрами прямого и обратного каналов оптимизация может проводиться независимо для прямого и обратного каналов, как в оптимальном, так и в неоптимальном алгоритмах. Как следствие, алгоритм адаптивной передачи включает две процедуры: оптимизацию положения границы и оптимизацию прямого и обратного каналов. Для обеих этих процедур предлагается использовать модель загрузки системы OFDMA [9]. Это приводит к очень быстрому и эффективному алгоритму адаптивной передачи.

Загрузку системы определяют следующим образом [9]. Загрузка системы равна минимальной величине нормированных общих ресурсов системы, необходимых пользователям. Величина необходимых ресурсов системы нормируется на общую величину ресурсов системы и определяется при условии, что требования QoS выполняются для всех пользователей системы.

В обратном канале системы Mobile WiMAX единственным общим ресурсом является частотно-временной ресурс кадра обратного канала. Мощности передачи пользователей – это их индивидуальные ресурсы. Соответственно, загрузка обратного канала  $u_{UL}$  равна

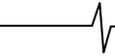
$$u_{UL} = \min s_{UL}, \quad s_{UL} = S_{UL} / S_{UL}^{max},$$

где  $S_{UL}$  – частотно-временной ресурс обратного канала, потребляемый всеми пользователями,  $S_{UL}^{max}$  – общий размер частотно-временного ресурса обратного канала.

В прямом канале общими ресурсами системы являются частотно-временной ресурс прямого канала и мощность передачи сектора. Величины нормированных потребляемых частотно-временного и мощностного ресурсов прямого канала  $s_{DL}$  и  $c_{DL}$  равны

$$s_{DL} = S_{DL} / S_{DL}^{max}, \quad c_{DL} = P_{DL} / P_{DL}^{max},$$

где  $S_{DL}$  – частотно-временной ресурс прямого канала, потребляемый всеми пользователями,  $S_{DL}^{max}$  – общий



размер частотно-временного ресурса прямого канала,  $P_{DL}$  – мощность передачи сектора, потребляемая всеми пользователями.

Для получения загрузки прямого канала  $u_{DL}$  необходимо объединить два разнородных ресурса прямого канала, а именно частотно-временной ресурс  $s_{DL}$  и мощностной ресурс  $c_{DL}$ . Для этих целей будем использовать функцию  $\max(s_{DL}, c_{DL})$  [9]. Следовательно, загрузка прямого канала  $u_{DL}$  равна

$$u_{DL} = \min(\max(s_{DL}, c_{DL})).$$

Для выбора положения границы между кадрами прямого и обратного каналов предлагается алгоритм прямого поиска, состоящий из следующих шагов. На первом шаге положение границы выбирается так, чтобы величины частотно-временного ресурса кадров прямого и обратного каналов были пропорциональны величинам суммарного трафика прямого и обратного каналов

$$T_{DL}^{(0)} = T_F \cdot \left\{ \frac{\sum_{n_{DL}=1}^{N_{DL}} x_{DL}(n_{DL})}{\left[ \sum_{n_{DL}=1}^{N_{DL}} x_{DL}(n_{DL}) + \sum_{n_{UL}=1}^{N_{UL}} x_{UL}(n_{UL}) \right]} \right\}, \quad (4)$$

$$T_{UL}^{(0)} = T_F - T_{DL}^{(0)},$$

где  $x_{DL}(n_{DL})$  и  $x_{UL}(n_{UL})$  – суммарные размеры блоков данных сервисных потоков  $n_{DL}$  и  $n_{UL}$ .

Положение границы (4) не учитывает разные условия приёма пользователей. Для этого положения границы рассчитывают загрузки прямого и обратного каналов на втором шаге. Загрузка прямого канала равна

$$u_{DL} = \min[\max(s_{DL}, c_{DL})],$$

$$s_{DL} = \frac{1}{T_{DL}^{(0)} F_{DL}} \sum_{n_{DL}=1}^{N_{DL}} \sum_{i_{DL}=1}^{T_{DL}^{(0)}} \sum_{j_{DL}=1}^{F_{DL}} \delta_{DL}(n_{DL}, i_{DL}, j_{DL}),$$

$$c_{DL} = \frac{1}{T_{DL}^{(0)} P_{DL}^{\max}} \sum_{n_{DL}=1}^{N_{DL}} \sum_{i_{DL}=1}^{T_{DL}^{(0)}} \sum_{j_{DL}=1}^{F_{DL}} \delta_{DL}(n_{DL}, i_{DL}, j_{DL}) \cdot P_{DL}(n_{DL}).$$

Она рассчитывается при условии, что требования QoS выполняются для всех сервисных потоков прямого канала. Отметим, что ограничение на максимальную мощность передачи (2) включено в загрузку прямого канала. Если оно не выполняется, то  $c_{DL} > 1$  и, следовательно,  $u_{DL} > 1$ , что означает перегрузку прямого канала.

Загрузка обратного канала равна

$$u_{UL} = \min s_{UL}, \quad s_{UL} = \frac{1}{T_{UL}^{(0)} F_{UL}} \sum_{n_{UL}=1}^{N_{UL}} \sum_{i_{UL}=1}^{T_{UL}^{(0)}} \sum_{j_{UL}=1}^{F_{UL}} \delta_{UL}(n_{UL}, i_{UL}, j_{UL})$$

Она вычисляется при условии, что требования QoS выполняются для всех сервисных потоков обратного канала, а также с учётом ограничений на максимальные мощности передачи пользователей (3).

Когда кадр прямого канала перегружен, т.е., невозможно разместить в него все сервисные потоки, используют следующую процедуру. Сначала размещают как можно больше сервисных потоков в кадр прямого канала при условии, что  $u_{UL} \leq 1$ . Затем условно добавляют второй кадр прямого канала, такой же как и первый кадр, под первым кадром прямого канала. Размещают как можно больше сервисных потоков во второй кадр

прямого канала при условии, что  $u_{DL} \leq 1$ . Это условие проверяется отдельно для второго кадра. Данная процедура продолжается до тех пор, пока все сервисные потоки не будут размещены. После этого вычисляют загрузку прямого канала по всем использованным кадрам прямого канала. При этом, суммируют размеры занятого частотно-временного ресурса всех кадров прямого канала для получения  $s_{DL}$ . Кроме того, суммируют использованную мощность передачи всех кадров прямого канала для получения  $c_{DL}$  (поэтому новые кадры размещаются под старыми кадрами).

Когда кадр обратного канала перегружен, т.е., невозможно разместить в него все сервисные потоки, используют следующую процедуру. Размещают как можно больше сервисных потоков в первый кадр обратного канала. Условно добавляют второй кадр обратного канала, такой же как и первый, справа от первого, и опять размещают в нём как можно больше сервисных потоков. Эту процедуру продолжают до тех пор, пока все сервисные потоки обратного канала не будут размещены. После этого суммируют весь занятый частотно-временной ресурс использованных кадров обратного канала для нахождения  $s_{DL}$ .

На втором шаге начальное положение границы между кадрами прямого и обратного каналов выбирают так, чтобы частотно-временной ресурс кадра делился между кадрами прямого и обратного каналов пропорционально их загрузкам

$$T_{DL}^{(1)} = T_F \cdot \left[ \frac{T_{DL}^{(0)} \cdot u_{DL}}{T_{DL}^{(0)} \cdot u_{DL} + (T_F - T_{DL}^{(0)}) \cdot u_{UL}} \right],$$

$$T_{UL}^{(1)} = T_F - T_{DL}^{(1)}.$$

После этого осуществляют прямой поиск локального максимума целевой функции (1). Для начального положения границы в кадрах прямого и обратного каналов размещают соответствующие сервисные потоки, используя процедуры, описанные далее. Если возможно разместить все сервисные потоки в кадр и  $\max(u_{DL}, u_{UL}) \leq 1$ , то задача условной оптимизации (1) решена. В этом случае выбранное положение границы, выбранные схемы кодирования и модуляции, а также мощности передачи используют при передаче в текущем кадре. В противном случае итеративно ищут ближайший локальный максимум целевой функции (1).

Предлагается следующая процедура оптимизации в прямом канале. Сервисные потоки последовательно размещают в кадр прямого канала, начиная с сервисных потоков с наилучшими условиями приёма. При размещении каждого сервисного потока минимизируют загрузку прямого канала.

Среди всех сервисных потоков прямого канала выбирают один сервисный поток с максимальным нормированным на мощность передачи значением ОСШП

$$n_{DL}^{(1)} = \arg \max z(n_{DL}).$$

Для сервисного потока  $n_{DL}^{(1)}$  выбирают схему кодирования и модуляции и соответствующее значение мощности передачи так, чтобы минимизировать загрузку прямого канала

$$q_{DL}^{(1)}(n_{DL}^{(1)}) = \arg \min [\max(s_{DL}, c_{DL})]. \quad (5)$$

Отметим, что загрузка прямого канала в (5) рассчитывается при условии, что только один сервисный поток  $n_{DL}^{(1)}$  размещён в кадре прямого канала.

Сервисный поток  $n_{DL}^{(1)}$  размещают в кадре прямого канала со схемой кодирования и модуляции  $q_{DL}^{(1)}(n_{DL}^{(1)})$  и мощностью передачи  $p_{DL}^{(1)}(n_{DL}^{(1)})$ . Сервисные потоки в кадре прямого канала размещают слева направо, т.е. сначала полностью заполняют первый частотный подканал, затем – второй и т.д. После этого, сервисный поток  $n_{DL}^{(1)}$  исключают из дальнейшего рассмотрения.

Среди оставшихся сервисных потоков опять выбирают один сервисный поток с максимальным нормированным на мощность передачи значением ОСШП

$$n_{DL}^{(2)} = \arg \max z(n_{DL}).$$

Для сервисного потока  $n_{DL}^{(2)}$  выбирают схему кодирования и модуляции и соответствующее значение мощности передачи так, чтобы минимизировать загрузку прямого канала

$$q_{DL}^{(2)}(n_{DL}^{(2)}) = \arg \min [\max(s_{DL}, c_{DL})]. \quad (6)$$

Отметим, что загрузка прямого канала в (6) рассчитывается при условии, что сервисный поток  $n_{DL}^{(1)}$  уже был размещён в кадре прямого канала со схемой кодирования и модуляции  $q_{DL}^{(1)}(n_{DL}^{(1)})$  и мощностью передачи  $p_{DL}^{(1)}(n_{DL}^{(1)})$ , а сервисный поток  $n_{DL}^{(2)}$  дополнительно размещается в кадре прямого канала.

Сервисный поток  $n_{DL}^{(2)}$  размещают в кадре прямого канала со схемой кодирования и модуляции  $q_{DL}^{(2)}(n_{DL}^{(2)})$  и мощностью передачи  $p_{DL}^{(2)}(n_{DL}^{(2)})$ . После этого, сервисный поток  $n_{DL}^{(2)}$  исключают из дальнейшего рассмотрения.

Затем выбирают новый сервисный поток, используя тот же критерий, и т.д. Если все сервисные потоки удалось разместить в кадре прямого канала и  $\max(s_{DL}, c_{DL}) \leq 1$ , то процедура оптимизации прямого канала завершена. Если в процессе размещения сервисных потоков в кадре прямого канала наступила перегрузка, т.е.  $\max(s_{DL}, c_{DL}) > 1$ , то размещают последний сервисный поток при условии  $\max(s_{DL}, c_{DL}) \leq 1$  и завершают процедуру оптимизации.

Предлагается следующая процедура оптимизации в обратном канале. Напомним, что единственным общим системным ресурсом обратного канала является частотно-временной ресурс кадра обратного канала. Поэтому, необходимо минимизировать использование частотно-временного ресурса кадра обратного канала. Кроме того, ограничения на максимальную мощность передачи пользователей (3) независимы для разных пользователей. Предлагается размещать пользователей в кадр обратного канала последовательно, начиная с пользователей с наилучшими условиями приёма. Для каждого пользователя будем размещать все его сервисные потоки, а затем переходить к следующему пользователю. Отметим, что условия приёма одинаковы для всех сервисных потоков одного пользователя.

Сначала выбираем один сервисный поток с максимальным нормированным значением ОСШП

$$n_{UL}^{(1)} = \arg \max z_{UL}(n_{UL}).$$

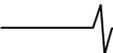
Первый выбранный пользователь  $k^{(1)}$  – это пользователь, которому принадлежит сервисный поток обратного канала  $n_{UL}^{(1)}$ . Размещаем все сервисные потоки этого пользователя в кадр обратного канала и убираем их из дальнейшего рассмотрения. Затем среди оставшихся пользователей выбираем ещё один сервисный поток с наилучшими условиями приёма. Как следствие, имеем следующего пользователя  $k^{(2)}$ . Размещаем все сервисные потоки этого пользователя в кадр обратного канала и убираем их из дальнейшего рассмотрения. Эта процедура продолжается до тех пор, пока в кадр обратного канала не будут размещены все сервисные потоки всех пользователей или пока не закончится частотно-временной ресурс кадра обратного канала.

Для некоторого пользователя  $k$  его сервисные потоки размещают в кадр обратного канала, используя следующую процедуру. Сначала назначают схему кодирования и модуляции  $Q_{UL}$  с максимальной скоростью передачи всем сервисным потокам обратного канала пользователя  $k$  и размещают их в кадре обратного канала. При этом выбирают мощность передачи так, чтобы выполнялись требования QoS сервисных потоков. Если после размещения сервисных потоков пользователя  $k$  в кадре обратного канала ограничение на максимальную мощность передачи для этого пользователя выполняется, то переходят к следующему пользователю. В противном случае, если в кадре обратного канала не осталось свободного частотно-временного ресурса, то выбирают один сервисный поток, исключают его из передачи и заново проверяют условие на максимальную мощность передачи пользователя  $k$ . Если в кадре обратного канала остался свободный частотно-временной ресурс, то выбирают один сервисный поток, понижают его скорость передачи, что соответствует меньшему значению требуемой мощности передачи для этого сервисного потока, и заново проверяют условие на максимальную мощность передачи пользователя  $k$ . Так как эта итеративная процедура осуществляется для сервисных потоков только одного пользователя, то она не требует больших вычислительных ресурсов.

При размещении сервисных потоков в кадрах прямого и обратного каналов, каждой схеме кодирования и модуляции соответствует минимальное значение мощности передачи, при котором выполняются требования QoS этих сервисных потоков [10 - 13]. Напомним, что набор требований QoS сервисного потока включает минимальную среднюю скорость передачи, максимальную среднюю задержку передачи и максимальную вероятность ошибки. Все эти требования QoS могут быть удовлетворены, если мощность передачи сервисного потока выше некоторого значения. Алгоритмы расчёта минимального значения мощности передачи, при котором выполняются требования QoS сервисного потока, зависят от способа обработки сервисного потока на уровне MAC и на физическом уровне. Для системы Mobile WiMAX они приведены в [10 - 13].

## Моделирование

Проанализируем эффективность предложенного алгоритма адаптивной передачи методом моделирования в системе Mobile WiMAX. Топология моделируемой системы включает семь сот, каждая из которых содержит три сектора, при этом шесть сот окружают центральную соту.



мы включает семь сот, каждая из которых содержит три сектора, при этом шесть сот окружают центральную соту. Результаты снимаются только для центральных секторов, а остальные сектора служат источниками внутрисистемных помех. Коэффициент повторного использования частоты равен трём, радиус соты равен 1000 м. Частота несущей равна 2.4 ГГц, полоса частот равна 10 МГц в каждом секторе.

Каждый сектор имеет максимальное значение мощности передачи, равное 10 Вт, и секторную антенну с шириной диаграммы направленности  $120^\circ$ . Каждый пользователь имеет максимальное значение мощности передачи, равное 1 Вт, и всенаправленную антенну. В качестве модели канала распространения взята модель Vehicular B из [14]. Она включает коэффициенты усиления передающей и приёмной антенн, средние потери при распространении, логнормальные замирания и быстрый фединг.

В каждом помеховом секторе псевдослучайно распределяется 10 пользователей, каждый из которых имеет один сервисный поток прямого канала и один сервисный поток обратного канала. Скорость трафика этих сервисных потоков подбирается таким образом, чтобы помеховые сектора были практически полностью загружены. В каждом центральном секторе псевдослучайно распределяют 5, 10 ... пользователей, каждый из которых имеет 8 сервисных потоков прямого канала и 2 сервисных потока обратного канала. Каждый сервисный поток передаёт видео трафик [15] со средней скоростью поступления блоков данных 32 кб/с. Для этих сервисных потоков установлены следующие параметры QoS: максимальная средняя задержка 200 мс и вероятность ошибки 0.001.

Для анализа эффективности предложенного алгоритма будем использовать пропускную способность сектора, а для анализа вычислительной сложности – время моделирования. При этом будем сравнивать предлагаемый алгоритм с разработанными ранее алгоритмами адаптивной передачи для системы Mobile WiMAX с временным дуплексом и частотным разнесением [10], [12]. Целевой функцией алгоритма [10] является минимизация суммарного занятого частотно-временного ресурса кадра, а целевой функцией алгоритма [12] – минимизация суммарной излучаемой за кадр мощности. Постановка задачи в этих двух алгоритмах отличается от постановки задачи этой статьи только целевыми функциями. Сами алгоритмы отличаются тем, что в них не использована модель загрузки системы OFDMA при оптимизации.

Рис. 1 показывает пропускную способность сектора как функцию от величины трафика, поступающего для передачи в сектор. Пропускная способность сектора для алгоритмов минимизации ресурса и мощности достигает значений 9.6 Мб/с и 11.2 Мб/с соответственно и затем остаётся приблизительно постоянной при дальнейшем увеличении трафика. Эти критические значения пропускной способности соответствуют ситуации, когда сектор практически полностью загружен, но требования QoS всё ещё выполняются для всех сервисных потоков всех пользователей. С дальнейшим ростом трафика, требования QoS не выполняются для части сервисных потоков. Соответственно, эти значения пропускной способности

соответствуют ёмкости сектора, полученной при заданных параметрах сети Mobile WiMAX. Алгоритм адаптивной передачи, предложенный в этой статье, достигает ёмкости сектора 14.4 Мб/с, т.е. имеет выигрыш в спектральной эффективности порядка 0.3 б/с/Гц.

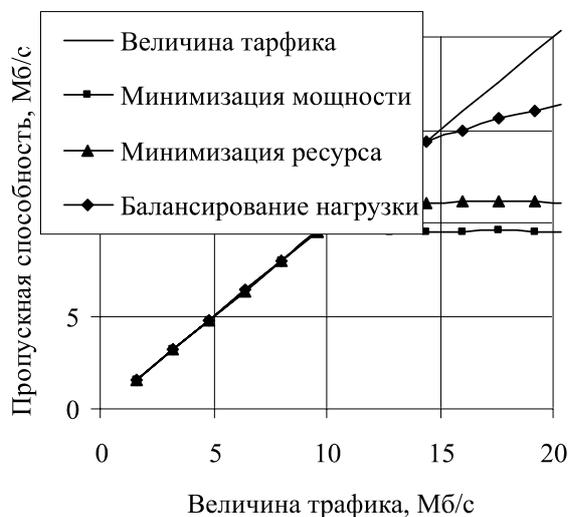


Рис. 1. Пропускная способность сектора.

Рис. 2 показывает время моделирования как функцию от величины трафика, поступающего для передачи в сектор. Прежде всего, заметим, что время моделирования растёт экспоненциально с ростом трафика. Это связано с тем, что при моделировании трафик увеличивается за счёт увеличения количества сервисных потоков, участвующих в задаче оптимизации. Также заметим, что алгоритм, предложенный в этой статье, требует существенно меньше вычислительных ресурсов, чем ранее предложенные алгоритмы. Это достигнуто за счёт использования модели загрузки системы OFDMA, что позволило отказаться от трудоёмких итеративных процедур оптимизации.

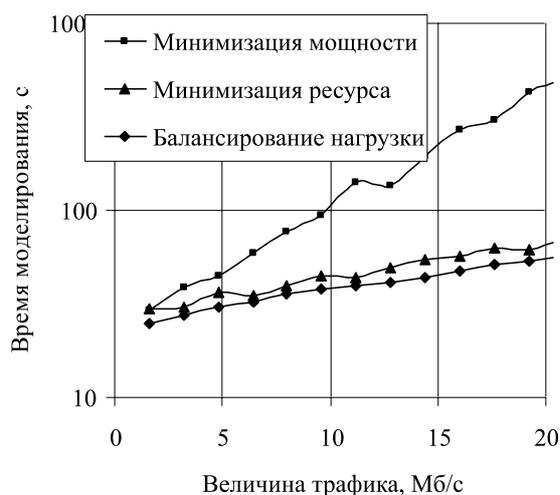


Рис. 2. Время моделирования.

Таким образом, алгоритм адаптивной передачи в системе Mobile WiMAX с временным дуплексом и частотным разнесением, предложенный в этой статье, имеет большую практическую ценность. Он позволяет достигнуть высоких значений ёмкости сектора при выпол-

## Литература

1. IEEE Standard 802.16-2004 ; IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks. Part 16 : Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, Oct. 1, 2004.
2. IEEE Standard 802.16e-2005 ; Amendment to IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems – Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands, Dec. 7, 2005.
3. Гармонов А.В., Савинков А.Ю., Филин С.А., Моисеев С.Н., Кондаков М.С. Технический обзор стандарта IEEE 802.16. // Мобильные системы. 2005. № 11. С. 16–24.
4. Гармонов А.В., Савинков А.Ю., Филин С.А., Моисеев С.Н., Кондаков М.С. Технология OFDM и варианты множественного доступа на ее основе. // Мобильные системы. 2005. № 10. С. 12–18.
5. Koutsopoulos I., Tassiulas L. Carrier assignment algorithms in wireless broadband networks with channel adaptation. // IEEE International Conference on Communications : ICC 2001. 2001. N. 1. P. 1401–1405.
6. Zhang Y.J., Letaief K.B. Multiuser adaptive subcarrier-and-bit allocation with adaptive cell selection for OFDM systems. // IEEE Trans. Wireless Commun. 2004. Vol. 3, N. 5. P. 1566–1575.
7. Wong C.Y. et al. Multiuser OFDM with adaptive subcarrier, bit, and power allocation. // IEEE J. Select. Areas Commun. 1999. Vol. 17, N. 10. P. 1747–1758.
8. Song G., Li Y.G. Cross-layer optimization for OFDM wireless networks – part II: algorithm development. // IEEE Trans. Wireless Commun. 2005. Vol. 4, N. 2. P. 625–634.
9. Moiseev S.N., Filin S.A., Kondakov M.S., Garmonov A.V., Savinkov A.Y., Park Y.S., Yim D.H., Lee J.H., Cheon S.H., Han K.T. System load model for the OFDMA network. // IEEE Communications Letters, vol. 10, pp. 620–622, Aug. 2006.
10. Filin S.A., Moiseev S.N., Kondakov M.S., Garmonov A.V., Yim D.H., Lee J., Chang S., Park Y.S. QoS-guaranteed cross-layer adaptive transmission algorithms for the IEEE 802.16 OFDMA system. // IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC 2006), vol. 2. pp. 964–971. Apr. 2006.
11. Filin S.A., Moiseev S.N., Kondakov M.S., Garmonov A.V., Yim D.H., Lee J., Chang S., Park Y.S. QoS-guaranteed cross-layer transmission algorithms with adaptive frequency subchannels allocation in the IEEE 802.16 OFDMA system. // IEEE International Conference on Communications (ICC 2006), Jun. 2006.
12. Filin S.A., Moiseev S.N., Kondakov M.S., Garmonov A.V., Savinkov A.Y., Park Y.S., Yim D.H., Lee J.H., Cheon S.H., Han K.T. QoS-guaranteed cross-layer adaptive transmission algorithms with selective ARQ for the IEEE 802.16 OFDMA system. // IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 2006 Fall), Sep. 2006.
13. Moiseev S.N., Filin S.A., Kondakov M.S., Garmonov A.V., Savinkov A.Y., Park Y.S., Yim D.H., Lee J.H., Cheon S.H., Han K.T. Optimal average number of data block transmissions for the ARQ mechanism in the IEEE 802.16 OFDMA system. // IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Communications (PIMRC 2006), Sep. 2006.
14. Recommendation ITU-R M.1225 ; Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT–2000, 1997.
15. 3GPP2 Contribution C.P1002-C-0 ; cdma2000 Evaluation Methodology, Sep. 23, 2004.

## НОВЫЕ КНИГИ

**Штарк Г.-Г. Применение вейвлетов для ЦОС.** – М.: Техносфера, 2007. – 192 с.: ил.

Даны основные принципы и важные приложения вейвлет-преобразований. Многочисленные примеры демонстрируют как потенциал, так и границы применения вейвлет-методов, распространяя обычную трактовку за пределы дискретного вейвлет-преобразования на непрерывное преобразование. Текст книги сопровождается упражнениями в конце каждой главы, текстами (листингами) программ в среде MATLAB и кратким введением в MATLAB Wavelet Toolbox.

Студентам технических специальностей и инженерам, работающим в промышленности, будут полезны примеры реальных приложений.

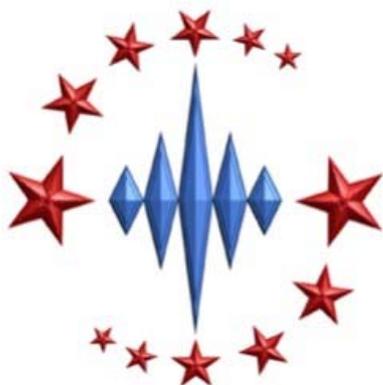
**Литюк В.И., Литюк Л.В. Методы цифровой многопроцессорной обработки ансамблей радиосигналов.** – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2007. – 592 с.: ил.- (Серия «Библиотека инженера»).

Монография посвящена вопросам обработки на цифровых многопроцессорных вычислительных системах ансамблей радиосигналов, полоса которых превышает быстродействие используемых цифровых функциональных узлов в заданное число раз. С единых позиций рассматриваются вопросы обработки ансамблей сложных сигналов, поступающих с выходов линейных трактов радиоприемных устройств различного назначения. Дается математическое описание радиосигналов, подлежащих цифровой обработке. Представлены методы синтеза цифровых многопроцессорных фильтров и анализаторов спектра, осуществляющих обработку и анализ в режимах работы «скачущее» и «скользящее» окно. Описываются методы синтеза и анализа устройств измерения параметров радиосигналов при различных формах их цифрового представления.

Монография рассчитана на научных работников, преподавателей, инженеров, аспирантов и студентов старших курсов радиотехнических специальностей, работающих в области цифровой обработки сложных радиосигналов.

---

## Открытое акционерное общество «Концерн «Созвездие»



В целях сохранения и развития научно-производственного потенциала предприятий радиоэлектронной промышленности, концентрации ресурсов для создания единой системы и средств управления войсками (силами) и оружием в тактическом звене Вооруженных Сил Российской Федерации и других воинских формирований, также разработки и производства продукции гражданского назначения **Указом Президента Российской Федерации от 29 июля 2004 г.**

**№ 993** создано ОАО «Концерн «Созвездие» с 100% участием государства в его уставном капитале. В состав ОАО «Концерн Созвездие» включены 12 ФГУПов (преобразованных в ОАО) и 4 открытых акционерных общества.

В рамках интегрированной структуры сформированы необходимые условия для диверсификации производства, расширения внешнеэкономической деятельности и обеспечения необходимого уровня мобилизационных мощностей.

Основной задачей ОАО «Концерн «Созвездие» является внедрение новой организационно-правовой системы управления процессом создания производства и обеспечения эксплуатации средств единой системы управления тактического звена путем оптимизации кооперационных связей и объединения предприятий различных форм собственности в мощную интегрированную структуру, адаптированную к условиям рыночной экономики и имеющую возможность за счет собственных и привлеченных ресурсов быстро и эффективно решать вопросы выпуска продукции, отвечающей требованиям национальной безопасности и оборонной достаточности страны.

ОАО «Концерн «Созвездие» предлагает своим потенциальным партнерам проведение научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ по основным направлениям деятельности:

- создание и производство автоматизированных систем управления и связи тактического звена;
- создание и производство автоматизированных систем управления и средств телекодовой и речевой связи комплексов противовоздушной обороны обороны;
- создание и производство автоматизированных систем управления и средств радиоэлектронного подавления радиосвязи;
- создание и производство автоматизированных систем связи и управления специального назначения;
- создание и производство систем и средств связи для народного хозяйства.

Стремительное развитие сектора инфокоммуникационных услуг в экономике России сегодня занимает достойное место. В ближайшее время мы сможем увидеть богатейшую палитру новых персонализированных услуг – от передачи речи, данных, видеоизображения до передачи сигнальной (охранные функции), навигационной, медико-биологической информации. Универсальная телекоммуникационная услуга, в конечном счете, войдет в потребительскую корзину каждого человека.