

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

3/2006

1001011101011101011101010110101010111010101010110101010101101010101

НАУЧНО - ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

НЕЛИНЕЙНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ

ЭХО-КОМПЕНСАЦИЯ

РАДИОВИДЕНИЕ

ЧАСТОТНАЯ СЕЛЕКЦИЯ



ISSN 1684-2634



9 771684 263005 >

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал
№ 3/2006

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:

107241 Москва, Щелковское ш., 23А
Тел.: (495) 290-9088
Факс: (495) 290-9085
E-mail: editor@dspa.ru
http://www.dspa.ru

Для писем:

129090 Москва, а/я 48.

Издатель:

КБ волоконно-оптических приборов
Ответственный редактор: С.А. Задворнов
Компьютерная верстка: В.В. Андряхина
Дизайн: И.Е. Артюхина

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

Подписано в печать 8.11.06
Формат 60x90/8.

Гарнитура «Arial». Печать ризографическая.
Бумага офсетная. Печ.л. 7. Тираж 700 экз.

Заказ № 5698. 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:

Ланнэ А.А., Соловьева Е.Б.

**Моделирование нелинейных дискретных систем на
основе перцептрона с расщепителем..... 2**

Кузнецов Е.П., Витязев В.В.

**Цифровая обработка сигналов в задачах эхо-
компенсации: тематический обзор..... 8**

Меньшиков Б.Н., Приоров А.Л.

**Нелинейная эхо-компенсация на базе адаптивного
полиномиального фильтра Вольтерра с
динамически перестраиваемой структурой..... 20**

Тараканов А.Н., Мосеев А.Л., Ульдинович С.В.

**Комбинированный адаптивный алгоритм эхо-
компенсации с пониженной вычислительной
сложностью..... 26**

Витязев В.В., Колодыко Г.Н., Витязев С.В..

**Способы и алгоритмы формирования
радиолокационного изображения в режиме
доплеровского обужения луча 31**

Гадзиковский В.И.

**Две формы представления полосовых и
режекторных рекурсивных цифровых фильтров
каскадной структуры..... 42**

Князев М.Г., Бондаренко А.В., Докучаев И.В.

**Расчет пороговых значений потока излучения и
освещенности для ПЗС матриц Kodak KAI-1003M,
Kodak KAI-1020 и Philips FTF3020M..... 49**

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

МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ДИСКРЕТНЫХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ ПЕРСЕПТРОНА С РАСЩЕПИТЕЛЕМ

Ланнэ А.А., Соловьева Е.Б.

Введение

Применение различных нелинейных систем расширяет область использования математических моделей, описывающих нелинейные устройства по соотношению вход-выход. Универсальные формы таких математических моделей можно разделить на два класса:

– полиномиальные модели с линейно-входящими параметрами, к которым относятся усеченный ряд Вольтерры [1, 2], функциональный полином Вольтерры [1, 2], многомерный многочлен по семейству расщепленных сигналов [3, 4], нелинейная авторегрессионная модель [5];

– модели с нелинейно-входящими параметрами – различные виды нейронных цепей [6, 7]. Известно, что перцептронные цепи являются аппроксиматорами функций и функционалов [8 – 11].

Нейронные цепи привлекательны в ситуации, когда полиномиальная модель дает медленно уменьшающуюся с ростом степени полиномиальной модели погрешность аппроксимации нелинейного оператора F_S , однозначно отображающего множество X входных сигналов $x(n) \in X$ во множество Y^o выходных сигналов $y^o(n) \in Y^o$ нелинейной дискретной системы (НДС) согласно уравнению

$$y^o(n) = F_S[x(n)].$$

Здесь n – нормированная дискретная переменная времени, $n \in [0, G_n]$, G_n – длительность финитного или период периодического дискретного сигнала.

Трудность нахождения параметров нейронных моделей НДС состоит в решении с заданной точностью аппроксимационной задачи

$$\|y^o(n) - y(n)\| \rightarrow \min_{x(n) \in X}, \quad (1)$$

где $y(n)$ – выходной сигнал модели НДС,

$$y(n) = F[x(n)],$$

F – оператор, аппроксимирующий оператор F_S НДС, при появлении множества локально оптимальных решений. В равномерной C и среднеквадратичной L_2 метриках норма погрешности аппроксимации оператора F_S оценивается соответственно

$$\|y^o(n) - F[x(n)]\| = \max_{x(n) \in X} |y^o(n) - F[x(n)]|,$$

Полиномиальная и трехслойная перцептронные цепи с расщепителем на входе каждой из них рассматриваются как универсальные аппроксиматоры нелинейных операторов дискретных систем в равномерной и среднеквадратичной метриках. На основе перцептронных моделей синтезируются нелинейные эквалайзеры для компенсации нелинейных искажений в каналах связи. Оценивается точность восстановления сигналов и выполняется сравнение перцептронных и полиномиальных моделей эквалайзеров с расщепителем.

$$\|y^o(n) - F[x(n)]\| = \frac{1}{Q} \sqrt{\sum_{q=1}^Q (y_q^o(n) - F[x_q(n)])^2}.$$

Чем сложнее нейронная модель НДС, тем труднее найти решение задачи (1), обеспечивающее заданную точность аппроксимации, из-за медленной сходимости алгоритма расчета к оптимальному решению и появления большого числа локальных оптимумов.

В статье предложены упрощенные перцептронные модели НДС – полиномиальный и трехслойный перцептрон с расщепителем сигналов (ППР и ТПР соответственно), рассматриваемые как универсальные аппроксиматоры оператора F_S в равномерной C , следовательно, и в среднеквадратичной L_2 метриках. Поскольку расщепитель конструируется на классе входных сигналов НДС, он адаптирован к воздействию НДС, что позволяет уменьшить размерность задачи аппроксимации (1) и в результате облегчить процесс ее решения.

Нелинейные модели НДС на базе расщепителя и перцептронного преобразователя

Согласно теории расщепления сигналов [3, 4], оператор F НДС представляется композицией двух операторов: оператора F_p расщепителя и оператора нелинейного безынерционного преобразователя (НБП).

Оператор-расщепитель F_p преобразует скалярные входные сигналы $x(\vec{a}, n) \in X$ НДС, где $\vec{a} \in G_a$ – вектор параметров сигнала из множества G_a параметров, в соответствующие векторные сигналы

$$\vec{x}_p(\vec{a}, n) = F_p[x(\vec{a}, n)] = [x_{p1}(\vec{a}, n), x_{p2}(\vec{a}, n), \dots, x_{pm}(\vec{a}, n)]^t,$$

где t – знак транспонирования, таким образом, чтобы выполнялись условия:

– векторные сигналы не исчезали, т. е. $\vec{x}_p(\vec{a}, n) \neq \vec{0}$ при всех $\vec{a} \in G_a$, $n \in [0, G_n]$;

– векторные сигналы в каждый момент времени разные, т. е. при любых $\vec{a}_1 \neq \vec{a}_2$, $\vec{a}_1 \in G_a$, $\vec{a}_2 \in G_a$,

$n_1 \neq n_2, n_1 \in [0, G_n], n_2 \in [0, G_n]$ имеет место неравенство $\bar{x}_p(\bar{a}_1, n_1) \neq \bar{x}_p(\bar{a}_2, n_2)$.

Преобразование сигналов оператором F_p рассмотрим на следующем примере. Выполним расщепление сигнала $x(nT) = \cos(nT)$ в точках $n = 0, 1, 2, 3$ при периоде дискретизации $T = \pi/2$. Из табл. 1. видно, что указанный сигнал в разные моменты времени ($nT = \pi/2$ и $3\pi/2$) принимает одинаковые (нулевые) значения. Следовательно, сигнал $x(nT)$ не расщеплен по переменной времени n .

Оператор-расщепитель F_p преобразует скалярный сигнал $x(nT)$ в векторный сигнал, например,

$$\bar{x}_p(nT) = [\cos(nT), \sin(nT)]^t,$$

Сигнал $\bar{x}_p(nT)$ расщеплен по переменной времени n , поскольку, как видно из табл. 1, он не исчезает и его значения различны при разных n .

Таблица 1

Расщепление сигнала $x(nT) = \cos(nT)$

n	nT	$x(nT) = \cos(nT)$	$\bar{x}_p(nT)$
0	0	1	$[1, 0]^t$
1	$\pi/2$	0	$[0, 1]^t$
2	π	-1	$[-1, 0]^t$
3	$3\pi/2$	0	$[0, -1]^t$

Расщепление сигналов реализуется линейными, нелинейными, стационарными, нестационарными математическими преобразованиями [3]. Способы расщепления зависят от класса расщепляемого сигнала. Важным критерием выбора способа расщепления является минимальность числа каналов расщепителя (минимальность длины вектора расщепленных сигналов).

Оператор нелинейного безынерционного преобразователя осуществляет отображение векторных сигналов $\bar{x}_p(\bar{a}, n)$ в скалярные выходные сигналы $y(n) \in Y$ НДС. Математические формы НБП могут быть различны. Для построения персептронных НДС с расщепителем в качестве моделей НБП используем следующие структуры:

1. ППР, описываемый уравнением

$$y(n) = G(P^L[\bar{x}_p(\bar{a}, n)]) = G(v(n)), \tag{2}$$

где G – сигмоидальная функция активации,

$P^L[\bar{x}_p(\bar{a}, n)]$ – полином степени L по семейству расщепленных сигналов

$$\bar{x}_p(\bar{a}, n), v(n) = P^L[\bar{x}_p(\bar{a}, n)].$$

Блок-схема модели (2) НДС показана на рис. 1.

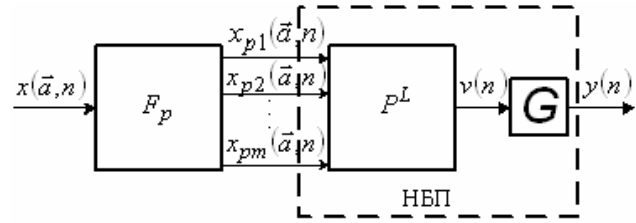


Рис. 1.

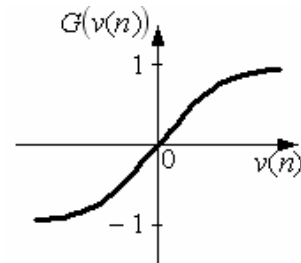
Сигмоидальная функция G в модели (2) – гиперболический тангенс (биполярное преобразование)

$$G(v(n)) = \frac{1 - e^{-2v(n)}}{1 + e^{-2v(n)}}, \tag{3}$$

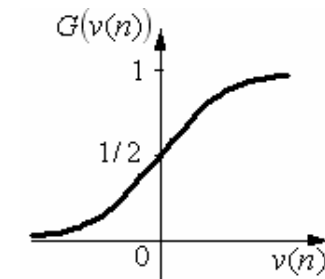
или логистическая (униполярная) функция

$$G(v(n)) = \frac{1}{1 + e^{-v(n)}}. \tag{4}$$

На рис. 2, а, б изображены биполярная и униполярная функции активации соответственно [6, 7].



а



б

Рис.2

Полином $P^L[\bar{x}_p(\bar{a}, n)]$ расщепленных сигналов, содержащийся в персептронной модели (2), имеет вид

$$P^L[\bar{x}_p(\bar{a}, n)] = \sum_{i_1=0}^{I_1} \sum_{i_2=0}^{I_2} \dots \sum_{i_m=0}^{I_m} C_{i_1 i_2 \dots i_m} [x_{p1}(\bar{a}, n)]^{i_1} \times [x_{p2}(\bar{a}, n)]^{i_2} \dots [x_{pm}(\bar{a}, n)]^{i_m}, \tag{5}$$

где степень $L = I_1 + I_2 + \dots + I_m$.

Следует отметить, что многомерный многочлен (5) может быть использован для описания соотношения вход-выход НДС. В этом случае он является полиномиальной моделью системы.

2. ТПР показан на блок-схеме НДС рис. 3.

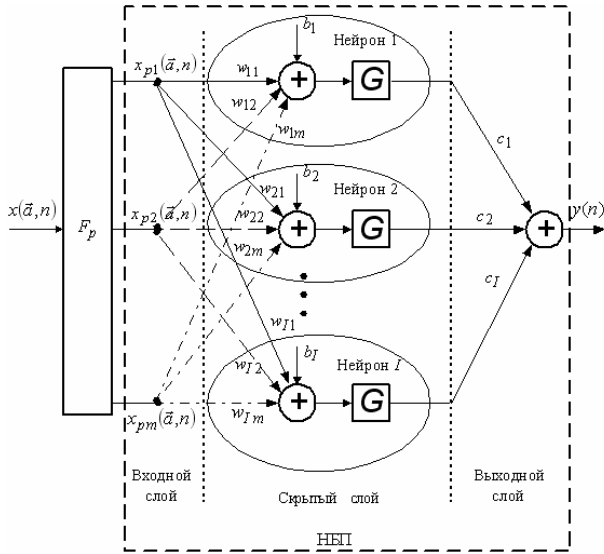


Рис. 3.

Слои перцептрона сформированы следующим образом:

- входной слой образуют элементы $x_{pj}(\bar{a}, n)$, $j = 1, 2, \dots, m$ вектора расщепленных сигналов $\bar{x}_p(\bar{a}, n)$
- входные сигналы нейронной цепи;
- скрытый слой содержит матрицу весов

$$[W] = [w_{ij}]_{\substack{i=1,2,\dots,I \\ j=1,2,\dots,m}}, \text{ вектор смещений } \bar{b} = [b_1, b_2, \dots, b_I]^t \text{ и}$$

сигмоидальные функции активации G вида (3) или (4);

- выходной слой включает вектор весов

$\bar{c} = [c_1, c_2, \dots, c_I]$ и выходной сигнал $y(n)$ нейронной цепи. Переменная I определяет число нейронов в скрытом слое.

Согласно блок-схеме, изображенной на рис. 3, трехслойная перцептронная модель НДС с расщепителем имеет вид

$$y(n) = \sum_{i=1}^I c_i G \left(\sum_{j=1}^m w_{ij} x_{pj}(\bar{a}, n) + b_i \right). \quad (6)$$

Перцептроны с расщепителем сигналов – универсальные аппроксиматоры оператора НДС

Покажем, что полиномиальный перцептрон с расщепителем, блок-схема которого изображена на рис. 1, является универсальным аппроксиматором оператора F_s НДС в метрике C , следовательно, и в метрике L_2 . Для этого докажем следующую теорему.

Теорема. При любом $\varepsilon > 0$ существует ППР (2) с внутренним полиномом (5) расщепленных сигналов конечной степени L такой, что для всех $x(\bar{a}, n) \in X$, где X – компакт в метрике C ,

$$\left\| y(n) - G \left(P^L [\bar{x}_p(\bar{a}, n)] \right) \right\| \leq \varepsilon.$$

Доказательство. Известно, что при расщеплении входных сигналов существует полином $P^L [\bar{x}_p(\bar{a}, n)]$, однозначно описывающий соотношение между множеством воздействий $x(\bar{a}, n) \in X$ и множеством выходных

$v(\bar{a}, n) \in V$ сигналов полиномиального преобразователя при справедливости последнего указанного неравенства [3, 4]. Функция активации G выполняет однозначное нелинейное преобразование согласно выражениям (3) или (4).

Из равенств (2), (3) и (4) получим уравнение

$$P^L [\bar{x}_p(\bar{a}, n)] = \eta(y(n)), \quad (7)$$

где соответственно

$$\eta(y(n)) = -\frac{1}{2} \ln \left(\frac{1-y(n)}{1+y(n)} \right) \text{ и}$$

$$\eta(y(n)) = -\ln \left(\frac{1-y(n)}{y(n)} \right).$$

Диапазон изменения сигнала $y(n) = G(v(n))$ в уравнении (7) показан на рис. 2.

Из выражения (7) следует, что полином $P^L [\bar{x}_p(\bar{a}, n)]$ однозначно в метрике C описывает соотношение между множествами сигналов $x(\bar{a}, n)$ и $\eta(y(n)) = v(\bar{a}, n)$. Однозначность соотношения (7) приводит к однозначности его обратного преобразования (2).

Таким образом, нелинейное преобразование

$G(P^L [\bar{x}_p(\bar{a}, n)])$ является оператором, аппроксимирующим в метрике C и, следовательно, в метрике L_2 соотношение вход-выход НДС.

Поскольку трехслойный перцептрон, содержащий два и более нейронов с сигмоидальными функциями активации, описанными усеченным рядом Тейлора, при двух и более входных сигналах эквивалентен полиномиальному перцептрону степени $L \geq 4$ [10], из рассмотренной теоремы следует утверждение.

Утверждение. При любом $\varepsilon > 0$ и входных расщепленных сигналах существует ТПР (6) с $I \geq 2$, $m \geq 2$ такой, что для всех $x(\bar{a}, n) \in X$, где X – компакт, в метрике C

$$\left\| y(n) - \sum_{i=1}^I c_i G \left(\sum_{j=1}^m w_{ij} x_{pj}(\bar{a}, n) + b_i \right) \right\| \leq \varepsilon.$$

Таким образом, полиномиальный и трехслойный перцептроны с расщепителем являются универсальными аппроксиматорами оператора НДС. Следует отметить, что расщепление множества входных сигналов – необходимое условие аппроксимации оператора системы.

Синтез перцептронных эквалайзеров

Построим полиномиальный и трехслойный перцептроны с расщепителем, моделирующие нелинейный эквалайзер (НЭ) на выходе канала связи (КС) при двухпозиционном воздействии КС $s^o(n)$, принимающим значения $\{-1, 1\}$.

Модель нелинейного КС – модель Винера с линейной динамической частью и квадратичной безынерционной нелинейностью [11, 12]. Уравнение КС имеет вид

$$x(n) = x_1(n) + 0.2x_1^2(n), \quad (8)$$

$$\text{где } x_1(n) = 0.3482s^o(n) + 0.8704s^o(n-1) + 0.3482s^o(n-2) \quad (9)$$

На заданном множестве воздействий $s^o(n)$ модель КС (выражения (8), (9)) дает конечное множество выходных сигналов $x(n)$.

Задача НЭ – восстановить сигналы $s^o(n)$ при воздействиях $x(n)$ согласно операторному уравнению

$$s(n) = F[x(n)] .$$

Параметры модели оператора F эквалайзера определяются в результате решения задачи аппроксимации

$$\|s^o(n) - s(n)\| \rightarrow \min_{x(n) \in X} .$$

Отметим, что линейный фильтр, как следует из выражения (9), является неминимально-фазовым, следовательно, линейный эквалайзер (инверсный фильтр) неустойчив. В результате восстановление сигналов возможно только с помощью нелинейного эквалайзера.

НЭ построим в виде каскадного соединения расщепителя и НБП, реализуемого как ППР и ТПР.

Расщепитель для класса сигналов $x(n)$ необходим, поскольку при условии

$$s^o(n) = -s^o(n-2), \tag{10}$$

в точках $x(n)$, определяемых из выражения (8) и показанных на рис. 4, наблюдается неоднозначность отображения вход-выход НЭ. Для устранения неоднозначности следует расщепить сигналы $x(n)$, $x(n) \in X$.

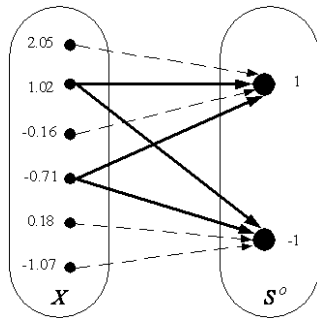


Рис.4.

Согласно [13], вектор расщепленных сигналов формируем следующим образом:

$$\bar{x}_p(n) = [x(n), x(n-1)] . \tag{11}$$

В табл. 2 показано, что неоднозначность отображения множеств при условии (10) и, следовательно, при равенстве $x(n) = as^o(n-1) + 0.2(as^o(n-1))^2$, где $a = 0.8704$, полученном из (8), (9), устраняется за счет расщепления сигналов.

Эквалайзер реализуем в виде полиномиального (2) и трехслойного (6) персептронов с расщепителем (11), а также полинома (5) расщепленных сигналов (11) с учетом $y^o(n) = s^o(n)$, $y(n) = s(n)$.

Нейронные цепи содержат биполярные функции активации (3).

Параметры нейронных моделей определялись алгоритмом обратного распространения ошибки [6, 7].

Точность восстановления сигналов $s(n)$ оценивалась в среднеквадратичной метрике по формуле

$$\varepsilon = \frac{1}{N-4} \sqrt{\sum_{n=5}^N [s^o(n) - s(n)]^2} ,$$

где N – число передаваемых символов (длина последовательностей $s^o(n)$, $s(n)$), $N = 1000$.

В табл. 3 приведены значения среднеквадратичной погрешности восстановления сигналов и количество параметров Q в моделях НЭ разной степени (полином (5) и ППР (2)) и с разным числом нейронов (ТПР (6)). Результаты получены при выполнении 600 циклов расчета в алгоритме обратного распространения ошибки. Расчет проводился при разных исходных значениях параметров нейронных моделей.

Таблица 2

Вектор расщепленных сигналов на множестве X при условии (10)

$s^o(n-1)$	$s^o(n-2)$	$\bar{x}_p(n)$
-1	1	$[-a + 0.2(-a)^2, a + 0.2a^2]$
-1	-1	$[-a + 0.2(-a)^2, -a + 0.2(-a)^2]$
1	1	$[a + 0.2a^2, a + 0.2a^2]$
1	-1	$[a + 0.2a^2, -a + 0.2(-a)^2]$

Погрешность ε и количество параметров Q в моделях НЭ

Степень L , число нейронов I	Полином расщеплен- ных сигналов		ППР		ТПР	
	ε	Q	ε	Q	ε	Q
$L = I$						
1	0.0282	3	0.0285	3	0.0254	3
2	0.0278	6	0.0281	6	0.0098	9
3	0.0216	10	$1.2987 \cdot 10^{-14}$	10	$5.1815 \cdot 10^{-8}$	13
4	0.0060	15	$1.2918 \cdot 10^{-14}$	15	$4.6591 \cdot 10^{-8}$	17

Анализ табл. 3 показывает, что:

– ППР дает более высокую точность обработки при меньшей степени внутреннего многочлена расщепленных сигналов, чем другие модели НЭ с расщепителем;

– слагаемые четных степеней (2-й и 4-й) полиномиального персептрона с расщепителем не влияют на качество работы НЭ, поэтому их можно исключить, тем самым, упростить модель НЭ. При $L = 1 \rightarrow Q = 3$, $L = 3 \rightarrow Q = 7$, $L = 5 \rightarrow Q = 13$.

Выполним компенсацию нелинейных искажений сигналов в присутствии гауссовского шума $\xi(n)$ в КС. В этом случае на НЭ действуют сигналы $\tilde{x}(n) = x(n) + \xi(n)$.

При разном отношении сигнал/шум

$$snr = 20 \lg \left(\frac{\sqrt{\sum_{n=5}^N x^2(n)}}{\sqrt{\sum_{n=5}^N \xi^2(n)}} \right), \text{ дБ}$$

вычислены среднеквадратичная погрешность ε и логарифм вероятности ошибки на символ $\lg BER = \lg(BER)$,

где $BER = \frac{m}{N}$, m – количество ошибок восстановления символов (значений) $s(n)$.

Результаты компенсации представлены на рис. 5. На рис. 5, а изображены зависимости $\varepsilon(snr)$ при $L = I = 1, 2, \dots, 5$ (кривые 1, 2, ..., 5 соответственно). Жирными линиями показаны зависимости, полученные ППР, тонкими линиями – ТПР. На рис. 5, б изображены

аналогичные кривые для зависимостей $\lg BER(snr)$ (в некоторых точках snr значения $\lg BER$ отсутствуют, поскольку в этих точках $m = 0$).

Из рис. 5 видно, что при действии в КС гауссовского шума полиномиальный персептронный НЭ с расщепителем степени $L \geq 3$ восстанавливает сигналы более точно по сравнению с ТПР.

Заключение

Дополнение полиномиальной и трехслойной персептронных моделей НДС расщепителем, включенным на входе нейронных цепей и адаптированным к входным сигналам, упрощает нелинейные модели, что ведет к сокращению размерности задачи аппроксимации оператора НДС.

Персептронные модели с расщепителем являются универсальными аппроксиматорами оператора НДС в равномерной и среднеквадратичной метриках, следовательно, они гарантируют получение математических моделей НДС с заданной точностью. Сложность нахождения параметров персептронных моделей заключается в определении глобального оптимума на фоне множества локальных оптимальных решений задачи аппроксимации нелинейного оператора.

В рассмотренном примере синтеза НЭ показано, что полиномиальный персептронный эквалайзер с расщепителем обеспечивает высокую точность компенсации нелинейных искажений сигналов в КС при меньшей степени внутреннего многочлена по сравнению с ТПР и

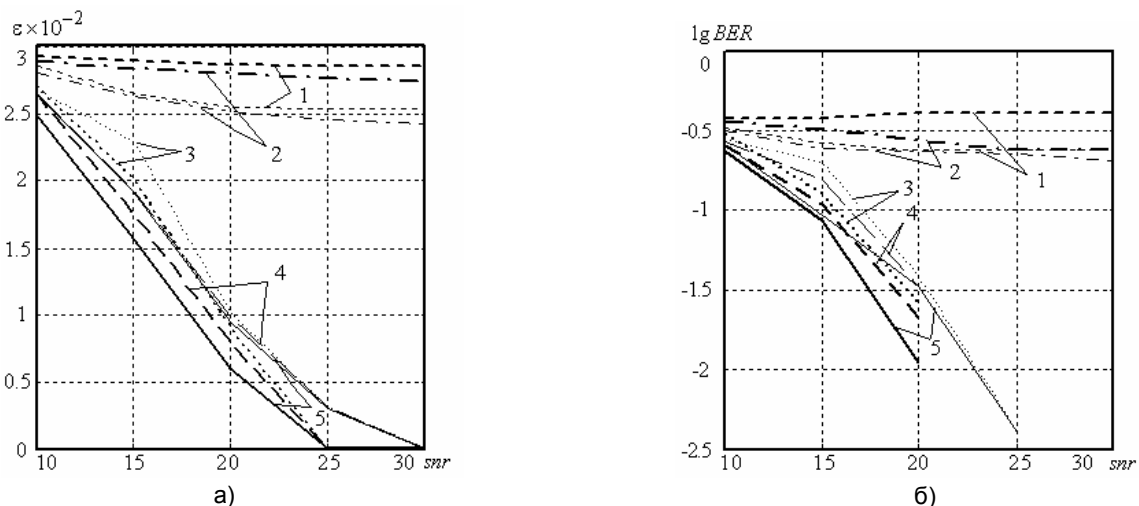


Рис. 5

полиномиальной моделью НЭ с расщепителем (см. табл. 3). Превосходство ППР над его аналогами сохраняется в присутствии гауссовского шума в КС (см. рис. 5).

Список литературы

- Mathews V.J., Sicuranza G.L. Polynomial signal processing.— New York.: John Wiley & Sons, 2000.— 452 p.
- Основы цифровой обработки сигналов: Курс лекций / А. И. Солонина, Д. А. Улахович, С. М. Арбузов, Е. Б. Соловьева, — СПб.: БХВ-Петербург, 2005.—753с.
- Ланнэ А.А. Нелинейные динамические системы: синтез, оптимизация, идентификация.— Л.: ВАС, 1985.— 286 с.
- Ланнэ А.А. Нейронные цепи, тринадцатая проблема Гильберта и задачи обработки сигналов // Вестник молодых ученых. Технические науки. 2001. №2. С. 3–26.
- Chen S., Billings S.A. Representations of non-linear systems: the NARMAX model // Int. J. Control. 1989. V.49., № 3. P.1013–1032.
- Осовский С. Нейронные сети для обработки информации. — : Финансы и статистика, 2002.— 334 с.
- Медведев В.С., Потемкин В.Г. Нейронные сети. MATLAB 6.— М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2002.— 496 с.
- Chen T., Chen H. Universal approximation to nonlinear operators by neural networks with arbitrary activation functions and its application to dynamical systems // IEEE Trans. Neural Networks. 1995. V.6, № 4. P.911–917.
- Chen S., Gibson G.J., Cowan C.F.N. Adaptive channel equalisation using a polynomial-perceptron structure // IEE Proceedings. 1990. V.137., Pt. 1, № 5. P.257–264.
- Xiang Z., Bi G., Le-NGOC T. Polynomial-perceptrons and their applications to fading channel equalization and co-channel interference suppression // IEEE Trans. SP. 1994. V.42, № 9. P.2470–2480.
- Chang C.-H., Siu S., Wei C.-H. A polynomial-perceptron based decision feedback equalizer with a robust learning algorithm // Signal Processing. 1995. V.42, № 9. P.145–158.
- Kechriotis G., Zervas E., Manolakos E. S. Using recurrent neural networks for adaptive communication channel equalization // IEEE Trans. Neural Networks. 1994. Vol.5, №2. P.267–278.
- Соловьева Е.Б. Компенсация нелинейных искажений сигналов в каналах связи методом расщепления // Цифровая обработка сигналов. 2005. №4. С.2–8.

9-я Международная Конференция и Выставка ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЕ

28-30 марта 2007 г., Москва, Россия

The 9th International Conference and Exhibition
DIGITAL SIGNAL PROCESSING AND ITS APPLICATIONS

ИНФОРМАЦИОННОЕ ПИСЬМО

Уважаемый коллега!

Приглашаем Вас принять участие в работе 9-ой Международной конференции и выставки «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA'2007», которая состоится в Москве 28-30 марта 2007 года

ОРГАНИЗАТОРЫ:

- Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова
- IEEE Signal Processing Society
- Российская секция IEEE
- Институт радиотехники и электроники РАН
- Институт проблем управления РАН
- Институт проблем передачи информации РАН
- Московский научно-исследовательский телевизионный институт
- Компания AUTEX Ltd. (АВТЭКС)

ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАБОТЫ КОНФЕРЕНЦИИ:

- Теория сигналов и систем
- Теория и методы ЦОС
- Цифровая обработка многомерных сигналов
- Цифровая обработка речевых и звуковых сигналов
- Цифровая обработка изображений
- ЦОС в системах телекоммуникаций
- ЦОС в радиотехнических системах
- ЦОС в системах управления
- Цифровая обработка измерительной информации
- Нейрокомпьютерная обработка сигналов и изображений
- Цифровое телевидение и телерадиовещание
- Цифровое радиовещание
- ЦОС в системах защиты информации
- Проектирование и техническая реализация систем ЦОС
- Проблемы подготовки специалистов в области ЦОС

СРОКИ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ МАТЕРИАЛОВ

до 20 декабря 2006
Тексты тезисов и докладов

после 20 января 2007
Информация для авторов о приеме докладов на сайте: www.rntores.ru

15 февраля 2007
Рассылка приглашений по почте

ДОКЛАДЫ ДОЛЖНЫ НАПРАВЛЯТЬСЯ В ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ ПО АДРЕСУ:

Российское НТОРЭС им. А.С. Попова, Рождественка, 6/9/20, стр. 1, Москва, 107031
Тел. (495) 621-1639 (Мусьянов Михаил Иванович), 621-0610, 621-7108; Факс: (495) 621-1639

E-mail: nto.popov@mtu-net.ru; tor@rgta.ryazan.ru

[http:// www.dspa.ru](http://www.dspa.ru) и www.rntores.ru (раздел конференции)

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В ЗАДАЧАХ ЭХО-КОМПЕНСАЦИИ: тематический обзор (часть 1)

Кузнецов Е.П., Витязев В.В.

Введение

Исторически сложилось так, что абонентское оборудование телефонных сетей общего пользования (ТФОП), в целях экономии, подключается к автоматической телефонной станции (АТС) по двухпроводным или, что тоже самое, абонентским линиям (АЛ). Таким образом, исходящий и принимаемый сигналы переносятся одной и той же парой проводов. В случае значительной протяженности линии связи резко возрастает ослабление сигнала при передаче. Чтобы скомпенсировать потери вносимые линией передачи применяют промежуточные усилители (повторители), что, в свою очередь, требует наличие линии с разделением принимаемого и передаваемого сигналов. Такая линия называется четырехпроводной или магистральной (МЛ). Устройство, посредством которого осуществляется переход с АЛ на МЛ и наоборот, называется дифференциальной системой (ДС). Идеальная развязка двух и четырехпроводных линий будет осуществляться только в случае точного соответствия импедансов АЛ и МЛ. Во всех остальных случаях будет происходить утечка части энергии принятого сигнала в цепь передачи. Вследствие этого происходит возвращение переданного сигнала обратно к говорящему абоненту в виде ослабленной и задержанной копии, называемой электрическим эхом.

Борьба с эхо-сигналами в ТФОП, заключающаяся в их заграднении и компенсации, продолжается уже ни один десяток лет и сохраняет свою актуальность до сегодняшнего дня, о чем свидетельствуют новые разработки в этой области, в частности, представленные в материалах исследований, публикуемых в настоящем выпуске журнала.

Методы и алгоритмы эхо-компенсации, первоначально разработанные для передачи в ТФОП речевых сигналов, получили дальнейшее развитие в системах передачи данных как в ТФОП, так и в ISDN (цифровых сетях с интеграцией служб). Мощным стимулом использования все более сложных алгоритмов эхо-компенсации стало появление в середине 80-х годов прошлого столетия цифровых сигнальных процессоров, эффективно реализующих в реальном времени цифровые адаптивные фильтры.

Новой областью применения адаптивных алгоритмов эхо-компенсации является борьба с акустическими эхо-сигналами в таких технических приложениях как: мобильная связь, телеконференцсвязь, телефонные аппараты с функцией «громкой связи». Отличительная особенность

Представлен тематический обзор методов и алгоритмов адаптивной компенсации эхо-сигналов, возникающих в телефонных сетях при передаче речи и данных. Первая часть обзора охватывает работы, опубликованные в период с 1996 года по 1990 год и отражает основные концепции решения проблемы эхо-компенсации, получившие развитие в эти годы. Указываются причины возникновения эхо-сигналов в телефонных сетях, приводятся модели их генерации и сравнительные характеристики различных эхо-компенсаторов.

акустических эхо-сигналов заключается в их значительной временной протяженности, что требует существенного увеличения порядка адаптивного фильтра-компенсатора и, как следствие, вычислительных затрат на реализацию. Это потребовало разработки принципиально новых подходов к построению эхо-компенсаторов, в частности, с использованием субполосной фильтрации и многоскоростной обработки сигналов.

Цель настоящей статьи – тематический обзор научных публикаций, отражающих в историческом аспекте проблемы эхо-компенсации и их последовательное решение методами ЦОС и DSP-технологий, начиная с первых работ, вышедших еще в середине 60-х годов прошлого столетия, и до наших дней. Обзор включает две части. В части 1, представляемой вашему вниманию, рассмотрен период с 1966 года по 1990 год., а в части 2 будет продолжен обзор работ, опубликованных с 1991 года по настоящее время.

Эхо-компенсация в ТФОП при передаче речи

В 1966 году американские ученые Ф. Бэкер и Г. Рудин наряду с М. Сондхи и А. Прести, работающие в научно-исследовательской лаборатории Bell Laboratories, предложили кардинально новый на то время подход к решению проблемы борьбы с электрическим эхо-сигналом, возникающим при разговоре абонентов ТФОП [1, 2]. Они первыми стали применять к решению данной проблемы наработки теории адаптивной фильтрации сигналов, полученные в своих исследованиях Н. Винером и Б. Уидроу [3], получив в результате структурную схему совершенно нового устройства, которое они назвали эхо-компенсатором (*echo canceller*). В отличие от эхо-заградителя, который обладал целым рядом недостатков (искажения при коммутации, низкая эффективность работы при больших задержках эхо-сигнала, невозможность работы в дуплексном режиме приемопередачи), эхо-компенсатор (ЭК) работал по совершенно другому принципу.

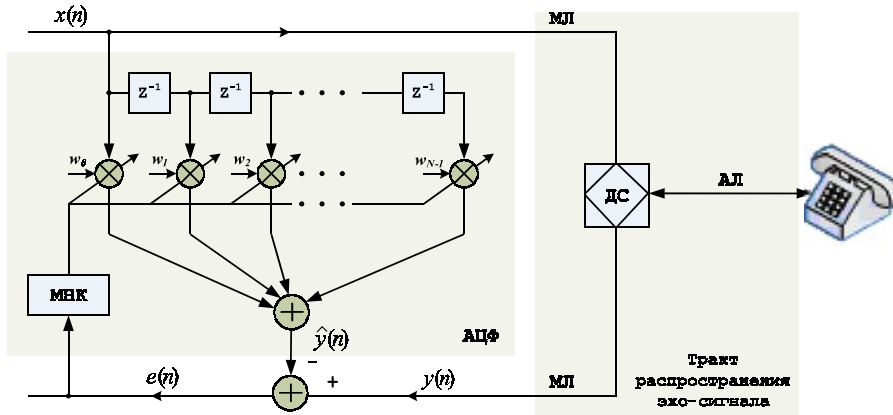


Рис. 1. Классическая схема построения эхо-компенсатора.

Суть принципа состояла в использовании того факта, что эхо-сигнал является искаженной копией передаваемого речевого сигнала, поэтому информация о его основных параметрах априори известна. Согласно предложенной схеме (рис. 1), при разговоре сигнал от ближнего абонента $x(n)$ поступал одновременно как в линию, так и на адаптивный цифровой фильтр (АЦФ), в роли которого выступал адаптивный трансверсальный фильтр, работающий по алгоритму метода наименьших квадратов (МНК)¹³. АЦФ автоматически производил подстройку значений своих коэффициентов с целью воспроизведения амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), которая бы соответствовала АЧХ тракта образования эхо-сигнала²⁴ в рамках выбранного критерия качества. Далее сигнал с выхода АЦФ $\hat{y}(n)$ вычитался из эхо-сигнала $y(n)$, играющего в данном случае роль обучающего сигнала, компенсируя таким образом наличие последнего в линии. На основе сигнала ошибки компенсации $e(n) = y(n) - \hat{y}(n)$ по алгоритму МНК производилась перестройка значений коэффициентов w_k . В настоящее время схема, предложенная специалистами Bell Laboratories на основе адаптивного трансверсального фильтра, работающего по алгоритму МНК во временной области, считается классическим вариантом структурной реализации ЭК.

Рассмотрим достоинства и недостатки, которыми обладает классическая схема построения ЭК. Как было описано выше, основным рабочим блоком ЭК является АЦФ. Использование АЦФ на основе трансверсального фильтра обеспечивает классической схеме ЭК абсолютную устойчивость, поскольку трансверсальный фильтр является фильтром с конечной импульсной характеристикой. С другой стороны, при работе с эхо-сигналами, имеющими большую длительность (более 50 мс) как, например, в случае использования абонентами спутниковой телефонной связи или при международном звонке, порядок эквивалентного КИХ-фильтра будет составлять несколько сотен (стандартная частота дискретизации в ТФОП – 8 кГц). Поэтому реализация по классической схеме ЭК, способ-

ного бороться с такими эхо-сигналами будет сопряжена со значительными вычислительными затратами.

В качестве алгоритма адаптации в ЭК, построенном по классической схеме, используется алгоритм МНК. Этот алгоритм в силу своей простоты является, пожалуй, самым распространенным в теории адаптивной обработки сигналов. Математически данный алгоритм задается следующим рекуррентным соотношением: $\mathbf{W}(n) = \mathbf{W}(n-1) + \mu \cdot e(n) \cdot \mathbf{X}(n)$, где $0 < \mu < \mu_{\max}$ – шаг адаптации. По сути, данный алгоритм является методом наискорейшего спуска, в котором сделано одно важное допущение: вместо градиента статистически усредненного квадрата ошибки $\nabla E\{e^2(n)\}$ используется градиент его мгновенного значения $-\nabla e^2(n)$ [4]. Анализ сходимости алгоритма показывает [5], что верхняя граница для размера шага μ является меньшей, чем при использовании истинных значений градиента:

$$\mu_{\max} = \frac{1}{\sum_k \lambda_k} = \frac{1}{\text{trace}(\mathbf{R})} = \frac{1}{(N+1)\sigma_x^2},$$

где λ_k – собственные (характеристические) числа автокорреляционной матрицы входного процесса \mathbf{R} , а σ_x^2 – средний квадрат входного сигнала АЦФ. Основным достоинством данного алгоритма является его предельная вычислительная простота. Алгоритм МНК может быть реализован в реальных системах без проведения операции возведения в квадрат, умножения и вычисления производных, и поэтому он прост и эффективен. Если не проводится усреднение, то компоненты градиента обязательно содержат большую составляющую шума, но этот шум уменьшается самим процессом адаптации с течением времени. Платой за простоту является медленная сходимость и повышенная ошибка в установившемся режиме – коэффициенты фильтра всегда флуктуируют вокруг оптимальных значений, что увеличивает уровень выходного шума. Это объясняется тем, что оценка градиента в данном алгоритме является очень грубой. Кроме того, скорость сходимости алгоритма МНК зависит обратно пропорционально от значений собственных чисел λ_k автокорреляционной матрицы \mathbf{R} , поэтому, когда входным сигналом является окрашенный шум или речь, данный алгоритм будет сходиться крайне медленно [4,6].

¹ В зарубежной литературе данный алгоритм носит название LMS – least mean square.

² Тракт образования эхо-сигнала (эхо-тракт) включает в себя совокупность цепей, непосредственно участвующих в генерации эхо-сигнала. В данном случае сюда входит часть магистральных линий (МЛ), дифференциальная система (ДС) и абонентская линия (АЛ) удаленного абонента.

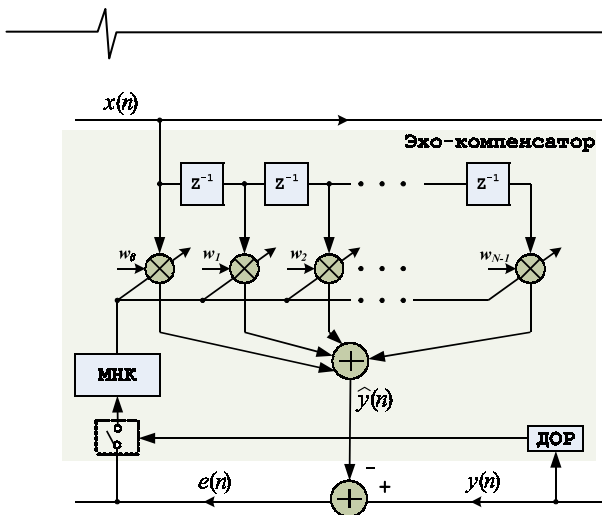


Рис. 2. Схема эхо-компенсатора с использованием детектора одновременного разговора.

ТФОП как среда для передачи речевого сигнала обладает целым рядом характеристик и особенностей, в том числе отрицательно влияющих на качество передаваемой информации. Далее рассмотрим те из них, которые будут представлять основные трудности для реализации эффективной эхо-компенсации.

1. Любая линия связи, в том числе ТФОП, вносит в сигнал такой вид искажений как задержка. Задержка эхо-сигнала зависит от общей длины установившейся линии связи, которая в общем случае является произвольной и зависит от того, куда именно звонит абонент. Таким образом, величина задержки эхо-сигнала может варьироваться. При достаточно большой величине задержки (100 мс и более) для эффективной эхо-компенсации требуется построение АЦФ, имеющего очень высокий порядок (800 и более). Как уже отмечалось, это является серьезной проблемой при практической реализации ЭК. Подходы к решению этой проблемы будут рассмотрены ниже.

2. При одновременном разговоре двух абонентов сигнал удаленного абонента будет являться для ЭК аддитивной помехой, которая чаще всего приводит к расхождению алгоритма адаптации и, как следствие, неточной настройке АЦФ. Для решения этой проблемы было предложено дополнить классическую схему еще одним блоком – детектором одновременного разговора [7], который при регистрации одновременного разговора разрывал цепь обратной связи, тем самым, останавливая процесс адаптации АЦФ и предотвращая его расстройку (рис. 2). Даже допуская тот факт, что детектор одновременного разговора (ДОР) производит переключение из одного режима в другой с высокой скоростью, есть вероятность того, что в то время когда процесс адаптации АЦФ приостановлен, возможны изменения в тракте образования эхо-сигнала, приводящие к увеличению уровня сигнала ошибки компенсации. Существует также альтернативный вариант, когда при регистрации одновременного разговора процесс адаптации АЦФ не останавливается, а переключается на «малый» шаг адаптации μ и продолжает процедуру настройки ЭК.

3. Реально достижимый предел сигнала ошибки компенсации никогда не будет равен нулю, так как всегда будет дополнен аддитивными шумами и нелинейными искаже-

ниями, которые постоянно присутствуют в линии связи. Поэтому даже при достаточно точной настройке ЭК будет существовать остаточный сигнал ошибки. Для борьбы с этим нежелательным эффектом было предложено установить на выходе ЭК симметричный ограничитель (*center clipper*) [8]. В отличие от эхо-заградителя, ограничитель не разрывал цепь во время одновременного разговора, поскольку имел малый порог срабатывания.

4. Частотный сдвиг (*frequency offset*) всех спектральных составляющих сигнала, обусловленный операциями модуляции/демодуляции, представляет собой еще одну проблему, которую необходимо принимать во внимание при построении ЭК, работающего в ТФОП. Обычно величина частотного сдвига составляет 1 – 5 Гц, но даже такое незначительное отклонение играет большую роль для качественной настройки АЦФ. Для ЭК частотный сдвиг отражается, прежде всего, на процессе адаптации АЦФ, так как вносит постоянное изменение фазы (*phase roll, phase jitter*) эхо-сигнала, поэтому для эффективной компенсации требуется, чтобы процесс адаптации мог быстро обрабатывать такие изменения без снижения качества работы. Первые попытки построения ЭК работающего в присутствии частотного сдвига описаны в [9]. Ниже будут рассмотрены другие подходы к решению этой проблемы предложенные позднее.

Выход в 1966 году публикаций Ф. Бэкера, Г. Рудина, М. Сондхи и А. Прести ознаменовал начало первого этапа развития методов и алгоритмов адаптивной эхо-компенсации (1966 - 1975 гг.). В этот период многие ученые таких стран мира как Австралия [9], Германия [10], Франция [11], Япония [12] активно ведут исследования возможности использования различных методов адаптивной обработки сигналов для решения задачи эхо-компенсации при передаче голоса в ТФОП. В это же время ведутся интенсивные разработки специалистами крупных американских научных лабораторий: Bell Laboratories [13, 14] и COMSAT Laboratories [15 – 17]. Причем исследования COMSAT Laboratories направлены в основном на использование техники эхо-компенсации для борьбы с эхо-сигналами в системах спутниковой телефонной связи, в то время как Bell Laboratories занимается теми же проблемами, но для случая передачи речи в ТФОП. В данный период можно выделить одно общее направление, характерное для всех исследований. Оно связано с анализом возможности практического применения классической схемы ЭК, созданием первых тестовых моделей ЭК и оценкой эффективности их работы в таких технических приложениях как телефонная связь на дальние расстояния и спутниковая телефонная связь. То есть в тех технических приложениях, где работа эхо-заградителей оказывалась до тех пор мало эффективной.

Эхо-компенсация в ТФОП при передаче данных

Если до 1976-го года большинство исследовательских работ в области адаптивной эхо-компенсации были в основном связаны с рассмотрением проблем борьбы с электрическим эхо-сигналом при передаче голосовой информации (*echo cancellation in speech transmission*), то, начиная с середины 70-х, все большее внимание начинает уделяться аналогичным проблемам, возникающим при

передаче данных (*echo cancellation in data transmission*) [18 – 20]. Это, прежде всего, связано с разработкой модемных протоколов передачи данных по коммутируемым телефонным каналам (КТК) V.21, V.22, V.22 bis (*voiceband data modem*), а немного позднее появлением новой техники цифровой комбинированной передачи данных и речи по проводным линиям связи – ISDN (*Integrated Services Digital Network* - цифровая сеть с интеграцией служб). Таким образом, можно считать, что с 1976 года начинается следующий этап развития техники и методов адаптивной эхо-компенсации (1976 - 1986 гг.).

4. В случае разработки ЭК для СПР задачи синхронизации и эквалайзинга (выравнивания характеристик канала связи) не играют большой роли. Для СПД эти задачи являются ключевыми, и без их решения тяжело добиться эффективной работы ЭК [22]. Основная особенность здесь касается синхронизации и состоит в том, что скорости сигналов на входе и выходе ЭК не равны, поэтому для устойчивой работы ЭК кроме всего прочего требуется еще и жесткая синхронизация.

5. В случае СПР адаптация ЭК должна проводиться при каждом новом сеансе связи. При этом сам процесс

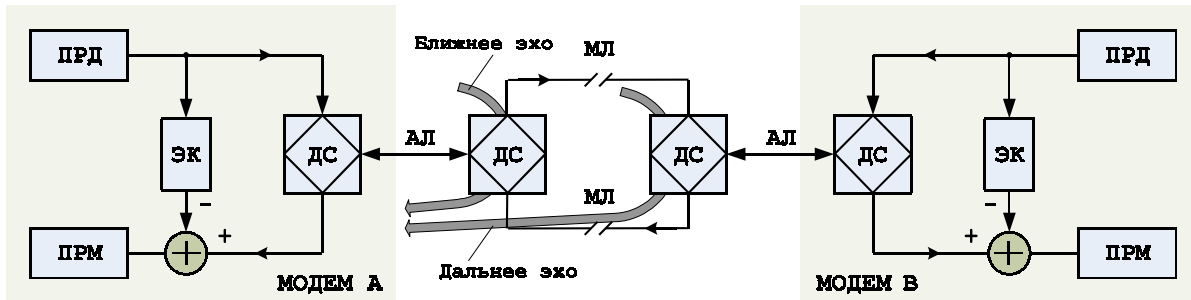


Рис. 3. Передача данных по КТК с использованием модемов, работающих в дуплексном режиме с применением эхо-компенсатора

Разделение методов эхо-компенсации по области применения на эхо-компенсацию для систем передачи речи (СПР) и систем передачи данных (СПД) объясняется как минимум двумя причинами: различными техническими требованиями, выполнение которых необходимо для обеспечения надежной работы каждой из систем и различной природой сигналов данных и речи. Поэтому ЭК для СПД будет обладать целым рядом особенностей, отличающих его от ЭК для СПР. Рассмотрим их более подробно.

адаптации проводится непосредственно во время разговора абонентов, что искажает передаваемую речь. Для СПД процесс адаптации ЭК является частью процедуры вхождения в связь, то есть при этом передается лишь служебная информация, а не информационные символы. Отсюда возникает требование высокой скорости сходимости алгоритма.

1. Обучающим сигналом такого ЭК является последовательность передаваемых символов, которые, в общем

6. Передача данных по КТК с использованием модемных протоколов V.xx (рис. 3) и применение технологии ISDN (рис. 4) имеют свои специфические отличия, которые также необходимо принимать во внимание при разработке ЭК для конкретного технического приложения.

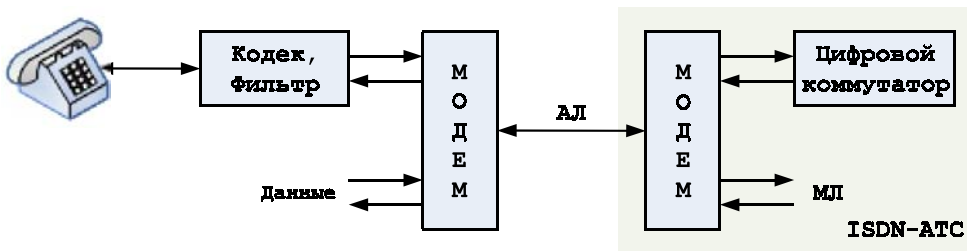


Рис. 4. Передача данных с использованием технологии ISDN

случае, принимают значения из фиксированного набора, что несколько упрощает реализацию ЭК [21].

2. Передача данных в дуплексном режиме подразумевает тот факт, что передаваемые сигналы будут присутствовать одновременно в двух направлениях, причем практически постоянно (исключение составляет процедура вхождения в связь). Таким образом, ЭК для дуплексной СПД должен быть способен проводить адаптацию в присутствии сигнала удаленного модема.

3. Для надежной работы СПД требуется большая степень подавления эхо-сигнала, чем это необходимо для случая СПР. Таким образом, ЭК для СПД должен обладать повышенной точностью.

Во-первых, скорость передачи данных по стандартному КТК шириной 3,1 кГц (300...3400 Гц) значительно меньше скорости передачи по ISDN-каналу (2B+D = 144 кбит/с), который обладает достаточно широкой полосой. Хотя ISDN-канал является более «чистой» средой для передачи данных, проблему здесь составляет наличие так называемых линий привязки, которые представляют собой разомкнутые АЛ, вносящие в линию дополнительный дисбаланс импедансов. Во-вторых, технология ISDN предусматривает передачу данных в основной полосе частот, то есть без модуляции передаваемых данных, в то время как модемные протоколы V.xx всегда используют модуляцию для переноса спектра передаваемых данных

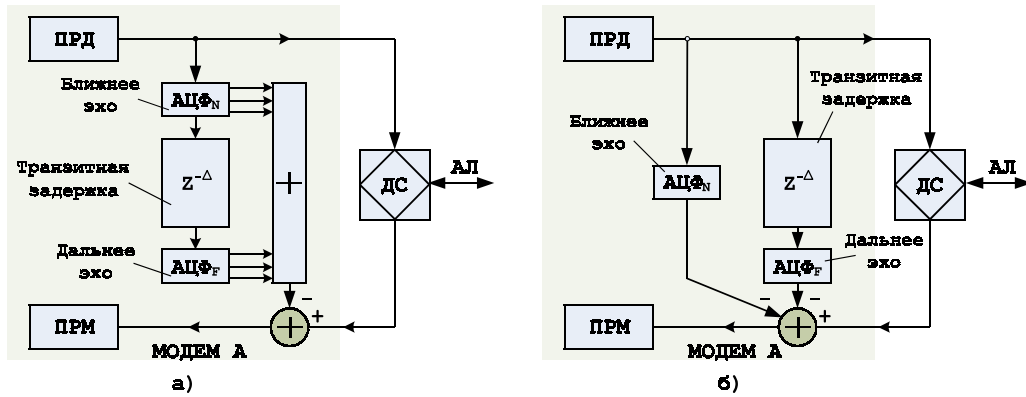
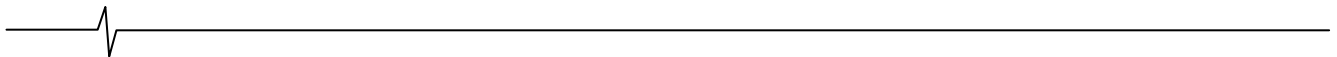


Рис. 5. Эхо-компенсатор для дуплексной СПД. а) – последовательная форма построения; б) – параллельная форма построения.

на несущую частоту. Поскольку модуляция является нелинейной операцией, система становится подверженной действию нелинейных искажений, фазового сдвига, а также ухода несущей частоты.

7. Как видно из рис. 3, в системе присутствует два типа эхо-сигналов: от ближней ДС (ближнее эхо) и от дальней ДС (дальнее эхо). Если при передаче речи ближнее эхо не вносило существенных искажений, а наоборот делало ее более естественной, благодаря так называемому местному эффекту, то для СПД его наличие может привести к серьезным ошибкам, снижающим верность и скорость передачи.

Первая экспериментальная модель ЭК для дуплексной СПД была предложена В. Коллом и С. Вейнштейном несколько раньше рассматриваемого периода времени, а именно в 1973 году [23]. Данная схема (рис. 5) предполагала последовательную настройку ЭК на приемной и передающей сторонах по обучающему сигналу, после чего непосредственно начинается передача данных. Структурная схема отличается от классической тем, что здесь применяется секционирование обучающей последовательности на составляющие ближнего и дальнего эхо-сигналов, для чего в схеме предусмотрен блок транзитной задержки. Необходимая длина линии транзитной задержки определяется на начальном этапе соединения. Компенсация ближнего и дальнего эхо-сигналов производится отдельно с помощью АЦФ_Н и АЦФ_Р, соответственно. При этом предлагаются две структурные формы построения ЭК: последовательная и параллельная (рис. 1.12 а, б).

Подход к построению ЭК, рассмотренный в данной работе, послужил прототипом для создания схемы так называемого ЭК управляемого данными, которая была предложена в 1976 г. К. Мюллером [21]. Структурная реализация такого ЭК показана на рис. 6. Главной отличительной особенностью такого ЭК является то, что обучающий сигнал подается непосредственно от источника данных, а не с выхода передатчика (ПРД). При этом компенсация сама по себе может производиться, как в цифровом, так и в аналоговом виде. Для систем, работающих как в основной полосе (СПДОП) (при этом блок обработки отсутствует), так и использующих модуляцию (СПДМ) (при этом блок обработки работает как мо-

дулятор, включенный параллельно с основным передатчиком); постоянно (ЭК работает на битовой скорости, при этом требуется наличие фильтра-интерполятора на выходе), так и только в моменты появления символов (ЭК работает на символьной скорости синхронно с входным сигналом приемника).

В качестве основных результатов работы К. Мюллера можно отметить следующие. Объем вычислительных затрат на реализацию компенсатора может быть уменьшен благодаря тому, что ЭК в данной схеме работает с бинарными сигналами (± 1) на символьной скорости, и, следовательно, операции умножения могут быть заменены более простыми операциями сложения и вычитания. Анализ особенностей работы алгоритма адаптации, в качестве которого выступал МНК, показал, что скорость сходимости в такой схеме ЭК прямо пропорциональна порядку используемого АЦФ, в то время как размер шага адаптации μ имеет обратно пропорциональную зависимость от порядка фильтра.

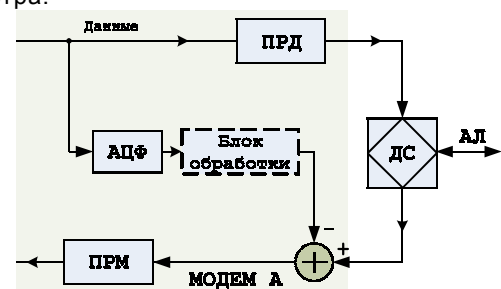


Рис. 6. Эхо-компенсатор, управляемый данными для дуплексной системы передачи данных.

В 1977 году наброски, полученные в своих исследованиях К. Мюллером, были успешно применены С. Вейнштейном для анализа работы ЭК в дуплексной СПДМ [24]. Схема такого ЭК (рис. 7) обладает двумя основными отличиями от схемы К. Мюллера: ЭК работает на битовой скорости ($1/T$), что не требует синхронизации с сигналом удаленного модема, но при этом на выходе стоит фильтр-интерполятор (ФИ), выравнивающий скорости передачи; сигнал ошибки компенсации, по которому проводится адаптация (см.

рис. 7), является локальным для приемника (ПРМ), что значительно упрощает процедуру эквалайзинга. Еще одной особенностью является наличие в схеме ЭК модуляторов (Мод) и возможности применения блока коррекции частотного сдвига и изменения фазы (Корр f, φ).

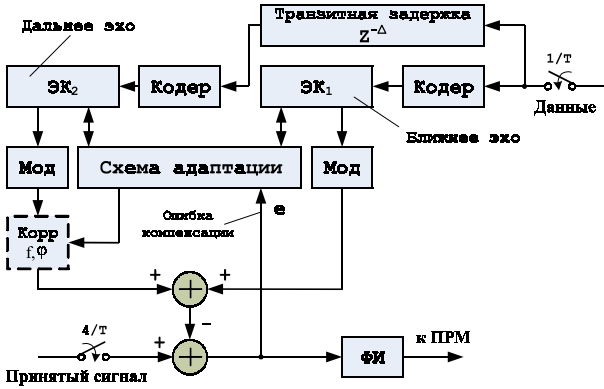


Рис. 7. Эхо-компесатор для СПДМ.

Экспериментальным путем было установлено, что размер шага адаптации алгоритма μ , обеспечивающий максимальную скорость сходимости в такой структуре, приближенно равен $1/2N$, где N – число комплексных коэффициентов АЦФ. При этом при использовании МНК на основе действительного сигнала ошибки на адаптацию требуется в два раза большее время, чем при использовании аналитического сигнала ошибки. Для адаптации ЭК здесь был использован модифицированный алгоритм МНК с нормализацией по мощности (НМ-МНК). Отличие НМ-МНК состоит в том, что шаг адаптации рассчитывается исходя из значения мощности входного сигнала:

$$\mu(n) = \frac{\alpha}{\sigma_x^2(n)}, \quad \sigma_x(n) = \lambda \cdot \sigma_x(n-1) + e^2(n),$$

$$\lambda \in (0,1], \quad 0 < \alpha < 2/N, \quad 0 < \mu(n) < \frac{2}{\lambda_{\max}}$$

Это позволило избежать расхождения алгоритма во время дуплексной передаче. Среди недостатков данной схемы можно выделить достаточно продолжительное время, требуемое на настройку АЦФ, а также дополнительные вычислительные затраты, связанные с обработкой сигналов в комплексной форме.

Как было отмечено выше, частотный сдвиг спектральных составляющих и изменение фазы сигнала вносят серьезные искажения, сказывающиеся на качестве работы ЭК. Если ЭК для СПДМ С. Вейнштейна только предполагал возможность применения блока коррекции частоты и фазы, то уже в 1978 году Р. Гитлин и Дж. Томпсон в своей работе [25] предложили использовать совместно с ЭК схему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). На рис. 8 показана структурная схема адаптивного ЭК, использующего ФАПЧ. Поскольку принимается во внимание наличие частотного сдвига, эхо-сигнал примет вид:

$y(n) = x(n) * w(n) \cdot \cos \varphi + \tilde{x}(n) * w(n) \cdot \sin \varphi$, где $*$ – оператор свертки, $\tilde{x}(n)$ – преобразование Гильберта от сигнала $x(n)$. При этом алгоритм адаптации будет выглядеть следующим образом:

$$w(n) = w(n-1) + \mu(n) \cdot e(n) \cdot [x(n) \cdot \cos \hat{\varphi}(n) + \tilde{x}(n) \cdot \sin \hat{\varphi}(n)],$$

$$\Delta \hat{\varphi}(n) = \Delta \hat{\varphi}(n-1) + \beta(n) \cdot e(n) \cdot [w(n) \cdot \tilde{x}(n) \cdot \cos \hat{\varphi}(n) - w(n) \cdot x(n) \cdot \sin \hat{\varphi}(n)],$$

$$\hat{\varphi}(n) = \hat{\varphi}(n-1) + \Delta \hat{\varphi}(n).$$

Здесь: $\mu(n), \beta(n)$ – шаг адаптации для подстройки АЦФ и системы ФАПЧ соответственно. Согласно проведенным авторами экспериментов, такой подход обеспечивал эффективную работу ЭК при уходе несущей частоты до 8 Гц.

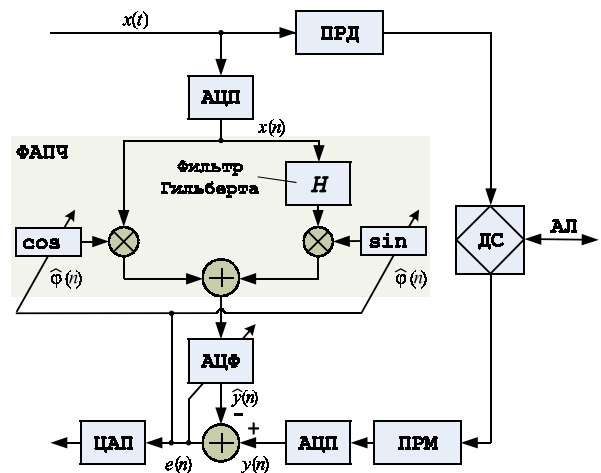
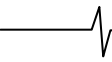


Рис. 8. Структурная схема адаптивного эхо-компесатора с использованием ФАПЧ.

Очевидно, что такая схема построения ЭК требует дополнительных вычислительных затрат, связанных с реализацией фильтра Гильберта и точного вычисления функций синуса и косинуса. Кроме того, эффективность работы ЭК здесь существенным образом зависит от мощности сигнала удаленного модема и мощности самого эхо-сигнала [26]. Позже данная схема была усовершенствована О. Макши и К. Парком, которые добавили схему контроля мощности дальнего эхо-сигнала, и, используя результаты своей предыдущей работы [27], добились уменьшения вычислительных затрат и улучшения производительности ЭК [28]. Среди работ, посвященных проблеме качественной настройке ЭК при наличии ухода несущей частоты, проведенных в последующие годы, следует выделить работу [29], в которой был проведен анализ производительности и отмечены преимущества использования схемы ЭК с комплексным АЦФ, реализованным на основе новой перекрестной структуры, и работы [30], где рассматривалось применение ЭК, работающего в присутствии ближнего и дальнего эхо-сигналов для дуплексного модема 4800 бис/с.

Для борьбы с эхо-сигналами, возникающими в тех или иных технических приложениях, все вышеописанные методики опирались на теорию адаптивной обработки сигналов, в частности, ее применение для решения задачи прямого моделирования характеристик динамической системы. В начале 80-х был предложен подход, который осно-



вывался на устранении самой причины возникновения электрического эхо-сигнала, а именно нарушения условия баланса ДС. Для этого предлагалось использовать вместо обычных адаптивные ДС, которые производили автоматическую балансировку при изменении характеристик линии. Более подробно данный метод описан в [31], а его применение в [32]. Несколько позднее, в работе [33], был описан сходный по идее подход, рассматривающий возможность применения оптронной ДС. Несмотря на то, что данный подход был существенно проще эхо-компенсации, он не нашел широкого применения в практических приложениях.

Еще одним альтернативным методом эхо-компенсации, возникшим в этот период, был метод, предложенный норвежскими учеными Н. Холте и С. Стюфлоттенем [34]. Они назвали этот новый подход методом выборки из памяти. Суть его заключалась в следующем: если предположить, что ИХ эхотракта имеет конечную длительность, то эхо-сигнал e_i будет являться функцией только N последних переданных информационных символов a_i . Так как принимаемый сигнал цифровой, эхо-компенсацию необходимо проводить только в моменты детектирования данных. Таким образом, в моменты появления символов существует конечный набор (2^N) возможных отсчетов эхо-сигнала, который не сложно записать и сохранить в регистре памяти. Выбор нужного значения осуществляется с помощью адреса, который формируется N последними переданными информационными символами (рис. 9а).

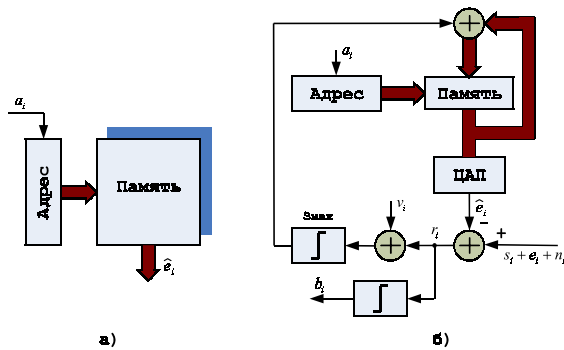


Рис. 9. Схема эхо-компенсатора на основе метода выборок из памяти. а) – общая структура; б) – реализация на основе модифицированного алгоритма стохастической итерации.

Опираясь на работу [35], в качестве алгоритма адаптации авторы предложили использовать модификацию алгоритма стохастической итерации, которая состояла в использовании для адаптации не самого значения сигнала ошибки, а лишь его знака. Поскольку эта операция нарушает точность процедуры квантования, для сглаживания характеристики квантования добавляют дополнительный шум v_i (рис. 9б). При этом выражение для сигнала ошибки записывается в виде: $\hat{e}_{i+1} = \hat{e}_i + \Delta \text{sign}(r_i + v_i)$, где Δ – шаг, с которым выбирается значение из регистра памяти. Недостатком такого алгоритма является его низкая скорость сходимости на начальном этапе работы. Для уменьшения времени сходимости рекомендуется начинать адаптацию со старшего разряда регистра памяти, через некоторое число итераций переходить к младшему разряду и начинать повторный поиск. Более подробно особенности применения данного ал-

горитма для адаптивной эхо-компенсации описаны в [36]. Среди достоинств нового подхода следует отметить простоту реализации схемы по сравнению с построением ЭК на основе АЦФ, и, что, пожалуй, самое важное, способность компенсировать нелинейные искажения, что в случае классического ЭК принципиально невозможно. В последующие годы проблема построения нелинейного ЭК получила дальнейшее развитие в целом ряде работ [37 – 39].

Несмотря на то, что классическая схема построения ЭК была предложена в 1966 году, первая попытка практической реализации ЭК и его использования в телефонии была сделана только в 1978 году Д. Даттвейлером. Такое запаздывание можно объяснить, прежде всего, отсутствием на то время соответствующей элементной базы, способной эффективно реализовать требуемые алгоритмы. В своей работе [40] Д. Даттвейлер рассмотрел использование 12-канального цифрового ЭК на примере системы телефонной связи, использующей 8-разрядную импульсно-кодую модуляцию (ИКМ) с μ -законом компрессирования. Автором были выделены четыре основные особенности предложенной схемы ЭК: временное разделение каналов, операции с плавающей точкой, нормализация коэффициента усиления в цепи обратной связи (ОС) и использование тестового канала для фиксации ошибок. Последующие работы [41 – 44], проведенные в этот период и касающиеся практической реализации ЭК для СПР, были направлены на анализ возможности построения коммерческого ЭК на современной для того времени элементной базе (однокристальные БИС, СБИС). В качестве аналогичных работ, проведенных по направлению разработки и практического применения ЭК для СПД в этот период, можно отметить работы [45 – 47].

Как уже упоминалось выше, одним из недостатков алгоритма МНК является низкая скорость сходимости, особенно если обучающим сигналом ЭК является окрашенный шум или речь. Использование классической схемы построения ЭК не могло дать каких-либо решений, уменьшающих время сходимости алгоритма. Одной из альтернатив здесь явилось использование так называемой решетчатой формы (*lattice filter*) построения АЦФ [48, 49]. Структура ЭК на основе решетчатого фильтра [50], как видно из рис. 10а, состоит из $N - 1$ секций, содержащих в себе коэффициенты отражения (*reflection coefficients* или *PARCOR coefficients*) $k_j, j = \overline{1, N - 1}$. Сигналы на выходе m -й секции (рис. 10б) $e_f(i|m)$ и $e_b(i|m)$ называются соответственно прямой (*forward*) и обратной (*backward*) ошибкой предсказания порядка m . Ниже приводятся выражения, по которым проводится последовательная адаптация решетчатого АЦФ:

$$e_f(i|m) = e_f(i|m-1) - k_m e_b(i|m-1),$$

$$e_f(i|0) = x_i,$$

$$e_b(i|m) = e_b(i-1|m-1) - k_m e_f(i-1|m-1),$$

$$e_b(i|0) = x_{i-1},$$

$$\hat{y}_i = \sum_{m=1}^N w_m e_b(i|m-1).$$

Применение в ЭК АЦФ на основе решетчатой структуры, при правильном выборе коэффициентов отражения, обеспечивает декорреляцию отсчетов обучающего сигнала, что, в свою очередь, увеличивает скорость сходимости алгоритма.

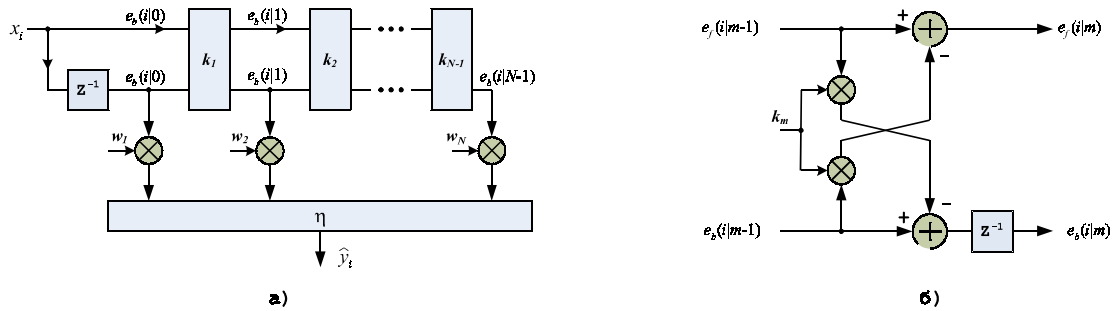


Рис. 10. Реализация эхо-компенсатора на основе решетчатой структуры. а) – обобщенная схема; б) – внутренняя структура секции.

Среди остальных достоинств такого подхода можно отметить следующие: каскадирование идентичных секций; значения коэффициентов не превышают 1; проверка признаков устойчивости и хорошие количественные характеристики округления; низкая чувствительность к эффектам, обусловленным конечной разрядностью представления данных. К недостаткам метода можно отнести то, что коэффициенты отражения решетки сильно зависят от статистики обучающего сигнала и должны постоянно подстраиваться под ее изменение, в то время как коэффициенты адаптивного КИХ-фильтра зависят только от ИХ эхо-тракта. Кроме того, решетчатая структура требует большего объема вычислений и является концептуально более сложной, чем структура на основе трансверсального фильтра.

В 1982 году Д. Фалконер предложил еще один способ преодоления низкой скорости сходимости алгоритма адаптации, которой обладает классический ЭК. Новая структура (рис. 11), которую автор назвал адаптивным ЭК, работающим по опорному сигналу от ПРМ, предусматривала дополнительную корректировку сигнала ошибки с учетом сигнала на выходе ПРМ (опорного сигнала). Основная цель такой корректировки – компенсация наличия составляющих дальнего эхо-сигнала, которые в общем случае присутствуют в сигнале ошибки. Скорректированный сигнал остаточной ошибки обладал меньшей энергией, что, в свою очередь, позволяло увеличить шаг адаптации μ , и, таким образом, уменьшить время необходимое на адаптацию схемы [51].

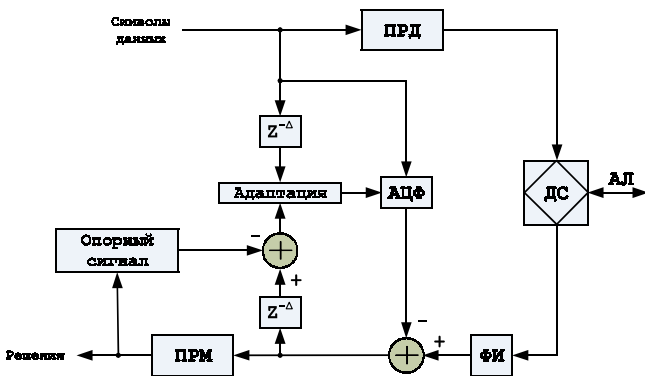


Рис. 11. Структурная схема эхо-компенсатора, работающего по опорному сигналу от ПРМ

Проблема поиска путей увеличения скорости сходимости алгоритма адаптации ЭК для СПД в середине 80-х переходит в новую фазу. С этого времени в качестве альтернативы МНК начинает использоваться рекурсивный алго-

ритм метода наименьших квадратов (РНК). Общее между алгоритмами МНК и РНК – то, что в их основу положены градиентные методы. Отличие состоит в том, что МНК является по существу одним из вариантов реализации методов наискорейшего спуска, тогда как РНК представляет собой приближение метода Ньютона, который характеризуется квадратичной сходимостью. Алгоритм РНК реализуется следующей последовательностью операций [4]:

1. При поступлении очередного отсчета входных данных $x(n)$ производится фильтрация сигнала с использованием текущих коэффициентов фильтра w_{n-1} и вычисление величины ошибки воспроизведения обучающего сигнала:

$$\hat{y}(n) = \mathbf{X}^T(n) \cdot \mathbf{W}(n-1),$$

$$e(n) = y(n) - \hat{y}(n).$$

2. Рассчитывается вектор-столбец коэффициентов усиления (знаменатель в данной формуле является скаляром):

$$\mathbf{K}(n) = \frac{\mathbf{P}(n-1) \cdot \mathbf{X}(n)}{1 + \mathbf{X}^T(n) \cdot \mathbf{P}(n-1) \cdot \mathbf{X}(n)}.$$

3. Производится обновление оценки обратной корреляционной матрицы сигнала:

$$\mathbf{P}(n) = \mathbf{P}(n-1) - \mathbf{K}(n) \cdot \mathbf{X}^T(n) \cdot \mathbf{P}(n-1).$$

4. Производится обновление коэффициентов фильтра:

$$\mathbf{W}(n) = \mathbf{W}(n-1) - \mathbf{K}(n) \cdot e(n).$$

Начальное значение вектора \mathbf{W} обычно принимается нулевым, а в качестве исходной оценки матрицы \mathbf{P} используется диагональная матрица вида $\mathbf{C}\mathbf{I}/\sigma_x^2$, где $\mathbf{C} \gg 1$ – константа, \mathbf{I} – единичная матрица.

Если статистические свойства входного сигнала со временем меняются, это приводит к ухудшению качества фильтрации. Чтобы дать фильтру возможность отслеживать нестационарный входной сигнал, применяют экспоненциальное забывание, при котором вес прошлых значений сигнала ошибки экспоненциально уменьшается:

$$J(\mathbf{W}) = \sum_{n=0}^{N-1} \lambda^{N-1-n} |e(n)|^2, \quad 0 < \lambda \leq 1$$

λ – коэффициент забывания.

Тогда формулы для $\mathbf{K}(n)$ и $\mathbf{P}(n)$ принимают следующий вид:

$$\mathbf{K}(n) = \frac{\mathbf{P}(n-1) \cdot \mathbf{X}(n)}{\lambda + \mathbf{X}^T(n) \cdot \mathbf{P}(n-1) \cdot \mathbf{X}(n)},$$

$$\mathbf{P}(n) = \frac{1}{\lambda} (\mathbf{P}(n-1) - \mathbf{K}(n) \cdot \mathbf{X}^T(n) \cdot \mathbf{P}(n-1)).$$

Главным достоинством алгоритма РНК является его быстрая сходимость. Однако это достигается за счет значительно более высокой (по сравнению с алгоритмом МНК) вычислительной сложности. Согласно [6], при оптимальной организации вычислений для обновления коэффициентов фильтра порядка N на каждом такте требуется $2,5N^2 + 4N$ операций умножения, в то время как МНК требует лишь $2N + 1$. В работе [52] был проведен детальный сравнительный анализ производительности (в смысле скорости сходимости) алгоритмов МНК и РНК для схем ЭК на основе трансверсальной и решетчатой структур. Эксперименты показали, что настройка ЭК, работающего на основе алгоритма РНК, происходит быстрее, чем в случае применения классической схемы даже на основе решетчатой структуры (рис. 12).

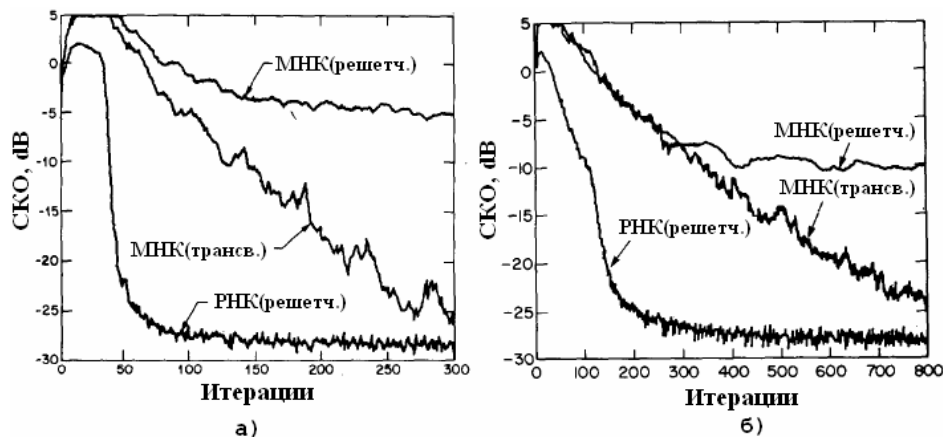


Рис. 12. Сравнение производительности алгоритмов МНК и РНК при использовании различных структур. а) – порядок фильтра $N = 30$, коэффициент забывания $\lambda = 0.967$; б) – порядок фильтра $N = 100$, коэффициент забывания $\lambda = 0.99$.

Применение алгоритма РНК для ускорения процедуры инициализации ЭК получило свое дальнейшее развитие в работе [53]. Предложенный авторами подход предусматривал использование любой обучающей последовательности, при этом гарантируя быструю сходимость и стабильность работы при сравнительно невысоких вычислительных затратах на реализацию. Считается, что после установления соединения, характеристики эхо-тракта с течением времени меняются крайне медленно. Поэтому, после процедуры инициализации по алгоритму РНК, ЭК переключался в режим автономной работы, при этом настройка коэффициентов АЦФ велась, уже используя алгоритм МНК, что также позволяло экономить вычислительные ресурсы. Возможным недостатком метода являлось требование большого объема оперативной памяти. В рамках рассматриваемого периода, продолжение исследований в данном направлении получило в работе [54].

На протяжении 80-х велись активные исследования и поиск путей широкого коммерческого применения технологии ISDN, чему свидетельствует целый ряд публикаций посвященных этому направлению [55 – 60]. В 1990 году Д. Лин попытался в своей ра-

боте, состоящей из двух частей, обобщить результаты, полученные в 80-е годы, и применить их для анализа методов эффективного построения приемопередатчика ISDN-модема с использованием методов эхо-компенсации и эквалайзинга. В первой части [61] обсуждаются теоретические аспекты эффективности совместной и раздельной адаптации ЭК и эквалайзера и проводится оценка различных методов получения сигнала ошибки и их влияние на производительность. Вторая часть работы [62] посвящена исследованию эффективности работы приемопередатчика ISDN-модема, включающего в себя ЭК и эквалайзер, при работе с различными методами кодирования исходной битовой последовательности (2B1Q, 2B2T, MS43, MMS43, DI43, RZ, NRZ).

В конце рассматриваемого временного отрезка появился ряд работ, которые сыграли огромную роль на дальнейшем развитии методов и алгоритмов

адаптивной эхо-компенсации, послужив базой для новых исследований. Наиболее значимыми из них были следующие.

В 1989 году в работе [63] был проведен детальный сравнительный анализ эффективности применения различных форм построения ЭК для СПДОП и СПДМ. Авторы экспериментально показали преимущества применения новой схемы ЭК для СПДМ, использующей не комплексный, а вещественный АЦФ. В плане новизны данная работа обладала еще одной отличительной особенностью: процесс адаптации ЭК проводился не во временной, как в случае классической схемы, а в частотной области (*frequency domain*).

Как хорошо известно из теории ЦОС, трансверсальный фильтр можно реализовать не только во временной, но и в частотной области. Для этого необходимо выполнить дискретное преобразование Фурье (ДПФ) входного сигнала, умножить результат на ряд накопленных в памяти комплексных спектральных выборок и выполнить затем обратное дискретное преобразование Фурье (ОДПФ). Схема ЭК, работающего в частотной области, представлена на рис. 13.

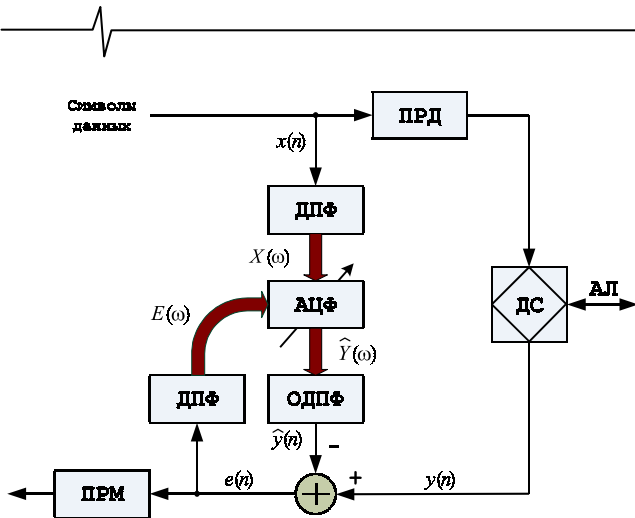


Рис. 13. Обобщенная схема эхо-компенсатора, работающего в частотной области с использованием прямого и обратного ДПФ.

Поскольку ДПФ является алгоритмом, работающим не с отдельным значением входного сигнала, а с массивом данных (блоком), при переходе из временной области в частотную также требуется внести некоторые поправки в алгоритм адаптации. Блочный МНК для временной области (БВ-МНК) отличается от классического МНК тем, что значение коэффициентов АЦФ $\mathbf{H}(n)$ вычисляется не для вектора отсчетов $\mathbf{X}(n)$, а для матрицы входных данных (кадра) размерностью $L \times L - N + 1$ [64]:

$$\mathbf{W}(n + L) = \mathbf{W}(n + L - 1) + \mu \cdot \mathbf{X}(n + L - 1) \cdot e(n + L - 1), \quad 1 \leq L \leq N.$$

Очевидно, что при $L = 1$ алгоритм БВ-МНК идентичен МНК. Во всех остальных случаях адаптация АЦФ проводится каждый раз по приходу нового блока данных. При этом градиент вычисляется по усредненным данным, что дает его более точную оценку, а, следовательно, и более гладкую рабочую кривую.

Однако из-за этого путь наискорейшего спуска к точке минимума проходит крайне близко к истинному значению градиента, а это, в свою очередь, замедляет процесс сходимости.

Учитывая свойства ДПФ и опираясь на описание работы алгоритма БВ-МНК, блочный алгоритм МНК для частотной области (БЧ-МНК)³ можно представить в виде [65]:

$$\mathbf{W}(n + 1) = \mathbf{W}(n) + \mu(n) \cdot \mathbf{F} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{I}_N & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{F}^{-1} \cdot \mathbf{X}^H(n) \cdot \mathbf{E}(n),$$

$$\mathbf{E}(n) = \mathbf{F} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \cdot (\mathbf{Y}(n) - \hat{\mathbf{Y}}(n)),$$

$$\hat{\mathbf{Y}}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \cdot \mathbf{F}^{-1} \cdot \mathbf{X}(n) \cdot \mathbf{W}(n).$$

Здесь: \mathbf{F} – матрица ДПФ: $F_{i,k} = \exp(-j2\pi ik / N)$, $j = \sqrt{-1}$, $\mathbf{X}^H(n)$ – эрмитова матрица (транспонированная комплексно-сопряженная).

Реализация ЭК в частотной области обладает двумя существенными преимуществами. Первое преимущество заключается в том, что хотя на первый взгляд адаптация в частотной области представляется гораздо более сложной про-

цедурой, объем вычислений можно значительно сократить за счет использования «быстрых» алгоритмов ДПФ/ОДПФ (БПФ/ОБПФ). Если оценить затраты на N -мерное БПФ по основанию 2 количеством комплексных умножений:

$$\frac{N}{2} \log_2 N - N$$

(причем для БПФ по основанию 4 умножений требуется еще меньше), то суммарные вычислительные затраты на реализацию алгоритма БЧ-МНК в пересчете на такт (на самом деле обработка производится блоками длиной N) описываются следующим выражением [6]:

$$\text{Выч. сложность БЧ-МНК} = 10 \cdot \log_2 N + 8.$$

Вторым преимуществом является свойство ортогональности ДПФ, обеспечивающее частичную декорреляцию спектральных составляющих сигнала. Это дает возможность использовать нормализованный алгоритм БЧ-МНК (БЧ-НМНК)⁴, который аналогично алгоритму НМ-МНК во временной области вычисляет оптимальный шаг адаптации $\mu_m(n)$, основываясь на оценке значения мощности сигнала в каждом из частотных поддиапазонов. Это значительно увеличивает скорость сходимости алгоритма. Решение проблемы медленной сходимости для случая нестационарных входных сигналов достигается путем применения методов модификации градиента, подробно описанных в [6].

Первая апробация схемы ЭК, работающего в частотной области, была проведена в работе [66], а немного позже в работе [67], в которой исследовалась эффективность применения данного подхода для модема протокола V.32.

Заключение

Переход классической схемы ЭК из временной области в частотную, сделанный в начале 90-х, предоставил широкие возможности для разработки новых, более эффективных методов и алгоритмов адаптивной эхо-компенсации, отвечающих современным требованиям, тем самым, обозначив очередной, новейший этап истории их развития в последующие годы (1991 – 2006 гг.).

Литература

1. F. K. Becker, H. R. Rudin. Application of automatic transversal filters to the problem of echo suppression. *Bell. Syst. Tech. J.*, vol. 45, 1966.
2. M.M. Sondhi, A. J. Presty. A self-adaptive echo canceller. *Bell. Syst. Tech. J.*, vol. 45, 1966.
3. B. Widrow and M. Hoff Adaptive switching circuits, in *IRE Wescon Conv. Rec.*, pt. 4 pp. 96 – 104, 1960.
5. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
6. Haykin S. Adaptive Filter Theory, 4th edition. Prentice Hall, 2002. 936 pp.
7. М. М. Сондхи. Адаптивные фильтры: Пер. с англ. / Под ред. К.Ф.Н. Коузана и П.М. Гранта. М.: Мир, 1988. 392 с
8. M. M. Sondhi. An adaptive echo canceller. *Bell Syst. Tech. J.*, vo1.46. pp. 497-511, Mar. 1967
9. M. M. Mitchell, D. A. Berkley. Full duplex echo suppressor using center clipping. *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 50, pp.1619-1630, 1971
10. N. Demytko, L. K. Machechnie. A high speed digital adaptive echo canceller, *Austral. Telecommun. Rev.*, vol. 7, no. 1, pp. 20 – 28, 1972
10. H. Hoge. Analysis of an adaptive echo canceller with optimized gradient

³ В зарубежной литературе данный алгоритм носит название FBLMS – frequency domain block LMS.

⁴ В зарубежной литературе данный алгоритм носит название FNLMS – frequency domain normalized LMS.

gain. *Siemens Forsch. Entwicklungsberichte*, vol. 4. no.3, pp. 127-131, 1975

11. A. Castanet. Auto-adaptive echo canceller for long distance telephone circuits. *L'Onde Electrique*, vol. 55, pp. 14-20, Jan. 1975
12. Y. Kato, S. Chiba, T. Ishiguro, Y. Sato, M. Tajima, T. Ogihara, S.J. Campanella, H. G. Suyderhoud, and M. Onufry. A digital adaptive echo canceller. *NEC Res. and Dev.*, no. 31, pp. 3241, Oct. 1973
13. E. J. Thomas. An adaptive echo canceller in a nonideal environment (nonlinear or time variant). *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 50, no. 10, pp. 2779 – 2795, 1971
14. D. Mitra and M. M. Sondhi. Adaptive filtering with nonideal multipliers: Applications to echo cancellation. *Proc. 1975 Int. Conf. Commun.*, vol. 11, pp. 30-11 - 30-15
15. S. J. Campanella, H. G. Suyderhoud, M. Onufry. Analysis of an adaptive impulse response echo canceller. *COMSAT Tech. Rev.*, vol. 2, Spring 1972
16. H. G. Suyderhoud, M. Onufry. Performance of a digital adaptive echo canceller in a simulated satellite circuit environment. *Progress Astronaut. Aeronaut.*, vol. 33, pp. 455477, 1974
17. H. G. Suyderhoud, S. J. Campanella, M. Onufry. Results and analysis of a worldwide echo canceller field trial. *COMSAT Tech. Rev.*, vol. 5. pp. 253-274, Fall 1975
18. D. D. Falconer, K. M. Mueller, S. B. Weinstein. Echo cancellation techniques for full-duplex data transmission on two-wire lines. *Proc. Nat. Telecommun. Conf.*, Dallas, TX, Dec. 1976
19. H. C. Van den Elzen, P. J. van Gerven, W. A. M. Sniijders, Echo cancellation in a two-way full-duplex data transmission system with bipolar encoding. *Proc. Nat. Telecommun. Conf.*, Dallas, TX, Dec. 1976
20. R. D. Gitlin and J. S. Thompson. New structures for digital echo cancellation. *Proc. Nat. Telecommun. Conf.*, Dallas, TX, Dec. 1976
21. K. H. Mueller. A new digital echo canceller for two-wire full-duplex data transmission. *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-24, Sept. 1976
22. O. Agazzi, D. A. Hodges, D. G. Messerschmitt. Large-scale integration of hybrid-method digital subscriber loops. *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-30, p. 2095, Sept. 1982
23. V. G. Koll, Stephen B. Weinstein; Simultaneous Two-Way Data Transmission Over a Two-Wire Circuit, *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-21, pp. 143 - 147, February 1973
24. S. B. Weinstein; A Passband Data-Driven Echo Canceller for Full-Duplex Transmission on Two-Wire Circuits, *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-25, pp. 654 - 666, July 1977
25. Richard D. Gitlin, John S. Thompson; A Phase Adaptive Structure for Echo Cancellation, *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-26, pp. 1211 - 1220, August 1978
26. O. Macchi, "Optimisation du gain d'une boucle á verrouillage de phase en mode de poursuite," in Proc. 10th GRETSI Colloquium, Nice, France. May 1985, pp. 545-550
27. Kyu Ho Park, Odile Macchi; An Echo Canceller with Reduced Arithmetic Precision, *IEEE Journal Selected Areas in Comm.*, vol. 2, pp. 304 - 313, March 1984
28. Odile H. Macchi, Kyu Ho Park; An Echo Canceller with Controlled Power for Frequency Offset Correction, *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-34, pp. 408 - 411, April 1986.
29. Jin-Der Wang, Jean-Jacques Werner; Performance Analysis of an Echo-Cancellation Arrangement that Compensates for Frequency Offset in the Far Echo, *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-36, pp. 364 - 372, March 1988
30. Thomas F. Quatieri, Gerald C. O'Leary; Far-Echo Cancellation in the Presence of Frequency Offset, *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-37, pp. 635 - 644, June 1989
31. David G. Messerschmitt; An Electronic Hybrid with Adaptive Balancing for Telephony, *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-28, pp. 1399 - 1407, August 1980
32. Berton E. Dotter Jr., Alejandro de la Plaza, David A. Hodges, David G. Messerschmitt; Implementation of an Adaptive Balancing Hybrid, *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-28, pp. 1408 - 1416, August 1980
33. Shojiro Yoneda, Yutaka Fukui; A Novel Method of Echo Suppression Using a Bilateral Optoisolator Circuit, *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-32, pp. 102 - 105, January 1984
34. Nils Holte, Steinar Stuefotten; A New Digital Echo Canceller for Two-Wire Subscriber Lines, *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-29, pp. 1573 - 1581, November 1981
35. A. Weiss, D. Mitra. Digital adaptive filters: Conditions for convergence, rates of convergence, effects of noise and errors arising from the implementation, *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. IT-25, pp. 637 - 652, November 1979
36. Niek A. M. Verhoeckx, Theo A. C. M. Claasen; Some Considerations on the Design of Adaptive Digital Filters Equipped with the Sign Algorithm, *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-32, pp. 258 - 266, March 1984
37. Oscar Agazzi, David G. Messerschmitt, David A. Hodges; Nonlinear Echo Cancellation of Data Signals, *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-30, pp. 2421 - 2433, November 1982
38. P. J. van Gerwen, N. A. M. Verhoeckx, and T. A. C. M. Claasen, "Design Considerations for a 144 kbit/s Digital Transmission Unit for the Local Telephone Network," *IEEE Journal Selected Areas in Comm.*, vol. 2, pp. 314 - 323, March 1984
39. E. Biglieri, A. Gersho, R. D. Gitlin, and T. L. Lim, "Adaptive Cancellation of Nonlinear Intersymbol Interference for Voiceband Data Transmission," *IEEE Journal Selected Areas in Comm.*, vol. 2, pp. 765 - 777, September 1984
40. Donald L. Duttweiler; A Twelve-Channel Digital Echo Canceller, *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-26, pp. 647 - 653, May 1978
41. D. L. Duttweiler and Y. S. Chen, "Performance and features of a single-chip VLSI echo canceller," in *Proc. Nat. Telecommun. Conf.*, Nov. 1979
42. D. L. Duttweiler and Y. S. Chen, "A single-chip VLSI echo canceller," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 59, pp. 149-160, Feb. 1980
43. T. H. Curtis, S. J. D'Ambra, R. H. Tegethoff, and L. E. Ashkenazi, "Use of a digital echo canceller in the AT&T domestic intertoll network," in *Proc. 5th Int. Conf. Digital Satellite Commun.*, Mar. 1981
44. Ying G. Tao, Kevin D. Kolwicz, C. W. K. Gritton, Donald L. Duttweiler; A Cascadable VLSI Echo Canceller, *IEEE Journal Selected Areas in Comm.*, vol. 2, pp. 297 - 303, March 1984
45. Jean-Jacques Werner; An Echo-Cancellation-Based 4800 Bit/s Full-Duplex DDD Modem, *IEEE Journal Selected Areas in Comm.*, vol. 2, pp. 722 - 730, September 1984
46. Loïc Guidoux, Bruno Peuch; Binary Passband Echo Canceller in a 4800 Bit/s Two-Wire Duplex Modem, *IEEE Journal Selected Areas in Comm.*, vol. 2, pp. 711 - 721, September 1984
47. Jan-Olof Andersson, Bengt Carlqvist, Anders Bauer; An LSI Implementation of an ISDN Echo Canceller: Design and Network Aspects, *IEEE Journal Selected Areas in Comm.*, vol. 4, pp. 1350 - 1358, November 1986
48. A. H. Gray, J. D. Markel. Digital lattice and ladder filter synthesis. *IEEE Trans. Audio Electroacoust.*, vol. AU-21, p. 491, 1973
49. J. Makhoul. A class of all-zero lattice filters. *IEEE Trans. Acoustic*,

- Speech, Signal processing, vol. ASSP-26, p.304, Aug. 1978
50. B. Friedlander. Lattice filters for adaptive processing, Proc. IEEE, vol. 70, p. 829, Aug. 1982
 51. David D. Falconer; Adaptive Reference Echo Cancellation, IEEE Trans. Communications, vol. COM-30, pp. 2083 - 2094, September 1982
 52. Michael L. Honig; Echo Cancellation of Voiceband Data Signals Using Recursive Least Squares and Stochastic Gradient Algorithms, IEEE Trans. Communications, vol. COM-33, pp. 65 - 73, January 1985
 53. John M. Cioffi, Thomas Kailath; An Efficient RLS Data-Driven Echo Canceller for Fast Initialization of Full-Duplex Data Transmission, IEEE Trans. Communications, vol. COM-33, pp. 601 - 611, July 1985
 54. Amir Dembo, Jack Salz; On the Least Squares Tap Adjustment Algorithm in Adaptive Digital Echo Cancellers, IEEE Trans. Communications, vol. COM-38, pp. 622 - 628, May 1990
 55. Akira Kanemasa, Akihiko Sugiyama, Shin'ichi Koike, Tetsu Koyama; An ISDN Subscriber Loop Transmission System Based on Echo Cancellation Technique, IEEE Journal Selected Areas in Comm., vol. 4, pp. 1359 - 1366, November 1986.
 56. Jan-Olof Andersson, Bengt Carlqvist, Anders Bauer; An LSI Implementation of an ISDN Echo Canceller: Design and Network Aspects, IEEE Journal Selected Areas in Comm., vol. 4, pp. 1350 - 1358, November 1986.
 57. Kálmán Széchényi, Franz Zapf, Danny Sallaerts; Integrated Full-Digital U-Interface Circuit for ISDN Subscriber Loops, IEEE Journal Selected Areas in Comm., vol. 4, pp. 1337 - 1349, November 1986.
 58. Agostino Moncalvo, Gianguido Rizzotto, Giuseppe Valbonesi; ECBM—Low-Cost Echo Canceller in a Silicon Boutique for Terminals, PBX's and CO Access, IEEE Journal Selected Areas in Comm., vol. 4, pp. 1331 - 1336, November 1986.
 59. Joseph W. Lechleider; Loop Transmission Aspects of ISDN Basic Access, IEEE Journal Selected Areas in Comm., vol. 4, pp. 1294 - 1301, November 1986.
 60. David G. Messerschmitt; Design Issues in the ISDN U-Interface Transceiver, IEEE Journal Selected Areas in Comm., vol. 4, pp. 1281 - 1293, November 1986.
 61. David W. Lin; Minimum Mean-Square Error Echo Cancellation and Equalization for Digital Subscriber Line Transmission: Part I—Theory and Computation, IEEE Trans. Communications, vol. COM-38, pp. 31 - 38, January 1990.
 62. David W. Lin; Minimum Mean-Squared Error Echo Cancellation and Equalization for Digital Subscriber Line Transmission: Part II—A Simulation Study, IEEE Trans. Communications, vol. COM-38, pp. 39 - 45, January 1990.
 63. Gi Hong Im, Chong Kwan Un, Jae Chon Lee; Performance of a Class of Adaptive Data-Driven Echo Cancellers, IEEE Trans. Communications, vol. COM-37, pp. 1254 - 1263, December 1989
 64. CLARK, G. A, PARKER, S. R., MITRA, S. K. : A Unified Approach to Time and Frequency Domain Realization of FIR Adaptive Digital Filters, IEEE Trans. Acoust., Speech, Sig. Proc., vol. ASSP-31, no. 5, pp. 1073-1083, Oct. 1983.
 65. C. Lee and C. K. Un. "Block realization of multirate adaptive digital filters. IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing, ASSP-34, pp. 105-117. Feb. 1986
 66. Gi Hong Im, Chong Kwan Un, Jae Chon Lee; Performance of a Class of Adaptive Data-Driven Echo Cancellers, IEEE Trans. Communications, vol. COM-37, pp. 1254 - 1263, December 1989
 67. John M. Cioffi; A Fast Echo Canceller Initialization Method for the CCITT V.32 Modem, IEEE Trans. Communications, vol. COM-38, pp. 629 - 638, May 1990.

Уважаемые коллеги !

Приглашаем вас принять участие в формировании тематических выпусков журнала «Цифровая обработка сигналов» в 2007 г.

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

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

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

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

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

Ждем ваших предложений.

Зам. главного редактора, профессор

В.В. Витязев

НЕЛИНЕЙНАЯ ЭХО-КОМПЕНСАЦИЯ НА БАЗЕ АДАПТИВНОГО ПОЛИНОМИАЛЬНОГО ФИЛЬТРА ВОЛЬТЕРРА С ДИНАМИЧЕСКИ ПЕРЕСТРАИВАЕМОЙ СТРУКТУРОЙ

Меньшиков Б.Н., Приоров А.Л.

Введение

Качество звукового сигнала и стоимость предоставляемых услуг являются одними из основных показателей, определяющих выбор оператора связи. В настоящее время на развитие телекоммуникационных сетей продолжают оказывать негативное влияние устаревшие технологии и решения, которые широко распространились на предыдущих этапах их развития. При проектировании любых телекоммуникационных систем следует учитывать характеристики тракта передачи информации и уменьшать вносимые им нежелательные эффекты. Применение современных методов цифровой обработки сигналов позволяет минимизировать это влияние и тем самым улучшить качество предоставляемых услуг.

Задача компенсации нелинейных искажений в телефонных сетях

Решение проблемы эхо-компенсации в классе линейных адаптивных фильтров в ряде случаев не позволяет получить требуемый уровень подавления эхо-сигнала [1, 2]. Причинами являются нелинейные искажения в эхо-тракте, обусловленные наличием аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразований речевого сигнала [3], телекоммуникационные системы с пакетной передачей данных и др.

Исследования, посвященные решению задач компенсации нелинейных искажений в каналах связи, были начаты рядом зарубежных специалистов и ученых более трех десятилетий назад и продолжают в настоящее время [4]. Значительный вклад в развитие данного направления внесли О. Агаззи (O. Agazzi) [1], Стенгер (Stenger A.), Р. Рабенштейн (R. Rabenstein) [3], Д. Келлерман (D. Kellerman) [4], В. Мэтьюс (V. Mathews) [5] и др.

Существующие в настоящее время решения основаны на использовании адаптивных полиномиальных фильтров. Наиболее широкое распространение получили методы, базирующиеся на применении функциональных рядов Вольтерра [6, 7]. Построенные на базе адаптивных нерекурсивных полиномиальных цифровых фильтров Вольтерра нелинейные эхо-компенсаторы отличаются большей

Рассмотрена задача нелинейной эхо-компенсации в телефонных сетях. Предложен нелинейный электрический эхо-компенсатор на основе кубического фильтра Вольтерра с динамически перестраиваемой структурой, позволяющей снизить вычислительные затраты. Проведено сравнение с эхо-компенсатором на базе линейного адаптивного фильтра. Приведены данные для расчета необходимой производительности цифрового сигнального процессора при аппаратной реализации предложенного нелинейного эхо-компенсатора.

вычислительной сложностью по сравнению с линейными эхо-компенсаторами. В то же время отсутствие проблемы устойчивости такого фильтра облегчает техническую реализацию эхо-компенсатора. Главным фактором, определяющим структуру эхо-компенсатора, выступает ограничение на общую вычислительную сложность.

Как правило, анализ нелинейных искажений речевых сигналов в эхо-трактах часто проводится путем применения метода гармоник и вычисления соответствующего коэффициента нелинейных искажений. Однако на практике имеются задачи, с решением которых метод гармоник справляется не совсем хорошо. К этой области можно отнести задачи анализа нелинейных эхо-трактов при наличии неоднократных АЦП–ЦАП преобразований исходного речевого сигнала.

Анализ на основе рядов Вольтерра является наиболее подходящим методом описания подобных телекоммуникационных систем, так как дает значительно большую точность и оперативность (на несколько порядков) по сравнению с методом гармонического баланса. Кроме того, он хорошо интегрируется с распространёнными методами анализа линейных систем.

В настоящее время при моделировании и идентификации нелинейных эхо-трактов, являющихся в общем случае нелинейными инерционными динамическими системами, используются модели Винера, Гаммерштейна, их комбинации, полиномиальные нерекурсивные фильтры Вольтерра, фильтры Лагерра и билинейные фильтры [7]. Проблема соответствующего увеличения вычислительных затрат, решаемая с помощью модификаций и аппроксимаций полиномиальных ядер или структур фильтров, наиболее остро стоит в случае использования дискретных фильтров Вольтерра с третьей или более высокой степенью аппроксимирующего полинома [8]. Работа нелинейных эхо-

компенсаторов пока еще не регламентирована в существующих рекомендациях Международного Союза Электросвязи МСЭ-Т [9, 10], но существующие технические решения нелинейной эхо-компенсации во многих случаях обеспечивают лучшее (по сравнению с линейными эхо-компенсаторами), подавление эхо-сигнала при наличии нелинейностей в эхотрактах, хотя и ценой увеличения вычислительных затрат.

Так как между выходной последовательностью и коэффициентами фильтра Вольтерра существует линейная связь [11], все адаптивные алгоритмы, применявшиеся в линейной адаптивной эхо-компенсации, используются и при решении задач нелинейной акустической и электрической эхо-компенсации, где соответствующие расширенные векторы данных характеризуются большей длиной и определенным порядком следования отсчетов.

Широкое распространение методов нелинейной эхо-компенсации на основе дискретных функциональных рядов Вольтерра и их модификаций и аппроксимаций, а также продолжающиеся научные исследования в данных областях с одновременным совершенствованием вычислительной техники и цифровых сигнальных процессоров позволяют сделать вывод о перспективности дальнейших исследований. В настоящее время такими перспективными направлениями являются:

1) реализация нелинейных эхо-компенсаторов на базе нейронных сетей с различной структурой;

2) разработка эхо-компенсаторов для подавления эхо-сигналов в спутниковой телефонной и мобильной связи на базе адаптивных полиномиальных фильтров Вольтерра;

3) разработка нелинейных адаптивных эхо-компенсаторов на основе цифровых фильтров Вольтерра с динамически меняющейся длиной или структурой полиномиальных ядер.

Данная работа посвящена решению проблемы нелинейной эхо-компенсации на базе разработки кубического фильтра Вольтерра с динамически перестраиваемой структурой квадратичного и кубического ядер, позволяющей снизить общие вычислительные затраты при его реализации с учетом статистических свойств речевых сигналов.

Существующие в настоящее время методы уменьшения вычислительной сложности реализации полиномиальных фильтров Вольтерра разделяют на пять групп, подробно описанных в [7]. В реальных эхотрактах, как показывают экспериментальные данные, наблюдаются не только квадратичные, но и кубические нелинейности, которые учитываются в применяемых моделях Винера или Гаммерштейна. Отметим, что в указанных моделях учитывается случай статической безынерционной

нелинейности, последовательно соединенной с линейной динамической системой и аппроксимируемой полиномом третьей-пятой степени относительно входной последовательности, что в реальных телекоммуникационных системах не всегда выполняется.

Целью работы является разработка модификации кубического фильтра Вольтерра с динамически меняющейся структурой полиномиальных ядер. При этом решаются следующие задачи:

1) на основе анализа статистических свойств речевых сигналов и структуры полиномиальных ядер выделяются те области ядер, которые могут быть отключены, т.к. их вклад в нелинейные составляющие выходного сигнала незначителен по сравнению с другими областями;

2) определяются необходимые порядки динамически перестраиваемых полиномиальных ядер;

3) определяются параметры адаптивного полиномиального фильтра, для которых работа линейного ядра удовлетворяет требованиям МСЭ-Т [9-10].

Нелинейная эхо-компенсация на базе неоднородного адаптивного кубического фильтра Вольтерра

Экспериментальные данные обработки реальных речевых сигналов [3] показывают необходимость использования фильтров Вольтерра порядка $N = 50$ и выше при частоте дискретизации 8 кГц. Наиболее характерные величины - $N = 128$ для 16 мс эхо-компенсатора и $N = 256$ для 32 мс эхо-компенсатора, которые и были использованы при моделировании. Данное утверждение относится, по крайней мере, к линейному ядру фильтра, для достижения требуемого уровня подавления эхо-сигнала в задаче электрической эхо-компенсации. Величина необходимого уровня подавления эхосигнала определена в рекомендации МСЭ-Т G.168 и составляет 27 дБ за 0.5 с. с момента установления коммутируемого соединения [10].

На рис. 1 приведена общая структура нелинейного электрического эхо-компенсатора на базе нелинейного адаптивного цифрового фильтра (в случае нелинейного акустического эхо-компенсатора общая схема аналогична приведенной). Приняты следующие обозначения: $x(k)$ - сигнал дальнего абонента, входная последовательность, $d(k)$ - сигнал на выходе нелинейного эхо-тракта, $n(k)$ - аддитивный шум, $s(k)$ - сигнал ближнего абонента, $y(k)$ - выходная последовательность, сумма сигналов на выходе нелинейного эхо-тракта и ближнего абонента, $\hat{y}(k)$ - оценка процесса на выходе эхо-компенсатора, $e(k)$ - сигнал ошибки, ДДР - детектор двойного разговора.

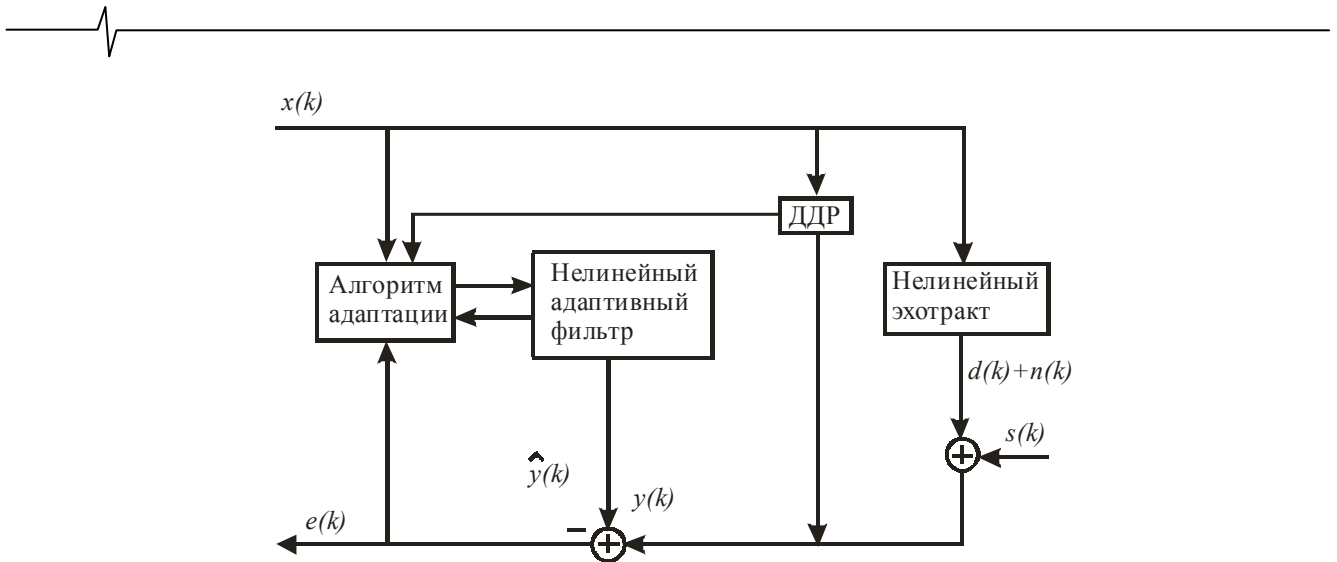


Рис. 1. Общая структура нелинейного электрического эхо-компенсатора на базе адаптивного нелинейного фильтра

В модели нелинейного эхо-тракта при этом учитываются инерционность нелинейных искажений.

Неоднородный кубический фильтр Вольтерра в триангулярном представлении ядер, учитывающем их симметрию [7], характеризуется следующим выражением:

$$y(k) = \sum_{m_1=0}^{N_1-1} h_1(m_1)x(k-m_1) + \sum_{m_1=0}^{N_2-1} \sum_{m_2=0}^{N_2-1-m_1} h_2(m_1, m_2)x(k-m_1)x(k-m_2) + \sum_{m_1=0}^{N_3-1} \sum_{m_2=0}^{N_3-1-m_1} \sum_{m_3=0}^{N_3-1-m_1-m_2} h_3(m_1, m_2, m_3)x(k-m_1)x(k-m_2)x(k-m_3),$$

где $x(k)$ и $y(k)$ - входная и выходная последовательности отсчетов, $h_1(m_1)$ - линейное ядро полиномиального фильтра, $h_2(m_1, m_2)$ - квадратичное ядро, $h_3(m_1, m_2, m_3)$ - кубическое ядро, N_1, N_2, N_3 - соответствующие порядки указанных ядер. Данное представление фильтра является стандартным. Если выполнено условие $N_1 = N_2 = N_3$, то фильтр Вольтерра является однородным. На практике во многих случаях выполняется неравенство $N_1 \geq N_2 \geq N_3$. Такое представление позволяет построить фильтр, для которого $N_1 \gg N_2$ и применить его в задаче нелинейной акустической эхо-компенсации, где нелинейный эхо-тракт характеризуется значительной длиной линейной составляющей.

В векторном виде кубический фильтр Вольтерра может быть представлен следующим образом:

$$y(k) = \mathbf{W}^T(k)\mathbf{X}(k),$$

где вектор-столбец $\mathbf{X}(k)$ содержит линейные комбинации отсчетов входной последовательности $x(k)$, квадратичные и кубические нелинейности, $\mathbf{W}(k)$ - вектор-столбец, содержащий упорядоченный набор коэффициентов ядер фильтра, $y(k)$ - выходная последовательность, знак T означает транспонирование. Для подстройки всех ядер фильтра используется алгоритм на основе нормализованного метода наименьших квадратов (НМНК), который характеризуется переменным шагом подстройки коэффициентов фильтра.

Поскольку система эхо-компенсации - система реального времени, все вычисления на каждый отсчет

выходной последовательности должны быть произведены за время, меньшее или, по крайней мере, равное временному интервалу между отсчетами. В случае стандартной структуры однородного полиномиального фильтра общие вычислительные затраты составляют $O(N^p)$, где N - порядок фильтра (длина всех его ядер), p - высший порядок ядра, для кубического фильтра $p = 3$. Очевидно, что при таком подходе вычислительная нагрузка по сравнению с линейными фильтрами значительно возрастает. Одним из способов ее уменьшения является модификация квадратичного и кубического ядер, на которые расходуется почти вся вычислительная мощность при стандартной структуре фильтра Вольтерра, с учетом статистических свойств речевых сигналов.

Модификация ядер полиномиального фильтра Вольтерра

Так как речь человека является квазистационарным случайным процессом со слабой корреляцией отсчетов [6], то в структуре ядер можно выделить области, дающие основной вклад в энергию каждой нелинейной составляющей выходного процесса и отключить те области, вклад которых незначителен и находится на уровне шума. Например, для кубического ядра практически вся энергия обеспечивается элементами, с совпадающими индексами аргументов: $E\{x(k-l)x(k-l)x(k-l)\} = E\{x^3(k-l)\} \neq 0$. В итоге исходная триангулярная структура кубического ядра может быть преобразована следующим образом:

$h_{3, tri}(m_1, m_2, m_3) \rightarrow h_{3, m}(m)$, при этом для порядка такого ядра всегда выполняется условие $N_3 < N_2$. Соответственно изменяется представление оценки выходной последовательности:

$$\hat{y}(k) = \hat{y}_1(k) + \hat{y}_2(k) + \hat{y}_3(k) = \sum_{m_1=0}^{N_1-1} \hat{h}_1(m_1)x(k-m_1) + \sum_{m_1=0}^{N_2-1} \sum_{m_2=m_1}^{N_2-1} \hat{h}_{2, md}(m_1, m_2)x(k-m_1)x(k-m_2) + \sum_{m=0}^{N_3-1} \hat{h}_{3, m}(m)x^3(k-m)$$

где $\hat{h}_1(m_1)$ - подстраиваемое линейное ядро адаптивного полиномиального фильтра Вольтерра, $\hat{h}_{2,md}(m_1, m_2)$ и $\hat{h}_{3,m}(m)$ - подстраиваемые квадратичное и кубическое ядра в треугольном представлении соответственно.

Если вклад кубического ядра составляет величину менее -30 дБ (данное пороговое значение в случае необходимости может быть заменено другим) ниже уровня линейной составляющей на выходе $\hat{y}_1(k)$, то оно отключается, т.к. его коэффициенты будут в этом случае неправдоподобны из-за наличия аддитивного шума, что уменьшает суммарную вычислительную сложность работы нелинейного эхо-компенсатора. Для треугольного представления квадратичного ядра и квазистационарного входного процесса справедливо неравенство

$$E\{\hat{y}_2(k)\} - E\{\hat{y}_{2,md_s}(k)\} \geq 0,$$

где $E\{\hat{y}_{2,md_s}(k)\}$ - вклад коэффициентов квадратичного ядра с одинаковыми индексами аргументов, т.е. коэффициентов, стоящих на главной диагонали. Если значение разностной энергии дает вклад на уровне ниже -30 дБ по отношению к линейной выходной составляющей $\hat{y}_1(k)$, то отключается вся область коэффициентов вне главной диагонали. В этом случае достигается дополнительное уменьшение вычислительных затрат без потери качества речевого сигнала, и в результате выходная последовательность будет описываться следующим выражением:

$$\hat{y}(k) = \sum_{m_1=0}^{N_1-1} \hat{h}_1(m_1)x(k-m_1) + \sum_{m=0}^{N_2-1} \hat{h}_{2,md_s}(m)x^2(k-m) + \sum_{m=0}^{N_3-1} \hat{h}_{3,m}(m)x^3(k-m)$$

Если уровень нелинейных составляющих возрастает, отключенные области ядер вновь включаются в работу, так как через каждые 240 отсчетов осуществляется пороговый контроль. Данный интервал соответствует среднему интервалу корреляции речевого сигнала в 30 мс [12]. Общий сигнал ошибки задается следующим выражением:

$$e(k) = y(k) - \hat{y}(k),$$

т.е. данный сигнал представляет собой сумму сигналов ошибки подстройки коэффициентов каждого ядра. В случае полиномиального фильтра работа алгоритма основывается на работе с линейным ядром, обеспечивающим основной вклад в энергию оценки выходного процесса эхо-компенсатора.

На рис. 2 показана структура нелинейного электрического эхо-компенсатора на базе модифицированного адаптивного кубического фильтра Вольтерра. Для ядер адаптивного кубического фильтра Вольтерра в составе указанного нелинейного эхо-компенсатора использованы следующие обозначения: \hat{h}_1 - линейное ядро, $\hat{h}_{2,md}$ - модифицированное квадратичное ядро, \hat{h}_3 - кубическое ядро.

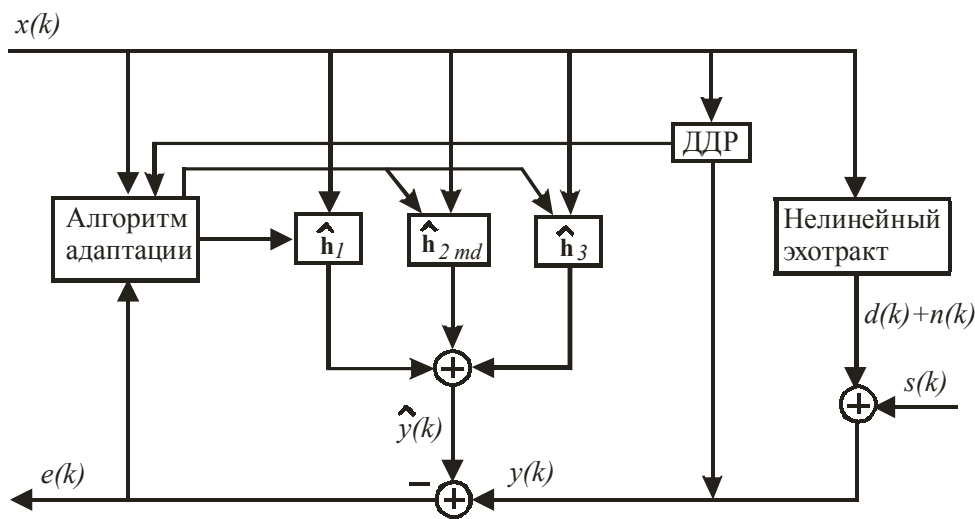
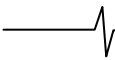


Рис. 2. Структура нелинейного электрического эхо-компенсатора на базе модифицированного адаптивного кубического фильтра Вольтерра

В результате моделирования в среде Matlab 7.0 установлено, что применение модифицированного кубического адаптивного фильтра Вольтерра позволяет получить выигрыш до 7-8 дБ в задаче нелинейной электрической эхо-компенсации по сравнению с линейным адаптивным фильтром. При этом за счет модификации полиномиальных ядер достигнуто уменьшение вычислительных затрат по сравнению со стандартной структурой кубического фильтра Вольтерра. Входной тестовый сигнал представлял собой случайную последовательность отсчетов с амплиту-

дой из диапазона [-1, 1]. Уровень аддитивного шума выбран на среднем уровне -30 дБ по отношению к сигналу $d(k)$. Коэффициенты линейной составляющей модели нелинейного эхо-тракта взяты из дискретизированной импульсной характеристики, полученной в результате проведенных измерений реального тракта. Длина моделируемой линейной составляющей составляла 64 отсчета, что соответствует 8 мс, однако предлагаемый подход может быть обобщен и на большие значения длины линейной составляющей эхо-тракта. Линейная часть эхо-тракта вносит ослабление в



7.4 дБ для тестового сигнала. На рис. 3 показан уровень сигнала ошибки нелинейного эхо-компенсатора при выбранной модели нелинейного эхо-тракта. Для проверки работы нелинейного эхо-компенсатора выбрана модель нелинейного эхо-тракта с наличием безынерционных нелинейных искажений. Коэффициенты, характеризующие безынерционные квадратичное и кубическое искажения, соответствовали измеренным уровням 2-й и 3-й гар-моник тестовой частоты 1020 Гц [13] в -22 дБ (7.9%) и -24 дБ (6.3%). В использованном алгоритме НМНК константа $\mu = 0.20$. В результате моделирования установлено, что наличие нелинейных составляющих эхо-тракта и уровень аддитивного шума оказывают сильное влияние на выходные значения ERLE [3].

Уменьшение константы μ при данной модели нелинейного эхо-тракта приводит к уменьшению уровня ошибки и увеличению времени сходимости алгоритма. Также были выполнены рекомендации МСЭ-Т, касающиеся скорости сходимости алгоритма и уровня подавления эхо-сигнала для линейной составляющей эхо-компенсатора.

В табл. 1 приведены усредненные значения ERLE в установившемся режиме (рис. 4) при работе эхо-компенсатора на основе адаптивного трансверсаль-

ного нерекурсивного фильтра и полиномиального фильтра Вольтерра в условиях нелинейного эхо-тракта. Выигрыш в значениях ERLE нелинейного эхо-компенсатора по сравнению с аналогичным эхо-компенсатором на базе адаптивного линейного цифрового фильтра составляет в среднем 5.9 дБ.

Таблица 1

Вид Эхо-компенсатора	Усредненные значения ERLE, дБ
Линейный	29.8
Нелинейный	35.7

В табл. 2 приведены формулы для расчета вычислительной нагрузки при получении каждого отсчета выходной последовательности для неоднородного модифицированного кубического фильтра Вольтерра. Для сравнения указаны соответствующие данные для стандартной структуры неоднородного кубического фильтра Вольтерра при учете симметрии ядер, т.е. при их триангулярном представлении.

Таким образом, предлагаемая модификация полиномиальных ядер позволяет значительно снизить вычислительные затраты при учете характеристик речевых сигналов.

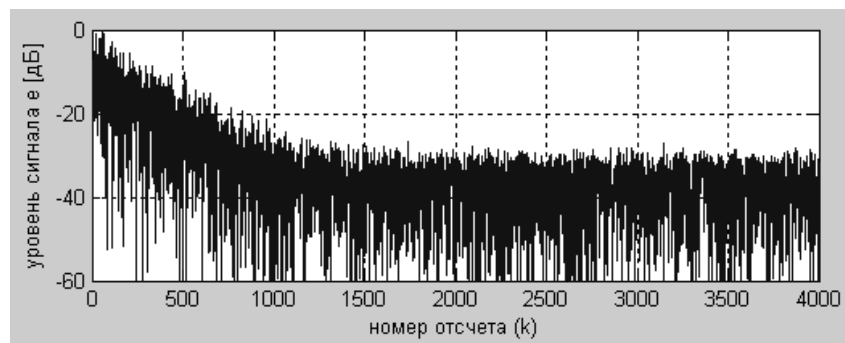


Рис. 3. Уровень сигнала ошибки нелинейного эхо-компенсатора при выбранной модели нелинейного эхо-тракта

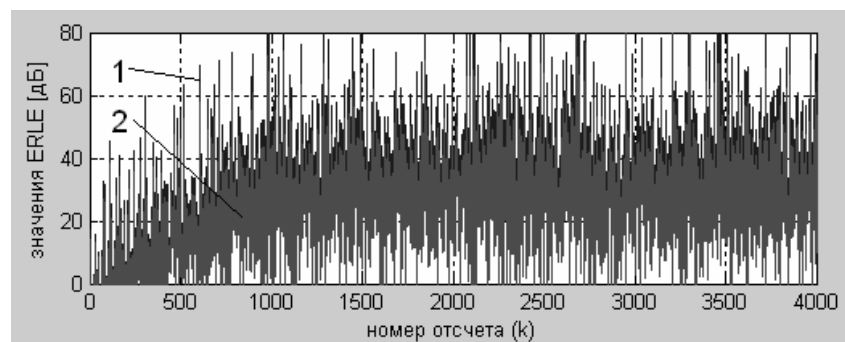


Рис. 4. Значения ERLE без усреднения при работе нелинейного эхо-компенсатора (1) и линейного эхо-компенсатора (2) в условиях выбранной модели нелинейного эхо-тракта

Таблица 2

Вид ядра	Модифицированный неоднородный кубический фильтр с перестраиваемой структурой	Неоднородный кубический фильтр с треугольным представлением ядер
Линейное	$2 \cdot (N_1 + 1)$	$2 \cdot (N_1 + 1)$
Квадратичное	от $2 \cdot (N_2 + 1)$ до $2 \cdot \left(\frac{(N_2 + 2)!}{2!N_2!} + 1 \right)$	$2 \cdot \left(\frac{(N_2 + 2)!}{2!N_2!} + 1 \right)$
Кубическое	от 0 до $3 \cdot (N_3 + 1)$	$3 \cdot \left(\frac{(N_3 + 3)!}{3!N_3!} + 1 \right)$
Максимальная общая вычислительная нагрузка (число операций на один отсчет)	$2 \cdot (N_1 + 1) + 2 \cdot \left(\frac{(N_2 + 2)!}{2!N_2!} + 1 \right) + 3 \cdot (N_3 + 1)$	$2 \cdot (N_1 + 1) + 2 \cdot \left(\frac{(N_2 + 2)!}{2!N_2!} + 1 \right) + 3 \cdot \left(\frac{(N_3 + 3)!}{3!N_3!} + 1 \right)$

Заключение

Предлагаемая динамически перестраиваемая структура кубического фильтра Вольтерра позволяет снизить вычислительные затраты без ощутимых потерь в качестве выходного сигнала. Разработанная модификация в значительной степени учитывает статистические свойства сигналов на входе нелинейного адаптивного цифрового эхо-компенсатора, поэтому ее применение не ограничено отдельными частными случаями, в отличие от многих других предлагаемых статических модификаций структур полиномиальных фильтров Вольтерра. Данная модификация также может быть эффективно применена для решения задач нелинейной акустической и электрической эхо-компенсации в современных телекоммуникационных системах, отличных от телефонных сетей общего пользования.

Литература

- Agazzi O. Nonlinear echo cancellation of data signals // IEEE Trans. Comm. 1982. V. 30, № 11. P. 2421-2433.
- Biglieri E., Barberis S., Catena M. Analysis and compensation of nonlinearities in digital transmission systems // IEEE J. Selected Areas Commun. 1988. № 6 (1). P. 42-51.
- Stenger A., Trautmann L., Rabenstein R. Nonlinear acoustic echo cancellation with 2nd order adaptive Volterra filters // Proc. ICASSP 99. Phoenix. USA. 1999. P. 877-880.
- Kellerman W. Nonlinear line echo cancellation using a simplified second order Volterra filter // Int. Conf. on Acoustic, Speech, and Signal Proc. Seattle. WA. 2002. P. 2508-2511.
- Mathews V. Adaptive polynomial filters // IEEE SP Magazine. 1991. P. 10-26.
- Bedrosian E., Rice S. The output properties of Volterra systems (nonlinear systems with memory) driven by harmonic and Gaussian inputs // Proc. IEEE. 1971. V. 59, № 12, P. 1688-1708.
- Favier G., Kibangou A., Khouaja A. Nonlinear system modeling by means of Volterra models. Approaches for parametric complexity reduction // ISA-2004 Symposium Proc. 2004. P. 367-395.
- Меньшиков Б.Н. Нелинейная эхокомпенсация на базе кубического фильтра Вольтерра с динамически перестраиваемой структурой // Сб. матер. VIII междунар. конф. и выст. «Цифровая обработка сигналов и ее применение». 2006. Т. 1, С. 236-240. (рус., англ.)
- International Telecommunication Union. General characteristics of international telephones connections and international telephone circuits – Echo cancellers. ITU-T Recommendation G. 165, 1993.
- International Telecommunication Union. General characteristics of international telephones connections and international telephone circuits – Digital network echo cancellers. ITU-T Recommendation G. 168, 1997.
- Haykin S. Adaptive filter theory. 3rd ed., Prentice Hall Inc. Englewood Cliffs. NJ. USA. 1996. 997 p.
- Deller J., Proakis J., Hansen J. Discrete-time processing of speech signals. Prentice Hall Inc. Englewood Cliffs. NJ. USA. 1993. 908 p.
- Эксплуатационные нормы на электрические параметры коммутируемых каналов сети ТФОП. Приказ Госкомсвязи России № 54 от 05.04.99.

КОМБИНИРОВАННЫЙ АДАПТИВНЫЙ АЛГОРИТМ ЭХО-КОМПЕНСАЦИИ С Пониженной вычислительной сложностью

Тараканов А.Н., Мосеев А.Л., Ульдинович С.В.

Введение

Подключение абонентских линий к дифференциальной системе, расположенной на телефонной станции, кроме положительного, с экономической точки зрения, эффекта имеет недостаток, заключающийся в том, что дифференциальная система становится причиной возникновения эхо-сигналов, оказывающих негативное влияние на разговор абонентов. Работа дифференциальной системы не идеальна, поэтому сигналы, передаваемые по исходящей цепи четырехпроводного тракта, проникают на входящую цепь и возвращаются к источнику в виде эхо-сигнала [1, 2]. Когда задержка эхосигнала в канале передачи мала, абоненты не испытывают раздражающего влияния эха, однако для каналов с большим временем распространения сигналов эхо становится серьезной проблемой. Одним из возможных способов минимизировать раздражающий эффект эха является применение эхо-компенсаторов. Эхо-компенсатор устанавливается в четырехпроводной части цепи и производит вычитание сформированной оценки эха из просочившегося эхо-сигнала. Вычисление оценки эхо-сигнала производится с помощью адаптивного фильтра. Работа АФ определяется используемым адаптивным алгоритмом. В настоящее время существует большое количество разнообразных алгоритмов адаптации [3]. Из всего многообразия, основываясь на требованиях задачи эхо-компенсации, можно выделить несколько групп алгоритмов.

К первой можно отнести метод наименьших квадратов (МНК) и его разновидности, в частности нормализованный метод наименьших квадратов (НМНК) [4]. Алгоритмы данной группы наиболее широко используются при построении эхо-компенсаторов ввиду простоты реализации и удовлетворительной обработки относительно небольших по длительности эхо-трактов [5].

Вторую группу составляет семейство алгоритмов, основанных на рекурсивном методе наименьших квадратов (РНК) [4, 6]. Данные алгоритмы обладают более высокой скоростью сходимости, чем разновидности МНК, что позволяет обрабатывать эхо-тракты большой длительности. Однако высокая вычислительная сложность и чувствительность к ситуации встречного разговора, когда одновременно говорят оба абонента, ограничивает применение

Предложена новая процедура понижения вычислительной нагрузки адаптивных алгоритмов, применяемых в задаче компенсации электрического эха, основанная на разделении набора весовых коэффициентов адаптивного фильтра на блоки. Разработан критерий, согласно которому выполняется исключение отдельных блоков коэффициентов из подстройки. Представлен новый комбинированный адаптивный алгоритм на основе разработанной процедуры понижения вычислительной нагрузки. Реализована модель эхо-компенсатора, основанного на новом алгоритме. Исследовано поведение модели эхо-компенсатора на основных тестах рекомендации G.165 Международного союза электросвязи (МСЭ-T), определены параметры алгоритма, при которых условия тестов выполняются. Результаты могут быть использованы для решения задач эхо-компенсации в телефонии.

данных алгоритмов.

К третьей группе принадлежат алгоритмы с низкой вычислительной сложностью. Данная особенность позволяет реализовывать их на маломощных (в вычислительном плане), а, следовательно, и дешевых микропроцессорах [3, 7]. Как правило, снижение вычислительной сложности производится за счет некоторого ухудшения характеристик алгоритма [7]. Особенно страдает при этом скорость сходимости, что затрудняет их применение в эхо-компенсации.

Таким образом, несмотря на большое число известных алгоритмов, актуальной остается задача построения новых адаптивных алгоритмов эхо-компенсации, объединяющих в себе достоинства алгоритмов всех трех групп.

Построение комбинированного адаптивного алгоритма

Понижение вычислительной сложности

Типичная импульсная характеристика эхо-тракта имеет небольшой участок с существенно отличными от нуля отсчетами длительностью 4-8 мс [3], а большая ее часть близка к нулю, отражая тем самым реакцию линии задержки (рис. 1). Широко известные на сегодняшний день адаптивные алгоритмы, применяемые в эхо-компенсации, не учитывают указанной особенности ИХ эхо-тракта и в каждом цикле своей работы перестраивают все весовые коэффициенты адаптивного фильтра (АФ) [4, 6]. Кроме этого, для корректной обработки сигнала, адаптивный фильтр должен иметь длительность ИХ, равную либо большую, чем длительность ИХ эхо-тракта. Эти недостатки адаптивных алгоритмов приводят к неэффективному использованию имеющихся вычислительных мощностей. Однако, если учитывать указанные особенности ИХ эхо-тракта [3, 7], можно сократить вычислительную нагрузку адаптивного алгоритма, не ухудшая его свойств.

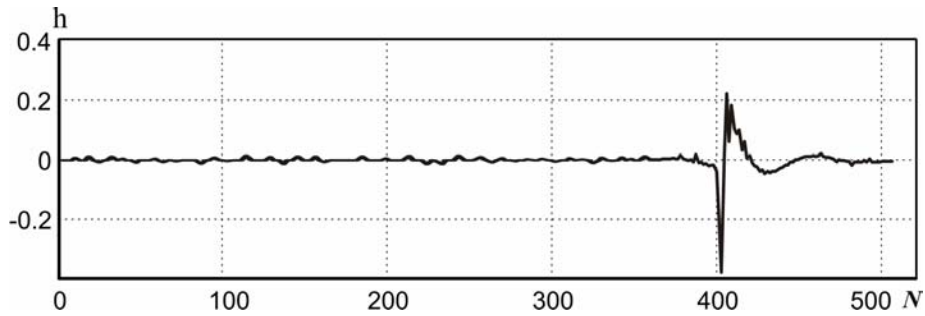


Рис. 1. Модель импульсной характеристики эхо-тракта

В работе используется модель эхо-компенсатора [5, 8], структурная схема которой представлена на рис. 2. На схеме введены следующие обозначения: $x(n)$ – сигнал ближнего абонента, $v(n)$ – сигнал дальнего абонента, $d(n)$ – эхо-сигнал, $y(n)$ – сумма эхо-сигнала и сигнала дальнего абонента, $\hat{y}(n)$ – оценка эхо-сигнала, $e(n)$ – ошибка оценки эхо-сигнала (остаточное эхо), \hat{h}_i – коэффициенты КИХ-фильтра, моделирующего эхо-тракт, $\hat{h}_k(n)$ – коэффициенты адаптивного фильтра. ДВР – детектор встречного разговора, задача которого – обнаружить ситуацию, когда говорят оба абонента одновременно и отключить подстройку весовых коэффициентов адаптивного фильтра.

Рассмотрим широко используемый в современных эхо-компенсаторах нормализованный метод наименьших квадратов. Перестройка весовых коэффициентов

$$\hat{\mathbf{h}}(n) = \hat{\mathbf{h}}(n-1) + \mathbf{k}(n) \cdot e(n), \tag{3}$$

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\lambda^{-1} \cdot \mathbf{W}(n-1) \cdot \mathbf{x}(n)}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{x}^T(n) \cdot \mathbf{W}(n-1) \cdot \mathbf{x}(n)}, \tag{4}$$

$$\mathbf{W}(n) = \lambda^{-1} \cdot \mathbf{W}(n-1) - \lambda^{-1} \cdot \mathbf{k}(n) \cdot \mathbf{x}^T(n) \cdot \mathbf{W}(n-1). \tag{5}$$

Из (3)-(5) следует, что в алгоритме выполняются матричные преобразования, из-за которых повышаются требования к вычислительной мощности устройств обработки.

Кроме этого необходимо учитывать, что для формирования сигнала на выходе адаптивного фильтра необходимо вычислить свертку входного сигнала и весовых коэффициентов АФ.

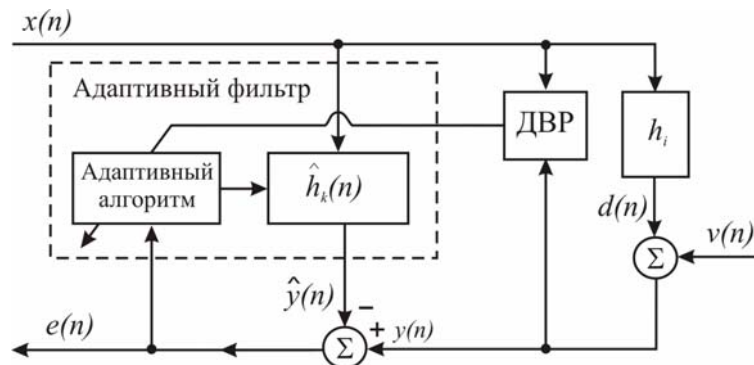


Рис. 2. Схема эхокомпенсатора

адаптивного фильтра $\hat{h}_k(n)$ с его помощью описывается следующими выражениями

$$\hat{h}_k(n) = \hat{h}_k(n-1) + \mu(n) \cdot x(n-k) \cdot e(n), \tag{1}$$

$$k = 0, 1 \dots L-1,$$

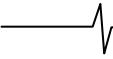
$$\mu(n) = \frac{\alpha}{\beta + \sum_{k=0}^{L-1} x^2(n-k)}, \tag{2}$$

где α, β – константы, $\alpha \in (0; 2), \beta \ll 1$.

Одним из недостатков НМНК является увеличение времени сходимости при увеличении длительности ИХ эхо-тракта. Адаптивный алгоритм на основе РНК лишен этого недостатка, однако он значительно более требователен к вычислительным ресурсам, чем НМНК. Выражения (3)-(5) определяют преобразования в алгоритме РНК [4].

$$\hat{y}(n) = \sum_{k=0}^{L-1} x(n-k) \cdot \hat{h}_k(n). \tag{6}$$

Если эхо-компенсатор будет обрабатывать эхо-тракт с ИХ, подобной той, что приведена на рис. 1, то, очевидно, что большая часть операций в выражениях (1), (4), (5), (6) будет осуществляться с «нулевыми» отсчетами, формируемыми линией задержки. Чтобы понизить требования алгоритмов к вычислительным ресурсам, но при этом сохранить необходимые характеристики (скорость сходимости, уровень подавления эхосигнала), предлагается исключить из обработки те весовые коэффициенты адаптивного фильтра, которые соответствуют «нулевым» отсчетам ИХ эхо-тракта, и тем самым уменьшить вычислительную нагрузку. Процедура уменьшения вычислительной нагрузки предполагает следующие



действия. Весь набор коэффициентов адаптивного фильтра делится на блоки, размер которых кратен 2, т.к. число коэффициентов фильтра, как правило, выбирается кратным 2. В процессе работы алгоритма сравнивается значение суммы модулей весовых коэффициентов каждого блока с максимальным из всех блоков, умноженному на некоторый пороговый коэффициент. Выражение для оценки указанной суммы модулей можно записать в виде

$$\sum_{i=(j-1)l}^{j \cdot l} |\hat{h}_i(n)| < p \cdot \max \left\{ \sum_{i=1}^l |\hat{h}_i(n)|, \sum_{i=l+1}^{2l} |\hat{h}_i(n)|, \dots, \sum_{i=(m-1)l+1}^{m \cdot l} |\hat{h}_i(n)| \right\}, \quad (7)$$

$j = 1, 2, \dots, m$,
где j – номер блока, l – длина блока, m – общее число блоков, p – порог отключения блоков, который задается на этапе инициализации алгоритма.

Введем обозначения:

$$B_{\max}(n) = \max \left\{ \sum_{i=1}^l |\hat{h}_i(n)|, \sum_{i=l+1}^{2l} |\hat{h}_i(n)|, \dots, \sum_{i=(m-1)l+1}^{m \cdot l} |\hat{h}_i(n)| \right\},$$

$$B_j(n) = \sum_{i=(j-1)l}^{j \cdot l} |\hat{h}_i(n)|, \quad j = 1, 2, \dots, m.$$

С учетом введенных обозначений, (7) можно записать в виде

$$\frac{B_j}{B_{\max}} < p, \quad j = 1, 2, \dots, m. \quad (8)$$

Схему работы нового алгоритма можно определить следующим образом. До момента включения процедуры оценки значений суммы модулей блоков весовых коэффициентов адаптивного фильтра функционирование алгоритма определяется выражениями (1), (2) либо (3)-(5). Обозначим этот режим как «начальный». На каждой итерации оценивается уровень остаточного эха на выходе эхо-компенсатора. При достижении заданного порога уровня остаточного эха (значение порога задается на этапе инициализации алгоритма) начинает работать устройство оценки значений суммы модулей блоков весовых коэффициентов, определяемой выражением (8). Согласно этой оценке формируется массив, содержащий информацию об отключаемых блоках весовых коэффициентов в виде

$$Blocks_j(n) = \begin{cases} 1, & \text{условие (8) выполнено;} \\ 0, & \text{условие (8) невыполнено;} \end{cases} \quad (9)$$

$j = 1, 2, \dots, m$.

С учетом (9), выражение (1) преобразуется следующим образом

$$\hat{h}_i(n) = \begin{cases} \hat{h}_i(n-1) + \mu(n) \cdot x(n-i) \cdot e(n), & Blocks_j(n) = 1; \\ \hat{h}_i(n-1), & Blocks_j(n) = 0; \end{cases} \quad (10)$$

$j = 1, 2, \dots, m$;

$i = (j-1) \cdot l, \dots, (j \cdot l)$.

Тогда (6) запишется как

$$\hat{y}(n) = \sum_{i=(j-1)l}^{j \cdot l} x(n-i) \cdot \hat{h}_i(n) \Big|_{Blocks_j(n)=1}, \quad (11)$$

$j = 1, 2, \dots, m$.

Выражение (10) определяет набор весовых коэффициентов адаптивного фильтра на основе новой методики для НМНК. Проведем аналогичные преобразования для РНК. В результате (3)-(5) запишутся следующим образом:

$$\hat{h}_s(n) = \begin{cases} \hat{h}_s(n-1) + k_s(n) \cdot e(n), & s \in \text{активному блоку;} \\ \hat{h}_s(n-1), & s \notin \text{активному блоку;} \end{cases} \quad (12)$$

$$k_s(n) = \frac{\lambda^{-1} \cdot W_{s,t}(n-1) \cdot x_s(n)}{1 + \lambda^{-1} \cdot x_s(n) \cdot W_{s,t}(n-1) \cdot x_s(n)}, \quad (13)$$

s, t принадлежат активному блоку;

$$W_{s,t}(n) = \lambda^{-1} \cdot W_{s,t}(n-1) - \lambda^{-1} \cdot k_s(n) \cdot x_s(n) \cdot W_{s,t}(n-1), \quad (14)$$

s, t принадлежат активному блоку.

В (13) и (14) константа λ – эффективная память алгоритма [4]. При $\lambda = 1$ память бесконечна. При $\lambda < 1$ память составляет

$$\tau = -\frac{1}{\lg \lambda} \approx \frac{1}{1 - \lambda} \text{ выборок сигнала.}$$

Из выражений (10), (12)-(14) следует, что в подстройке участвует не весь набор весовых коэффициентов адаптивного фильтра, а лишь те из них, для которых выполнено условие (8). Это соответствует режиму «установившихся значений». Если качество подавления эхо-сигнала начинает ухудшаться, отключенные весовые коэффициенты фильтра вновь включаются в работу, и алгоритм вновь переходит в начальный режим.

Процедура комбинирования алгоритмов

Далее получим алгоритм, который будет сочетать в себе высокую скорость сходимости РНК с известными преимуществами НМНК.

Как было отмечено, адаптивный алгоритм работает в двух режимах: начальном и режиме установившихся значений. Начальный режим характеризуется максимальным потреблением вычислительных ресурсов, так как в этот момент идет активная подстройка всего набора весовых коэффициентов адаптивного фильтра. В этом режиме основная задача алгоритма – быстро достичь необходимого уровня подавления эхо-сигнала и определить, какие блоки весовых коэффициентов будут участвовать в дальнейших вычислениях, а какие можно отключить. В этом режиме обработка эхо-сигнала производится с использованием РНК, обладающего высокой скоростью сходимости, не зависящей от длительности ИХ адаптивного фильтра, поэтому вычислительная сложность алгоритма в этот момент определяется как $O(L^2)$.

Режим установившихся значений, напротив, отличается минимальными вычислениями, так как часть блоков весовых коэффициентов, используемых в начальном режиме, отключена. В момент перехода в этот режим уже достигнуто необходимое подавление эхо-сигнала, поэтому его необходимо просто удерживать, т.е. нет необходимости в большой скорости сходимости. На этом этапе будет работать модифицированный НМНК, более простой и устойчивый к возможным искажениям входного сигнала. Тогда вычислительная сложность алгоритма определяется как $O(L_A)$, где $L_A \leq L$ – количество весовых коэффициентов, участвующих в подстройке.

Дополнительно введем пороговое значение для величины подавления эхо-сигнала. Так как в своей работе модифицированные алгоритмы опираются на значение величины подавления эхо-сигнала,

$$ERLE = 10 \lg \left[\frac{E[y(n)^2]}{E[e(n)^2]} \right], \quad (15)$$

Уровень входного сигнала (дБм0)	Уровень выходного сигнала (дБм0)	
	Требования МСЭ G.165	Новый алгоритм
-10	-36.00	-94.74
-20	-42.50	-94.45
-30	-48.00	-95.13

то в качестве пороговой определим величину ERLE, при которой произойдет переключение с РНК на НМНК. Необходимую величину подавления эхо-сигнала для соответствующего уровня входного сигнала определяет тест №1 рекомендации G.165 МСЭ-Т [2]. Следовательно, требование теста определяет минимальное значение для величины порога.

Необходимо подчеркнуть еще одно положительное качество полученного комбинированного адаптивного алгоритма. Из предыдущих исследований [8, 9] известно, что ситуация встречного разговора отрицательно сказывается на работе адаптивного алгоритма на основе РНК в большей степени, чем на основе НМНК. Значения весовых коэффициентов после отклонения, вызванного встречным разговором, медленно возвращаются к своим оптимальным значениям, что приводит к ухудшению подавления эхо-сигнала. Так как встречный разговор возникает, как правило, после того, как коэффициенты адаптивного фильтра достигли своих оптимальных значений, а значит, достигнуто необходимое подавление эхо-сигнала, и работает модифицированный НМНК, то отклонение весовых коэффициентов от оптимальных будет меньше, чем в случае РНК.

Проверка алгоритма на тестах рекомендации МСЭ-Т G.165

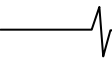
Рассмотрим работу эхо-компенсатора, построенного на основе нового алгоритма (рис. 2). Эхо-тракт моделируется КИХ-фильтром, импульсная характеристика которого имеет вид, показанный на рис. 1. Число весовых коэффициентов адаптивного фильтра равно числу отсчетов ИХ эхо-тракта $L = N = 512$. Исследование работы модели эхо-компенсатора будем проводить на основных тестах рекомендации G.165 МСЭ-Т.

Тест №1 определяет максимальный уровень подавления эхо-сигнала эхо-компенсатором. Уровень входного сигнала $x(n)$ выбирается из диапазона $[-30 \text{ дБм0} \dots -10 \text{ дБм0}]$. В (2) значение параметров $\alpha = 0.5$, $\lambda = 0.9$, длина блока коэффициентов $l = 16$. Значение порога p в (8) принималось равным 10, что соответствует 10% от максимального значения всего массива блоков. Число весовых коэффициентов адаптивного фильтра $L = 512$. Ре-

зультаты моделирования приведены в таблице.

Как видно, эхо-компенсатор, построенный на основе нового алгоритма, достигает требуемого уровня подавления эхо-сигнала, и наблюдается меньший уровень остаточного эхо-сигнала, что связано с отключением отдельных блоков весовых коэффициентов адаптивного фильтра и увеличением скорости сходимости алгоритма. В проведенных экспериментах после включения алгоритма оценки блоков количество активных блоков становится равным 6, т.е. блоки, на которые приходится линия задержки с «нулевыми» отсчетами отключаются, и обработка производится фильтром с числом перестраиваемых весовых коэффициентов $L_A = 6 \cdot l = 6 \cdot 16 = 96$.

В тесте №2 определяется скорость сходимости алгоритма. Согласно требованиям теста совместное подавление сигнала дальнего абонента эхо-трактом и эхо-компенсатором должно составить не менее 27 дБ. Это значение должно быть достигнуто за 500 мс. Уровень входного сигнала выбирается из диапазона $[-30 \text{ дБм0} \dots -10 \text{ дБм0}]$. По результатам теста можно определить необходимое значение параметров α и λ , при котором указанные требования выполняются. Для параметра λ получены следующие результаты: для $L = (512, 1024, 1280)$



$\lambda = 0.98$. Значение параметра $\alpha = 0.45$ выбрано согласно результатам [8]. Из рис. 3 можно заметить, что новый алгоритм не уступает по скорости сходимости и степени подавления эхо-сигнала алгоритму РНК, но обладает в то же время меньшей вычислительной сложностью, так как при достижении подавления порядка 60 дБм0 начинает работать алгоритм НМНК.

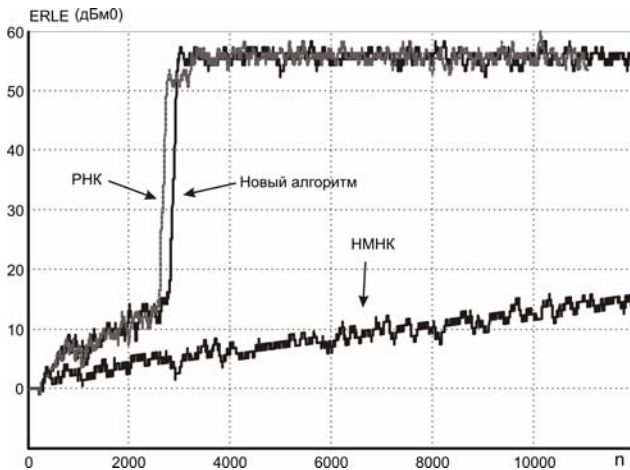


Рис. 3. Сходимость исследуемых алгоритмов

В тесте №3b исследуется поведение эхо-компенсатора в режиме встречного разговора. Тест позволяет определить максимальное значение задержки срабатывания детектора одновременного разговора абонентов δt , которую допускает алгоритм при заданном α и λ . Чем больше значение δt для используемого алгоритма эхо-компенсации, тем менее строгие требования предъявляются к алгоритму детектирования встречного разговора. Значения параметра α и λ выбирались согласно результатам теста №2. При уровне сигнала $x(n) = -10$ дБм0 и уровне сигнала ближнего абонента согласно условиям теста $v(n) = level(x(n)) - 15$ дБ допустимое значение задержки, при которой выполняются требования G.165, составляет $\delta t = \{320, 368, 224\}$ мс для числа отсчетов $L = \{512, 1024, 1280\}$ соответственно. Для обычного РНК значение $\delta t = \{312, 475, 625\}$ мс при тех же условиях. Таким образом, новый алгоритм является более устойчивым к искажениям эхо-сигнала сигналом ближнего абонента.

Заключение

Предложенный адаптивный алгоритм основывается на НМНК и РНК и имеет два режима работы: начальный и установившихся значений. В первом режиме его поведение сходно с РНК. Основные задачи в этом режиме: быстрая сходимость алгоритма, достижение необходимого уровня подавления эхо-

сигнала, определение массива весовых коэффициентов, которые будут участвовать в дальнейшей обработке.

Во втором режиме в подстройке участвуют не все весовые коэффициенты адаптивного фильтра, что значительно сокращает вычислительную сложность. В этом режиме основная задача алгоритма – поддержание необходимого уровня подавления эхо-сигнала.

Результаты моделирования показывают, что эхо-компенсатор, построенный на новом алгоритме, удовлетворяет основным тестам рекомендации МСЭ G.165 при числе весовых коэффициентов адаптивного фильтра $L \leq 1280$. Скорость сходимости алгоритма и величина подавления эхо-сигнала сравнимы с РНК, а вычислительная сложность в режиме установившихся значений меньше, чем у НМНК.

Процедуру уменьшения вычислительной нагрузки, использованную в предлагаемом алгоритме, можно использовать совместно и с другими адаптивными алгоритмами и их комбинациями.

Литература

1. Беллами Дж. Цифровая телефония: Пер. с англ. Ершовой Э.Б., Кордонского Э.В. – М.: Радио и связь, 1986. 544 с.
2. ITU-T Recommendation G.165. Echo cancellers. 1993.
3. Gaensler T., Benesty J., Gay S.L., Sondhi M.M. Dynamic resource allocation for network echo cancellation // Proc. IEEE ICASSP, 2001. (CD-ROM)
4. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. под ред. Шахгильдяна В.В. – М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
5. Glentis G.-O., Berberidis K., Theodoridis S. Efficient LS Adaptive Algorithms for FIR Transversal Filtering // IEEE Signal Processing Magazine, 1999. V.16, N.4. P. 13-41.
6. Адаптивные фильтры / Под ред. К.Ф.Н. Коузэна и П.М. Гранта: Пер. с англ. / Под. ред. Ряковского С.М. – М.: Мир, 1988. 392 с.
7. Nascimento V.H. Improving the initial convergence of adaptive filters: variable-length LMS algorithms // Proc. 14th International Conference on Digital Signal Processing. Fira, Santorini, Grecia, 2002. V. 2, P. 667-670.
8. Тараканов А.Н. Влияние длины импульсной характеристики эхотракта на поведение эхокомпенсатора в режиме двойного разговора // Телекоммуникации, 2003. №10. С. 15-19.
9. Брюханов Ю.А., Тараканов А.Н. Усовершенствование адаптивного алгоритма эхокомпенсации // Электро-связь, 2003. №9. С. 38-39.
10. ITU-T Recommendation G.168. Digital network echo cancellers. 2000.

УДК 621.396.96

СПОСОБЫ И АЛГОРИТМЫ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ В РЕЖИМЕ ДОПЛЕРОВСКОГО ОБУЖЕНИЯ ЛУЧА

Витязев В.В., Колодько Г.Н., Витязев С.В.

Введение

Проблема формирования радиолокационного изображения (РЛИ) земной поверхности в реальном времени остается одной из актуальных при решении задач радиовидения, несмотря на появление большого количества публикаций в этой области, отражающих целый спектр новых методов и алгоритмов обработки траекторного сигнала с целью повышения качества изображения [1–13].

Основная цель при формировании РЛИ – достижение максимальной разрешающей способности и качества изображения в условиях реальных ограничений, связанных с уходом параметров принимаемого траекторного сигнала (время синтезирования), неточностью измерения и колебательностью летных характеристик (скорость, ускорение, траектория полета), воздействием широкого спектра шумов и помех, как внешних, так и внутренних, на фоне маломощного принимаемого сигнала от удаленных радиотраекторных объектов (энергетические ресурсы), отклонениями в формировании заданной диаграммы направленности антенны (ДНА) и характеристик приемо-передающего тракта (технические возможности) и т.п.

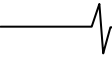
Решение проблемы формирования качественного РЛИ в условиях перечисленных выше ограничений возможно одним из двух подходов. Либо путем максимального снятия ограничивающих факторов при более качественном техническом исполнении всех элементов проектируемой системы радиовидения и более строгом выдерживании летных характеристик (к чему надо всегда стремиться, по мере возможности), либо путем использования более совершенных адаптивных алгоритмов цифровой обработки траекторного сигнала и самого изображения, что предъявляет особые требования к бортовому вычислительному комплексу (БВК), обеспечивающему высокую вычислительную производительность (до 10 и более миллиардов операций в секунду). Созданные за последние годы многопроцессорные модули цифровой обработки сигналов (ЦОС) на базе мощных сигнальных процессоров и ПЛИС [14–16] позволяют достигнуть подобной вычислительной производительности. Таким образом, разработка новых алгоритмов адаптивной пространственной обработки траекторного сигнала не только сохраняет свою актуальность в теоретическом плане, но и становится реально исполнимой современными БВК. Вместе с тем, ограничения

Рассматривается проблема формирования радиолокационного изображения участков земной поверхности при решении задач радиовидения. Предлагаются способы и алгоритмы повышения разрешающей способности и минимизации вычислительных затрат на основе многоскоростной обработки сигналов при работе в режиме доплеровского обужения луча. Приводятся результаты моделирования.

на фактически выделяемые вычислительные ресурсы всегда остаются: растут ресурсы, - открываются новые возможности для решения все более сложных задач в постоянно расширяющемся диапазоне частот и сокращении времени на обработку. Поэтому актуальной остается и проблема минимизации требуемых вычислительных ресурсов, что в первую очередь относится к формированию и обработке РЛИ в реальном времени.

Известно [17–20], что одним из наиболее эффективных способов минимизации вычислительных затрат при решении широкого круга задач ЦОС является многоскоростная обработка сигналов, использующая понижение и повышение частоты дискретизации. Идея последовательного понижения частоты дискретизации траекторного сигнала при переходе от внутривысказочной к межвысказочной обработке и самого РЛИ при его последующем формировании и отображении на индикаторе естественно не обошла вниманием и специалистов в области радиовидения [1, 2].

В зависимости от решаемых задач формирования и обработки РЛИ используют различные виды обзора и картографирования земной поверхности. Если для обеспечения высококачественного картографирования больших участков земной поверхности, как правило, используется боковой обзор с фокусируемым синтезированием апертуры антенны (режим ФСА) [1–3], то для решения специальных задач требуется получать РЛИ земной поверхности при переднем и передне-боковом обзорах [7–9]. Использование фокусировки для синтезирования апертуры антенны в этом виде обзора наталкивается на непреодолимые препятствия с приближением азимутального направления ДНА к направлению полета носителя бортового радиолокационного комплекса (БРК), вследствие значительного увеличения требуемого времени синтезирования (до 10 с и более). Кроме того, хорошо известно [1–3], что режим ФСА (высокого разрешения) – это всегда значительное увеличение времени обзора, что неприемлемо (да и не требуется) при быстром сканировании больших участков земной поверхности.



Поэтому особое внимание при переднем и передне-боковом обзорах уделяется режиму доплеровского обужения луча (режим ДОЛ), гарантирующему среднее азимутальное разрешение при максимально допустимом времени синтезирования, связанном с уходом доплеровских частот траекторного сигнала [3, 4, 6].

Разработке и исследованию эффективных способов и алгоритмов формирования РЛИ земной поверхности в режиме ДОЛ на основе методов многоскоростной обработки траекторного сигнала посвящена настоящая работа.

Математическая модель траекторного сигнала в режиме ДОЛ

Простой и в достаточной степени адекватный способ математического описания радиоизображения основывается на предположении, что РЛИ формируется как совокупность точечных объектов определенной яркости. Каждому i -му точечному объекту ставится в соответствие отраженный от объекта радиосигнал, параметры которого определяются как излучаемым БРК сигналом, так и траекторией полета носителя относительно пространственных координат объекта и его свойств отражения и поглощения радиоволны заданной длины. С увеличением плотности точечных объектов принимаемый траекторный сигнал приближается к непрерывному не только по времени, но и по пространственным координатам «дальность-азимут». Вместе с тем дискретный характер измерения, цифровой обработки и отображения на экране РЛИ в форме двумерной матрицы яркостей в координатах «дальность-азимут» позволяет ограничиться моделью точечных объектов с заданной разрешающей способностью. Однако, надо учитывать, что каждый точечный объект, отражаемый на экране, несет информацию о целой совокупности отражателей, попадающих в зону его пространственного разрешения. И, если эти отражения однородны по яркости на интервалах измерения, то полученное изображение будет в значительной степени адекватно реальному. В то же время при обнаружении ярких точечных объектов с неизвестными пространственными координатами и выделении границ радиоконтрастных областей необходимо учитывать фактор возможного отклонения реальных пространственных координат точечных объектов от координат траекторного сигнала, по которым производится измерение (даже если в i -ом элементе разрешения точечный объект один).

Для i -го точечного объекта принимаемый сигнал $s_i(t)$ можно представить в виде (без учета вносимых в процесс приема-передачи фазовых искажений и помех) [2]:

$$s_i(t) = U_i G(t) \exp \left\{ -j \left[\frac{4\pi}{\lambda} r_{H_i}(t) - \varphi_{0i} \right] \right\}, \quad (1)$$

где U_i , φ_{0i} – случайная амплитуда и начальная фаза сигнала; λ – длина волны; $G(t)$ – нормированная функция, характеризующая модуляцию сигнала ДНА; $r_{H_i}(t)$ – текущее расстояние от носителя БРК до объекта. Заметим, что основным информационным параметром является амплитуда U_i , измерение ко-

торой при случайной фазе можно вести с использованием двух квадратурных каналов. Вопрос состоит в том, каким пространственным координатам «дальность-азимут» соответствует i -й точечный объект? Естественно, если облучающий сигнал излучается непрерывно, то по непрерывному принимаемому сигналу $s_i(t)$ нельзя определить расстояние до i -го объекта. Поэтому используют облучение земной поверхности периодической последовательностью коротких радиоимпульсов, период следования которых задает диапазон дальностей, а длина импульса – разрешающую способность по дальности. Фактически это можно считать пространственной дискретизацией по наклонной дальности. Использование коротких широкополосных импульсов с внутриимпульсной модуляцией типа ФКМ или ЛЧМ позволяет обеспечить относительную разрешающую способность по дальности с отношением $\Delta r / R = 10^{-3} - 10^{-4}$, т.е. до 10 м на 100 км.

Главная проблема – это обеспечение адекватного линейного разрешения по азимуту. И здесь решение проблемы достигается не путем азимутального обужения ДНА до технически недостижимых пределов и быстрого сканирования в режиме реального луча (РЛ), а за счет прямой зависимости доплеровского ухода частоты i -го точечного объекта от его азимутального положения.

Действительно, в соответствии с (1), полная фаза принимаемого сигнала $s_i(t)$ непосредственно зависит от закона изменения текущего расстояния $r_{H_i}(t)$, которое можно представить на конечном интервале синтезирования РЛИ, равном T_c , в виде ряда

$$r_{H_i}(t) = R_{H_i} - Vt \cos \theta_{H_i} + \frac{V^2 t^2 \sin^2 \theta_{H_i}}{2R_{H_i}} + \dots, \quad (2)$$

где R_{H_i} – наклонная дальность до i -го объекта в начальный момент времени; θ_{H_i} – азимут i -го объекта в плоскости ДНА, содержащей наклонную дальность; V – скорость полета носителя БРК. Предполагается, что траектория полета прямолинейна, а скорость постоянна.

Подставив (2) в аргумент функции (1) и отбрасывая все составляющие выше квадратичной, получим, что фаза траекторного сигнала изменается по закону:

$$\varphi_{H_i}(t) = \frac{4\pi}{\lambda} Vt \cos \theta_{H_i} - \frac{2\pi V^2 t^2}{\lambda R_{H_i}} \sin^2 \theta_{H_i} + \varphi_{0i},$$

где $\varphi_{0i} = \varphi_{0i} - \frac{4\pi}{\lambda} R_{H_i}$ – начальная фаза.

При этом доплеровская частота принимает вид:

$$F_{DH_i}(t) = \frac{2V}{\lambda} \cos \theta_{H_i} - \frac{2V^2 \sin^2 \theta_{H_i}}{\lambda R_{H_i}} t. \quad (3)$$

Первый член выражения (3) определяет среднюю доплеровскую частоту, а второй член – постоянный линейный уход доплеровской частоты на интервале синтезирования РЛИ, приводящий к линейной частотной модуляции (ЛЧМ) траекторного сигнала.

В режиме ДОЛ интервал синтезирования ограничивают предельным временем

$$T_{ci} \leq \sqrt{\frac{\lambda R_{H_i}}{2V^2 \sin^2 \theta_{H_i}}}, \quad (4)$$

в течение которого уход доплеровской частоты не выходит за границы установленного частотного разрешения. В этом случае в выражении (3) учитывается только первый член, т.е. средняя доплеровская частота, однозначно определяемая азимутальным направлением

$$F_{дн_i}(\theta_{H_i}) = \frac{2V}{\lambda} \cos \theta_{H_i}. \quad (5)$$

Формирование РЛИ подвергается воздействию шумов. Принято считать [1], что в простейшем случае эти шумы близки к аддитивному гауссовскому белому шуму с нулевым математическим ожиданием. Следовательно, принятый траекторный сигнал от i -го точечного объекта представляет сумму вида:

$$x_i(t) = s_i(t) + p(t),$$

где $p(t)$ – комплексный гауссовский шум, действительная и мнимая составляющие которого распределены по нормальному закону, имеют нулевое математическое ожидание и равномерную спектральную плотность мощности по всей частотной оси.

Тогда оптимальный приемник траекторного сигнала для i -го точечного объекта принимает форму:

$$J(\theta_{H_i}, \tau_i) = \left| \int_{-\tau_c/2}^{\tau_c/2} x_i(t + \tau_i) h(t, \theta_{H_i}) dt \right|, \quad (6)$$

где $h(t, \theta_{H_i})$ – опорная функция, осуществляющая компенсацию доплеровской частоты сигнала и фокусировку изображения в направлении θ_{H_i} ; τ_i – задержка принимаемого траекторного сигнала относительно момента излучения зондирующих импульсов, определяемая расстоянием до объекта.

В режиме ДОЛ, с учетом (5), опорная функция представляет собой гармонический сигнал вида:

$$h(t, \theta_{H_i}) = w(t) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{\lambda} V t \cos \theta_{H_i} \right\}, \quad (7)$$

где $F_{д}(\theta_{H_i}) = \frac{2V}{\lambda} \cos \theta_{H_i}$ – доплеровская частота,

i -го точечного объекта; $w(t)$ – весовая функция.

Полное двумерное РЛИ в координатах «дальность-азимут» в общем случае может рассматриваться как матрица точечных объектов размерности $R \times L$, где R – число элементов дальности, а L – число азимутальных элементов. При этом каждый (j, i) -й, $j = \overline{1, R}$, $i = \overline{1, L}$, точечный объект несет в себе усредненную информацию о яркости соответствующего (j, i) -го элемента разрешения в координатах «дальность-азимут». Формирование РЛИ выполняется путем временного стробирования с заданной разрешающей способностью по дальности и, как правило, реализуется на высокой частоте дискретизации (до 10 МГц и выше) с использованием согласованной фильтрации ФКМ или ЛЧМ импульсов на ПЛИС. Поэтому вычислительные затраты, приходящиеся на сигнальный процессор в составе БВК,

определяются только межпериодной обработкой по алгоритму (6) для каждого i -го азимутального направления по всем строкам дальности. Однако, даже в этом случае, при работе в реальном времени (например, в сантиметровом диапазоне волн) на частоте повторения зондирующих импульсов в пределах 1 кГц, только число операций комплексного умножения-накопления для формирования матрицы РЛИ размерностью 512×512 составит более 250 миллионов операций в секунду. С увеличением частоты повторения зондирующих импульсов (режим ВЧП) для относительно близких расстояний, а также при использовании миллиметрового диапазона длин волн, требуемая вычислительная производительность возрастает в десятки раз.

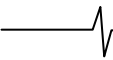
Проблема уменьшения вычислительных затрат и требуемых ресурсов процессора может быть решена одним из двух способов: уменьшением частоты повторения зондирующих импульсов или разработкой более эффективных в вычислительном отношении алгоритмов обработки траекторного сигнала. Ниже рассматриваются возможные способы и алгоритмы формирования РЛИ на основе многоскоростной обработки сигналов (МОС), отличающиеся пониженными требованиями к вычислительной производительности БВК.

Способы и алгоритмы формирования РЛИ на основе МОС

Необходимость разработки нескольких альтернативных способов и алгоритмов формирования РЛИ связана с «несовместимостью» и противоречивостью друг к другу основных требований, предъявляемых к процессу формирования и качеству изображений. Максимальная дальность обзора достигается путем уменьшения частоты повторения зондирующих импульсов, в то время как расширение зоны панорамного обзора по азимуту требует ее увеличения. Естественной противоречивостью характеризуется требование максимального разрешения и минимального времени формирования изображения. Восстановление зашумленного РЛИ – это дополнительные затраты времени и вычислительных ресурсов, связанные с некогерентным накоплением и фильтрацией изображения. Но в каком бы сочетании не были основные показатели качества формирования РЛИ, минимизация общих временных и вычислительных затрат – это всегда задача многокритериальной оптимизации.

В рамках настоящей статьи мы пока не ставим задачу оптимизации и ограничимся анализом ряда известных способов и алгоритмов формирования РЛИ в их различных сочетаниях с целью наиболее эффективной достижимости тех или иных показателей качества проектируемой системы.

Первая проблема, с которой сталкивается разработчик подобных информационных систем, связана с обеспечением заданной дальности обзора (до 200-300 км) при приеме траекторного сигнала, ширина полосы частот которого может многократно превышать допустимую максимальную частоту повторения зондирующих импульсов. Так, например, при работе в



сантиметровом диапазоне длин волн ($\lambda = 0,03$ м), для скорости прямолинейного полета $V = 200$ м/с, диапазон доплеровских частот траекторного сигнала лежит в границах от 7 кГц до 13,3 кГц при угловом обзоре по азимуту от $+60^\circ$ до 0° . В тоже время максимальная частота повторения зондирующего сигнала для дальности до 300 км не должна превышать 500 Гц. Решение данной проблемы достигается использованием пространственно-временной или пространственно-частотной селекции траекторного сигнала, а также их комбинации.

Пространственно-временная селекция предполагает последовательное сканирование узкополосной ДНА по углу места. Повышение частоты повторения зондирующих импульсов становится возможным, если применять временную селекцию коротких интервалов дальности, соответствующих текущему угловому положению ДНА. Недостаток способа – значительное затягивание процесса обзора земной поверхности вследствие длительного сканирования ДНА по углу места. Поэтому наиболее приемлемым является альтернативный способ – пространственно-частотная селекция, предполагающая секторный обзор (СО) по азимуту с использованием сканирующей узкополосной (до 2° и менее) ДНА. В этом случае, в зависимости от азимутального положения центра ДНА, ширина полосы частот принимаемого траекторного сигнала (при тех же исходных условиях) лежит в диапазоне от 400 Гц ($\theta_{H_k} = 60^\circ$) до 24 Гц ($\theta_{H_k} = 3^\circ$). Таким образом, при использовании двух квадратурных каналов и, соответственно, комплексном представлении траекторного сигнала, частота повторения зондирующих импульсов, равная 500 Гц, может обеспечить обзор до 300 км. Секторный обзор практически не имеет альтернативы при формировании РЛИ на больших расстояниях (более 200 км), так как только последовательная концентрация всей мощности передатчика на предельно узких направлениях может обеспечить необходимое соотношение сигнал/шум для удаленных точечных объектов. Естественно, за это приходится расплачиваться значительным увеличением общего времени обзора и формирования РЛИ.

Вместе с тем, для средних (от 40 км до 160 км) и особенно для близких расстояний (от 10 км до 40 км) крайне желательно уменьшение времени обзора при сохранении высокой угловой разрешающей способности. В этом режиме обзора с уменьшением расстояния может быть пропорционально увеличена частота повторения зондирующих импульсов и, как следствие, расширена ДНА от 2° до 32° (в зависимости от расстояния). Переход от чисто секторного к панорамному и секторно-панорамному обзору с кадровой обработкой траекторного сигнала – это путь к существенному уменьшению общего времени обзора земной поверхности и формированию РЛИ с заданной разрешающей способностью.

Вторая проблема, являющаяся следствием противоречивости требований максимальной разрешающей способности и минимального времени обзора, состоит в поиске способов и алгоритмов формирования РЛИ, обеспечивающих заданную разрешающую способность при минимальных временных и вычислительных затратах. Решение данной проблемы находится в прямой зависимости от используемого вида и режима обзора.

Секторный обзор в режиме ДОЛ

В режиме ДОЛ существенное ограничение угловой разрешающей способности по азимуту связано с уходом доплеровских частот (3). Однако, скорость ухода зависит от азимутального положения центра ДНА и от расстояния до точечного объекта. Поэтому, несмотря на сужение полосы частот траекторного сигнала с уменьшением азимутального положения ДНА θ_{H_k} , почти пропорционально уменьшается скорость ухода доплеровских частот, что позволяет пропорционально увеличить время синтезирования T_{c_k} и, соответственно, сохранить заданное угловое разрешение. Вся проблема – в отпущенном времени на формирование РЛИ и в выборе алгоритма обзора земной поверхности и обработки траекторного сигнала. С целью наглядной иллюстрации предлагаемых ниже способов и алгоритмов формирования РЛИ на основе МОС, рассмотрим конкретный пример.

Пусть заданы следующие диапазоны обзора: дальность от 80 км до 160 км (средняя дальность) и от 10 км до 20 км (ближняя дальность). Длина волны $\lambda = 0,03$ м, скорость прямолинейного полета $V = 200$ м/с, обзор секторный в диапазоне от -60° до $+60^\circ$ с шагом 2° (ширина ДНА – 2°). В таблице 1 представлены результаты расчета частотно-временных параметров системы ЦОС, выполняющей спектральную обработку траекторного сигнала в реальном времени, для каждого k -го положения центра ДНА в диапазоне дальностей от 80 км до 160 км.

Здесь: θ_{0k} – азимутальный центр ДНА в k -ом положении; $F_{D_{0k}}$ – средняя доплеровская частота; $F_{D_{min k}}$ и $F_{D_{max k}}$ – минимальное и соответственно максимальное значение доплеровской частоты; ΔF_{D_k} – ширина полосы доплеровских частот при k -ом положении ДНА; $T_{c_{оок}}$ и $T_{сф_k}$ – допустимое и фактическое время синтезирования РЛИ при однократном измерении по $N = 16$ и по $N = 64$ частотным каналам; ν_{max_k} – максимально допустимый коэффициент прореживания (децимации) выходного сигнала, отвечающий условию $\nu_{max_k} \leq F_{\Pi} / 2\Delta F_{D_k}$. Предполагается, что частота повторения зондирующего сигнала $F_{\Pi} = 800$ Гц (крайняя справа колонка относится к диапазону дальностей от 10 км до 20 км, когда частота повторения увеличивается в 8 раз).

Таблица 1

k	θ_{0k}^0	$F_{D_{0k}}, \text{Гц}$	$F_{D_{\min k}}, \text{Гц}$	$F_{D_{\max k}}, \text{Гц}$	$\Delta F_{D_k}, \text{Гц}$	$T_{c_{\text{допк}}}$	$T_{c\phi_k}$	$T_{c\phi_k}$	$V_{\max k}$	$V_{\max k}$
							$N = 16$	$N = 64$	СО	ПО
1	3	13315,06	13300,85	13325,21	24,36	2,48	0,667	2,67	16	133
2	5	13282,6	13260,29	1300,85	40,56	1,65	0,395	1,58	10	78
3	7	13233,95	13203,57	13260,29	56,72	1,24	0,28	1,12	7	56
4	9	13169,18	13130,77	13203,57	72,8	1,0	0,219	0,877	5	43
5	11	13088,36	13041,97	13130,77	88,8	0,832	0,18	0,719	4	36
6	13	12991,6	12937,28	13041,97	104,69	0,715	0,154	0,615	4	30
7	15	12879,01	12816,82	12937,28	120,45	0,628	0,133	0,533	3	26
8	17	12750,73	12680,75	12816,82	136,07	0,56	0,118	0,47	3	23
9	19	12606,91	12529,23	12680,75	151,52	0,531	0,105	0,421	2	21
10	21	12447,74	12362,45	12529,23	166,78	0,506	0,096	0,383	2	19
11	23	12273,4	12180,61	12362,45	181,85	0,462	0,088	0,352	2	17
12	25	12084,1	11983,92	12180,61	196,69	0,425	0,0812	0,325	2	16
13	27	11880,09	11772,63	11983,92	211,29	0,395	0,0758	0,303	2	15
14	29	11661,6	11547,01	11772,63	225,63	0,368	0,0708	0,283	1	14
15	31	11428,9	11307,31	11547,01	239,7	0,346	0,0667	0,267	1	13
16	33	11182,27	11053,83	11307,31	253,47	0,326	0,0632	0,253	1	12
17	35	10922,03	10786,89	11053,83	266,94	0,309	0,06	0,24	1	12
18	37	10648,47	10506,81	10786,89	280,08	0,294	0,0571	0,229	1	11
19	39	10361,95	10213,93	10506,81	292,88	0,281	0,0546	0,218	1	11
20	41	10062,79	9908,6	10213,93	305,33	0,269	0,0524	0,21	1	10
21	43	9751,38	9591,2	9908,6	317,4	0,258	0,0505	0,202	1	10
22	45	9428,09	9262,11	9591,2	329,09	0,249	0,0486	0,195	1	9
23	47	9093,31	8921,74	9262,11	340,37	0,24	0,047	0,188	1	9
24	49	8747,45	8570,5	8921,74	351,24	0,233	0,0456	0,182	1	9
25	51	8390,94	8208,82	8570,5	361,68	0,226	0,0442	0,177	1	8
26	53	8024,2	7837,14	8208,82	371,68	0,22	0,043	0,172	1	8
27	55	7647,69	7455,91	7837,14	381,23	0,214	0,042	0,168	1	8
28	57	7261,85	7065,59	7455,91	390,32	0,209	0,041	0,164	1	8
29	59	6867,17	6666,67	7065,59	398,92	0,204	0,04	0,16	1	8

Анализ расчетных данных, представленных в таблице 1, позволяет сделать следующие выводы:

1. С уменьшением азимутального направления центра ДНА от 59^0 до 3^0 ширина полосы доплеровских частот ΔF_{D_k} уменьшается с 400 Гц до 24 Гц, т.е. приблизительно в 16 раз, что позволяет уменьшить частоту дискретизации траекторного сигнала соответственно от 2 до 16 раз, используя цифровые полосовые фильтры-дециматоры [17].

2. Допустимый интервал синтезирования $T_{c_{\text{допк}}}$ пропорционально увеличивается с уменьшением азимутального направления центра ДНА от 0,2 с до 2,48 с, т.е. в 12,4 раза, что при определенном запасе в выборе разрешающей способности по частоте позволяет сохранить высокое азимутальное разрешение во всей полосе обзора от -60^0 до $+60^0$ (за исключением переднего участка от -2^0 до $+2^0$), однако требует значительного увеличения времени обзора.

3. Максимально допустимое число частотных (азимутальных) каналов в полосе траекторного сигнала (для диапазона от 80 км до 160 км) $N = 64$ практически не зависит от скорости носителя V , если с уменьшением (увеличением) скорости и пропорциональным сужением (расширением) полосы доплеровских частот

адаптивно увеличивать (уменьшать) время синтезирования.

4. Потенциально достижимая разрешающая способность по азимуту позволяет сформировать до 3840 азимутальных элементов в полосе обзора от -60^0 до $+60^0$, что значительно превышает число одновременно выводимых на экран индикатора элементов изображения в одной строке, а значит – требуется разработка алгоритма оперативного обзора с избирательной разрешающей способностью (желательно адаптивного).

5. В каждой k -й полосе частот траекторного сигнала (k -м положении ДНА) доплеровские частоты, для принятой модели в виде суммы точечных объектов, располагаются неравномерно, согласно (5). Вместе с тем, в узкой полосе частот этот уход от равномерности не значителен, и после понижения частоты дискретизации для разделения N частотных каналов и, при необходимости, добавления нулевых отсчетов, можно воспользоваться алгоритмом БПФ, что уменьшит требуемые вычислительные затраты.

Опираясь на сделанные выводы, предлагается следующий алгоритм секторного обзора в диапазоне от 80 км до 160 км, с одновременным выводом на экран до 480 азимутальных элементов (рис.1).

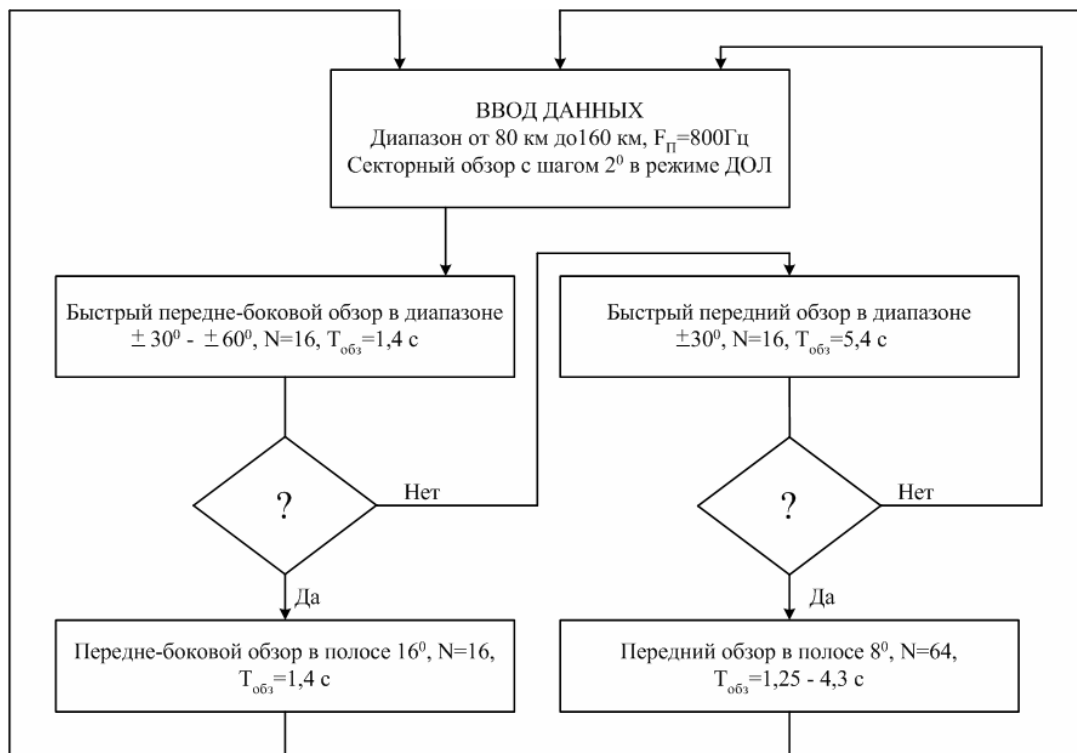


Рис. 1. Алгоритм секторного обзора для диапазона от 80 км до 160 км.

Алгоритм предполагает, что после ввода исходных данных выбирается режим быстрого передне-бокового обзора в диапазоне от $+30^\circ$ до $+60^\circ$ и от -30° до -60° . При числе частотных каналов в каждом азимутальном секторе шириной 2° , равном 16, выполняется однократное формирование РЛИ с линейной разрешающей способностью от 360 м до 180 м (в зависимости от дальности) за время обзора $T_{обз} = 1,4$ с. Если далее устройство принятия решения дает команду на продолжение передне-бокового обзора в выбранной азимутальной полосе шириной 16° с числом частотных каналов $N = 64$ на один сектор, то за время обзора от 1,4 с до 1,6 с формируется новое РЛИ с линейным разрешением от 80 м до 40 м. В противном случае выполняется переход к быстрому передне-боковому обзору в диапазоне $\pm 30^\circ$, исключая переднюю полосу $\pm 2^\circ$, из-за значительного увеличения требуемого времени синтезирования на этом участке. При числе частотных каналов $N = 16$ и соответствующей линейной разрешающей способности по азимуту время обзора $T_{обз} = 5,4$ с увеличивается более чем в 3 раза по отношению к быстрому передне-боковому обзору. Поэтому условный переход к переднему обзору с повышением азимутального разрешения в 4 раза целесообразно для более узких полос, в пределах 8° , исключая переднюю полосу в диапазоне $\pm 4^\circ$. Даже в этом случае максимальное время переднего обзора и формирования РЛИ превышает 4 с.

Произведем оценку требуемой вычислительной производительности БВК, обрабатывающего азимутальные частотные каналы в реальном времени на частоте повторения $F_{П} = 800$ Гц. Если для каждого сектора обзора число частотных каналов $N = 16$, то число операций комплексного умножения-накопления при использовании $N = 16$ параллельных корреляционных приемников (не зависимо от ширины полосы частот) составит $V(N) = N$. Если число элементов дальности $R = 480$, то общая вычислительная производительность, при $N = 16$, составит $V_{\Sigma} = RN F_{П} = 480 \times 16 \times 800 = 6,144$ млн. оп.\с (операций над комплексными данными), а при $N = 64 - V_{\Sigma} = 24,576$ млн.оп.\с. Это относительно невысокая производительность, поскольку обработка и формирование РЛИ ведутся на низкой частоте повторения в режиме последовательного секторного обзора. Вместе с тем, с увеличением времени синтезирования T_c пропорционально увеличивается размерность опорной функции $h_{j,i}(n)$ для каждого элемента разрешения по азимуту и по дальности, а, следовательно, многократно увеличивается память коэффициентов или требуются дополнительные вычислительные ресурсы для формирования множества опорных функций в реальном времени. Поэтому целесообразно ввести понижение частоты дискретизации (децимацию) траекторного сигнала с коэффициентом децимации ν , пропорциональным увеличению интервала синтезирования T_c . При этом структура цифрового приемника-анализатора спектра принимает вид, представленный на рис. 2.

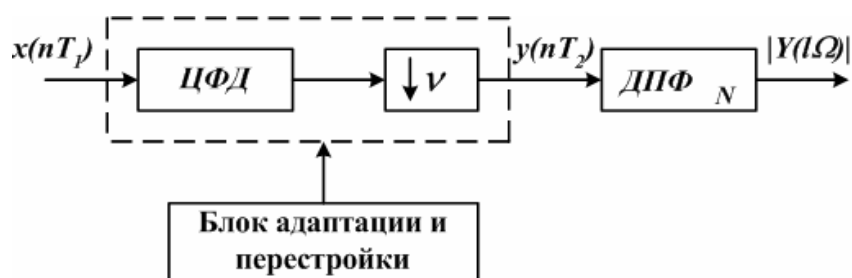


Рис. 2. Структура приемника узкополосного траекторного сигнала

Как показали результаты расчета (Таблица 1), коэффициент децимации V принимает значения от $V = 1$ в диапазоне углов от 59° до 29° , когда полоса частот траекторного сигнала лежит в диапазоне от 400 Гц до 225 Гц, и до $V = 16$ при переднем обзоре в диапазоне углов от 2° до 4° , когда полоса сужается до 24 Гц.

Отметим, что данная структура базируется на перестройке по центральной частоте и ширине полосы пропускания цифрового полосового фильтра-дециматора. Введение узкополосного фильтра предварительной обработки позволяет увеличить соотношение сигнал/шум на входе анализатора спектра, использующего ДПФ-преобразование, и понизить общие вычислительные затраты. Важной особенностью входного фильтра является его потенциальная адаптируемость не только к текущему азимутальному положению ДНА, но и ко всем изменениям узкой полосы частот траекторного сигнала, связанным с маневрированием носителя БРК и воздействием многочисленных факторов, неподдающихся прямому учету и адекватной коррекции на сравнительно длительных интервалах синтеза РЛИ при переднем обзоре.

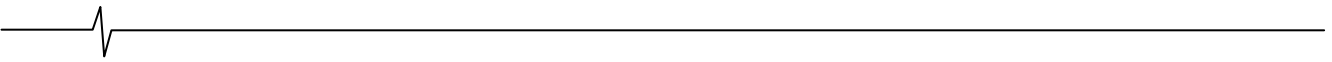
С уменьшением расстояния до объекта картографирования, например, в диапазоне дальностей от 10 км до 20 км, возможно пропорциональное увеличение частоты повторения зондирующего сигнала (для дальности до 20 км $F_{П\max} \leq 7,5$ кГц). Если увеличить частоту повторения пропорционально уменьшению расстояния, т.е. в 8 раз, при том же времени синтеза T_c (что позволит дополнительно увеличить соотношение сигнал/шум), то возрастут, по крайней мере в 8 раз, требования к вычислительной производительности БВК, реализующего N корреляционных приемников в каждом азимутальном секторе прямым способом. Поэтому использование структуры приемника на основе перестраиваемых ЦФД (рис. 2) является эффективным инструментом минимизации требуемых вычислительных затрат. Заметим, что при этом коэффициент децимации V лежит в пределах от 8 до 78 (см. таблицу 1), т.е. применение ЦФД необходимо для всех азимутальных положений ДНА. Как показывают расчеты, вследствие уменьшения максимально допустимого времени синтеза РЛИ в одном текущем секторе в $\sqrt{8}$ раз спектральное разрешение, при числе частотных каналов $N = 16$, превышает предельно возможное не более чем в 2 раза. Таким образом, дальнейшее повышение разрешающей способности по азимуту возможно только при переходе к режиму фокусируемого синтеза апертуры антенны, с учетом реальной траектории полета в координатах «дальность-азимут».

Панорамный обзор с покадровым формированием РЛИ

Как было отмечено выше, альтернативой медленному секторному обзору является быстрый панорамный обзор в максимально широком азимутальном секторе (до 32°). Поскольку расширение ДНА приводит к пропорциональному увеличению ширины полосы доплеровских частот траекторного сигнала, то подобный способ обзора и формирования РЛИ фактически возможен только на ближних расстояниях. Поэтому иллюстрацию эффективности переднего панорамного обзора с применением многоскоростной обработки траекторного сигнала рассмотрим на примере формирования РЛИ на ближнем расстоянии, от 10 км до 20 км. Предполагается, что азимутальный обзор выполняется в диапазоне от -30° до -2° и от $+30^\circ$ до $+2^\circ$, поочередно. Число азимутальных элементов $L = 480$, частота повторения зондирующих импульсов $F_{П} = 6400$ Гц. Общее время формирования РЛИ в этом режиме обзора фактически определяется самой «медленной» частотной составляющей траекторного сигнала, приходящей под углом 2° , и составляет $T_{c\max} = 0,667$ с., т.е. почти на порядок меньше по отношению к секторному обзору.

Полоса доплеровских частот траекторного сигнала шириной $\Delta F_{Д} = 1778$ Гц лежит в диапазоне от $F_{Д\min} = 11,547$ кГц до $F_{Д\max} = 13,325$ кГц. При использовании частоты повторения зондирующих импульсов $F_{П} = 6400$ Гц происходит трансформация спектра комплексного траекторного сигнала в полосу от 0 до 6400 Гц таким образом, что его центральная частота принимает значение $F'_{Д0} = 6036$ Гц (см. рис. 3). Для упрощения процедуры синтеза набора цифровых фильтров-дециматоров, выполняющих предварительную селекцию отдельных частотных полос траекторного сигнала (аналогичную пространственно-частотной селекцию при СО), целесообразно использовать дополнительную трансформацию спектра частот в окрестность центральной частоты $F''_{Д0} = 2036$ Гц, как показано на рис.3, т.е. в полосу от 1111 Гц до 2889 Гц.

Далее предлагается синтезировать набор цифровых полосовых фильтров-дециматоров с функциями передачи $H_k(f)$, каждый из которых выделяет полосу доплеровских частот, эквивалентную полосе частот, определяемой соответствующим азимутальным положением ДНА шириной 2° при секторном обзоре. Для диапазона обзора от 30° до 2° таких фильтров $M = 14$. Расположение и параметры соответствующих спектральных полос в диапазоне частот от 1111 Гц до 2889 Гц, разделяемых M фильтрами-дециматорами, показаны на рис.3.



Весь частотный диапазон траекторного сигнала предлагается разбить на 3 поддиапазона: поддиапазон 1 – от 1111 Гц до 2378 Гц, включающий 7 фильтров с коэффициентом децимации $V = 14$; поддиапазон 2 – от 2378 Гц до 2765 Гц, включающий 4 фильтра с коэффициентом децимации $V = 25$; поддиапазон 3 – от 2765 Гц

до 2889 Гц, включающий 3 фильтра с коэффициентом децимации $V = 50$. При этом общая структура набора ЦФД принимает древовидный вид, представленный на рис.4. Предполагается, что далее в каждой полосе выполняется обычный спектральный анализ с числом частотных каналов $N = 16$.

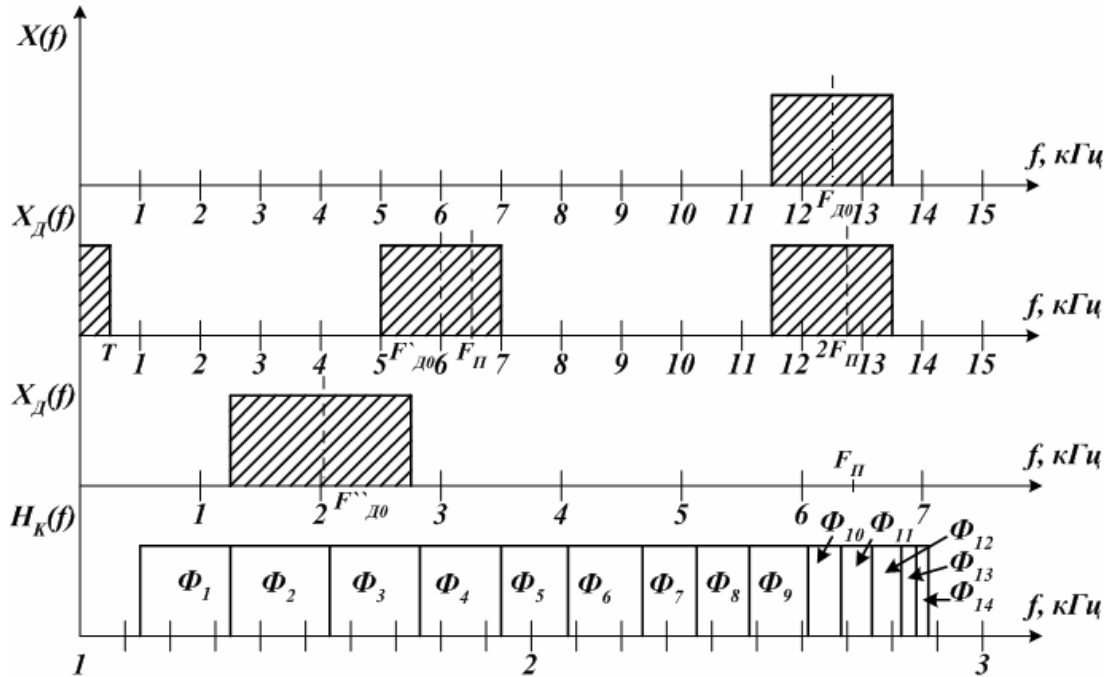


Рис. 3. Трансформация частотного спектра траекторного сигнала

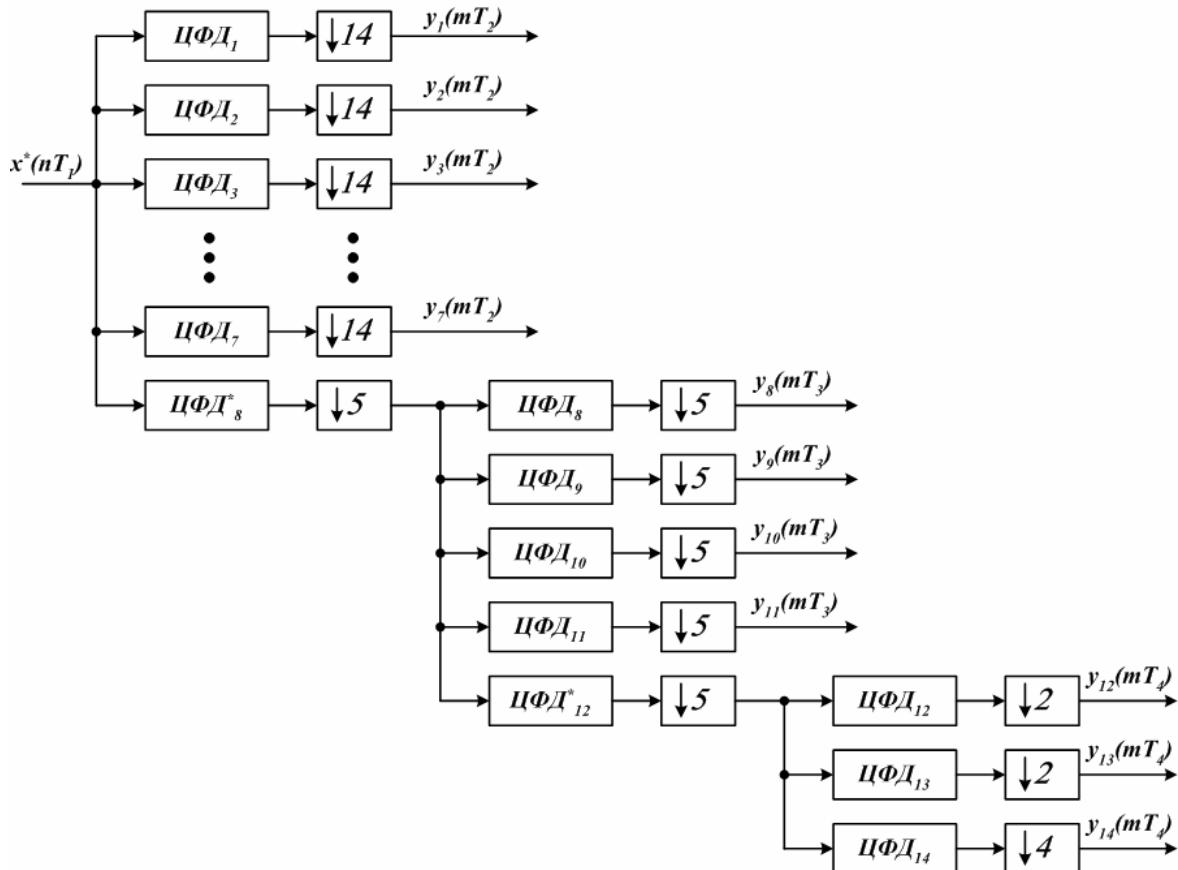


Рис. 4. Структурная схема цифрового приемника траекторного сигнала

Отметим, что при одновременном формировании РЛИ в каждой азимутальной полосе полосовая фильтрация с понижением частоты дискретизации и вычислением амплитудного спектра производится только на заданном допустимом интервале синтезирования. После чего фильтры последовательно отключаются. Вместе с тем, если учесть линейный уход средней доплеровской частоты за интервал первичного синтезирования и перестроить полосовые фильтры по центральной частоте соответствующим образом, то можно реализовать некогерентное накопление кадров изображения на азимутальных направлениях, попадающих в первый и второй поддиапазоны частот, от 1111 Гц до 2765 Гц, т.е. на направлениях от 30° до 10° .

Произведем оценку требуемых вычислительных ресурсов на формирование РЛИ размерностью 480×224 элементов в диапазоне от 30° до 2° ($R = 480$, $L = 224$). Если использовать набор корреляционных приемников, включающих 480×224 умножителей-накопителей комплексных данных, то при работе в реальном времени на частоте повторения $F_n = 6400$ Гц потребуется $V_\Sigma = RLF_n = 480 \times 224 \times 6400 = 688$ млн.оп.с (комплексного умножения-накопления). Принимая во внимание, что архитектура сигнального процессора оптимизирована на использование не более двух-четырех одновременно работающих умножителей-накопителей действительных чисел, и, следовательно, в качестве регистров-аккумуляторов придется использовать ячейки памяти данных, общие временные затраты (с учетом внутренних и внешних пересылок) многократно увеличиваются. Можно воспользоваться блочной обработкой траекторного сигнала, накопив его предварительно в буферной памяти на всем интервале синтезирования, и даже применить алгоритм БПФ для определенных поддиапазонов в его полосе частот. Однако, блочная обработка – это большие задержки в получении конечной информации (накопление-обработка-отображение), дополнительные ресурсы памяти, а главное – предположение о равномерном распределении частот при использовании БПФ не отвечает реальной модели траекторного сигнала.

Предложенная на рис. 4 структура цифрового приемного устройства на основе многоскоростной обработки сигналов лишена многих недостатков, свойственных обычному подходу, ориентированному на применение алгоритма БПФ. Во-первых, она отличается «адаптируемостью» к изменению спектральной структуры траекторного сигнала в зависимости от азимутального направления ДНА. Во-вторых, многократно уменьшается размерность последующего ДПФ-преобразования или корреляционного приема (согласованного фильтра) для каждой полосы частот, а, следовательно, уменьшается память данных и коэффициентов, время обработки и уровень собственных шумов. Появляется возможность эффективного разделения частот в каждой узкой полосе с использованием параметрических методов спектрального анализа [21]. В третьих, предварительная узкополосная фильтрация – это повышение помехоустойчивости системы, что особенно важно при использовании методов спектрального оценивания, альтернативных ДПФ, отличающихся повышенной разрешающей способностью, но крайне чувствительных к воздействию шумов. И, наконец, одно из главных достоинств –

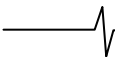
существенное уменьшение требуемых вычислительных затрат. Проведенная оценка требуемых вычислительных ресурсов на реализацию предложенного многоканального приемника (рис.4) с последующим ДПФ-преобразованием размерностью $N = 16$ в каждой полосе частот дала следующие результаты. Суммарные вычислительные затраты на реализацию всего набора цифровых фильтров-дециматоров для 480 элементов дальности составят $V_\Sigma^d = 400$ млн.оп.с, а последующий спектральный анализ по всем 224 азимутальным элементам и 480 элементам дальности потребует всего $V_\Sigma^{ДПФ} = 35$ млн.оп.с (комплексного умножения-накопления).

Отметим, что несмотря на кажущуюся соизмеримость требуемых вычислительных затрат с обычной реализацией на основе прямого корреляционного приема (без предварительной обработки) 400 млн.оп.с на построение набора полосовых ЦФД – это операции умножения-накопления действительных чисел. При этом каждый фильтр-дециматор реализуется независимо друг от друга по алгоритму обычной прямой свертки на двух аккумуляторах, что не требует многочисленных обращений к памяти данных и тем самым значительно увеличивает фактическую вычислительную производительность БВК. Кроме того, возможно дополнительное снижение требуемых вычислительных затрат, если воспользоваться оптимальной структурой набора полосовых ЦФД, методику расчета которых можно найти в [17].

Моделирование процесса формирования РЛИ в режиме ДОЛ

С целью проверки работоспособности и анализа потенциальной эффективности рассмотренных способов и алгоритмов было проведено моделирование процесса обработки траекторного сигнала и формирования РЛИ по информации, полученной в оптическом диапазоне.

Исходным является прямоугольный кадр оптического изображения, преобразованный в цифровую форму размерностью 480 элементов дальности на 656 азимутальных элементов с фиксированной величиной элемента разрешения по углу и по дальности. Предполагается, что каждый пиксел оптического изображения несет информацию о (j, i) -м точечном объекте в форме траекторного сигнала $s_{j,i}(t)$, модулируемого в соответствии с (1). В зависимости от пространственного положения (j, i) -го точечного объекта периодической последовательности радиоимпульсов $s_{j,i}(t)$ ставится в соответствие своя доплеровская частота и задержка, а амплитуда определяется яркостью его оптического эквивалента. Таким образом, если удастся с помощью частотно-временной обработки суммарного траекторного сигнала обеспечить разделение всего множества точечных объектов (j, i) , $j = \overline{1, 480}$, $i = \overline{1, 656}$, в координатах «дальность-азимут», то восстановление оптического изображения будет полным. В то же время, любая погрешность в обработке или недостаточная разрешающая способность, а также воздействие шумов и помех приведут к искажениям исходного изображения. Это может служить критерием оценки эффективности используемых алгоритмов формирования РЛИ, применение которых исследуется на многоуровневых по яркости оптических изображениях.

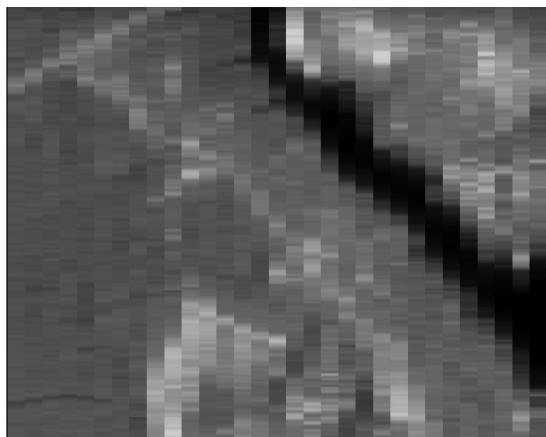


Данный подход не претендует на адекватность моделирования реальных данных, что должно подтверждаться экспериментальными исследованиями с учетом всех факторов, влияющих на формирование траекторного сигнала и его последующую обработку. С тем, чтобы придать исходному оптическому изображению некую «окраску» подобия РЛИ, можно выполнить его модификацию, аналогично [5], принимающую во внимание ЭПР конкретных объектов

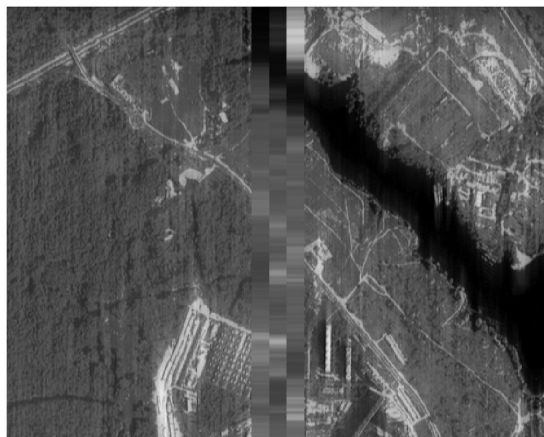
[2]. Это упростит задачу выделения ярких объектов (корабли, автомобили, БМП) на фоне рассеивающих поверхностей (море, реки, степь), но палитра изображения будет мало насыщенной, а качество восприятия значительно уступающее оптическому. На представленном ниже исходном оптическом изображении (рис. 5, а) такой модификации подвергалась только водная поверхность, что позволило более четко выделить находящиеся на ней объекты.



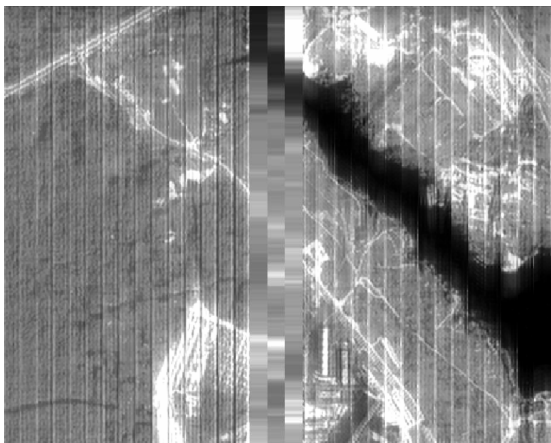
а



б



в



г



д

Рис. 5. Результаты моделирования процесса формирования РЛИ в режимах РЛ (б) и ДОЛ (в-д)

Результаты моделирования представлены на рис. 5, б – 5, д. Рис. 5, б отражает крайне низкую разрешающую способность по азимуту в режиме РЛ, реализуемого путем сканирования ДНА шириной 2° в диапазоне углов $\pm 30^\circ$. Несмотря на высокое разрешение по дальности, достаточное для разделения всех 480 элементов, которое достигается использованием коротких ФКМ-импульсов и последующей согласованной фильтрацией при приеме траекторного сигнала, полученное в результате формирования РЛИ является отдаленной копией исходного изображения.

Переход в режим ДОЛ с использованием $N = 16$ частотных каналов на каждый последовательно формируемый по азимуту сектор (парциальный кадр) дает близкое приближение к исходному изображению, за исключением узкого участка переднего обзора в диапазоне углов $\pm 2^\circ$ (рис. 5, в). Для оценки амплитудного спектра выполнялось условие точного совпадения доплеровской частоты реального траекторного сигнала от i -го точечного объекта и частоты соответствующей опорной функции (6) корреляционного приемника. При их несовпадении, например, когда используется обычное ДПФ-преобразование на равномерной сетке частот, имеют место колебания яркости относительно истинного значения и плохая «стыковка» парциальных кадров друг с другом (рис. 5, г). Рис. 5, д показывает достижимое высокое качество формирования РЛИ в режиме ДОЛ при передне-боковом обзоре, путем разворота носителя БРК от прямого направления на зону картографирования земной поверхности.

Заключение

Проведенный анализ известных и предложенных способов и алгоритмов формирования РЛИ в режиме ДОЛ на основе многоскоростной фильтрации позволил сделать общий вывод об их вычислительной эффективности, в первую очередь, при использовании панорамного обзора с покадровой обработкой траекторного сигнала. Многоскоростная предварительная обработка в сочетании с элементами адаптации полосовых цифровых фильтров-дециматоров – это способ значительного уменьшения вычислительных и аппаратных затрат, повышения разрешающей способности и помехоустойчивости алгоритмов спектрального анализа и, как следствие, качества изображения, обеспечения гибкости и оперативности всей системы формирования РЛИ.

Вместе с тем, многие вопросы, относящиеся к синтезу оптимальных алгоритмов на основе многоскоростной и адаптивной обработки траекторного сигнала с целью максимально достижимого повышения качества формируемого РЛИ в условиях реальных ограничений на выделенные ресурсы, время синтезирования, отклонений от принятых моделей и воздействия шумов и помех, остались за рамками настоящего обсуждения проблемы, что станет предметом дальнейших исследований в данной области.

Литература

1. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны \ В.Н. Антипов, В.Т. Горяинов, А.Н. Кулин и др.; Под ред. В.Т. Горяинова. – М.: Радио и связь, 1988 – 304 с.

2. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Учебное пособие \ Под ре. Г.С. Кондратенкова. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.
3. Антипов В.Н., Ильчук А.Р., Фролов А.Ю. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой в комплексах управления самолетом и его оружием \ Радиотехника, 2005, № 6.
4. Белый Ю.И., Таганцев В.А. Радиолокационный прицельный комплекс Н001: модернизация продолжается \ Радиотехника, 2005, № 2.
5. Матвеев А.М. Построение модели и предобработка изображений подстилающей поверхности для радиолокационных систем с ДОЛ на основе информации, получаемой о поверхности в оптическом диапазоне \
6. Величкин А.И., Карпов О.А., Таланцев В.В., Толстов Е.Ф. Повышение разрешающей способности авиационной РЛС при наблюдении вперед \ Радиотехника, 1998, № 12.
7. Орлов М.С. Обработка сигнала в самолетных РЛС с синтезированием при переднем обзоре \ Радиотехника, 1995, № 3.
8. Орлов М.С., Рагозина И.А. Анализ влияния угла места на характеристики РСА при переднебоковом обзоре \ Радиотехника, 1997, № 8.
9. Орлов М.С. Использование метода синтезирования апертуры антенны в авиационных радиолокационных станциях при переднем обзоре \ Радиотехника, 2002, № 12.
10. Козаев А.А., Колтышев Е.Е., Фролов А.Ю., Янковский В.Т. Алгоритм доплеровского измерения скорости в РЛС с синтезированной апертурой \ Радиотехника, 2005, № 6.
11. Антипов В.Н., Сусяков Д.Ю. Картографирование и обнаружение наземных движущихся целей \ Радиотехника, 2005, № 6.
12. Колодько Г.Н., Шершнева Е.Д., Гераскин В. Бортовые РЛС для полетов на малых и предельно малых высотах \ Военный парад, 2003, № 3.
13. Зеленюк Ю.И., Колодько Г.Н., Шершнева Е.Д. РЛС для полетов на малых высотах \ Аэрокосмический курьер, 2004, № 3.
14. Мистюков В.Г. Модуль цифровой обработки сигналов XDSP-5MC компании Scan Engineering Telecom \ Цифровая обработка сигналов, 2004, № 1, с. 49-56.
15. Андреев Н.А., Рыбаков В.Ю., Марочкин М.В. Модуль цифровой обработки радиолокационных сигналов МОС 1С000 \ Цифровая обработка сигналов, 2004, № 3, с. 47-50.
16. Андреев Н.А., Марочкин М.В., Рыбаков В.Ю., Модуль цифровой обработки радиолокационных сигналов МОС 3С0001 \ Цифровая обработка сигналов, 2005, № 3, с. 45-48.
17. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. М.: Радио и связь, 1993, 240 с.
18. Витязев В.В. Оптимальное проектирование многоступенчатых структур цифровых фильтров на сигнальных процессорах \ Электросвязь, 1992, № 4, с. 23-27.
19. Витязев В.В., Зайцев А.А. Оптимальное проектирование многоступенчатых структур фильтров-дециматоров на сигнальных процессорах \ Цифровая обработка сигналов, 2001, № 2, с.2-9.
20. Витязев В.В., Зайцев А.А. Основы многоскоростной обработки сигналов: Учебное пособие, ч.1. Рязан. Гос. Радитехн. Акад., Рязань, 2005, 124 с.
21. Марпл.-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ., М.: Мир, 1990, 584 с.

ДВЕ ФОРМЫ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ПОЛОСОВЫХ И РЕЖЕКТОРНЫХ РЕКУРСИВНЫХ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ КАСКАДНОЙ СТРУКТУРЫ

Гадзиковский В.И.

Проектирование рекурсивных ЦФ обычно осуществляется по аналоговым нормированным ФНЧ-прототипам [2, 3]. Процедура проектирования состоит из трёх этапов (рис. 1).

Первый этап — синтез аналогового нормированного ФНЧ-прототипа. В результате его выполнения получают передаточную функцию $H(s)$. Нормирование заключается в том, что используется «безразмерная» частота $\Omega = f/f_{\Pi}$, где f_{Π} — верхняя граничная частота полосы пропускания (при $f=f_{\Pi}$ частота среза полосы пропускания $\Omega_{\Pi} = 1$). Для синтеза необходимо задать максимально допустимое затухание (или неравномерность АЧХ) в полосе пропускания a_{Π} , минимальное достаточное затухание в полосе задерживания a_3 и нижнюю граничную частоту полосы задерживания Ω_3 . На практике обычно используют ФНЧ прототипы с характеристиками Баттворта, Чебышева 1, Чебышева 2 и эллиптические (Кауэра). Методики синтеза этих ФНЧ-прототипов описаны в [2, 3]. Передаточная функция $H(s)$ может быть представлена

Рассматривается представление ЦФ полосового и режекторного типов каскадной структуры, элементарные блоки которых имеют либо четвёртый, либо второй порядки. Проводится расчёт дисперсии собственных шумов квантования.

в различных формах: дробно-рациональной, нуль-полюсной, в виде суммы простых дробей, в каскадной и др.

Второй этап — денормирование частоты в аналоговой области. В результате получают передаточную функцию $H(p)$ аналогового фильтра, частоты среза которого соответствуют заданным. Операция денормирования соответствует отображению комплексной S -плоскости в комплексную P -плоскость. При этом используется следующая замена аргумента:

$$H(p) = H(s)|_{s=\xi(p)} \quad (1)$$

Выражения для функций $s = \xi(p)$ сведены в табл. 1.

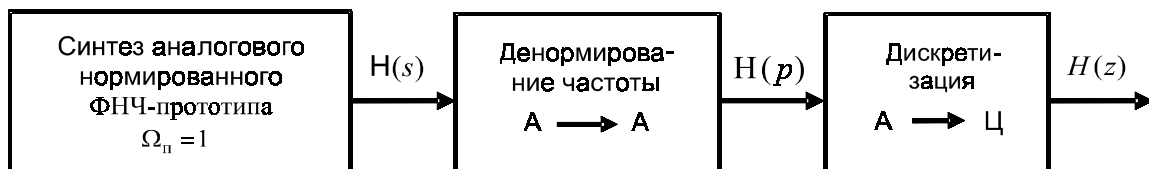


Рис. 1. Этапы проектирования рекурсивных ЦФ

Таблица 1

Тип аналогового фильтра	Формула замены оператора $s = \xi(p)$
ФНЧ	$s = p/\omega_{\Pi}$
ФВЧ	$s = \omega_{\Pi}/p$
Полосовой фильтр (ПФ)	$s = (p^2 + \omega_0^2)/(\Delta\omega p)$
Режекторный фильтр (РФ)	$s = (\Delta\omega p)/(p^2 + \omega_0^2)$
Примечание: $\omega_{\Pi} = 2\pi f_{\Pi}$ — частота среза; $\omega_0 = 2\pi f_0$ — центральная частота; $\Delta\omega = \omega_{\Pi 2} - \omega_{\Pi 1} = 2\pi \Delta f$ - ширина полосы пропускания	

В результате денормирования частоты по формулам $s = \xi(p)$ табл.1 из передаточной функции дробно-рационального вида $H(s)$ получается передаточная функция $H(p)$ также дробно-рационального вида. Порядок N передаточной функции $H(p)$ равен порядку n передаточной функции $H(s)$ ФНЧ-прототипа при переходе к ФНЧ или к ФВЧ и удвоенному порядку $2n$ функции $H(s)$ при переходе к полосовому или к режекторному фильтрам.

Третий этап — дискретизация, в результате выполнения которого получают передаточную функцию ЦФ $H(z)$. Операция дискретизации соответствует отображению комплексной P -плоскости в комплексную Z -плоскость. При этом мнимая ось P -плоскости должна отображаться в единичную окружность Z -плоскости, а левая полуплоскость P -плоскости — во внутреннюю часть круга единичного радиуса Z -плоскости. Выполнение этих требований гарантирует сохранение селективных свойств и устойчивости фильтра при дискретизации. При этом

$$H(z) = H(p) \Big|_{p=\eta(z)} \tag{2}$$

Наиболее часто при дискретизации используют билинейное преобразование:

$$p = \eta(z) = \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} = 2f_d \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}, \tag{3}$$

где $f_d = 1/T$ — частота дискретизации.

Однако при билинейном преобразовании происходит деформация частотной шкалы, описываемая выражением

$$\omega_a = 2f_d \operatorname{tg}(\omega_{\Pi} T / 2), \tag{4}$$

где ω_a — «аналоговая», а ω_{Π} — «цифровая» частота. Эта деформация должна учитываться на этапе синтеза ФНЧ-прототипа при задании частоты Ω_3 .

Возможно также объединение этапов денормирования и дискретизации:

$$H(z) = H(s) \Big|_{s=\xi(\eta(z))=\varphi(z)} \tag{5}$$

При этом получается двухэтапная процедура синтеза. Если используется для дискретизации билинейное преобразование, то процедура (5) называется обобщённым билинейным преобразованием [4]. Формулы $s = \varphi(z)$ обобщённого билинейного преобразования приведены в табл.2.

Таблица 2

Тип цифрового фильтра	Формула замены оператора $s = \varphi(z)$
ФНЧ	$s = g \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$, где $g = \operatorname{ctg}(\pi W_{\Pi})$
ФВЧ	$s = g \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}$, где $g = \operatorname{tg}(\pi W_{\Pi})$
Полосовой фильтр (ПФ)	$s = g \frac{1-2\zeta z^{-1} + z^{-2}}{1-z^{-2}}$, где $g = \operatorname{ctg}[\pi(W_{\Pi 2} - W_{\Pi 1})]$; $\zeta = \frac{\cos[\pi(W_{\Pi 2} + W_{\Pi 1})]}{\cos[\pi(W_{\Pi 2} - W_{\Pi 1})]}$
Режекторный фильтр (РФ)	$s = g \frac{1-z^{-2}}{1-2\zeta z^{-1} + z^{-2}}$, где $g = \operatorname{tg}[\pi(W_{\Pi 2} - W_{\Pi 1})]$; $\zeta = \frac{\cos[\pi(W_{\Pi 2} + W_{\Pi 1})]}{\cos[\pi(W_{\Pi 2} - W_{\Pi 1})]}$
Примечание: g и α — параметры преобразования, определяемые нормированными граничными частотами полос пропускания ЦФ: $W_{\Pi} = f_{\Pi} / f_d$	

Описанные в [2, 3] методы синтеза передаточных функций аналоговых нормированных ФНЧ-прототипов Баттерворта, Чебышева и эллиптических, позволяют представить $H(s)$ в обобщённой форме, соответствующей каскадной форме реализации в виде соединения блоков первого и второго порядка:

$$H(s) = \frac{K_0}{F s + Q} \prod_{k=1}^r \frac{C s^2 + A_{0k}}{s^2 + B_{1k} s + B_{0k}}, \tag{6}$$

где коэффициенты F, Q, C, A_{0k} ($k = \overline{1, r}$) для различных типов аналоговых нормированных ФНЧ-прототипов определяются согласно табл.3.

Таблица 3

Коэффициент в (6)	Порядок фильтра n	Тип аналогового нормированного ФНЧ-прототипа			
		Баттерворта	Чебышева типа 1	Чебышева типа 2	эллиптический
F	нечётн.	1	1	1	1
	чётн.	0	0	0	0
Q	нечётн.	1	σ	σ	σ
	чётн.	1	1	1	1
C	нечётн.	0	0	1	1
	чётн.	0	0	1	1
A_{0k}	нечётн.	1	1	A_{0k}	A_{0k}
	чётн.	1	1	A_{0k}	A_{0k}

Примечание: $k = \overline{1, r}$

Применение подстановок $s = \varphi(z)$ из табл.2 к выражению (6) приводит к передаточным функциям ЦФ:

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1}}{1 + b_1 z^{-1}} \prod_{k=1}^r \frac{a_{0k} + a_{1k} z^{-1} + a_{2k} z^{-2}}{1 + b_{1k} z^{-1} + b_{2k} z^{-2}} \quad (7)$$

при синтезе фильтров нижних и верхних частот и

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \times \quad (8)$$

$$\prod_{k=1}^r \frac{a_{0k} + a_{1k} z^{-1} + a_{2k} z^{-2} + a_{3k} z^{-3} + a_{4k} z^{-4}}{1 + b_{1k} z^{-1} + b_{2k} z^{-2} + b_{3k} z^{-3} + b_{4k} z^{-4}}$$

при синтезе полосовых и режекторных фильтров.

Каждый блок четвертого порядка в (8) можно представить каскадным соединением двух блоков второго порядка. Тогда передаточная функция полосовых и режекторных фильтров может быть представлена в виде

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \times \quad (9)$$

$$\prod_{k=1}^r \frac{a_{0k} + a_{1k} z^{-1} + a_{2k} z^{-2}}{1 + b_{1k} z^{-1} + b_{2k} z^{-2}} \times \frac{\bar{a}_{0k} + \bar{a}_{1k} z^{-1} + \bar{a}_{2k} z^{-2}}{1 + \bar{b}_{1k} z^{-1} + \bar{b}_{2k} z^{-2}}$$

Переход от формы представления передаточной функции ЦФ (8) к форме (9) требует определения полюсов и нулей передаточных функций блоков четвертого порядка с целью разбиения каждого из них на два блока второго порядка. Для того чтобы избежать процедуры нахождения корней полиномов четвертого порядка, используем следующий приём.

Передаточную функцию $H(s)$ аналогового нормированного ФНЧ-прототипа (6) представим в нуль-полюсной форме

$$H(s) = \left\{ \begin{array}{l} \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \prod_{k=1}^r \frac{\bar{\Gamma}_k (1 - z^{-2})}{(1 - z_{pk}^{(1)} z^{-1})(1 - z_{pk}^{(3)} z^{-1})} \frac{\bar{\Gamma}_k (1 - z^{-2})}{(1 - z_{pk}^{(2)} z^{-1})(1 - z_{pk}^{(4)} z^{-1})}; \\ \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \prod_{k=1}^r \frac{\bar{K}_k (1 - z_{0k}^{(1)} z^{-1})(1 - z_{0k}^{(3)} z^{-1})}{(1 - z_{pk}^{(1)} z^{-1})(1 - z_{pk}^{(3)} z^{-1})} \frac{\bar{K}_k (1 - z_{0k}^{(2)} z^{-1})(1 - z_{0k}^{(4)} z^{-1})}{(1 - z_{pk}^{(2)} z^{-1})(1 - z_{pk}^{(4)} z^{-1})}, \end{array} \right. \quad (11)$$

$$H(s) = \left\{ \begin{array}{l} \frac{K_0}{Fs + Q} \prod_{k=1}^r \frac{1}{(s - s_{pk})(s - s_{pk}^*)}, \\ \text{для фильтра, не имеющего нулей;} \\ \frac{K_0}{Fs + Q} \prod_{k=1}^r \frac{(s - s_{0k})(s - s_{0k}^*)}{(s - s_{pk})(s - s_{pk}^*)}, \\ \text{для фильтра, имеющего нули,} \end{array} \right. \quad (10)$$

где комплексно-сопряжённые полюсы s_{pk} , s_{pk}^* и нули (если они имеются) s_{0k} , s_{0k}^* ($k = \overline{1, r}$) передаточной функции $H(s)$ определяются либо непосредственно в процессе синтеза ФНЧ-прототипа, либо вычисляются исходя из выражения (6).

После подстановки в выражение (10) формул замены оператора из табл.2

$s = g(1 - 2\zeta z^{-1} + z^{-2}) / (1 - z^{-2})$ полосового ЦФ и $s = g(1 - z^{-2}) / (1 - 2\zeta z^{-1} + z^{-2})$ режекторного ЦФ и избавления от «многоэтажности» дробей, каждый бином в (10) превращается в квадратный трёхчлен комплексной переменной Z , корни которых легко вычислить. Численные расчёты, проведённые с использованием системы компьютерной математики Mathcad, показали, что комплексно-сопряжёнными являются полюсы $z_{pk}^{(1)}$ и $z_{pk}^{(3)}$, $z_{pk}^{(2)}$ и $z_{pk}^{(4)}$, а также нули $z_{0k}^{(1)}$ и $z_{0k}^{(3)}$, $z_{0k}^{(2)}$ и $z_{0k}^{(4)}$ ($k = \overline{1, r}$) передаточной функции фильтра $H(z)$, т.е. $z_{pk}^{(3)} = z_{pk}^{(1)*}$; $z_{pk}^{(4)} = z_{pk}^{(2)*}$; $z_{0k}^{(3)} = z_{0k}^{(1)*}$; $z_{0k}^{(4)} = z_{0k}^{(2)*}$ ($k = \overline{1, r}$).

Для получения блоков второго порядка, передаточные функции которых имеют вещественные коэффициенты, комплексно-сопряжённые полюсы (и нули, если они имеются) следует сгруппировать попарно. В результате передаточная функция полосового фильтра будет представлена в виде

а режекторного фильтра в виде

$$H(z) = \begin{cases} \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \prod_{k=1}^r \frac{\bar{\Gamma}_k (1 - 2\alpha_k z^{-1} + z^{-2})}{(1 - z_{pk}^{(1)} z^{-1})(1 - z_{pk}^{(3)} z^{-1})} \frac{\bar{\Gamma}_k (1 - 2\alpha_k z^{-1} + z^{-2})}{(1 - z_{pk}^{(2)} z^{-1})(1 - z_{pk}^{(4)} z^{-1})}; \\ \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \prod_{k=1}^r \frac{\bar{K}_k (1 - z_{0k}^{(1)} z^{-1})(1 - z_{0k}^{(3)} z^{-1})}{(1 - z_{pk}^{(1)} z^{-1})(1 - z_{pk}^{(3)} z^{-1})} \frac{\bar{K}_k (1 - z_{0k}^{(2)} z^{-1})(1 - z_{0k}^{(4)} z^{-1})}{(1 - z_{pk}^{(2)} z^{-1})(1 - z_{pk}^{(4)} z^{-1})}, \end{cases} \quad (12)$$

где первые выражения в правых частях (11) и (12) соответствует случаю отсутствия, а вторые — случаю наличия нулей передаточной функции ФНЧ-прототипа $H(s)$.

После перемножения соответствующих биномов в знаменателях (11) и (12) $(1 - z_{pk}^{(1)} z^{-1})(1 - z_{pk}^{(3)} z^{-1})$ и $(1 - z_{pk}^{(2)} z^{-1})(1 - z_{pk}^{(4)} z^{-1})$, а также биномов в числителях (если они имеются) $(1 - z_{0k}^{(1)} z^{-1})(1 - z_{0k}^{(3)} z^{-1})$ и $(1 - z_{0k}^{(2)} z^{-1})(1 - z_{0k}^{(4)} z^{-1})$, получим передаточные функции полосового и режекторного фильтров в форме (9), соответствующей каскадному соединению блоков второго порядка с вещественными коэффициентами. Формулы для вычисления коэффициентов a_0, a_1, a_2, b_1, b_2 , а также $a_{0k}, a_{1k}, a_{2k}, b_{1k}, b_{2k}, \bar{a}_{0k}, \bar{a}_{1k}, \bar{a}_{2k}, \bar{b}_{1k}, \bar{b}_{2k}$ ($k = \overline{1, r}$)

выражаются через параметры передаточной функции (10) ФНЧ-прототипа и параметры обобщённого билинейного преобразования g, ζ . Эти коэффициенты сведены в табл.4 для полосового (ПФ) и табл.5 для режекторного (РФ) фильтров, где использованы следующие обозначения:

$$\bar{\Gamma}_k = 1 / \sqrt{(g - \sigma_k)^2 + \Omega_k^2}, \quad k = \overline{1, r}; \quad (13)$$

$$\bar{K}_k = \sqrt{\frac{g^2 + \lambda_k^2}{(g - \sigma_k)^2 + \Omega_k^2}}, \quad k = \overline{1, r}. \quad (14)$$

$$\begin{cases} \alpha_k = \frac{g\zeta}{g - \sigma_k - j\Omega_k}; \quad \beta_k = \frac{g\zeta}{g - \sigma_k + j\Omega_k}; \\ \gamma_k = \sqrt{\left(\frac{g\zeta}{g - \sigma_k - j\Omega_k}\right)^2 - \frac{g + \sigma_k + j\Omega_k}{g - \sigma_k - j\Omega_k}}; \quad k = \overline{1, r}. \\ \eta_k = \sqrt{\left(\frac{g\zeta}{g - \sigma_k + j\Omega_k}\right)^2 - \frac{g + \sigma_k - j\Omega_k}{g - \sigma_k + j\Omega_k}}, \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} \mu_k = \frac{g\zeta}{g - j\lambda_k}; \quad \nu_k = \frac{g\zeta}{g + j\lambda_k}; \\ \chi_k = \sqrt{\left(\frac{g\zeta}{g - j\lambda_k}\right)^2 - \frac{g + j\lambda_k}{g - j\lambda_k}}; \quad k = \overline{1, r}; \\ \vartheta_k = \sqrt{\left(\frac{g\zeta}{g + j\lambda_k}\right)^2 - \frac{g - j\lambda_k}{g + j\lambda_k}}, \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} \hat{\alpha}_k = \frac{-\zeta(\sigma_k + j\Omega_k)}{g - \sigma_k - j\Omega_k}; \quad \hat{\beta}_k = \frac{-\zeta(\sigma_k - j\Omega_k)}{g - \sigma_k + j\Omega_k}; \\ \hat{\gamma}_k = \sqrt{\left[\frac{\zeta(\sigma_k + j\Omega_k)}{g - \sigma_k - j\Omega_k}\right]^2 + \frac{g + \sigma_k + j\Omega_k}{g - \sigma_k - j\Omega_k}}; \quad k = \overline{1, r}; \\ \hat{\eta}_k = \sqrt{\left[\frac{\zeta(\sigma_k - j\Omega_k)}{g - \sigma_k + j\Omega_k}\right]^2 + \frac{g + \sigma_k - j\Omega_k}{g - \sigma_k + j\Omega_k}}, \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} \hat{\mu}_k = \frac{-j\lambda_k\zeta}{g - j\lambda_k}; \quad \hat{\nu}_k = \frac{j\lambda_k\zeta}{g + j\lambda_k}; \\ \hat{\chi}_k = \sqrt{\left(\frac{-j\lambda_k\zeta}{g - j\lambda_k}\right)^2 + \frac{g + j\lambda_k}{g - j\lambda_k}}; \quad k = \overline{1, r}. \\ \hat{\vartheta}_k = \sqrt{\left(\frac{j\lambda_k\zeta}{g + j\lambda_k}\right)^2 + \frac{g - j\lambda_k}{g + j\lambda_k}}, \end{cases} \quad (18)$$

Таблица 4

Коэффициенты в (9)	ФНЧ-прототип без нулей передаточной функции (6): $C = 0$		ФНЧ-прототип с нулями передаточной функции (6): $C = 1$	
	n нечётн.	n чётн.	n нечётн.	n чётн.
a_0	$K_0 / (Fg + Q)$	K_0	$K_0 / (Fg + Q)$	K_0
a_1	0	0	0	0
a_2	$-K_0 / (Fg + Q)$	0	$-K_0 / (Fg + Q)$	0
b_1	$-2Fg\zeta / (Fg + Q)$	0	$-2Fg\zeta / (Fg + Q)$	0



b_2	$(Fg - Q)/(Fg + Q)$	0	$(Fg - Q)/(Fg + Q)$	0
a_{0k}	$\bar{\Gamma}_k$		\bar{K}_k	
a_{1k}	0		$-\bar{K}_k[(\mu_k + \chi_k) + (v_k + \vartheta_k)]$	
a_{2k}	$-\bar{\Gamma}_k$		$\bar{K}_k(\mu_k + \chi_k)(v_k + \vartheta_k)$	
b_{1k}	$-(\alpha_k + \gamma_k) - (\beta_k + \eta_k)$		$-(\alpha_k + \gamma_k) - (\beta_k + \eta_k)$	
b_{2k}	$(\alpha_k + \gamma_k)(\beta_k + \eta_k)$		$(\alpha_k + \gamma_k)(\beta_k + \eta_k)$	
\bar{a}_{0k}	$\bar{\Gamma}_k$		\bar{K}_k	
\bar{a}_{1k}	0		$-\bar{K}_k[(\mu_k - \chi_k) + (v_k - \vartheta_k)]$	
\bar{a}_{2k}	$-\bar{\Gamma}_k$		$\bar{K}_k(\mu_k - \chi_k)(v_k - \vartheta_k)$	
\bar{b}_{1k}	$-(\alpha_k - \gamma_k) - (\beta_k - \eta_k)$		$-(\alpha_k - \gamma_k) - (\beta_k - \eta_k)$	
\bar{b}_{2k}	$(\alpha_k - \gamma_k)(\beta_k - \eta_k)$		$(\alpha_k - \gamma_k)(\beta_k - \eta_k)$	
Примечание: n — порядок ФНЧ-прототипа; $k = \overline{1, r}$				

Таблица 5

Коэффициенты в (9)	ФНЧ-прототип без нулей передаточной функции (6): $C = 0$		ФНЧ-прототип с нулями передаточной функции (6): $C = 1$	
	n нечётн.	n чётн.	n нечётн.	n чётн.
a_0	$K_0/(Fg + Q)$	K_0	$K_0/(Fg + Q)$	K_0
a_1	$-2K_0\zeta/(Fg + Q)$	0	$-2K_0\zeta/(Fg + Q)$	0
a_2	$K_0/(Fg + Q)$	0	$K_0/(Fg + Q)$	0
b_1	$-2Q\zeta/(Fg + Q)$	0	$-2Q\zeta/(Fg + Q)$	0
b_2	$(Q - Fg)/(Fg + Q)$	0	$(Q - Fg)/(Fg + Q)$	0
a_{0k}	$\bar{\Gamma}_k$		\bar{K}_k	
a_{1k}	$-2\zeta\bar{\Gamma}_k$		$-\bar{K}_k[(\hat{\mu}_k + \hat{\chi}_k) + (\hat{v}_k + \hat{\vartheta}_k)]$	
a_{2k}	$\bar{\Gamma}_k$		$\bar{K}_k(\hat{\mu}_k + \hat{\chi}_k)(\hat{v}_k + \hat{\vartheta}_k)$	
b_{1k}	$-(\hat{\alpha}_k + \hat{\gamma}_k) - (\hat{\beta}_k + \hat{\eta}_k)$		$-(\hat{\alpha}_k + \hat{\gamma}_k) - (\hat{\beta}_k + \hat{\eta}_k)$	
b_{2k}	$(\hat{\alpha}_k + \hat{\gamma}_k)(\hat{\beta}_k + \hat{\eta}_k)$		$(\hat{\alpha}_k + \hat{\gamma}_k)(\hat{\beta}_k + \hat{\eta}_k)$	
\bar{a}_{0k}	$\bar{\Gamma}_k$		\bar{K}_k	
\bar{a}_{1k}	$-2\zeta\bar{\Gamma}_k$		$-\bar{K}_k[(\hat{\mu}_k - \hat{\chi}_k) + (\hat{v}_k - \hat{\vartheta}_k)]$	
\bar{a}_{2k}	$\bar{\Gamma}_k$		$\bar{K}_k(\hat{\mu}_k - \hat{\chi}_k)(\hat{v}_k - \hat{\vartheta}_k)$	
\bar{b}_{1k}	$-(\hat{\alpha}_k - \hat{\gamma}_k) - (\hat{\beta}_k - \hat{\eta}_k)$		$-(\hat{\alpha}_k - \hat{\gamma}_k) - (\hat{\beta}_k - \hat{\eta}_k)$	
\bar{b}_{2k}	$(\hat{\alpha}_k - \hat{\gamma}_k)(\hat{\beta}_k - \hat{\eta}_k)$		$(\hat{\alpha}_k - \hat{\gamma}_k)(\hat{\beta}_k - \hat{\eta}_k)$	
Примечание: n — порядок ФНЧ-прототипа; $k = \overline{1, r}$				

Пример. Используя обобщённое билинейное преобразование, спроектировать полосовой рекурсивный ЦФ с характеристикой Чебышева типа 2 при следующих исходных данных:

— граничные частоты полосы пропускания: $f_{п1} = 20$ кГц, $f_{п2} = 22$ кГц;

— максимальное затухание в полосе пропускания

$$a_{пдб} = 1,5 \text{ дБ};$$

— граничные частоты полос задерживания:

$$f_{з1} = 19,3 \text{ кГц}, f_{з2} = 22,7 \text{ кГц};$$

— минимальное затухание в полосах задерживания

$$a_{здб} = 40 \text{ дБ};$$

— частота дискретизации $f_d = 70$ кГц;

— максимальный по модулю уровень входного сигнала $X = \max|x[n]| = 1$;

— динамический диапазон входного сигнала $D = 40$ дБ;

— отношение сигнал/шум на выходе ЦФ при входном сигнале, соответствующем нижней границе динамического диапазона, $Ш = 40$ дБ;

— для представления чисел в DSP используется дополнительный код ($\chi_2 = 12$).

Передаточную функцию ЦФ представить в формах (8) и (9).

Используя формулу $W = f/f_d$, вычисляем нормированные граничные «цифровые» частоты полосы пропускания ($W_{п1} = 0,286$; $W_{п2} = 0,314$) и полос задерживания ($W_{з1} = 0,276$; $W_{з2} = 0,324$), а по формулам табл.2 находим параметры преобразования ($g = 11,111$ и $\zeta = -0,31$), входящие в формулу замены аргумента передаточной функции $H(s)$, и нормированную граничную частоту полосы задерживания аналогового нормированного ФНЧ-прототипа $\Omega_3 = 1,682$.

По методике, описанной в [2, 3], при $\Omega_3 = 1,682$, $a_{п} = 1,5$ дБ и $a_3 = 40$ дБ проведём синтез нормированного аналогового ФНЧ-прототипа Чебышева 2. В результате получим передаточную функцию $H(s)$ 6-го порядка в форме (6), коэффициенты которой равны соответственно (см. табл.3):

$$n = 6; \quad r = 3; \quad K_0 = 0,01; \quad F = 0; \quad Q = 1;$$

$$C = 1; \quad A_{01} = 3,032; \quad B_{11} = 0,45; \quad B_{01} = 1,46;$$

$$A_{02} = 5,657;$$

$$B_{12} = 1,584; \quad B_{02} = 1,88; \quad A_{03} = 42,228;$$

$$B_{13} = 3,039; \quad B_{03} = 2,639.$$

Используя формулы табл.2 для полосового фильтра, вычислим коэффициенты передаточной функции $H(z)$ проектируемого ЦФ 12-го порядка в форме (8):

$$a_0 = 0,01; \quad a_1 = 0; \quad a_2 = 0; \quad b_1 = 0; \quad b_2 = 0;$$

$$a_{01} = 0,974; \quad a_{11} = 1,179; \quad a_{21} = 2,22;$$

$$a_{31} = 1,179; \quad a_{41} = 0,974;$$

$$b_{11} = 1,203; \quad b_{21} = 2,244; \quad b_{31} = 1,155; \quad b_{41} = 0,923;$$

$$a_{02} = 0,903; \quad a_{12} = 1,072; \quad a_{22} = 1,981;$$

$$a_{32} = 1,072; \quad a_{42} = 0,903;$$

$$b_{12} = 1,148; \quad b_{22} = 2,034; \quad b_{32} = 0,995; \quad b_{42} = 0,754;$$

$$a_{03} = 1,036; \quad a_{13} = 0,958; \quad a_{23} = 1,314;$$

$$a_{33} = 0,958; \quad a_{43} = 1,036;$$

$$b_{13} = 1,09; \quad b_{23} = 1,809; \quad b_{33} = 0,827; \quad b_{43} = 0,578.$$

По формулам табл.4 с использованием выражений (13) — (16) вычислим коэффициенты передаточной функции $H(z)$ проектируемого полосового ЦФ 12-го порядка в форме (9):

$$a_0 = 0,01; \quad a_1 = 0; \quad a_2 = 0; \quad b_1 = 0; \quad b_2 = 0;$$

$$a_{01} = 0,987; \quad a_{11} = 0,307; \quad a_{21} = 0,987;$$

$$b_{11} = 0,403; \quad b_{21} = 0,959;$$

$$\bar{a}_{01} = 0,987; \quad \bar{a}_{11} = 0,888; \quad \bar{a}_{21} = 0,987;$$

$$\bar{b}_{11} = 0,8; \quad \bar{b}_{21} = 0,962;$$

$$a_{02} = 0,95; \quad a_{12} = 0,185; \quad a_{22} = 0,95;$$

$$b_{12} = 0,394; \quad b_{22} = 0,864;$$

$$\bar{a}_{02} = 0,95; \quad \bar{a}_{12} = 0,943; \quad \bar{a}_{22} = 0,95;$$

$$\bar{b}_{12} = 0,754; \quad \bar{b}_{22} = 0,872;$$

$$a_{03} = 1,018; \quad a_{13} = -0,52; \quad a_{23} = 1,018;$$

$$b_{13} = 0,456; \quad b_{23} = 0,756;$$

$$\bar{a}_{03} = 1,018; \quad \bar{a}_{13} = 1,461; \quad \bar{a}_{23} = 1,018;$$

$$\bar{b}_{12} = 0,633; \quad \bar{b}_{22} = 0,764.$$

АЧХ спроектированных полосовых ЦФ Чебышева второго типа 12-го порядка ($N = 12$) с передаточными функциями (8) и (9) полностью совпадают. Они изображены на рис. 2 в линейном и логарифмическом масштабах. На граничных частотах полосы пропускания $f_{п1} = 20$ кГц и $f_{п2} = 22$ кГц затухание $a_{п} = 0,276$ дБ (что меньше допустимого $a_{п} = 1,5$ дБ). На граничных частотах полос задерживания затухания получились различные: на $f_{з1} = 19,3$ кГц $a_3 = 40$ дБ, а на $f_{з2} = 22,7$ кГц $a_3 = 68,648$ дБ. Минимальное затухание в полосе задерживания $a_{3\min} = 40$ дБ. Таким образом, все параметры АЧХ спроектированных полосовых ЦФ соответствуют заданным техническим требованиям.

По методике [1] при заданных динамическом диапазоне входного сигнала $D = 40$ дБ, отношении сигнал/шум $Ш = 40$ дБ рассчитывались дисперсии (мощности) собственных шумов квантования на выходах спроектированных ЦФ при разрядности вычислителя в формате с фиксированной точкой $S = 22$. Результаты расчётов следующие:

• для ЦФ с передаточной функцией (8)

$$D_{\text{ВЫХ}_{\text{собст}}} = 8,410 \cdot 10^{-8}; \quad \sigma_{\text{ВЫХ}_{\text{собст}}} = 2,902 \cdot 10^{-4};$$

• для ЦФ с передаточной функцией (9)

$$D_{\text{ВЫХ}_{\text{собст}}} = 7,59 \cdot 10^{-9}; \quad \sigma_{\text{ВЫХ}_{\text{собст}}} = 8,712 \cdot 10^{-5}.$$

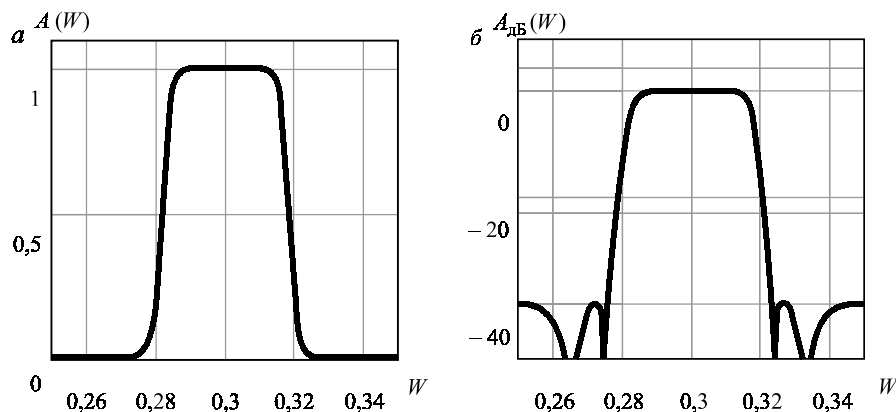
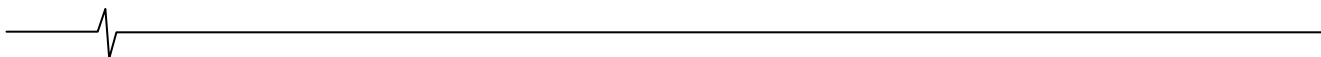


Рис. 2. АЧХ цифрового полосового фильтра Чебышева второго типа 12-го порядка, спроектированного в примере: а — линейный масштаб; б — логарифмический масштаб

Приведённый пример показывает, что реализация полосовых и режекторных ЦФ каскадной структуры на основе блоков второго порядка [см. (9)] обеспечивает гораздо меньший уровень собственных шумов квантования на выходе, чем реализация на основе блоков четвёртого порядка [см. (8)]. Аналогично, чувствительность АЧХ ЦФ к точности задания коэффициентов ЦФ для передаточной функции (9) ниже, чем для передаточной функции (8). Здесь проявляется общая закономерность, впервые установленная Кайзером [2]: чувствительность к точности задания коэффициентов передаточной функции минимальная у ЦФ каскадной структуры с наименьшим порядком блоков (у вещественных ЦФ наименьший порядок равен 2).

Литература

1. Гадзиковский В.И. Теоретические основы цифровой обработки сигналов. — М.: Радио и связь, 2004. — 344 с.
2. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. — М.: Мир, 1978. — 848 с.
3. Гадзиковский В.И. Основы теории и проектирования цифровых фильтров: Учебное пособие для радиотехн. спец. вузов. — М.: Высш. шк., 1996. — 256 с.
4. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровая обработка сигналов: Справочник. — М.: Радио и связь, 1985. — 312 с.

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.

Справки по телефону: (4912)96-10-95 или по электронной почте: tor@rgta.ryazan.ru

УДК 621.397

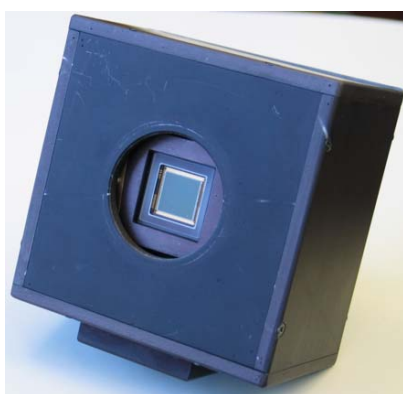
РАСЧЕТ ПОРОГОВЫХ ЗНАЧЕНИЙ ПОТОКА ИЗЛУЧЕНИЯ И ОСВЕЩЕННОСТИ ДЛЯ ПЗС МАТРИЦ KODAK KAI-1003M, KODAK KAI-1020 И PHILIPS FTF3020M

Князев М.Г., Бондаренко А.В., Докучаев И.В.

Постановка задачи

В предлагаемой вашему вниманию статье, на основе паспортных данных, производится расчет пороговых значений потока излучения и освещенности для ПЗС матриц Kodak KAI-1003M, KAI-1020 и Philips FTF3020M, применяемых в качестве матричных приемников излучения в цифровых телевизионных камерах, производимых ООО «Растр технолдж» (рис.1).

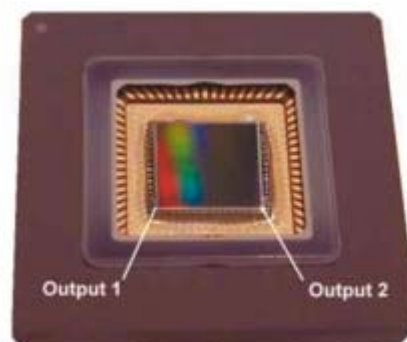
Приводится методика и результаты расчета пороговых значений потока излучения и освещенности для ПЗС матриц семейства Kodak и Philips. Показано, что наименьшие значения пороговых освещенности и потока излучения имеет матрица KAI-1003M, далее идет матрица FTF-3020M и, наконец, матрица KAI-1020.



Цифровая камера RT1000DC
(ПЗС матрица Kodak KAI-1003M)



Цифровая камера RT6000DC
(ПЗС матрица Philips FTF3020M)



ПЗС матрица Kodak KAI-1020
(Цифровая камера RT1020DC)

Рис.1. Цифровые камеры производства ООО «Растр технолдж»

Рассмотрим следующую типовую схему наблюдения объекта при помощи телевизионной камеры на матричном фотоприемнике (рис.2).

Объект с коэффициентом диффузного отражения $\rho_{об}(\lambda)$ подсвечивается источником излучения с цветовой температурой $T_{цв}$. Этот источник создает у поверхности объекта интегральную энергетическую освещенность E_3 и эквивалентную ей световую освещенность $E_{св}$. Часть излучения отраженного объектом проходит через атмосферу, имеющую коэффициент пропускания $\tau_{атм}(\lambda)$, и попадает в оптическую систему, состоящую из объектива и матричного приемника излучения. Объектив имеет фокусное расстояние f' , диаметр входного зрачка D и коэффициент пропускания $\tau_{oc}(\lambda)$. Матричный фо-

топриемник установлен в задней фокальной плоскости объектива (плоскости изображения). Изображение объекта, формируемое объективом, имеет интегральную энергетическую освещенность E'_3 и эквивалентную ей световую освещенность $E'_{св}$.

Целью расчета является определение пороговых (минимальных) значений освещенности и соответствующего ей потока излучения, попадающего на одиночный пиксель матричного приемника, при которых уровень полезного сигнала, снимаемый с этого пикселя, будет равен значению среднеквадратического отклонения (СКО) шума. Расчет будем проводить как для световых величин (привязанных к спектральной чувствительности глаза), так и для энергетических величин.

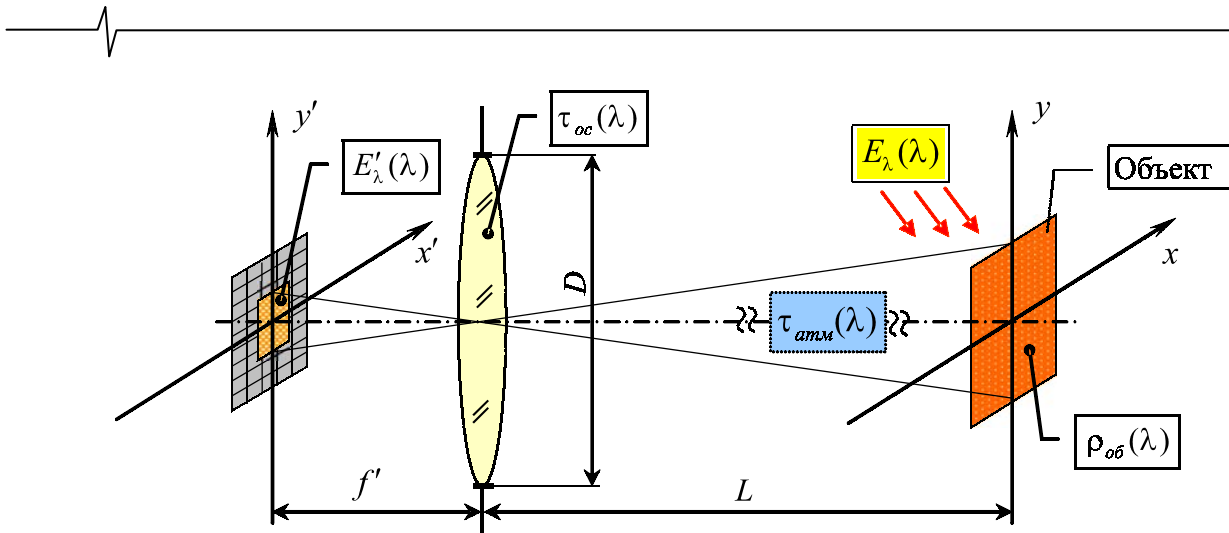


Рис. 2. Т схема наблюдения объекта при помощи телевизионной камеры

Теоретические основы расчета пороговых значений

В общем случае, излучение источника, подсвечивающего объект, имеет сложный спектральный состав, который у поверхности объекта характеризуется спектральной плотностью освещенности $E_\lambda(\lambda)$.

Соответственно выражение для интегральной освещенности в плоскости объекта будет иметь вид:

$$E_o = \int_0^\infty E_\lambda(\lambda) \cdot d\lambda \quad \left[\frac{Вт}{м^2} \right]. \quad (1)$$

Ей будет соответствовать световая освещенность:

$$E_{св} = 683 \cdot \int_0^\infty E_\lambda(\lambda) \cdot V(\lambda) \cdot d\lambda, \quad [лк], \quad (2)$$

где: $E_\lambda(\lambda)$ – спектральная плотность энергетической освещенности объекта;

$E_{св}$ – интегральная энергетическая освещенность объекта;

$E_{св}$ – световая освещенность объекта;

$V(\lambda)$ – относительная спектральная чувствительность глаза;

683 – пересчетный коэффициент энергетических величин в световые [лм/Вт];

λ – длина волны излучения.

Для случая, когда угловые размеры объекта $\omega_{об}$ значительно превышают угловой предел разрешения объектива оптической системы $\delta_{ос}$ и объект удален от объектива на расстояние L , значительно превышающее фокусное расстояние f' объектива:

$$\left. \begin{aligned} \omega_{об} > 10 \cdot \delta_{ос} \\ L > 10 \cdot f' \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

справедливо следующее выражение, связывающее спектральную освещенность в плоскости изображения со спектральной освещенностью объекта:

$$E'_\lambda(\lambda) = \frac{\tau_{атм}(\lambda) \cdot \tau_{ос}(\lambda) \cdot \rho_{об}(\lambda)}{4} \cdot \left(\frac{D}{f'} \right)^2; \quad (4)$$

$$E_\lambda(\lambda) = \frac{\tau_{атм}(\lambda) \cdot \tau_{ос}(\lambda) \cdot \rho_{об}(\lambda)}{4 \cdot k^2} \cdot E_\lambda(\lambda),$$

где: $\tau_{атм}(\lambda)$ – спектральный коэффициент пропускания атмосферы;

$\tau_{ос}(\lambda)$ – спектральный коэффициент пропускания оптической системы (объектива);

$\rho_{об}(\lambda)$ – коэффициент диффузного отражения объекта;

$\frac{D}{f'}$ – относительное отверстие объектива;

k – диафрагменное число объектива.

В этом случае энергетическая освещенность в плоскости светочувствительного слоя матричного приемника излучения будет определяться выражением:

$$E'_o = \int_0^\infty E'_\lambda(\lambda) \cdot d\lambda = \frac{1}{4 \cdot k^2} \cdot \int_0^\infty E_\lambda(\lambda) \cdot \tau_{атм}(\lambda) \cdot \tau_{ос}(\lambda) \cdot \rho_{об}(\lambda) \cdot d\lambda \quad (5)$$

Будем считать, что объект подсвечивается источником излучения, относительная спектральная плотность светимости которого, совпадает с относительной спектральной плотностью светимости абсолютно черного тела (АЧТ) с температурой T .

$$E_\lambda(\lambda) = E_{\lambda_{макс}} \cdot \frac{M_\lambda(\lambda, T)}{M_{\lambda_{макс}}(T)} = E_{\lambda_{макс}} \cdot X(\lambda, T); \quad (6)$$

$$M_\lambda(\lambda, T) = \frac{2 \cdot \pi \cdot c^2 \cdot h}{\lambda^5} \cdot \frac{1}{\exp\left(\frac{h \cdot c}{\lambda \cdot k \cdot T}\right) - 1}; \quad (7)$$

$$\lambda_{макс} = \frac{2.8978 \cdot 10^{-6}}{T} \quad [м], \quad (8)$$

где: $E_{\lambda_{макс}}$ – максимальное значение спектральной плотности освещенности;

$M_\lambda(\lambda, T)$ – спектральная плотность светимости АЧТ, рассчитываемая по формуле Планка (7);

$M_{\lambda_{макс}}(T)$ – максимальное значение спектральной плотности светимости АЧТ;

$X(\lambda, T)$ – относительная спектральная плотность светимости АЧТ;

$\lambda_{\text{макс}}$ – длина волны излучения, соответствующая максимуму спектральной плотности светимости АЧТ, рассчитываемая в соответствии с законом смещения Вина (8);

T – температура АЧТ;

h – постоянная Планка, $h = 6.626176 \cdot 10^{-34} \frac{\text{Дж}\cdot\text{с}}{\text{Гц}}$;

c – скорость света в вакууме;

k – постоянная Больцмана, $k = 1.380662 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{К}}$.

Интегральная светимость АЧТ в диапазоне длин волн $0 < \lambda < \infty$:

$$M^0 = \int_0^{\infty} M_{\lambda}(\lambda, T) \cdot d\lambda = M_{\lambda_{\text{макс}}}(T) \cdot \int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot d\lambda = \sigma \cdot T^4, \quad (9)$$

где: M^0 – интегральная светимость АЧТ;

σ – постоянная Стефана-Больцмана,

$$\sigma = 5.6697 \cdot 10^{-8} \frac{\text{Вт}}{\text{м}^2 \cdot \text{К}^4}.$$

Подставив (8) в (7), получим выражение для расчета максимального значения спектральной плотности светимости АЧТ:

$$M_{\lambda_{\text{макс}}}(T) = 1.2865 \cdot 10^{-11} \cdot T^5 \left[\frac{\text{Вт}}{\text{м}^2 \cdot \text{мкм}} \right], \quad (10)$$

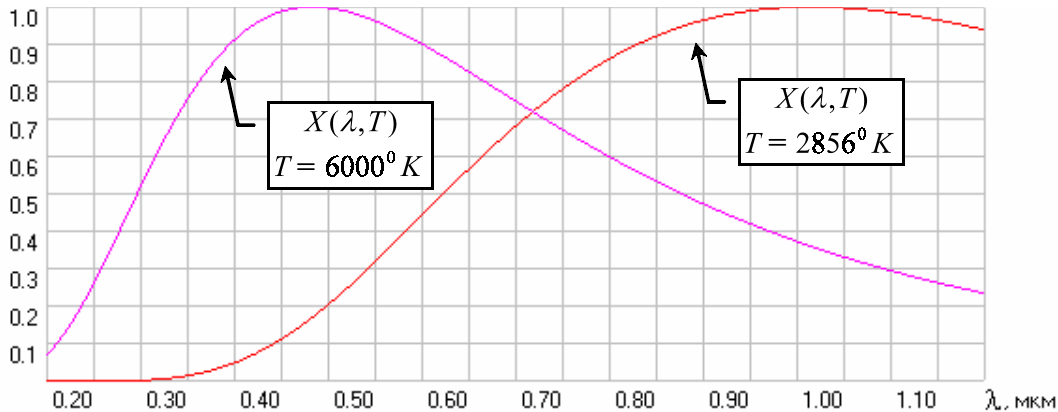


Рис. 3. Относительная спектральная плотность светимости АЧТ при температурах $T = 2856^{\circ} \text{K}$ и $T = 6000^{\circ} \text{K}$.

С учетом подстановки (8) и (7) в (6), получим формулу для вычисления относительной спектральной плотности светимости АЧТ $X(\lambda, T)$:

$$X(\lambda, T) = \frac{2.9081 \cdot 10^{19}}{(\lambda \cdot T)^5} \cdot \frac{1}{\exp\left(\frac{14388}{\lambda \cdot T}\right) - 1}. \quad (11)$$

На рис.3. приведены графики относительной спектральной плотности светимости АЧТ при температурах $T = 2856^{\circ} \text{K}$ и $T = 6000^{\circ} \text{K}$.

Из выражения (9) с учетом (10) можно получить численное значение для интеграла

$$\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot d\lambda, \text{ которое нам понадобится в дальнейшем:}$$

$$\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot d\lambda = \frac{\sigma \cdot T^4}{M_{\lambda_{\text{макс}}}(T)} = \frac{4407}{T}. \quad (12)$$

Окончательно для спектральной плотности освещенности в плоскости изображения получим:

$$E'_{\lambda}(\lambda) = \frac{\tau_{\text{атм}}(\lambda) \cdot \tau_{\text{ос}}(\lambda) \cdot \rho_{\text{об}}(\lambda)}{4 \cdot k^2} \cdot E_{\lambda_{\text{макс}}} \cdot X(\lambda, T). \quad (13)$$

Соответственно выражение (5) для интегральной энергетической освещенности в плоскости изображения можно переписать в виде:

$$E'_s = \int_0^{\infty} E'_{\lambda}(\lambda) \cdot d\lambda = \frac{E_{\lambda_{\text{макс}}}}{4 \cdot k^2} \cdot \int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot \tau_{\text{атм}}(\lambda) \cdot \tau_{\text{ос}}(\lambda) \cdot \rho_{\text{об}}(\lambda) \cdot d\lambda. \quad (14)$$

Выражение для интегрального энергетического потока излучения, попадающего на одиночный пиксель матричного приемника излучения, будет иметь вид:

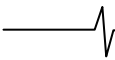
$$\Phi'_s = A_{\text{ПИИ}} \cdot E'_s = \frac{A_{\text{ПИИ}} \cdot E_{\lambda_{\text{макс}}}}{4 \cdot k^2} \times \int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot \tau_{\text{атм}}(\lambda) \cdot \tau_{\text{ос}}(\lambda) \cdot \rho_{\text{об}}(\lambda) \cdot d\lambda, \quad (15)$$

где: Φ'_s – интегральный энергетический поток излучения, попадающий на одиночный пиксель матричного приемника излучения; $A_{\text{ПИИ}}$ – площадь пикселя.

Выражения для световой освещенности и светового потока излучения будут иметь вид (16) и (17) соответственно:

$$E'_{\text{св}} = 683 \cdot \int_0^{\infty} E'_{\lambda}(\lambda) \cdot V(\lambda) \cdot d\lambda = \frac{683 \cdot E_{\lambda_{\text{макс}}}}{4 \cdot k^2} \cdot \int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot V(\lambda) \cdot \tau_{\text{атм}}(\lambda) \cdot \tau_{\text{ос}}(\lambda) \cdot \rho_{\text{об}}(\lambda) \cdot d\lambda; \quad (16)$$

$$\Phi'_{\text{св}} = A_{\text{ПИИ}} \cdot E'_{\text{св}} = \frac{683 \cdot A_{\text{ПИИ}} \cdot E_{\lambda_{\text{макс}}}}{4 \cdot k^2} \times \int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot V(\lambda) \cdot \tau_{\text{атм}}(\lambda) \cdot \tau_{\text{ос}}(\lambda) \cdot \rho_{\text{об}}(\lambda) \cdot d\lambda. \quad (17)$$



Поток излучения (15) вызовет появление в потенциальной яме пикселя матрицы n сигнальных электронов:

$$n = t_{\text{нак}} \cdot A_{\text{ПЗС}} \cdot \int_0^{\infty} \frac{E'_\lambda(\lambda) \cdot \eta(\lambda)}{E_\phi(\lambda)} \cdot d\lambda =$$

$$t_{\text{нак}} \cdot A_{\text{ПЗС}} \cdot \int_0^{\infty} E'_\lambda(\lambda) \cdot \frac{\eta(\lambda) \cdot \lambda}{h \cdot c} \cdot d\lambda ; \quad (18)$$

$$E_\phi(\lambda) = \frac{h \cdot c}{\lambda}, \quad (19)$$

где: n – количество сигнальных электронов;

$\eta(\lambda)$ – квантовая эффективность матрицы;

$E_\phi(\lambda)$ – энергия фотона на длине волны λ ;

$t_{\text{нак}}$ – время накопления.

Величина $\frac{\eta(\lambda) \cdot \lambda}{h \cdot c}$ фактически представляет

собой спектральную чувствительность матрицы:

$$S(\lambda) = \frac{\eta(\lambda) \cdot \lambda}{h \cdot c} = S_{\text{макс}} \cdot S_{\text{отн}}(\lambda) =$$

$$\frac{\text{Max}[\eta(\lambda) \cdot \lambda]}{h \cdot c} \cdot \frac{\eta(\lambda) \cdot \lambda}{\text{Max}[\eta(\lambda) \cdot \lambda]}, \quad (20)$$

где: $S_{\text{макс}}$ – значение максимальной чувствительности матрицы;

$S_{\text{отн}}(\lambda)$ – относительная спектральная чувствительность матрицы.

Чувствительности матрицы $S(\lambda)$ в данном случае имеет размерность $[Дж \cdot c^{-1}]$, что соответствует количеству электронов возникающих в потенциальной яме при поглощении $1 Дж$ лучистой энергии.

С учетом выражений (19) и (20), выражение (18)

запишется в виде:

$$n = \frac{t_{\text{нак}} \cdot A_{\text{ПЗС}} \cdot S_{\text{макс}} \cdot E_{\lambda, \text{макс}}}{4 \cdot k^2} \times$$

$$\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot S_{\text{отн}}(\lambda) \cdot \tau_{\text{атм}}(\lambda) \cdot \tau_{\text{ос}}(\lambda) \cdot \rho_{\text{об}}(\lambda) \cdot d\lambda. \quad (21)$$

Суммарный уровень шума, возникающий при фотоэлектрическом преобразовании, состоит из фотонного шума потока излучения от объекта и собственных шумов сенсора ПЗС матрицы и ее электронного тракта.

$$N_{\text{ш}} = \sqrt{N_\phi^2 + N_{\text{насн}}^2}, \quad (22)$$

где: $N_{\text{ш}}$ – суммарное значение СКО шума;

N_ϕ – СКО фотонного шума; $N_{\text{насн}}$ – паспортное значение СКО шума ПЗС матрицы.

Фотонный шум является следствием дискретной природы света и подчиняется закону распределения (статистике) Пуассона. Согласно этой статистике, фотонный шум равен квадратному корню из числа сигнальных фотонов. Таким образом, отношение сигнал/шум в потоке фотонов, падающем на пиксель, будет также равно корню квадратному из числа фотонов. Приемник излучения дополнительно ухудшает соотношение сигнал/шум за счет наличия собственных шумов.

Учитывая, что по условию расчета, количество сигнальных электронов должно быть равно значению СКО шумовых электронов, получим:

$$n = N_{\text{ш}} = \sqrt{(\sqrt{n})^2 + N_{\text{насн}}^2} = \frac{1 + \sqrt{1 + 4 \cdot N_{\text{насн}}^2}}{2} \approx N_{\text{насн}} \quad (23)$$

Соответственно выражение для пороговой величины максимальной спектральной плотности освещенности будет иметь вид:

$$E_{\lambda, \text{макс}}^{\text{пор}} = \frac{4 \cdot k^2 \cdot N_{\text{ш}}}{t_{\text{нак}} \cdot A_{\text{ПЗС}} \cdot S_{\text{макс}} \cdot \int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot S_{\text{отн}}(\lambda) \cdot \tau_{\text{атм}}(\lambda) \cdot \tau_{\text{ос}}(\lambda) \cdot \rho_{\text{об}}(\lambda) \cdot d\lambda}. \quad (24)$$

Сделаем следующие допущения:

1) Будем считать, что дальность до объекта наблюдения невелика, в этом случае можно пренебречь потерями в атмосфере, то есть $\tau_{\text{атм}}(\lambda) \approx 1$.

2) Рассматриваемые нами матричные приемники излучения имеют область спектральной чувствительности в диапазоне $\Delta\lambda = 0.35 \div 1.0 \text{ мкм}$ (см. рис.4). За его пределами относительная спектральная чувствительность приемника $S_{\text{отн}}(\lambda) = 0$. Область спектральной чувствительности человеческого глаза еще уже и располагается в диапазоне $\Delta\lambda = 0.4 \div 0.8 \text{ мкм}$.

То есть на практике, область интегрирования будет ограничена областью спектральной чувствительности

приемника (глаза). В этом диапазоне коэффициент пропускания оптической системы можно считать постоянным $\tau_{\text{ос}}(\lambda) \approx \text{const}$. В качестве примера на рис. 5. приведен график спектрального коэффициента пропускания оптического стекла К8 при толщине 10 мм.

3) Будем также считать постоянным в диапазоне коэффициент диффузного отражения объекта $\rho_{\text{об}}(\lambda) \approx \text{const}$.

$$\left. \begin{aligned} \tau_{\text{атм}}(\lambda) &\approx \tau_{\text{атм}} \approx 1 \\ \tau_{\text{ос}}(\lambda) &\approx \tau_{\text{ос}} \approx \text{const} \\ \rho_{\text{об}}(\lambda) &\approx \rho_{\text{об}} \approx \text{const} \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

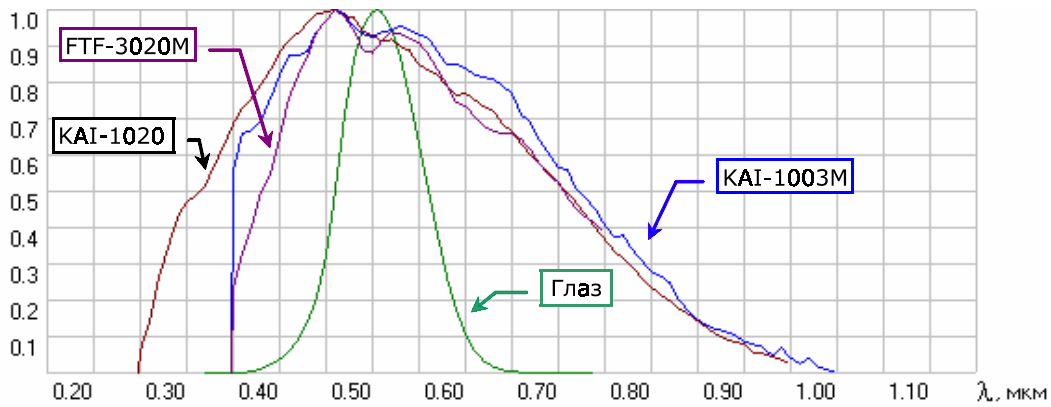


Рис.4. Графики относительных спектральных чувствительностей ПЗС матриц и человеческого глаза

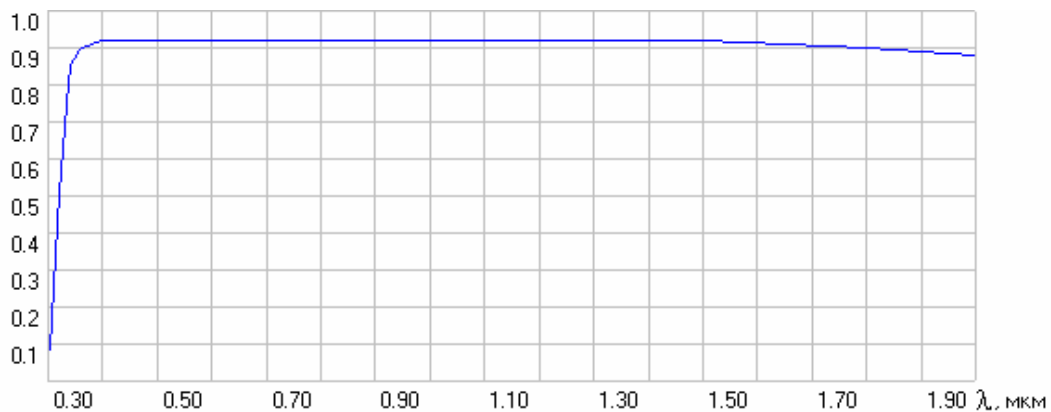


Рис.5. Спектральный коэффициент пропускания оптического стекла К8 при толщине 10 мм.

С учетом допущений (25) выражение (24) запишется в виде:

$$E_{\lambda_{\max}}^{пор} = \frac{4 \cdot k^2 \cdot N_{ui}}{t_{\text{нак}} \cdot A_{\text{ПЗС}} \cdot S_{\text{макс}} \cdot \tau_{oc} \cdot \rho_{об} \cdot \int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot S_{\text{отн}}(\lambda) \cdot d\lambda} \quad (26)$$

Подставляя выражение (26) в выражения (1) и (2) с учетом (6), получим выражения для интегральных значений энергетической и световой освещенности на объекте:

$$E_3^{пор} = E_{\lambda_{\max}}^{пор} \cdot \int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot d\lambda = \frac{4 \cdot k^2 \cdot N_{ui}}{t_{\text{нак}} \cdot A_{\text{ПЗС}} \cdot S_{\text{макс}} \cdot \tau_{oc} \cdot \rho_{об}} \cdot \frac{\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot d\lambda}{\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot S_{\text{отн}}(\lambda) \cdot d\lambda} \quad (27)$$

$$E_{\text{св}}^{пор} = 683 \cdot E_{\lambda_{\max}}^{пор} \cdot \int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot V(\lambda) \cdot d\lambda = \frac{683 \cdot 4 \cdot k^2 \cdot N_{ui}}{t_{\text{нак}} \cdot A_{\text{ПЗС}} \cdot S_{\text{макс}} \cdot \tau_{oc} \cdot \rho_{об}} \cdot \frac{\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot V(\lambda) \cdot d\lambda}{\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot S_{\text{отн}}(\lambda) \cdot d\lambda} \quad (28)$$

Выражение для порогового значения интегральной энергетической освещенности в плоскости изображения (14) с учетом (26) имеет вид:

$$E_3^{пор} = \frac{N_{ui}}{t_{\text{нак}} \cdot A_{\text{ПЗС}} \cdot S_{\text{макс}} \cdot \tau_{oc} \cdot \rho_{об}} \times \frac{\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot \tau_{oc}(\lambda) \cdot \rho_{об}(\lambda) \cdot d\lambda}{\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot S_{\text{отн}}(\lambda) \cdot d\lambda} \quad (29)$$

К сожалению, для интеграла в числителе выражения (29) невозможно получить численное значение, так как функция $X(\lambda, T)$ имеет отличное от нуля значение в диапазоне $0 < \lambda < \infty$, а соответствующие данные по функциям $\tau_{oc}(\lambda)$ и $\rho_{об}(\lambda)$ у нас отсутствуют. Тем не менее, применим к выражению (29) допущение (25) и в этом случае, получим оценочное (завышенное) значение пороговой освещенности. На самом деле такая ситуация эквивалентна случаю, когда матричный приемник без объектива подсвечивается тем же источником и при тех же условиях, что и объект.

$$E_3^{пор} = \frac{N_{ui}}{t_{\text{нак}} \cdot A_{\text{ПЗС}} \cdot S_{\text{макс}}} \cdot \frac{\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot d\lambda}{\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot S_{\text{отн}}(\lambda) \cdot d\lambda} \quad (30)$$

Пороговое значение интегрального энергетического потока излучения:

$$\Phi_3^{пор} = E_3^{пор} \cdot A_{III} = \frac{N_{ш}}{t_{нак} \cdot S_{макс}} \cdot \frac{\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot d\lambda}{\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot S_{отн}(\lambda) \cdot d\lambda} \quad (31)$$

Пороговая световая освещенность в плоскости изображения:

$$E_{св}^{пор} = \frac{683 \cdot N_{ш}}{t_{нак} \cdot A_{III} \cdot S_{макс}} \cdot \frac{\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot V(\lambda) \cdot d\lambda}{\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot S_{отн}(\lambda) \cdot d\lambda} \quad (32)$$

$$\Phi_{св}^{пор} = E_{св}^{пор} \cdot A_{III} = \frac{683 \cdot N_{ш}}{t_{нак} \cdot S_{макс}} \cdot \frac{\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot V(\lambda) \cdot d\lambda}{\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot S_{отн}(\lambda) \cdot d\lambda} \quad (33)$$

Величина обратная отношению интегралов в выражениях (27), (30) и (31) представляет собой коэффициент использования излучения источника матричным приемником.

$$K_{III} = \frac{\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot S_{отн}(\lambda) \cdot d\lambda}{\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot d\lambda} \quad (34)$$

Для человеческого глаза выражение для коэффициента использования будет иметь вид:

$$K_{ГЛ} = \frac{\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot V(\lambda) \cdot d\lambda}{\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot d\lambda} \quad (35)$$

С учетом (34) и (35) выражения (32) и (33) можно записать в виде:

$$E_{св}^{пор} = 683 \cdot \frac{N_{ш}}{t_{нак} \cdot A_{III} \cdot S_{макс}} \cdot \frac{K_{ГЛ}}{K_{III}} \quad (36)$$

$$\Phi_{св}^{пор} = 683 \cdot \frac{N_{ш}}{t_{нак} \cdot S_{макс}} \cdot \frac{K_{ГЛ}}{K_{III}} \quad (37)$$

На рис.6. показана графическая интерпретация коэффициентов использования излучения источника с цветовой температурой $T = 2856^0 K$ человеческим глазом и матричным приемником на примере матрицы Kodak KAI-1020. Для глаза – это отношение площади под кривой $X(\lambda, T) \cdot V(\lambda)$ (выделена синим цветом) к площади под кривой $X(\lambda, T)$ (выделена красным цветом). Для матричного приемника – это отношение площади под кривой $X(\lambda, T) \cdot S_{отн}(\lambda)$ (выделена фиолетовым цветом) к площади под кривой $X(\lambda, T)$ (выделена красным цветом).

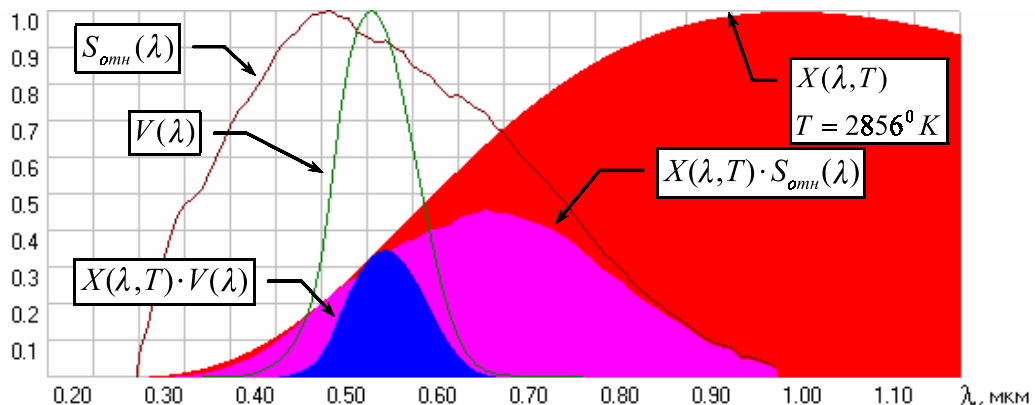


Рис.6. Графическая интерпретация коэффициента использования излучения источника

Пример расчета пороговых значений

При расчете будем использовать следующие исходные данные. Паспортные параметры матриц Kodak KAI-1020, KAI-1003M и Philips FTF3020M взяты из [3], [4] и [5].

Параметры ПЗС матриц, используемые при расчете, приведены в таблице 1.

Примечание. Условия измерения:

- частота кадров 30 Гц, время накопления 0.033 с.
- частота кадров 30 Гц, пиксельная частота 40 МГц.
- частота кадров 4.5 Гц, пиксельная частота 9 МГц, время накопления 0.033 с.

Таблица 1.

Параметр	Приемник излучения		
	KAI-1003M	KAI-1020	FTF3020M
Геометрические размеры пикселя $W \times H$, мкм	12.8 x 12.8	7.4 x 7.4	12.0 x 12.0
Время накопления $t_{нак}$, с	0.033	0.033	0.033
СКО шума $N_{насп}$, электронов (типичное значение)	40(1)	42(2)	30(3)

Параметры оптической системы:

- диафрагменное число объектива: $k = 1.4$;
- коэффициент пропускания оптической системы:
 $\tau_{oc} = 0.8$.

Условия наблюдения объекта:

- цветовая температура источника излучения:
 $T_1 = 2856^0 K$, $T_2 = 6000^0 K$;
- коэффициент диффузного отражения объекта: $\rho_{об} = 0.75$.

Вычисление пороговых значений потока излучения и освещенности производилось согласно выражениям (27), (28), (30), (31), (32), (33). Для вычисления интегралов

$$\int X(\lambda, T) \cdot S_{отн}(\lambda) \cdot d\lambda \text{ и } \int X(\lambda, T) \cdot V(\lambda) \cdot d\lambda$$

был использован метод прямоугольников в диапазоне $\Delta\lambda = 0.35 \div 1.0$ мкм с шагом 0.01 мкм.

Значение $X(\lambda, T)$ вычислялось по формуле (11), а значения $S_{макс}$ и $S_{отн}(\lambda_i)$ - на основе табличных паспортных значений квантовой эффективности $\eta(\lambda_i)$ матриц. Промежуточные значения относительной спектральной чувствительности глаза $V(\lambda)$ и матриц $S_{отн}(\lambda)$ вычислялись методом линейной интерполяции:

$$f(\lambda) = f(\lambda_i) + \frac{f(\lambda_{i+1}) - f(\lambda_i)}{\lambda_{i+1} - \lambda_i} \cdot (\lambda - \lambda_i); \lambda_i \leq \lambda < \lambda_{i+1}$$

Вычисление интеграла $\int X(\lambda, T) \cdot d\lambda$ осуществлялось по формуле (12).

Результаты расчета пороговых значений освещенности и потока излучения для источника с цветовой температурой $T = 2865^0 K$ сведены в таблицу 2, а результаты расчета пороговых значений освещенности и потока излучения для источника с цветовой температурой $T = 6000^0 K$ - в таблицу 3.

Таблица 2

Параметр	Приемник излучения			
	КАИ-1003М	КАИ-1020	FTF3020М	
$S_{макс}, Джс^{-1}$	1.23e+18	1.10e+18	7.35e+17	
$A_{III}, м^2$	1.64e-10	5.48e-11	1.44e-10	
N_{III}	40	42	30	
$t_{нак}, с$	0.033	0.033	0.033	
$\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot d\lambda$	1.54			
$\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot V(\lambda) \cdot d\lambda$	0.037			
$K_{ГЛ}$	0.024			
$\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot S_{отн}(\lambda) \cdot d\lambda$	0.169	0.155	0.121	
K_{III}	0.11	0.1	0.078	
Матрица	$E_3^{нор}, Вт/м^2$	5.47e-5	2.1e-4	1.09e-4
	$\Phi_3^{нор}, Вт$	8.97e-15	1.15e-14	1.58e-14
	$E_{св}^{нор}, лк$	9.02e-4	3.46e-3	1.81e-3
	$\Phi_{св}^{нор}, лм$	1.48e-13	1.9e-13	2.61e-13
Объект	$E_3^{нор}, Вт/м^2$	7.15e-4	2.74e-3	1.43e-3
	$E_{св}^{нор}, лк$	1.17e-2	4.52e-2	2.37e-2

Таблица 3

Параметр	Приемник излучения			
	KAI-1003M	KAI-1020	FTF3020M	
$S_{\text{макс}}, \text{Дж}^{-1}$	1.23e+18	1.10e+18	7.35e+17	
$A_{\text{III}}, \text{м}^2$	1.64e-10	5.48e-11	1.44e-10	
N_{III}	40	42	30	
$t_{\text{нак}}, \text{с}$	0.033	0.033	0.033	
$\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot d\lambda$	0.734			
$\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot V(\lambda) \cdot d\lambda$	0.101			
$K_{\text{ГЛ}}$	0.138			
$\int_0^{\infty} X(\lambda, T) \cdot S_{\text{отн}}(\lambda) \cdot d\lambda$	0.299	0.324	0.251	
K_{III}	0.47	0.441	0.342	
Матрица	$E_{\text{э}}^{\text{нор}}, \text{Вт}/\text{м}^2$	1.47e-5	4.77e-5	2.52e-5
	$\Phi_{\text{э}}^{\text{нор}}, \text{Вт}$	2.42e-15	2.62e-15	3.62e-15
	$E_{\text{св}}^{\text{нор}}, \text{лк}$	1.38e-3	4.48e-3	2.36e-3
	$\Phi_{\text{св}}^{\text{нор}}, \text{лм}$	2.27e-13	2.46e-13	3.4e-13
Объект	$E_{\text{э}}^{\text{нор}}, \text{Вт}/\text{м}^2$	1.92e-4	6.24e-4	3.29e-4
	$E_{\text{св}}^{\text{нор}}, \text{лк}$	1.81e-2	5.86e-2	3.09e-2

Заключение

Наименьшие значения пороговых освещенности и потока излучения, согласно расчету, имеет матрица KAI-1003M. От нее почти в два раза отстает матрица FTF3020M, несмотря на более низкий уровень шума. Это обусловлено более низкой квантовой эффективностью, меньшим размером пикселя и меньшим значением коэффициента использования излучения источника. К сожалению, изготовитель матрицы привел график квантовой эффективности лишь в диапазоне $\Delta\lambda = 0.4 \div 0.8$ мкм. Третье место занимает матрица KAI-1020, что объясняется гораздо меньшей, по сравнению с остальными матрицами, площадью ее пикселя.

За счет увеличения времени накопления матрицы, можно добиться значительного уменьшения пороговой освещенности. Так при времени накопления

$t_{\text{нак}} = 3$ с пороговая освещенность для матрицы KAI-1003M составит $E_{\text{св}}^{\text{нор}} \approx 10^{-5}$ лк.

Литература

1. Криксунов Л.З. "Справочник по основам инфракрасной технике", Сов. Радио, 1978.- 396 с.
2. Неизвестный С.И., Никулин О.Ю. "Приборы с зарядовой связью - основа современной телевизионной техники. Основные характеристики ПЗС", "Специальная техника", № 5, 1999.
3. KAI - 1003M. Megapixel Interline CCD Image Sensor. Performance Specification., Eastman Kodak Company, Image Sensor Solutions, Revision 3, September 22, 2000.
4. Kodak KAI-1020. Image sensor. Device performance specification., January 16, 2004, Revision 4.1.
5. FTF 3020-M. Full Frame CCD Image Sensor. Data Sheet. November 22, 1999.