

СЕКЦИЯ

ОБЩАЯ РАДИОТЕХНИКА

Руководитель – к.т.н., профессор СПЕРАНСКИЙ В.С.

СИНТЕЗ МНОГОПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИХ АЛГОРИТМОВ ДЕМОДУЛЯЦИИ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН

Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю.

Московский технический университет связи и информатики

Системы подвижной связи с кодовым разделением каналов (Code Division Multiple Access, CDMA) устойчивы к влиянию многолучевого распространения радиоволн. В системах CDMA имеется возможность приема нескольких лучей и их объединения [1], однако при этом увеличивается сложность приемного устройства. Вычислительная сложность алгоритма демодуляции пропорциональна полиному от числа пользователей и числа лучей. Каждый луч, соответствующий данному пользователю, переносит одинаковую информацию. Для сокращения сложности многопользовательских алгоритмов демодуляции в условиях многолучевости предлагается учесть избыточность математической модели системы CDMA.

Модель системы CDMA в условиях многолучевости имеет вид:

$$y(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{q=1}^Q \sum_{j=1}^J \theta_{kq}(j) A_{kq} s_{kq}(t - jT_\theta - \tau_{kq}) + n(t), \quad \tau_{kq} \in [0, T_\theta], \quad (1)$$

где K – число пользователей; Q – число лучей; J – число одновременно наблюдаемых информационных символов $\theta_{kq}(j)$, $j = \overline{1, J}$; $\theta_{kq}(j)$ – комплексный информационный символ, передаваемый q -м лучом k -го пользователя; $s_{kq}(t - jT_\theta - \tau_{kq})$ – кодовая последовательность k -го пользователя, соответствующая j -му информационному символу и q -му лучу с задержкой τ_{kq} ; A_{kq} – комплексная амплитуда сигнала; $n(t)$ – комплексный аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ) с нулевым средним и корреляционной функцией $N_0 \delta(\tau)$; $T_\theta = NT_s$ – длительность одного информационного символа; T_s – длительность одного элемента кодовой последовательности; N – база кодовой последовательности.

Поскольку каждый луч передает одинаковую информацию

$$y(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J \theta_k(j) \sum_{q=1}^Q A_{kq} s_{kq}(t - jT_\theta - \tau_{kq}) + n(t), \quad \theta_k(j) = \theta_{kq}(j), \quad 1 \leq q \leq Q, \quad (2)$$

$$y(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J \theta_k(j) g_{kj}(t - jT_\theta - \tau_k) + n(t),$$

$$g_{kj}(t - jT_\theta - \tau_k) = \sum_{q=1}^Q A_{kq} s_{kq}(t - jT_\theta - \tau_{kq}), \quad \tau_k = \max_{1 \leq q \leq Q}(\tau_{kq}),$$

где функция $g_{kj}(t - jT_\theta - \tau_k)$ характеризует сумму лучей k -го пользователя.

Сведем рассмотренные модели (1) и (2) к системам линейных уравнений. Пусть задержки лучей $\tau_{kq} \in [0, T_\theta]$ принимают дискретные значения, кратные T_s . Обозначим $\tau_{kq} = \frac{(k-1)T_\theta}{K}$, $\tau_k = \max_{1 \leq q \leq Q}(\tau_{kq})$,

$\tau = \max_{1 \leq k \leq K}(\tau_k)$. Проведем дискретизацию сигналов во времени с периодом T_s и запишем уравнения в векторно-матричной форме.

Уравнение (1) после дискретизации примет вид

$$\mathbf{y} = \mathbf{S}\mathbf{A}\mathbf{i} + \mathbf{n}, \quad (3)$$

где \mathbf{y} – вектор-столбец, составленный из элементов $\{y_i\} = \{y_i(iT_s)\}$; \mathbf{S} – матрица, составленная элементов $\{s_{il}\} = \{s_l(iT_s)\}$; \mathbf{A} – диагональная матрица, составленная из амплитуд сигналов пользователей A_{kq} ; \mathbf{i} – вектор, составленный из информационных символов пользователей θ_{kq} ; \mathbf{n} – комплексный гауссовский случайный вектор, составленный из элементов $\{n_i\} = \{n_i(iT_s)\}$, с нулевым средним и корреляционной матрицей $\mathbf{U} = E\{\mathbf{nn}'\} = 2\sigma_n^2 \mathbf{1}$ (штрихом обозначена операция эрмитова сопряжения), где $2\sigma_n^2$ – дисперсия АБГШ; индексы изменяются по правилам $i = \overline{1, (jN + \tau)}$, $l = \overline{1, jqK}$, $q = \overline{1, Q}$, $j = \overline{1, J}$. Размерность системы, определяемая матрицами \mathbf{S} и \mathbf{A} , равна $(jN + \tau) \times (jqK)$ и зависит от числа лучей Q .

Уравнение (2) после дискретизации примет вид

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{i} + \mathbf{n}, \quad (4)$$

где \mathbf{G} – матрица, составленная элементов $\{g_{im}\} = \{g_m(iT_s)\}$; индексы изменяются по правилам $i = \overline{1, (jN + \tau)}$, $m = \overline{1, jK}$, $j = \overline{1, J}$. Размерность матрицы \mathbf{G} , определяющей размерность системы, равна $(jN + \tau) \times (jK)$ и не зависит от числа лучей Q .

Системы (1) и (2) эквивалентны, при этом система (2) имеет в Q раз меньшую размерность, что существенно сокращает вычислительную сложность алгоритма демодуляции. На основании имеющихся сведений о кодовых последовательностях, задержках и комплексных амплитудах лучей пользователей, полученных с помощью устройства оценивания параметров канала, составляется матрица \mathbf{G} . Система линейных уравнений (3) или (4) решается с помощью одного из известных алгоритмов многопользовательской демодуляции, например, алгоритма Чебышева [2, 3]. Вычислительная сложность демодулятора пропорциональна $L_1 \sim (jqK)^2$ и $L_2 \sim (jK)^2$, соответственно. На рис. 1 приведен график зависимости вычислительной сложности алгоритма $L = f(k)$ от числа пользователей $k = \overline{1, K}$ для рассмотренных моделей с параметрами $J = 3$, $Q = 6$ и $K = 30$. Из графика видно, что использование второй модели позволяет на порядок сократить вычислительную сложность демодулятора.

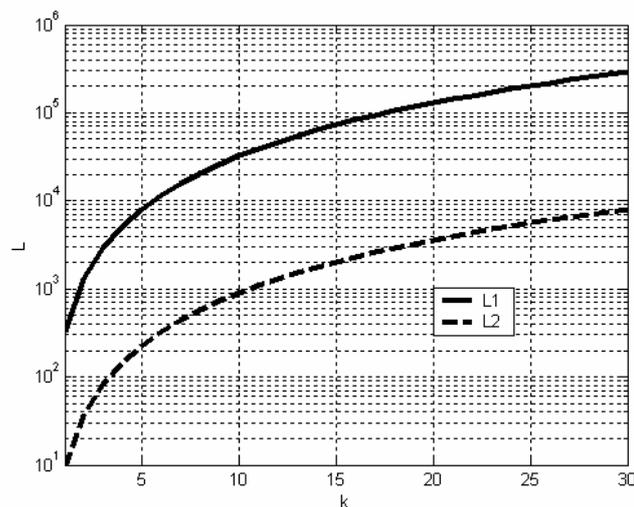


Рис. 1. Зависимости вычислительной сложности демодулятора от числа пользователей

Литература

1. Петрович Н.Т., Размахнин М.К. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Сов. радио, 1969.
2. Alex Grant, Christian Schlegel. Iterative Implementations for Linear Multiuser Detectors, 1999. <http://citeseer.nj.nec.com/grant99iterative.html>.

3. Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю. Линейные алгоритмы многопользовательского детектирования. Электросвязь, 2002, №11, с. 31-33.

SYNTHESIS OF MULTIUSER DETECTION ALGORITHMS FOR MULTIPATH CHANNELS

Abstract. CDMA systems are robust to the multipath effects. CDMA system model can be described by the system of linear equations, which size depends on the number of paths. Multiuser detectors are used for solving system of linear equations and their complexity depends on the size of the system. In this work new method of algorithms synthesis is proposed, which allows to decrease computational complexity of multiuser detectors.

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИСТЕМЫ РАДИОДОСТУПА

Сперанский В.С.

МТУСИ

Сначала системы радиодоступа (РД) предоставляли абоненту стандартный телефонный канал, являясь продолжением городской АТС, но по радиоканалу. Затем появилась необходимость в передаче данных, в частности, Internet и др. В настоящее время РД используется для предоставления комплексных мультимедийных услуг (речь, Internet, Телевидение.). Кроме того развиваются локальные радиосети (сети ЭВМ, производственно-технологические сети, многосотовые системы общего пользования, в аэропортах и пр.). Для этого нужны скоростные каналы – единицы и десятки мегабит в секунду, то есть реализация широкополосного радиодоступа (Wireless Broadband).

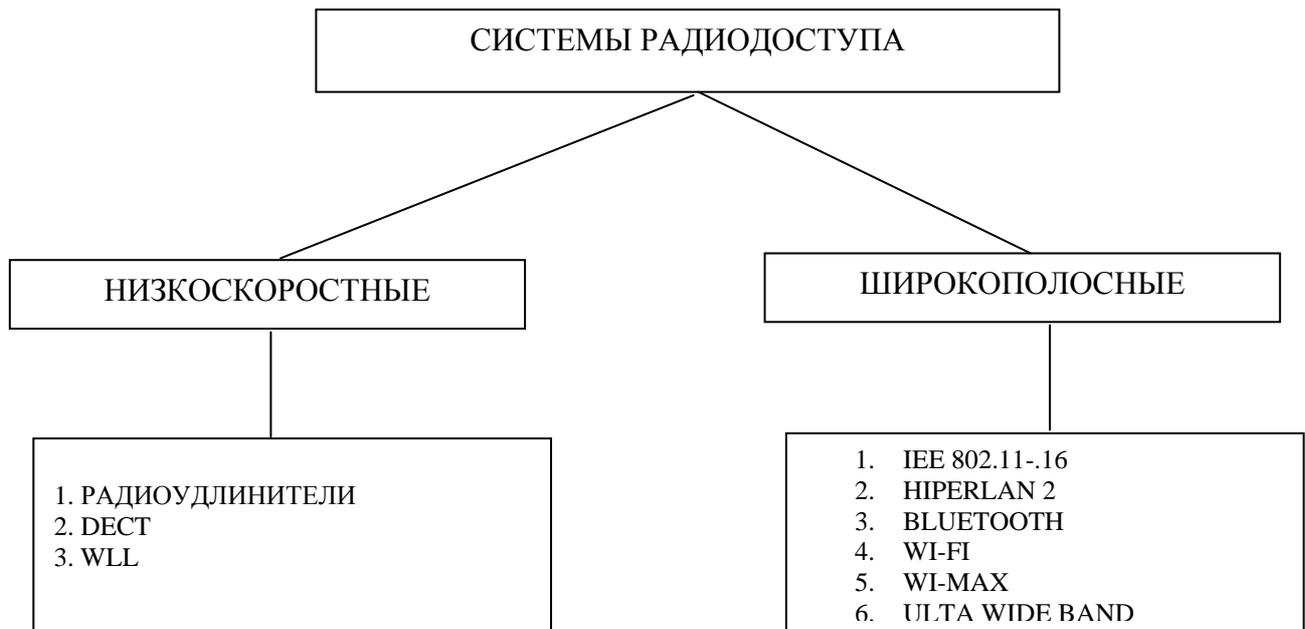


Рис. 1.

Рассмотрим классификацию систем радиодоступа. По скорости передачи можно выделить низкоскоростные (радиоудлинители, DECT, WLL) и высокоскоростные которые принято называть по именам стандартов как показано на рис.1. По геометрии РД делится на системы «точка-точка», «точка-многоточка», сотовые и пикосотовые сети. Методы разделения каналов системы РД представлены на рис.2. Они такие же, как и в других РСПИ, К частотному методу, в частности, принадлежат система с прыгающей частотой (FHSS) (стандарт Bluetooth) и системы с ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM), на основе которого приняты стандарты IEEE802.11a,16a, Hiperlan 2. и др. Кодовое разделение применяется в стандарте IEEE 802.11,11b В сверхширокополосных системах РД могут использоваться временное, кодовое и много-частотное разделение (ULTRA WIDE BAND). Как правило, для реализации дуплексного режима используются комбинированные способы разделения (см. рис.2) например, FSSS-TDD (временное мультиплексирование).

К основным характеристикам широкополосных систем РД следует отнести:

1. Максимальное число абонентов на один контроллер базовой станции.
2. Тип системы передачи: цифровая речь, цифровые данные.
3. Метод разделения каналов (см. рис 2).
4. Диапазон рабочих частот- 2.4ГГц, 3.5ГГц, 5 ГГц, 2-11 (WI-MAN) и 3-10.5 ГГц (UWB).
5. Скорость передачи в Мбит/с для разных стандартов показана в таблице 1.Для сравнения приведена скорость передачи данных в низкоскоростном стандарте DECT-64 Кбит/с при условии использования для передачи данных ряда частотных каналов.

Максимальная скорость современных систем РД достигает 54 Мбит/с (IEEE.11a, HIPERLAN), до 70 Мбит/с (WI-MAN). Наибольшую скорость передачи обеспечивают сверхширокополосные системы РД (стандарт UWB)-100-400 Мбит/с.

6. Спектральная эффективность в (бит/с)/Гц, представлена в таблице 2. Наименьшей спектральной эффективностью обладают РД стандарта Bluetooth и UWB из-за их специфики. Наибольшей- РД стандарта IEEE802.16a (WI-MAN).

7. Максимальная дальность действия. Оценки дальности содержатся в таблице 3. До 2001 года максимальная дальность составляла 10-100м (локальные радиосети), за исключением DECT2 для прямой видимости. По стандарту WI-MAN дальность достигает 2-5 км. В перспективе дальность составит несколько десятков километров.

8. Дуплексное разделение передача/прием по одному радиоканалу (TDD).

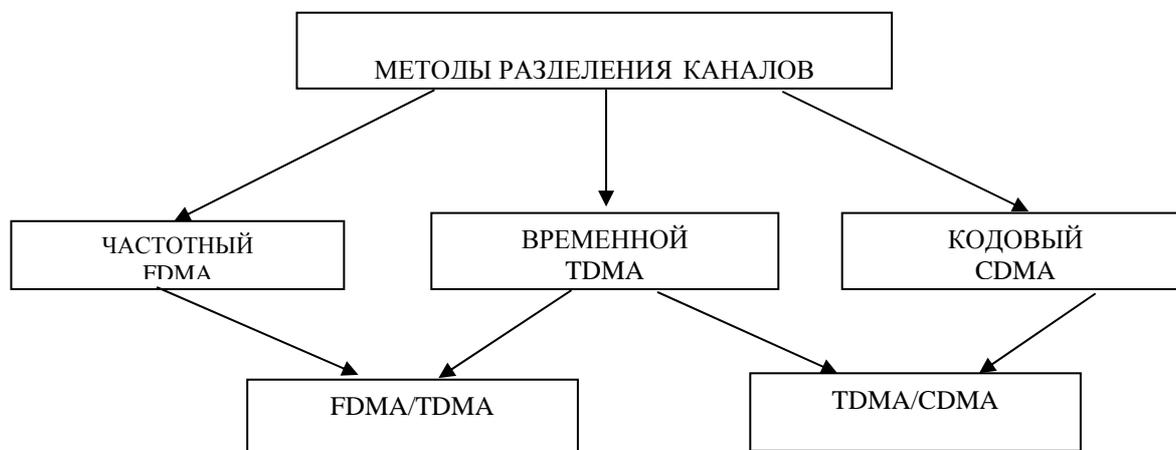


Рис. 2.

Скорость передачи {Мбит/с}

Таблица 1

Bluetooth	DECT	WI – FI	802.11a (OFDM)	WI – MAN	UWB
0.74	0.064	10-54	10-54	10-70	>100

Спектральная эффективность системы радиодоступа { $\frac{\text{бит/с}}{\text{Гц}}$ }

Таблица 2

Bluetooth	DECT	WI – FI	802.11a (OFDM)	WI – MAN	UWB
$1.1 \cdot 10^{-2} - 3 \cdot 10^{-2}$	$3.8 \cdot 10^{-2}$	2.7	2.7	5	$5 \cdot 10^{-2}$

Дальность радиолинии м}

Таблица 3

Bluetooth	DECT ₁	DECT ₂	802.11a (OFDM)	WI – MAN	UWB	WI – FI
10 (100)	100	$2,5 \cdot 10^4$	100	$(2-5) \cdot 10^3$	100	50

Существенными характеристиками систем широкополосного доступа являются скорость передачи речи, применение кодов Рида-Соломона, исправляющих пакетные ошибки, выходная мощность передатчика, тип и расположение антенн.

К особенностям широкополосных систем РД относятся, во-первых, различные виды адаптации. Так, производится подстройка под канал каждой линии на основе оценки отношения сигнал/шум плюс интерференции; адаптивное кодирование- в зависимости от указанного отношения скорость кодирования разная; в системах с OFDM используется адаптивная модуляция поднесущих частот (QPSK, QAM16, QAM64). Также

применяется автоматический запрос на повторную передачу при неподтверждении приема. Современные системы РД обеспечивают защиту информации.

К тенденциям развития широкополосных РД можно отнести: дальнейшее повышение скорости передачи, увеличение дальности действия, разнообразие услуг, постепенный переход от РД со стационарными и малоподвижными объектами к РД с подвижными объектами (проект стандарта IEEE802.16e с дальностью до 50 км и скоростях объектов до 150 км/час). Ведущие специалисты объединения WI-MAX, продвигающие указанные стандарты, считают, что в ближайшие годы системы широкополосного РД получат широкое внедрение.

Литература

1. IEEE 802. WLAN Standards, 2004, <http://groups.ieee.org/groups/802/16>.
2. ETSI TR 101.683 Broad band Radio Access Networks HIPERLAN Type 2, 2002-2004.
3. Bahai A R.S. Carrier Digital Communication- lower Academic, NY, Boston, Moscow, 2000, 220p.

WIRELESS BROADBAND RADIO ACCESS SYSTEMS

Speransky V.

MTUCI

Abstracts. The paper presents classification of wideband radio access systems. The main characteristics of the systems are: frequency range, transmission rate, spectral efficiency, communication range etc.

Further development includes increasing of transmission rate, enlarging the range of action and adding new services.



РЕЖЕКЦИЯ СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ПОМЕХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТОПОГРАФИЧЕСКОЙ КЛАССИФИКАЦИИ ЗАКОНОВ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ

Колчев А.А., Щиры А.О.

Марийский государственный университет

Введение. При наклонном зондировании ионосферы непрерывным сигналом с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) пробегается весь декаметровый диапазон радиоволн от 3 до 30 МГц. Работающие в этом диапазоне радиотехнические средства создают помехи работе ионозонда. При согласованном приеме принятый ЛЧМ сигнал, в сумме с сосредоточенной помехой, демодулируется путем перемножения с ЛЧМ-сигналом гетеродина. В результате демодуляции сосредоточенная помеха становится импульсной [1]. “Загрязненность” ионограммы помехами препятствует достоверному определению параметров радиолинии по ионограмме.

Цель работы: исследование эффективности режекции сосредоточенных помех с использованием топографической классификации законов распределения при ЛЧМ зондировании ионосферы.

Основные модельные положения. Математическую модель сигнала $A_{\text{ввлх}}(t)$ на выходе системы сжатия в частотной области приемника ЛЧМ ионозонда можно записать в виде суммы сигнала разностной частоты $A(t)$, флуктуационного шума $a_f(t)$ и суммы сосредоточенных помех $a_{sn}(t)$:

$$A_{\text{ввлх}}(t) = \sum_{i=1}^m A_i(t) + \sum_{n=1}^N a_{sn}(t) + a_f(t),$$
 где m - количество принимаемых мод, N - количество сосредоточенных помех в полосе частот сигнала.

Работа системы подавления сосредоточенной помехи будет эффективна при значительном превышении энергии помехи над энергией сигнала и определенной длительности подавляемых помех [2]. Поэтому сигнал $A_{\text{ввлх}}(t)$ можно рассматривать в рамках модели смеси двух симметричных распределений с существенно различающимися дисперсиями: $f(x, \sigma) = h_1 f_1(x, \sigma_1) + h_2 f_2(x, \sigma_2)$, где $f(x, \sigma)$ - плотность распределения сигнала $A_{\text{ввлх}}(t)$; $f_1(x, \sigma_1)$ - плотность распределения суммы сигнала разностной частоты и флуктуационного шума; $f_2(x, \sigma_2)$ - плотность распределения импульсной помехи; h_1, h_2 - удельный вес распределения в общей генеральной совокупности; $\sigma^2, \sigma_1^2, \sigma_2^2$ - соответствующие дисперсии. Здесь $\sigma_1 \ll \sigma_2$ и $h_1 > h_2$.

Для выделения сосредоточенной помехи из сигнала использовалось различие значений σ_1 и σ_2 . Для этого сигнал $A_{\text{бых}}(t)$ длительностью T разбивается на K не перекрывающихся элементов длительностью T_3 . Величину T_3 необходимо выбирать таким образом, чтобы соответствующая полоса частот Δf_3 была равна значению ширины спектра сосредоточенной помехи. Для каждого k -го элемента сигнала находятся несмещенные оценки среднеквадратичного отклонения σ_k . Признаком отсчета, принадлежащего сосредоточенной помехе является большое удаление этого отсчета от центра распределения. В этом случае его можно рассматривать как промах для совокупности отсчетов суммы сигнала разностной частоты и флуктуационного шума и для разделения отсчетов использовать методики цензурирования выборки.

В зависимости от значений h_2 и σ_2 будет меняться характер распределения σ_k . Если $h_2 = 0$, то распределение будет одномодальным и симметричным, если $h_2 \neq 0$, то распределение становится двухмодальным. Приближенная идентификация формы распределения значений σ_k осуществлялась по сочетанию оценок контрэксцесса и энтропийного коэффициента с использованием топографической классификации [3].

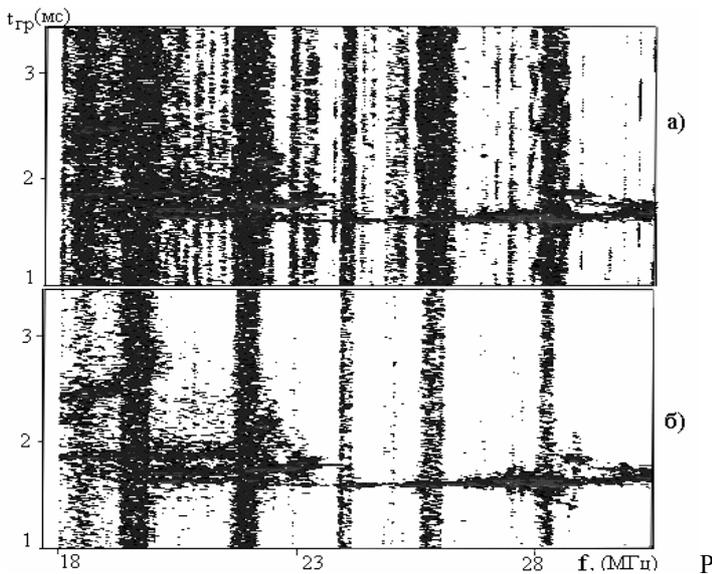
Методика обработки данных. Энтропийный коэффициент по гистограмме распределения σ_k вычисляется как $k_3 = \frac{h \cdot n}{2\bar{\sigma}} 10^{\frac{1}{n} \sum_{j=1}^m n_j \lg n_j}$, где $\bar{\sigma} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \sigma_i$; h – ширина столбца гистограммы, n – объем выборки, m – число столбцов гистограммы, n_j – число наблюдений в j -м столбце гистограммы. Контрэксцесс распределения находится как $\chi = \frac{1}{\sqrt{E-3}}$, где E – коэффициента эксцесса. Если выборка значений σ_k по топографической классификации признается двухмодальной, то это говорит о наличии сосредоточенной помехи в этой выборке и производится ее цензурирование.

Значимость различий между σ_k оценивается на основе использования критерия обнаружения грубых ошибок в экспериментальных измерениях [3], справедливого для большого числа законов распределения. Если для величины σ_k выполняется оценка

$$|\sigma_k - \bar{\sigma}| \leq s \cdot (1,55 + 0,8\sqrt{E+2} \cdot \lg(K/10)), \quad (1)$$

где $\bar{\sigma} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \sigma_i$, E – коэффициента эксцесса, то нет оснований считать это значение значительно отличающимся от среднего. Если неравенство (1) для некоторого элемента не выполняется и $\sigma_k > \bar{\sigma}$, то предполагается, что этот элемент сигнала поражен сосредоточенной помехой и его необходимо режектировать.

Так как далеко отстоящие наблюдения могут существенно изменить оценки σ_k , E и $\bar{\sigma}$, то их вычисление и расчет границы цензурирования производился без учета тех отсчетов, которые наиболее удалены от центра. В работе для расчета числовых характеристик использовались первые 75% отсчетов вариационного ряда. После определения границ цензурирования изъятие из исходной выборки наиболее удаленных от центра отсчетов проводилось с учетом этих границ и расчет всех



ис.1. а, б - Великобритания – Нижний Новгород, 16.12.2003, Время: 13:52.

оценок повторялся заново.

Эффективность использования методики оценивалась по величине $\eta = 10 \lg(P_1 / P_2)$ (P_1 – отношение сигнал/шум после режекции, P_2 – исходное отношение сигнал/шум), названной нами выигрышем из-за режекции. Отношение сигнал/шум на выходе приемника равно отношению энергии сигнала E_s к спектральной плотности мощности аддитивной помехи. В этом случае выигрыш из-за режекции можно оценить с помощью следующего выражения: $\eta = (1 + E_{cn} / E_n) \cdot \left(1 - \frac{\Delta f_{cn}}{\Delta f}\right)^2$, где E_n – энергия флуктуационного шума, энергия сосредоточенной помехи E_{cn} , Δf – полоса частот сигнала, Δf_{cn} – полоса частот занимаемая сосредоточенной помехой.

Экспериментальная оценка эффективности метода. Для исследования эффективности предложенной процедуры режектирования проводились круглосуточные эксперименты 16-19 декабря 2003г. на следующих радиотрассах наклонного ЛЧМ-зондирования: Великобритания - Нижний-Новгород, Кипр – Нижний-Новгород, Иркутск - Нижний-Новгород. Было обработано свыше 300 ионограмм.

На рис. 1 для сравнения приведен фрагмент ионограммы до (а) и после (б) режектирования, полученную для трассы Великобритания – Нижний Новгород. Видно, что применение предложенного алгоритма обработки позволяет достаточно эффективно подавлять сосредоточенные помехи, позволяя распознать те моды сигнала, которые были скрыты за помехами.. На рис. 5 показаны отдельные осциллограммы и спектры различного сигнала до (а, в) и после (б,г) режектирования. Применение процедуры режектирования дает возможность на частоте 700 Гц выделить сигнал, который не может быть выделен в исходном спектре.

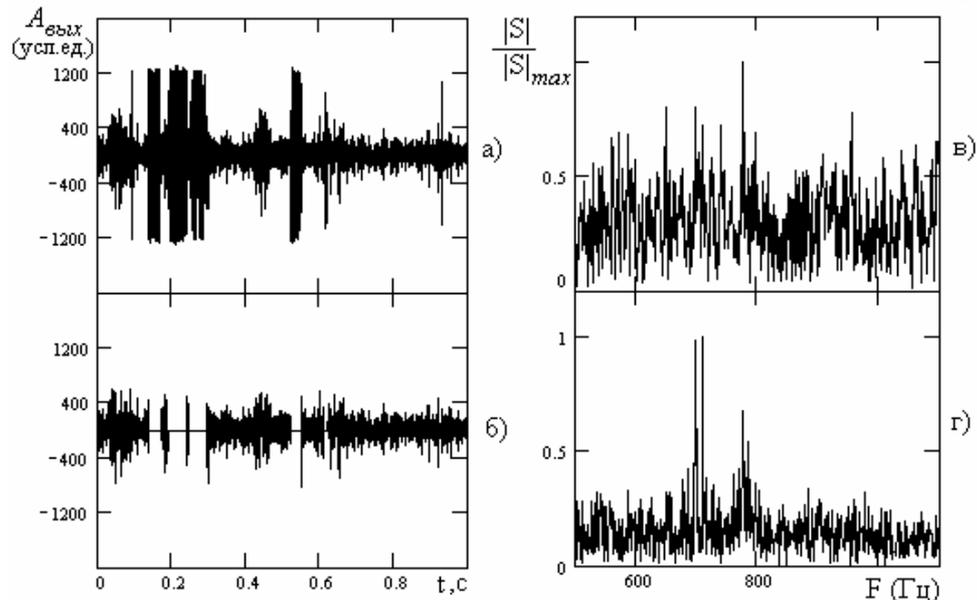


Рис. 5. Осциллограммы и спектры ионограммы Великобритания – Нижний Новгород, 16.12.2003, 10:52 а), в)–до режектирования, б), г) –после режектирования.

Из обработанных в проведенных экспериментах 1500 спектрах сосредоточенная помеха, подлежащая режекции, была обнаружена в 60% спектрах. При этом среднее значение вырезанной полосы частот составило 14 кГц при полосе частот сигнала в 100 кГц, а среднее отношение σ_2 / σ_1 – 3,9. Средний выигрыш из-за режекции равен 4.1 дБ, максимальный – 13 дБ. Экспериментально установлено, что выигрыш из-за режекции зависит от отношения сигнал/шум P_2 - при увеличении P_2 среднее значение η уменьшается. Если для значений $P_2 \in (5\text{дБ}; 20\text{дБ})$ среднее значение η равно 4.7дБ (максимальное – 13 дБ), то для $P_2 \in (20\text{дБ}; 40\text{дБ})$ – 3 дБ (максимальное 9дБ).

Использование методики топографической классификации формы распределения повысило вероятность правильного обнаружения сосредоточенной помехи с 76% до 95%. Коэффициент корреляции между η и k_3 в проведенных экспериментах оказался равен –0,8, т.е. увеличение энергии сосредоточенной помехи приводит к уменьшению энтропийного коэффициента.

Выводы. Разработан и апробирован метод ослабления сосредоточенных помех на выходе приемника ионозонда. Экспериментально установлено, что применение предложенной методики режекции особенно

эффективно при выделении слабого сигнала на фоне значительных сосредоточенных помех. Показано, что использование оценок контрэксцесса и энтропийного коэффициента для идентификация формы распределения существенно повышает вероятность правильного обнаружения сосредоточенной помехи.

Авторы благодарят сотрудников НПП «Полет» за предоставленные экспериментальные данные.

Литература

1. Блаунштейн Н. Ш., Ерухимов Л. М., Иванов В.А. и др. Современные методы исследования динамических процессов в ионосфере. – Кишинев: Штиинца, 1991. – 286 с.
2. Гольдберг А.П. Режекция комплекса сосредоточенных помех// Радиотехника. 1978. т.33, №6, с.3-9.
3. Новицкий П.В., Зюграф И.А. Оценка погрешностей результатов измерений. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1991. – 304с.

The method of easing of the concentrated noise on an output of receiver of the chirpsounder is offered. It is shown, that application of estimations of the kurtosis and factor of entropy for identification of the form of distribution allows to increase essentially probability of correct detection of the concentrated noise. Results of natural experiments are resulted according to efficiency of the offered method.

КАЧЕСТВЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖИТЕЛЯ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА, НАБЛЮДАЕМОГО НА ФОНЕ ШУМОВ И МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ

Перов Д.А.

ОАО НПК НИИДАР

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Задача обнаружения полезного сигнала на фоне гауссового шума и мешающих отражений от группы других объектов в общем виде рассмотрена в ряде работ ([1], [2]), в которых, однако, отсутствует детальный анализ качественных характеристик приведенных алгоритмов обнаружения.

В практическом плане проблема имеет три аспекта:

- анализ возможности обнаружения слабого сигнала на фоне протяженных боковых лепестков мощного мешающего отражения при неудовлетворительном временном сечении функции неопределенности зондирующего сигнала (ЗС);

- анализ разрешающей способности двух близких по уровню полезных сигналов, каждый из которых является мешающим для другого сигнала;

- анализ характеристик обнаружения-разрешения в случае РЛС моностатического типа, в которых приемник бланкируется (запирается) на время излучения ЗС.

Ниже анализируется лишь первый аспект проблемы.

2. МОДЕЛЬ ВХОДНОГО ПРОЦЕССА

Модель входного процесса зададим выражением

$$x = A_{\Pi} S_{\Pi} + S_M A + \xi, \quad (1)$$

где

x - $K \times 1$ -матрица (K -вектор) комплексных отсчетов процесса в пределах интервала приема,

$S_{\Pi}(\tau) = S(kT - \tau)$ - $K \times 1$ -матрица (K -вектор) выборки полезного сигнала,

$S(t)$ - функция модуляции ЗС,

$k=0 \div K-1$ - номер выборки,

T - такт дискретизации процесса,

A_{Π} - комплексная амплитуда полезного сигнала,

τ - задержка полезного сигнала относительно начала излучения,

$S_M = \{S_{M0}, S_{M1}, \dots, S_{M,N-1}\}$ - $K \times N$ -матрица мешающих отражений,

N - число мешающих отражений,

$S_{Mn} = S(kT - \tau_n)$ - $K \times 1$ -матрица (K -вектор) выборки n -го мешающего отражения,

τ_n - задержка n -го мешающего отражения относительно начала зондирования,

$A = \{A_0, A_1, \dots, A_{N-1}\}^T$ - $N \times 1$ -матрица (N -вектор) комплексных амплитуд мешающих отражений,

$\{\cdot\}^T$ - операция транспонирования матрицы,

ξ - $K \times 1$ -вектор выборки шума.

Комплексные амплитуды A_n и A_{n+1} ($n=0 \div N-1$) полагаем взаимно независимыми случайными величинами с нулевыми средними значениями, а вектор выборок ЗС нормированным по энергии ($\|S\|^2=1$, $\|S\|^2$ – квадрат нормы вектора S).

Заметим, что для простоты в модели (1) доплеровские смещения частоты полезного сигнала и мешающих отражений полагаются равными нулю (сформулированная выше проблема в наибольшей степени проявляется именно во временном сечении).

3. ВАРИАНТЫ АЛГОРИТМА ОПТИМАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ

На практике, как правило, обработка входного процесса в пределах интервала приема сводится к формированию корреляционных сумм (корреляционных интегралов) для каждого канала дальности или к согласованной фильтрации входного процесса. При этом опорная функция коррелятора и весовая функция согласованного фильтра полностью определяются функцией модуляции ЗС и постоянны в пределах интервала приема. Указанная обработка, являясь оптимальной в отсутствие мешающих отражений, дает весьма плохие результаты при наличии последних (особенно в случае моностатических РЛС и большом различии в уровнях полезного и мешающих сигналов).

Возможны различные варианты оптимизации обработки для модели входного процесса, определяемой выражением (1):

- оптимальный байесовский алгоритм, сводящийся к формированию для каждого канала дальности корреляционной суммы

$$y_\tau = x^T w_\tau, \quad (2)$$

где

τ - задержка, соответствующая рассматриваемому каналу дальности,

w_τ - весовая функция размера K (в общем случае большего, чем размер ЗС), определяемая выражением

$$w_\tau = R^{-1} S_{II}^*(\tau), \quad (3)$$

причем

R^{-1} – матрица, обратная корреляционной матрице мешающих отражений

$$R = (S_M^* A^* A^T S_M^T) + \sigma_\xi^2 I = S_M^* D S_M^T + \sigma_\xi^2 I, \quad (4)$$

(.)^{*} - знак комплексного сопряжения,

(\dots) – знак математического ожидания,

σ_ξ^2 – мощность шума,

I – единичная матрица,

$D = \text{diag}\{D_n\}$, $n=0 \div (N-1)$ – диагональная матрица с элементами $D_n = |A_n|^2$;

- алгоритм, определяемый следующим энергетическим критерием оптимизации

$$\min(w_\tau^H R w_\tau) \text{ при ограничении } S_{II}^T(\tau) w_\tau = 1 \quad (5)$$

(минимизация мощности мешающих отражений в оптимизируемом канале дальности с задержкой τ при фиксированном коэффициенте передачи полезного сигнала $S_{II}(\tau)$, соответствующего этому каналу; (\cdot)^H-знак эрмитового сопряжения),

приводящим к решению

$$w_\tau = R^{-1} S_{II}^*(\tau) / (S_{II}^T(\tau) R^{-1} S_{II}^*(\tau)); \quad (6)$$

- алгоритм, определяемый критерием максимизации отношения сигнал/(помеха+шум) с нормировкой коэффициента передачи по шуму

$$\max \left(\frac{|S_{II}^T(\tau) w_\tau|^2}{w_\tau^H R^{-1} w_\tau} \right), \text{ при } \|w_\tau\|^2 = 1, \quad (7)$$

приводящий к решению

$$w_\tau = R^{-1} S_{II}^*(\tau) / (S_{II}^T(\tau) R^{-1} S_{II}^*(\tau))^{1/2} = R^{-1} S_{II}^*(\tau) / \|R^{-1} S_{II}^*(\tau)\|. \quad (8)$$

Отметим особенности приведенных решений:

- во всех случаях основная операция, определяющая структуру оптимального вектора, состоит в вычислении вектора $R^{-1} S_{II}^*(\tau)$ и одинакова для всех вариантов оптимизации;

- структура оптимального вектора, в отличие от случая согласованной обработки, зависит от номера оптимизируемого канала дальности (от величины соответствующей задержки τ); фактически это означает пе-

переход к системе рассогласованной обработки с переменными параметрами, для которой вид выходного сигнала определяется не функцией неопределенности ЗС, а функцией взаимной неопределенности ЗС и оптимального весового вектора, меняющегося во времени; указанное обстоятельство позволяет надеяться на существенно лучшее качество выделения слабых сигналов, наблюдаемых на фоне мощных мешающих отражений, по сравнению с традиционной согласованной обработкой.

Далее предпочтение будет отдано алгоритму (7), (8) в силу нормировки коэффициента передачи по шуму во всех каналах дальности (на практике это уменьшает проблемы, связанные с пороговой обработкой).

Приведем примеры, поясняющие существо проблемы и качественно иллюстрирующие эффективность оптимальной рассогласованной обработки.

Для определенности в качестве зондирующего сигнала будем рассматривать ЛЧМ-сигнал с функцией модуляции

$$S(t) = \exp \left[i\pi\alpha \left(t - \frac{T_H}{2} \right)^2 \right], 0 \leq t \leq T_H, \quad (9)$$

где

T_H – длительность импульса,

$\alpha = Fd / T_H$ – крутизна “пилы” ЛЧМ-сигнала (Fd – девиация частоты).

Главное временное сечение функции неопределенности сигнала (9), изображенное на рис. 1 (кривая 1), определяется выражением

$$\chi(x) = (1 - |x|) \operatorname{sinc} [\pi Bx(1 - |x|)], \quad (10)$$

где

$x = \tau / T_H$ ($|x| \leq 1$, τ - рассогласование по задержке),

$\operatorname{sinc}(u) = \sin(u)/u$,

$B = \alpha T_H^2$ – база сигнала (на рисунке 1 и далее $B = 255$).

По оси абсцисс на рисунке отложен параметр временной расстройки.

Ниже рассмотрен случай одиночного сигнала, для которого возможно получить аналитическое решение. Главное временное сечение функции взаимной неопределенности сигнала (9), изображенное на рисунке 1 (кривая 2), определяется выражением

$$\left| \frac{A_0}{\sigma_\xi} \right| S_{M_0}^T w_\tau = \frac{q^{1/2} \chi(\tau_0 - \tau)}{\left(1 - 2a|\chi(\tau_0 - \tau)|^2 + a^2|\chi(\tau_0 - \tau)|^4 \right)^{1/2}}, \quad (11)$$

где

$q = |A_0|^2 / \sigma_\xi^2$ - отношение мощности мешающего отражения к мощности шума,

$a = q / (1 + q)$,

$\chi(\tau_0 - \tau) = S_{M_0}^T S_\tau^*$ - значение временного сечения функции неопределенности (10) при временном рассогласовании равном $\tau_0 - \tau$.

Из сравнения кривых на рисунке 1, видно, что предложенный алгоритм обладает существенно лучшей временной избирательностью по задержке в сравнении с согласованной обработкой, что позволяет надеяться на существенное улучшение разрешающей способности в случае наличия 2-х и более сигналов.

Далее рассматривается лишь случай бистатической РЛС без запирания (бланкирования) приемника на время излучения зондирующего сигнала.

На рис. 2,а изображено нормированное распределение мощности суммы трех ЛЧМ-сигналов с шумом на выходе согласованной обработки по задержке.

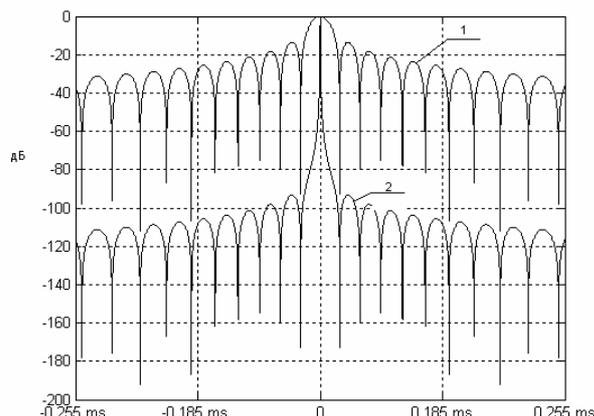


Рис. 1 Временное сечение функции неопределенности (1) и функции взаимной неопределенности (2) ЛЧМ-сигнала.

На рис. 2,б изображено распределение мощности по задержке для той же ситуации, но на выходе оптимальной рассогласованной обработки. Сопоставление рисунков свидетельствует о том, что переход к оптимальной рассогласованной обработке значительно повышает возможности выделения слабых сигналов, наблюдаемых на фоне мощных мешающих отражений.

В обоих случаях три значения отношения сигнал/шум равны соответственно 20, 40, 60 дБ, величины трех задержек связаны соотношениями $\tau_1 - \tau_0 = \tau_2 - \tau_1 = T_{И}/2$.

Рассмотренный алгоритм оптимальной рассогласованной обработки позволяет эффективно выделять слабые сигналы на фоне шума и мощных мешающих сигналов даже при плохом временном сечении функции неопределенности зондирующего сигнала.

Алгоритм обладает сильно выраженным свойством сверх разрешения по времени, что позволяет надеяться на высокие характеристики разрешения по дальности даже при использовании достаточно узкополосных сигналов.

Платой за указанные свойства является усложнение обработки, состоящее в необходимости оптимизации весовой функции для каждого временного канала (канала дальности).

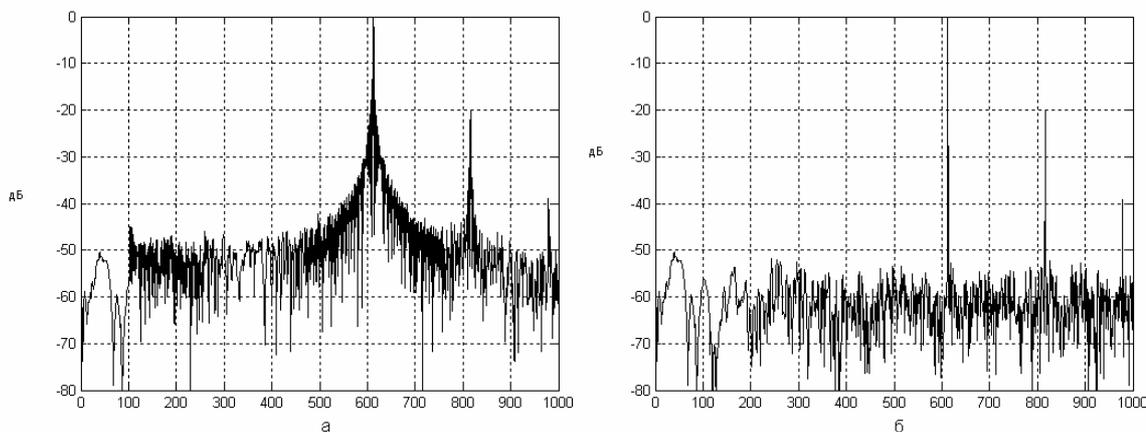


Рис. 2. Распределение мощности по задержке на выходе согласованной обработки и на выходе оптимальной рассогласованной обработки.

Литература

1. Я.Д. Ширман, Разрешение и сжатие сигналов, Москва, “Советское радио”, 1974
- 2 Ю.И. Абрамович, Компенсационные методы разрешения широкополосных сигналов, Радиотехника и электроника, т.ХХІІІ, 1, Издательство “Наука”, 1978

In the article discussed the problem of signals resolution with highly different levels of energy and stated optimal algorithm with criterion of maximization the signal/(crimp + noise) ratio with noise normalization condition.



ОЦЕНКА ДОСТИЖИМОГО БЫСТРОДЕЙСТВИЯ БЫСТРОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ НА ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ СТРУКТУРАХ

Литвинов Д.М., Стальной А.Я., Шуцко В.А.

ОАО «НПО «Алмаз» имени академика Расплетина А.А.»

В большинстве современных систем цифровой обработки сигналов используется в том или ином виде преобразование Фурье. Эта операция является наиболее трудоемкой частью вычислений и потому определяет быстродействие всей системы. Распараллеливание вычислений позволяет увеличить производительность систем цифровой обработки сигналов и применить их там, где раньше это было затруднительно. Кажется, что достаточно увеличить количество вычислителей в n раз и скорость обработки также увеличится в n раз. Однако увеличивать быстродействие системы до бесконечности не позволяют ограничения связанные с конкретным применяемым алгоритмом.

Для начала рассмотрим дискретное преобразование Фурье (ДПФ) описываемое выражением (1).

$$X(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) * e^{-j(2\pi/N)nk} \quad (1)$$

Предположим, что данные для обработки находятся в ОЗУ со временем доступа t_{O3Y} , и мы располагаем произвольным количеством вычислителей, которые выполняют операцию типа «умножение + сложение» за время t_c . Все элементы спектра будем вычислять параллельно, тогда время необходимое на все преобразование будет равно времени вычисления одного элемента. Из формулы ДПФ видно, что для вычисления одного элемента необходимо выполнить N операций чтения из ОЗУ и N операций типа «умножение + сложение». Чтение из ОЗУ и вычисления можно производить параллельно, тогда время необходимое для ДПФ будет зависеть от того, что больше время обращения к ОЗУ или время вычислений. Таким образом, минимальное время необходимое для вычисления преобразования Фурье при отсутствии ограничений на вычислители определяется формулой (2).

$$T_1 = t_{O3Y} * N \quad (2)$$

При этом потребуется порядка $N * t_c / t_{O3Y}$ вычислителей, что в большинстве случаев неприемлемо.

Для уменьшения количества вычислений, а следовательно, и количества вычислителей применяют те или иные алгоритмы быстрого преобразования Фурье (БПФ) [1, 2, 3]. Распараллеливание БПФ имеет множество структурных решений. Один из методов распараллеливания БПФ основан на свойствах арифметики блочных матриц [4].

Матричный алгоритм БПФ определяется выражением (3).

$$\begin{cases} F_p^t = A_p^t + B_p^t * Q_p^1 \\ G_p^t = A_p^t - B_p^t * Q_p^1 \end{cases} \quad (3)$$

Здесь $A_p^t, B_p^t, F_p^t, G_p^t, Q_p^1$ - матрицы комплексных чисел. Операция $B_p^t * Q_p^1$ - поэлементное перемножение столбцов матрицы B_p^t на вектор столбец Q_p^1 . Размерности матриц A, B, F, G, Q : $p = 2^{m-1}, t = 2^{r-m}$, где m – номер итерации: $m = 1, 2, 3, \dots, r$, r – число итераций. Весовые коэффициенты Q представляются выражением: $Q(k) = \cos(2\pi(k-1)/N) - i * \sin(2\pi(k-1)/N)$; где $k = 1, 2, 3, \dots, N/2$.

Разбив матрицы на блоки, можно параллельно обрабатывать данные на нескольких цифровых процессорах обработки сигналов (ЦПОС). На рисунке 1 представлена функциональная схема такого устройства состоящего из p ЦПОС. Каждый процессор в таком устройстве на каждой итерации обрабатывает свой блок данных. Благодаря этому время необходимое для вычислений уменьшается в p раз. Однако в таком устройстве появляется дополнительное ограничение, связанное с пропускной способностью общего ОЗУ.

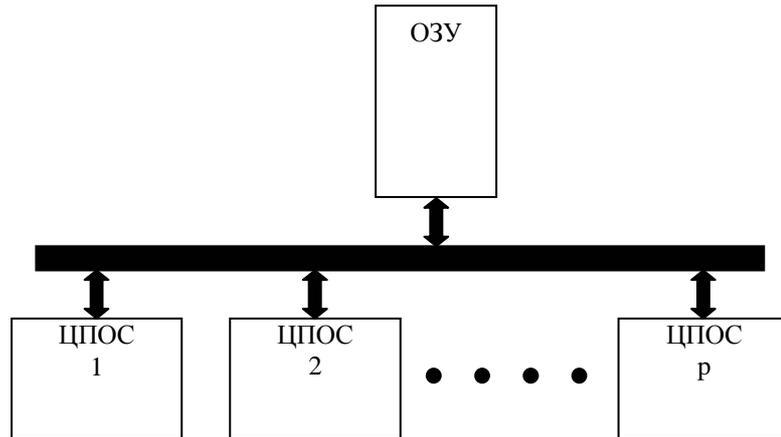


Рис. 1.

На каждой итерации из ОЗУ необходимо считать N чисел. Отсюда минимальное время необходимое для БПФ состоящего из $\log_2(N)$ итераций определяется формулой (4).

$$T_2 = N * t_{OZY} * \log_2(N) \quad (4)$$

где t_{OZY} – время одного обращения к ОЗУ.

Число ЦПОС, которые будут эффективно работать в таком устройстве, определяются условием (5).

$$\frac{N}{2} * t_B * \frac{1}{p} \geq N * t_{OZY} \quad \text{или} \quad p \leq \frac{t_B}{2 * t_{OZY}} \quad (5)$$

где t_B – время необходимое для выполнения операции типа «бабочка».

Состояние современной элементной базы таково, что $t_B \sim 4 * t_{OZY}$, поэтому применение более 2-4 ЦПОС в данном устройстве нецелесообразно.

При вычислении БПФ можно использовать основания больше 2. При этом наиболее интересным является основание \sqrt{N} . В этом случае необходимо выполнить всего две больших итерации. Минимальное достижимое время при этом будет $2 * N * t_{OZY}$. Операцию «бабочка» по основанию \sqrt{N} можно вычислять по-разному.

Если «бабочку» по основанию \sqrt{N} вычислять через БПФ по основанию 2 от последовательности длиной \sqrt{N} , тогда каждая большая итерация будет состоять из $\log_2(\sqrt{N})$ малых итераций. Суммарное число итераций останется таким же, как и в случае с БПФ по основанию 2 от всей последовательности длиной N , но межпроцессорный обмен данными будет необходим только в начале больших итераций.

Структурная схема такой системы представлена на рисунке 2. Каждый процессор имеет свое ОЗУ. Обмен данными между ОЗУ разных процессоров происходит только перед началом больших итераций. В этом случае минимальное достижимое время преобразования Фурье определяется выражением (6).

$$T_3 = 2 * N * t_{OZY} + \sqrt{N} * t_{OZY} * (\log_2(N) - 2) \quad (6)$$

Число ЦПОС, которые будут эффективно работать в таком устройстве, определяются условием (7).

$$p \leq \frac{t_B}{2 * t_{OZY}} * \sqrt{N} \quad (7)$$

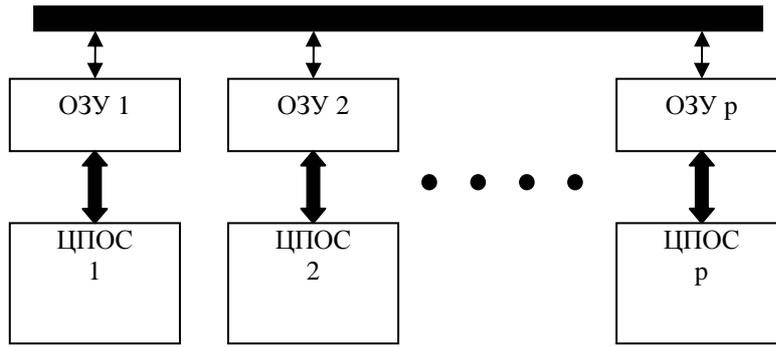


Рис. 2.

Если «бабочку» по основанию \sqrt{N} вычислять напрямую через ДПФ (1) от последовательности длиной \sqrt{N} , тогда минимальное достижимое время преобразования Фурье будет определяться выражением (7).

$$T_4 = 2 * N * t_{O3V} \quad (8)$$

При этом потребуется порядка $\sqrt{N} * t_c / t_{O3V}$ вычислителей.

На рисунке 3 представлен качественный график зависимости быстродействия системы от количества процессоров (p) для четырех рассмотренных случаев при условии $t_c = t_b = 4 * t_{O3V}$, $N = 1024$

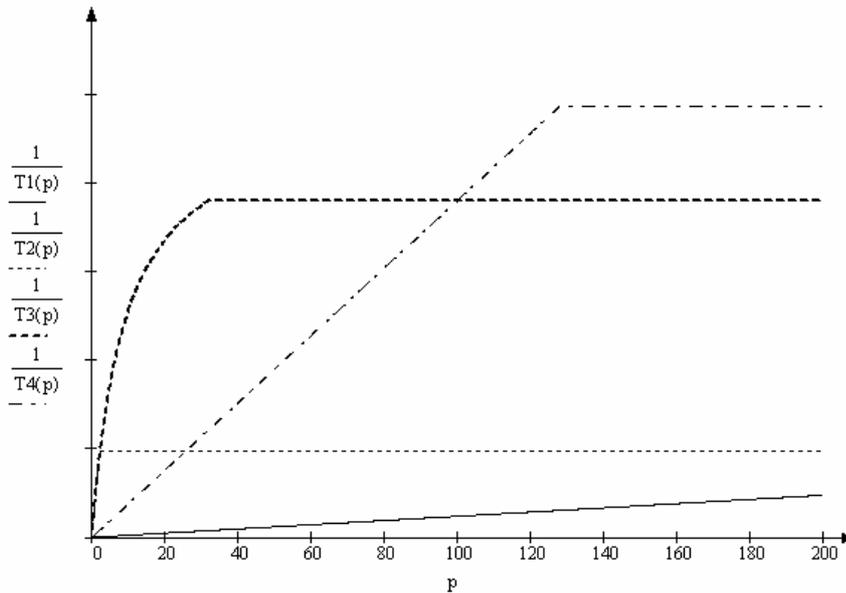


Рис. 3.

Из графика видно, что распараллеливание БПФ по основанию 2 эффективно только для небольшого числа процессоров. Для дальнейшего увеличения быстродействия необходимо использовать БПФ по основанию \sqrt{N} , что позволяет эффективно распараллеливать вычисления на большем числе процессоров. Теоретически вычисление ДПФ напрямую позволяет достичь еще большего быстродействия, однако количество процессоров необходимых для этого слишком велико, и серьезно рассматривать такой подход для вычисления преобразования Фурье от длинных последовательностей пока не следует.

Литература

1. Рабинер Л., Гоулд Б. “Теория и применение цифровой обработки сигналов”, Москва, “МИР”, 1978 г.
2. Блейхут Р. “Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов”, Москва, “МИР”, 1989 г.

3. Власенко В.А., Лаппа Ю.М., Ярославский Л.П. “Методы синтеза быстрых алгоритмов свертки и спектрального анализа сигналов”, Москва, “НАУКА”, 1990 г.

4. Стальной А.Я. “Матричный алгоритм БПФ с естественной топологией входной и выходной информации”, ВСР, 26, 1981 г.

Fourier transform is used in this or that kind in the majority of modern systems of digital processing signals. Multiprocessing calculations allow increasing productivity of systems. But the increasing of system speed infinitely is impossible because of restrictions connected with used algorithm. The understanding of these restrictions allows choosing correctly algorithm in each case.

◆

СИНТЕЗ ВЕЙВЛЕТ-ФИЛЬТРОВ С ПЕРЕСТРАИВАЕМЫМИ КОЭФФИЦИЕНТАМИ В СХЕМЕ СЖАТИЯ МАЛЛА

Кобелев В.Ю., Моисеев А.А. Приоров А.Л.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова
150000, Россия, Ярославль, ул. Советская, 14, тел. (0852) 79-77-75, E-mail: dcslab@uniyar.ac.ru

В настоящее время представлено большое количество публикаций, касающихся темы адаптивного вейвлет-преобразования сигналов. В большинстве своем это работы связанные с адаптацией на поздней стадии обработки – когда получены коэффициенты вейвлет-разложения и адаптивным образом осуществляется их выборка. Гораздо в меньшем объеме представлены работы, касающиеся адаптации на ранней стадии обработки – еще при выборе вейвлет-функции. Данная работа посвящена вопросам выбора вейвлет-функции на начальном этапе обработки. Предпосылками такого подхода являются работы [1-2] в которых рассматривается идея формирования вейвлет-фильтра с адаптивно перестраиваемыми коэффициентами импульсной характеристики.

В работе используется методика сжатия сигналов при помощи ортогональных вейвлетов, соответствующая стандартному методу Малла с отбрасыванием высокочастотных компонент разложения [3]. Под термином вейвлет-фильтр с безошибочным восстановлением понимается фильтр, при использовании которого в рамках предложенной модели вейвлет-обработки сигналов достигается нулевая ошибка восстановленного сигнала. Термин низкочастотный вейвлет-фильтр описывает цифровой фильтр, импульсная характеристика которого представлена коэффициентами масштабирующего уравнения на вейвлет-функцию. Далее в работе вейвлет-фильтр с безошибочным восстановлением назовем “оптимальным”. Все расчеты представлены для одномерного вейвлет-фильтра. Однако, в большинстве случаев, изображения сжимаются последовательной обработкой по строкам и по столбцам. Результаты такой обработки можно однозначно сопоставить обработке изображений при помощи двумерных разделимых вейвлет-фильтров. Таким образом, результаты работы могут быть применены и для проектирования двумерных разделимых вейвлет-фильтров. Анализ применимости представленных расчетов для проектирования двумерных неразделимых фильтров показал на порядок возросшую сложность расчетов.

Рассмотрим Фурье-образ восстановленного сигнала после двукратного сжатия:

$$\tilde{F}^0(j\omega) = H(j\omega)H(-j\omega)F^0(j\omega) + H(j(\omega + \pi))H(-j\omega)F^0(j(\omega + \pi)), \quad (1)$$

где $H(j\omega) = \sum_{k=0}^{M-1} h_k e^{-j\omega k}$ – частотная характеристика вейвлет-фильтра,

$F^0(j\omega) = \sum_{k=0}^{M-1} f_k e^{-j\omega k}$ – Фурье-образ оригинального сигнала,

$\tilde{F}^0(j\omega) = \sum_{k=0}^{M-1} \tilde{f}_k e^{-j\omega k}$ – Фурье-образ восстановленного сигнала.

Второе слагаемое выражения (1) представляет влияние эффектов наложения, возникающих при уменьшении в два раза частоты дискретизации, норма которого в общем случае есть мощность одной из составляющих ошибки восстановленного сигнала. Однако, зачастую при соответствующем выборе частотной характеристики фильтра $H(j\omega)$, удастся добиться некоторой корреляции первого и второго слагаемых (1) и тем самым снизить суммарную мощность ошибки.

Сделав предположение о равенстве спектров восстановленного и оригинального сигналов, получим уравнение на ФЧХ вейвлет-фильтра, при использовании которого норма отклонения восстановленного сигнала от оригинала была бы равна нулю

$$\arg(F^0(j\omega)) - \arg(F^0(j(\omega + \pi))) = \arg(H(j(\omega + \pi))) - \arg(H(j\omega)). \quad (2)$$

Аналогичное условие на амплитудно-частотную характеристику было рассмотрено в работе [1]:

$$H^2(\omega) = F^2(\omega) / (F^2(\omega + \pi) + F^2(\omega)). \quad (3)$$

Если выражение (3) дает однозначное определение амплитудной характеристики “оптимального” фильтра, то выражение (2) представляет лишь разностное уравнение на фазовую характеристику искомого фильтра и не позволяет однозначно ее рассчитать. С другой стороны, неправильный выбор фазовой характеристики вейвлет-фильтра ведет к сильному увеличению нормы ошибки (на 5-20% по сравнению со стандартными вейвлет-фильтрами Добеши). Поэтому далее рассмотрены уточняющие условия, позволяющие выполнить однозначное определение фазовой характеристики.

Проанализируем уравнение (2). Введем обозначения

$$\varphi_f(\omega) \equiv \arg(F^0(j\omega)), \quad \xi(\omega) \equiv \varphi_f(\omega) - \varphi_f(\omega + \pi), \quad \varphi(\omega) \equiv \arg(H(j\omega)).$$

В соответствии с обозначениями, выражение (2) примет вид:

$$\varphi_f(\omega) - \varphi_f(\omega + \pi) - \pi = \varphi(\omega + \pi) - \varphi(\omega). \quad (4)$$

Пусть функция $\varphi(\omega)$ удовлетворяет условию;

$$\varphi(\omega) = -\xi(\omega)/2 + \chi(\omega),$$

где $\chi(\omega)$ – произвольная функция. Условие на нее найдем после соответствующей подстановки в уравнение (4):

$$\xi(\omega) = -\xi(\omega + \pi)/2 + \chi(\omega + \pi) + \xi(\omega)/2 - \chi(\omega).$$

После сопоставления $\xi(\omega)$ и $\xi(\omega + \pi)$, получим уравнение на $\chi(\omega)$:

$$\chi(\omega + \pi) - \chi(\omega) = 2\pi n. \quad (5)$$

Один вариант решения уравнения (5) – это предположение, что $\chi(\omega)$ – линейная функция

$$\chi(\omega) = \frac{N\pi}{2\pi} \omega = \frac{N}{2} \omega.$$

В результате получено однозначное определение $\varphi(\omega)$:

$$\varphi(\omega) = -\xi(\omega)/2 - N\omega/2. \quad (6)$$

Совокупность уравнений (3) и (6) представляет собой требование к вейвлет-фильтру с безошибочным восстановлением. Так как такой фильтр достижим в большинстве случаев только при порядках, сопоставимых с длиной сигнала, возникает задача синтеза вейвлет-фильтров невысоких порядков, характеристики которых в некоторой степени приближающиеся к “оптимальным” (далее такой фильтр для краткости будем называть аппроксимирующим). Возникает задача синтеза цифрового фильтра с заданными требованиями на частотную характеристику. На рис. 1 представлено сопоставление частотных характеристик “оптимального” $H_{opt}(j\omega)$ и аппроксимирующего фильтров $H_{real}(j\omega)$, рассчитанных для конкретного тестового сигнала.

При сопоставлении представленной АЧХ аппроксимирующего фильтра $H_{opt}^2(\omega)$ со стандартными вейвлетами Добеши, имеющими такую же длину, главное отличие заключается в значении частотной характеристики в области верхних частот. За счет более высокого коэффициента передачи в области верхних частот аппроксимирующего вейвлет-фильтра удастся с меньшими потерями восстановить высокочастотную область обрабатываемого сигнала. Необходимо отметить, что значения частотной характеристики аппроксимирующего вейвлет-фильтра зависят от модели сигнала. И при соответствующем выборе коэффициентов рассчитываемого вейвлет-фильтра удастся уменьшить ошибку восстановленного сигнала при сжатии в рамках рассматриваемой модели. Как показала практика, при использовании предложенной модели синтеза вейвлет-фильтров с перестраиваемыми коэффициентами, норма ошибки уменьшается на 5-12%. (значения представлены в сопоставлении со стандартными вейвлет-фильтрами Добеши). Установлено, что норма ошибки в основном зависит от двух факторов: от мощности высокочастотной части сигнала и уровня корреляции между высокочастотными и низкочастотными спектральными компонентами сигнала. Например, при увеличении мощности восстанавливаемой высокочастотной области сигнала в несколько раз, итоговая норма ошибки восстанавливаемого сигнала уменьшается всего на 6%.

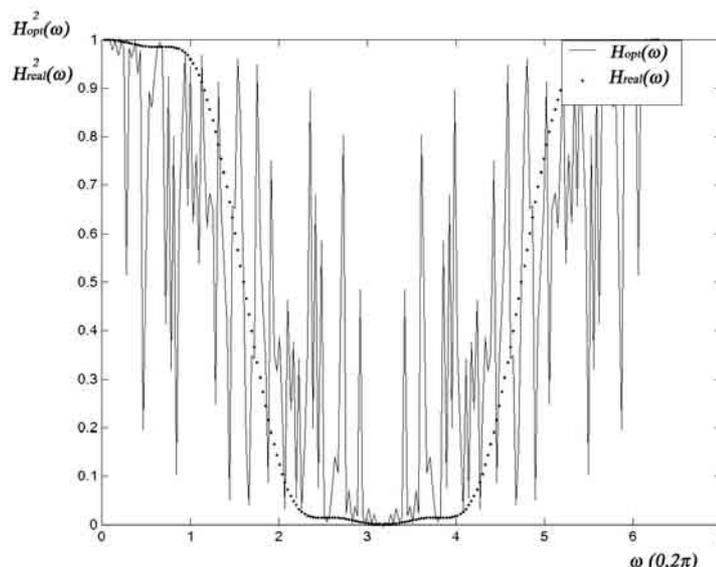


Рис. 1. Аппроксимирующая функция $H^2_{real}(\omega)$ и оптимальная функция $H^2_{opt}(\omega)$ (соответствующие вейвлет-фильтры имеют порядок 10 и 200).

Литература

1. Кобелев В.Ю. Адаптивное вейвлет-преобразование сигналов // Докл. 3-ой междунар. конф. и выставки “Цифровая обработка сигналов и ее применение” (DSPA’2000), Москва, 2000. Т. 1, С. 109-112.
2. Кобелев В.Ю., Корепанов И.В., Буралков Д.В. Параметризация и особенности представления вейвлет-фильтров на z-плоскости // Докл. 6-ой междунар. конф. и выставки “Цифровая обработка сигналов и ее применение” (DSPA’04), Москва, 2004. Т. 2, С. 122-124.
3. Usevitch B. Wavelet-based image compression // IEEE Signal Processing Mag. 2001. V. 18, № 9. P. 22-35.

WAVELET FILTERS DESIGN WITH TUNABLE PARAMETERS IN MALLAT’S COMPRESSION SCHEME

Kobelev V., Moiseev A., Priorov A.

Yaroslavl State University

14 Sovetskaya st., Yaroslavl, Russia 150000, Phone: 7-0852-79-77-75. E-mail: dcslab@uniyar.ac.ru

In this paper the signals compression technique corresponding to a standard Mallat’s method without restore of the high-frequency wavelet-component is considered. The analytical expressions for the design of the “lossless wavelet-filters” transfer functions and wavelet-filters having the low orders, which phase and magnitude responses are approximate to the “lossless wavelet-filters” are achieved.

АНАЛИЗ СПЕКТРАЛЬНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ВОССТАНОВЛЕННЫХ СИГНАЛОВ ПОСЛЕ СЖАТИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ФИЛЬТРОВ

Кобелев В.Ю., Корепанов И.В., Моисеев А.А.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

150000, Россия, Ярославль, ул. Советская, 14, тел. (0852) 79-77-75, E-mail: dcslab@uniyar.ac.ru

Исследованию методик сжатия сигналов с использованием вейвлет-фильтров в настоящее время посвящено большое количество публикаций [1-2]. Это обусловлено преимуществами, которые дает вейвлет-обработка по сравнению со стандартными методами обработки.

В работе используется методика обработки сигналов при помощи ортогональных вейвлетов, соответствующая стандартному методу Малла с отбрасыванием высокочастотных компонент разложения. Под тер-

мином вейвлет-фильтр понимается цифровой фильтр, отсчеты импульсной характеристики которого соответствуют решению масштабированного уравнения на соответствующую вейвлет-функцию.

В соответствии с используемой моделью восстановления сигналов после сжатия, норма ошибки восстановленного сигнала определяется двумя компонентами: усечением высокочастотных компонент и влиянием эффектов наложения вследствие уменьшения частоты дискретизации. Следует отметить, что при соответствующем выборе вейвлет-фильтра влияние эффектов наложения могут скомпенсировать усеченные высокочастотные компоненты сигнала и в результате свести норму ошибки восстановления к нулю. Ранее получены методики расчета соответствующих частотных характеристик вейвлет-фильтров, выполняющих как безошибочное восстановление сигнала, так и максимально приближающихся к безошибочному восстановлению [3]. Первый вейвлет-фильтр для краткости назовем “оптимальным” с частотной характеристикой $H_{opt}(j\omega)$, второй “аппроксимирующим”, $H_{real}(j\omega)$.

Работа посвящена анализу спектральных искажений восстановленного сигнала после сжатия с использованием вейвлет-фильтров.

Аналитические выражения для расчета частотных характеристик “оптимального” вейвлет-фильтра можно записать в виде:

$$H_{opt}^2(\omega) = F^2(\omega) / (F^2(\omega + \pi) + F^2(\omega)), \quad (1)$$

$$\varphi_{opt}(\omega) = -\xi(\omega)/2 - N\omega/2, \quad N = 0, 4, 8, \dots \quad (2)$$

где $H(j\omega)$ – частотная характеристика произвольного вейвлет-фильтра, $F^0(j\omega)$ – Фурье-образ оригинального сигнала, $\tilde{F}^0(j\omega)$ – Фурье-образ восстановленного сигнала,

$$\xi(\omega) \equiv \varphi_f(\omega) - \varphi_f(\omega + \pi) - \pi, \quad \varphi_f(\omega) \equiv \arg(F^0(j\omega)), \quad \varphi(\omega) \equiv \arg(H(j\omega)).$$

Так как такой фильтр достижим в большинстве случаев только при порядках, сопоставимых с длиной сигнала, возникает задача синтеза вейвлет-фильтров невысоких порядков, характеристики которых в некоторой степени приближаются к “оптимальным” (“аппроксимирующий” вейвлет-фильтр). При исследовании спектральных искажений восстановленного сигнала при использовании произвольного вейвлет-фильтра $H(j\omega)$, за основу выбрана степень отклонения частотных характеристик выбранного фильтра от частотных характеристик “оптимального” вейвлет-фильтра $H_{opt}(j\omega)$.

Введем следующие обозначения

$$\delta(\omega) = H_{real}(\omega) / H_{opt}(\omega), \quad \varepsilon(\omega) = \varphi_{real}(\omega) - \varphi_{opt}(\omega).$$

После подстановки $\delta(\omega)$ и $\varepsilon(\omega)$ в (1) и проведения ряда промежуточных вычислений, получим взаимосвязь спектров восстановленного и оригинального тестовых сигналов

$$\tilde{F}^0(j\omega) = F^0(j\omega) (H_{opt}^2(\omega) (\delta^2(\omega) - \delta(\omega)\delta(\omega + \pi)e^{j(\varepsilon(\omega + \pi) - \varepsilon(\omega))}) + \delta(\omega)\delta(\omega + \pi)e^{j(\varepsilon(\omega + \pi) - \varepsilon(\omega))}). \quad (3)$$

Введем в выражении (3) функцию $D(j\omega)$

$$D(j\omega) = H_{opt}^2(\omega) (\delta^2(\omega) - \delta(\omega)\delta(\omega + \pi)e^{j(\varepsilon(\omega + \pi) - \varepsilon(\omega))}) + \delta(\omega)\delta(\omega + \pi)e^{j(\varepsilon(\omega + \pi) - \varepsilon(\omega))}. \quad (4)$$

Функция $D(j\omega)$, определяемая выражением (4), представляет собой частотную характеристику канала обработки данных, более детально представленного на рис.1. Здесь представлена схема прямого и обратного вейвлет-преобразований с использованием стандартных блоков: блоки прямого вейвлет-преобразования (предварительная фильтрация фильтром $H_{real}(j\omega)$, децимация с коэффициентом 2 с целью устранения избыточности) и блоки обратного вейвлет-преобразования (интерполяция и конечная сглаживающая фильтрация).

Нижняя цепочка представляет собой высокочастотные компоненты вейвлет-обработки $F_H^0(j\omega)$, которые, в соответствии с принятой моделью, отбрасываются. А так как суммарная мощность восстановленного сигнала (низкочастотная часть) и ошибки равны мощности исходного сигнала, то функция $(1 - D(j\omega))$ представляет собой функцию ошибки канала обработки.

Частотная характеристика $D(j\omega)$ изначально проектировалась как функция расстройки по амплитуде и по фазе. С учетом введенных обозначений получим выражение, определяющее Фурье-образ восстановленного сигнала

$$\tilde{F}^0(j\omega) = D(j\omega, \delta(\omega), \varepsilon(\omega))F^0(j\omega).$$

В качестве примера рассмотрим значение модуля $|D(j\omega)|$, соответствующее использованию вейвлет-фильтров различными частотными характеристиками, применительно к тестовому сигналу $F^0(j\omega)$. Соответствующие графики представлены на рис. 2. Основное отличие представленных графиков заключается в различном коэффициенте передачи верхних частот.

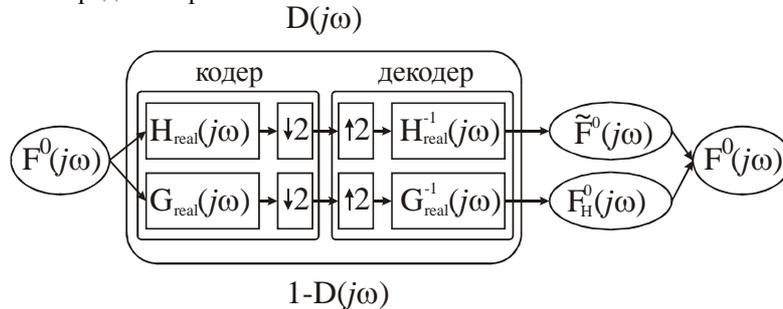


Рис. 1. Структурное представление канала обработки данных

При исследовании представленных выражений по различным параметрам отклонения (например, по расстройке по амплитуде или расстройке по фазе) можно получить набор вспомогательных правил и свойств, полезных при синтезе аппроксимирующего фильтра.

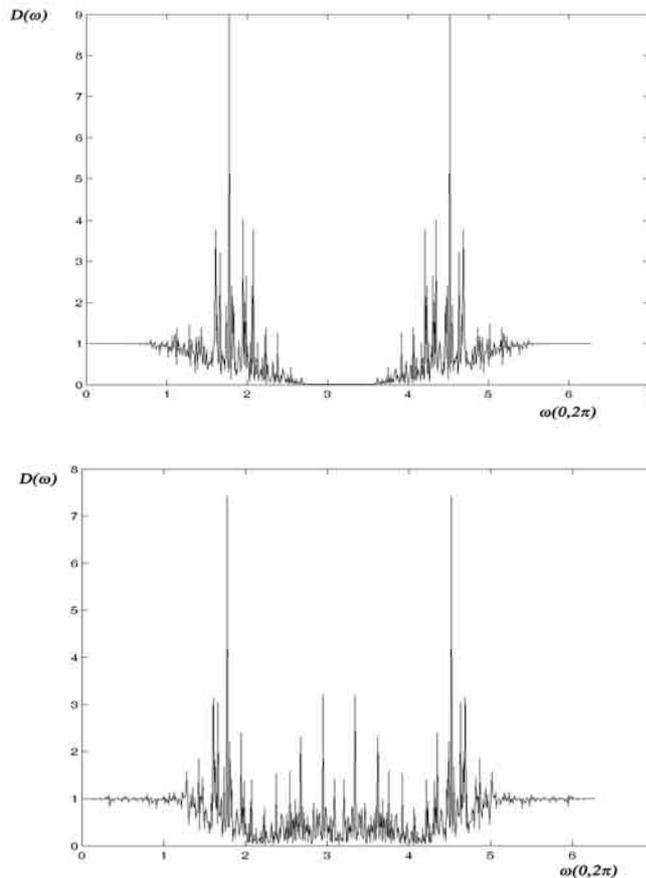


Рис. 2. Модуль $|D(j\omega)|$, соответствующий использованию вейвлет-фильтра Добеши с пятью нулевыми моментами (верхний) и “аппроксимирующего” $H_{real}(j\omega)$ (нижний), применительно к строке изображения высокой детализации

Полученные результаты могут быть применены:

- для расчета частотных характеристик вейвлет-фильтров с безошибочным восстановлением;
- для расчета весовой функции при решении задачи синтеза реальных вейвлет-фильтров;

- для отдельного анализа влияния отклонений фазовых и амплитудных частотных характеристик реальных вейвлет-фильтров на ошибку восстановленного сигнала;
- для расчета частотной характеристики канала обработки данных, анализа и предсказания вносимых искажений.

Литература

1. Usevitch B. Wavelet-based image compression // IEEE Signal Processing Mag. 2001. V. 18, № 9. P. 22-35.
2. Кравченко В.Ф., Рвачев В.А., Пустойт В.И. Ортонормированные системы типа "wavelet" на основе атомарных функций // Докл. РАН. 1996. № 1. С. 16–18.
3. Кобелев В.Ю., Корепанов И.В., Буралков Д.В. Параметризация и особенности представления вейвлет-фильтров на z-плоскости // Доклады 6-ой междунар. конф. и выставки "Цифровая обработка сигналов и ее применение" (DSPA'04), Москва, 2004. Т. 2, С. 122-124.

SPECTRAL DISTORTION ANALYSIS OF RECONSTRUCTED SIGNALS AFTER WAVELET DECOMPOSITION

Kobelev V., Korepanov I., Moiseev A.
Yaroslavl State University

In this paper the signals compression technique corresponding to a standard Mallat's method without restore of the high-frequency wavelet-component is considered. Analytical expression for design of the function of the signal reconstruction error, being by function of an approximation error, is achieved.



ФИЛЬТРАЦИЯ ПОЛУТОНОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ФРАКТАЛЬНОГО АЛГОРИТМА КОДИРОВАНИЯ

Манько В.Э., Манько Е.Э., Приоров А.Л.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

150000, Россия, Ярославль, ул. Советская, 14, Тел. (0852) 79-77-75, E-mail: dcslab@uniyar.ac.ru

В течение прошлого десятилетия наблюдался существенный интерес к фрактальному кодированию с целью сжатия изображения. Применение же фрактального кодирования к другим видам обработки изображений было менее распространенным. В работе предлагается фрактальный метод восстановления зашумленного изображения. В основе метода лежит получение фрактального кода незашумленного изображения из кода зашумленного изображения, основываясь на знании дисперсии шума. Улучшение качества в значительной степени связано с особенностями визуальной системы человека, в которой более сильно сглаживаются однородные области и области с малым количеством переходов, и меньше сглаживаются области с резкими перепадами яркости, например, границы изображения.

С потребностью в восстановлении изображения сталкиваются во многих практических задачах. Искажение белым Гауссовым шумом может быть вызвано особенностями окружающей среды или шумами, свойственными каналам связи.

В качестве тестового использовалось стандартное тестовое изображение "Фотограф", (512 x 512 пикселей, 8 bpp), искаженное белым Гауссовым шумом.

Для оценки качества изображений использовалась величина среднеквадратичного отклонения

$$CKO = \frac{1}{512} \left[\sum_{i,j} (u_{ij} - \mathcal{I}_{ij})^2 \right]^{1/2},$$

где u_{ij} - значения интенсивности точек исходного изображения, \mathcal{I}_{ij} - значения интенсивности точек полученного изображения.

Первый этап обработки заключается в определении дисперсии шума (σ_N^2) в изображении. Метод оценки σ_N^2 основан на условии, что изображение имеет много областей постоянной интенсивности, и что любая неоднородность появляется из-за шума. Это предположение имеет силу для многих реальных изображений. Также предполагается, что шум имеет постоянную дисперсию по всему изображению, так как для исследо-

вания выбран белый Гауссов шум. Вычисление локальной дисперсии производится в окнах 7x7 пикселей, и в качестве дисперсии шума берется наиболее часто встречающееся значение локальной дисперсии.

Затем производится фрактальное кодирование зашумленного изображения. Суть кодирования заключается в разбиении изображения на ранговые блоки R_i и нахождении для них набора доменных областей D_i , связанных соотношением

$$R_i = w_i(D_i), \text{ где } w_i - \text{оператор, включающий в себя набор аффинных преобразований.}$$

Пусть функция $u(R_i)$ хорошо приближена функцией $u(D_i)$ т.е.

$$u(R_i) \cong \phi_i(u(D_i)) = \phi_i(u(w_i^{-1}(R_i))), \text{ где } \phi_i \text{ оператор изменения яркости точек изображения.}$$

Если обозначить изображение как функцию $u(x, y)$, то

$$u(x, y) \cong (Tu)(x, y) = \sum_i \phi_i(u(w_i^{-1}(x, y))),$$

т.е. изображение аппроксимируется набором измененных операторами w_i и ϕ_i копий самого изображения.

Оператор изменения яркости ϕ_i определяется выражением

$$\phi(u) = \alpha^* u + \beta^*,$$

где коэффициенты α^* , β^* определяются согласно формулам

$$\alpha^* = \frac{n \sum_{i=1}^n x_i y_i - \sum_{i=1}^n x_i \sum_{i=1}^n y_i}{n \sum_{i=1}^n x_i^2 - \left[\sum_{i=1}^n x_i \right]^2}, \quad \beta^* = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i - \alpha^* \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i,$$

где (x_i, y_i) – координаты точек зашумленного изображения.

В представленном алгоритме фильтрации в процессе фрактального кодирования определяются коэффициенты α^* , β^* зашумленного изображения, далее рассчитываются аналогичные коэффициенты (α, β) для незашумленного изображения, используя определенное ранее значение дисперсии шума

$$\alpha = \left(1 + \frac{\sigma_N^2}{4\sigma_x^2} \right) \alpha^*, \quad \beta = \frac{\sum_{i=1}^n y_i}{n} - \alpha \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n}, \text{ где } \sigma_x^2 - \text{дисперсия незашумленного изображения, } (x_i, y_i) -$$

координаты точек незашумленного изображения.

После этого производится восстановление незашумленного изображения с использованием полученных коэффициентов.

Результаты обработки тестового изображения с использованием представленного метода для $\sigma_N^2 = 625$ представлены на рис. 1. Для сравнения взят наиболее часто используемый адаптивный алгоритм фильтрации, известный как фильтр Ли. Этот фильтр, как и представленный, способен сгладить шум в однородных областях и оставить неизменными неоднородные области изображения. Для этого изображение разбивается на квадратные области размером 3x3, 5x5 или 7x7 точек и для каждой такой области вычисляются среднее значение и дисперсия

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i, \quad \sigma_x^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2.$$

Избирательность фильтра Ли достигается использованием следующего алгоритма

$$F(x_1, x_2, \dots, x_N) = \beta x_1 + (1 - \beta) \bar{x}, \text{ где } x_1 \text{ центральная точка в окне, а коэффициент } \beta \text{ определяется}$$

по формуле $\beta = \max\left(\frac{\sigma_x^2 - \sigma_N^2}{\sigma_x^2}, 0\right)$, где σ_N^2 - дисперсия шума.

В таблице 1 представлены результаты фильтрации для различных значений дисперсии шума.

Таблица 1. Результаты фильтрации для различных значений дисперсии шума

Зашумленное изображение	Фрактальная фильтрация	Фильтр Ли
-------------------------	------------------------	-----------

$\sigma_N^2=100$	СКО=5,21	СКО=6,63
$\sigma_N^2=225$	СКО=6,03	СКО=9,10
$\sigma_N^2=625$	СКО=7,11	СКО=13,26
$\sigma_N^2=900$	СКО=7,78	СКО=14,99



а)



б)



в)

Рис. 1. а) Зашумленное изображение с дисперсией шума $\sigma_N^2=625$, б) Фрактальная фильтрация с СКО=7,11, в) Фильтр Ли с СКО=13,26

Таким образом, результаты показывают, что представленный метод дает лучшие результаты по сравнению с широко используемым для фильтрации Гауссовых шумов фильтром Ли.

Литература

1. Даджион Д., Мерсеро Р. Цифровая обработка многомерных сигналов / М.: Мир, 1988, 488 с.
2. Манько В.Э., Приоров А.Л. Применение цифровой фильтрации для предварительной обработки изображений при использовании фрактального алгоритма сжатия. // Докл. 5-ой междунар. конф. и выставки "Цифровая обработка сигналов и ее применение". Москва. 2003. Т. 2, С. 440-441.
3. Манько В.Э., Манько Е.Э. Исследование влияния предварительной морфологической обработки полутоновых изображений на коэффициент компрессии при использовании фрактального алгоритма сжатия. // Докл. 6-ой междунар. конф. и выставки "Цифровая обработка сигналов и ее применение". Москва. 2004. Т. 2, С. 130-132.

FILTRATION OF THE GRAY-LEVEL PICTURES WITH USING FRACTAL CODING ALGORITHM

Manko V., Manko E., Priorov A.
Yaroslavl State University

In this paper the algorithm of a filtration of the digital image is proposed. The method consists in a reconstruction fractal code of the original noise-free image from a fractal code of the noisy image using value of a disper-

sion of noise. As value of a dispersion of noise it is used most frequently meeting at definition of a dispersion for small sites of the image (7x7 pixels). The basic results of researches are shown.



СИНТЕЗ РЕКУРСИВНЫХ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ БЕЗ УМНОЖИТЕЛЕЙ

Лесников В. А., Наумович Т. В.

Вятский государственный университет

Внедрение методов цифровой обработки сигналов в мобильные приложения требует разработки алгоритмов, реализация которых характеризуется низким потреблением мощности. В рамках этого направления находится синтез цифровых фильтров (ЦФ) без реализации блоков умножения, которому посвящено большое число работ, например [1 - 3].

Авторы в цикле своих работ [4 – 14] предлагают подход, позволяющий произвести нумерацию, генерацию всех возможных структур ЦФ, объясняющий эффект низкой чувствительности некоторых структур ЦФ к точности представления их коэффициентов, синтез ЦФ с учетом конечной разрядности коэффициентов. В данной работе этот подход применяется к синтезу ЦФ без реализации блоков умножения.

Любую структурную схему ЦФ можно описать при помощи так называемой топологической матрицы – квадратной матрицы, элементы которой представляют собой коэффициенты передачи между узлами структурной схемы (номера входных и выходных узлов – соответственно номера столбца и строки матрицы). Если ЦФ физически реализуем (вычислим), должна существовать такая нумерация узлов структурной схемы, что все ненулевые элементы топологической матрицы, за исключением, может быть, элементов, равных z^{-1} (соответствующих блоку задержки на один интервал дискретизации), будут располагаться ниже главной диагонали [15]. В работах авторов из рассмотрения исключаются тривиальные структуры, поэтому рассматриваются только такие топологические матрицы, в которых после перенумерации все элементы, равные z^{-1} , находятся выше главной диагонали, причем в одной строке и в одном столбце не может быть более одного такого элемента. Для таких топологических матриц вводится система обозначений, отражающая структуру матрицы. В топологической матрице размерностью $N \times N$ (N - число узлов структурной схемы) выделяются n квадратных подматриц (n - порядок фильтра и число блоков задержки) размерностью $d_i, i = 1, \dots, n$, такие, что элементы их главных диагоналей являются элементами главной диагонали топологической матрицы, а их элементами с индексами $(1, d_i)$ являются элементы, равные z^{-1} . Элемент i -й подматрицы с индексами $(1, 1)$ в топологической матрице имеет индексы (p_i, p_i) . После определения структуры топологической матрицы ей ставится в соответствие обозначение $N\{N\}z\{n\}p\{p_1\}d\{d_1\}...p\{p_n\}d\{d_n\}$ (вместо фигурных скобок ставится соответствующее числовое значение). Так, топологическая матрица

$$T(z) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & z^{-1} & 0 \\ c_{21} & 0 & 0 & z^{-1} & 0 & 0 \\ c_{31} & c_{32} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ c_{41} & c_{42} & c_{43} & 0 & 0 & 0 \\ c_{51} & c_{52} & c_{53} & c_{54} & 0 & 0 \\ c_{61} & c_{62} & c_{63} & c_{64} & c_{65} & 0 \end{pmatrix} \quad (1)$$

обозначается как $N6z2p1d5p2d3$. Структурная схема соответствующего ЦФ представлена на рис. 1.

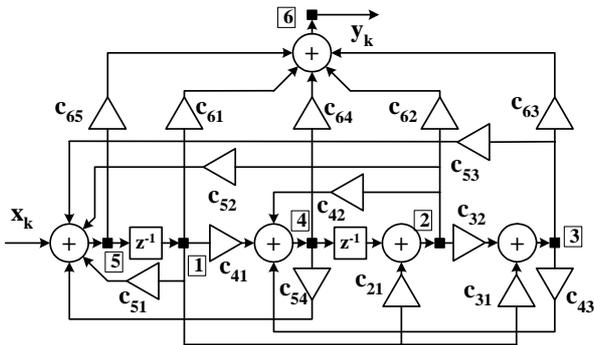


Рис. 1. Структурная схема ЦФ $N6z^2p1d5p2d3$

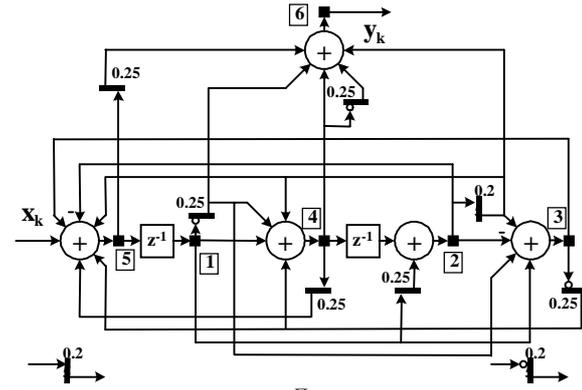


Рис. 2. Реализация ЦФ с передаточной функцией без блоков умножения

Передаточная функция этого ЦФ имеет вид

$$H(z) = \frac{a_0z^2 + a_1z + a_2}{z^2 - b_1z - b_2}, \quad (2)$$

причем коэффициенты ЦФ равны

$$\begin{cases} a_0 = c_{65} \\ a_1 = c_{21}c_{32}c_{43}c_{64} + c_{21}c_{32}c_{63} + c_{21}c_{42}c_{64} + c_{31}c_{43}c_{64} - c_{32}c_{43}c_{65} + c_{21}c_{62} + c_{31}c_{63} + c_{41}c_{64} - c_{42}c_{65} + c_{61} \\ a_2 = c_{41}c_{62} - c_{31}c_{42}c_{63} - c_{32}c_{43}c_{61} - c_{42}c_{61} + c_{32}c_{41}c_{63} + c_{31}c_{43}c_{62} \\ b_1 = c_{21}c_{32}c_{43}c_{54} + c_{21}c_{32}c_{53} + c_{21}c_{42}c_{54} + c_{31}c_{43}c_{54} + c_{21}c_{52} + c_{31}c_{53} + c_{32}c_{43} + c_{41}c_{54} + c_{42} + c_{51} \\ b_2 = -c_{31}c_{42}c_{53} + c_{31}c_{43}c_{52} + c_{32}c_{41}c_{53} - c_{32}c_{43}c_{51} + c_{41}c_{52} - c_{42}c_{51} \end{cases} \quad (3)$$

В работах авторов введено понятие структуры коэффициентов ЦФ. Для данного примера структура коэффициентов имеет вид $\vec{S}_c = \{\vec{S}_a, \vec{S}_b\} = \{\{1, 4, 3\}, \{4, 3\}\}$, где приведенные числа представляют собой максимальные числа множителей, входящих в произведения, составляющие выражения коэффициентов передаточной функции a_0, a_1, a_2, b_1, b_2 соответственно.

Решение будем искать для ЦФ с передаточной функцией

$$H(z) = \frac{0.25z^2 + 0.20703125z + 0.25}{z^2 - 0.83984375z + 0.984375}. \quad (4)$$

На дискретном множестве возможных значений

$$c_{ij} \in \left\{ \begin{matrix} -0.75_{(10)} = -0.11_{(2)}, -0.50_{(10)} = -0.10_{(2)}, -0.25_{(10)} = -0.01_{(2)}, \\ 0.00_{(10)} = 0.00_{(2)}, 0.25_{(10)} = 0.01_{(2)}, 0.50_{(10)} = 0.10_{(2)}, 0.75_{(10)} = 0.11_{(2)} \end{matrix} \right\} \quad (5)$$

имеется большое количество решений. Одним из них является следующее

$$\begin{cases} c_{21} = c_{42} = c_{54} = c_{62} = c_{65} = 0.25 = 2^{-2} \\ c_{43} = c_{61} = -0.25 = -2^{-2} \\ c_{31} = c_{41} = c_{53} = c_{64} = 0.75 = 1 - 2^{-2} \\ c_{32} = c_{52} = -0.75 = -1 + 2^{-2} \\ c_{51} = c_{63} = 0.00 \end{cases} \quad (6)$$

Этому решению соответствует структурная схема, представленная на рис. 2.

Таким образом, предлагаемые в работах авторов методы структурного синтеза рекурсивных цифровых фильтров, позволяют синтезировать цифровые фильтры без реализации блоков умножения. Для увеличения

точности реализации характеристик следует выбирать цифровые фильтры с большими значениями чисел, входящих в выражения для структуры коэффициентов.

Литература

1. Bhattacharya M., Saramaki T. Allpass structures for multiplierless realization of recursive digital filters/ Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems, 2003, vol.4, p. IV-237- IV-240.
2. Bhattacharya, M., Saramaki, T. Multiplierless implementation of bandpass and bandstop IIR digital filters/ Proceedings of the 2002 International Symposium on Circuits and Systems, 2002, vol.3, p. III – 3184 - III - 3187.
3. Bhattacharya M., Astola J., Saramaki T. Multiplierless implementation of recursive digital filters using a class of low sensitivity structures/ Proceedings of the Sixth International Symposium on Signal Processing and its Applications, 2001, Kuala Lumpur, Malaysia, vol.2, p. 611-614.
4. Лесников В. А., Наумович Т.В. "Синтез цифровых фильтров с конечной разрядностью коэффициентов". – Доклады 7-ой Международной конференции "Цифровая обработка сигналов и ее применение" – Москва - 2005.
5. Lesnikov V., Naumovich T. Number-Theoretic and Algebraic Aspects of Structural Synthesis of Digital Filters. – GSPx-2004, (The Embedded Signal Processing Conference), Santa Clara, Ca, USA, September 27 - 30, 2004.
6. Lesnikov V., Naumovich T. Explanation of Effect of Low Sensitivity of Digital Filters with Some Structures. – GSPx-2004, (The Embedded Signal Processing Conference), Santa Clara, Ca, USA, September 27 - 30, 2004.
7. Лесников В. А., Наумович Т. В. Теоретико-числовые и алгебро-топологические аспекты структурного синтеза цифровых фильтров. – Сб. трудов X-ой международной научно-технической конференции "Радиолокация, навигация и связь". Т. 1, Воронеж, 2004. – с. 209-217.
8. Лесников В. А., Наумович Т. В. Теоретико-числовые аспекты структурного синтеза цифровых фильтров. – Доклады 6-ой Международной конференции "Цифровая обработка сигналов и ее применение" – Москва-2004. Т. 1 – с. 36-38.
9. Лесников В. А. Природа эффекта низкой чувствительности характеристик цифрового фильтра к точности представления коэффициентов. Доклады 5-ой Международной конференции "Цифровая обработка сигналов и ее применение" – Москва-2003. Т. 1 – с. 68-71.
10. Лесников В. А. Топография дискретизированной z-плоскости при квантовании коэффициентов ЦФ. – Вятск. гос. ун-т. – Киров, 2003. – 47 с. – Деп. в ВИНТИ 22.09.2003, № 1717 – В2003.
11. Лесников В. А. Нумерация и декомпозиция структур цифровых фильтров – Доклады 3-ей Межд. конф. "Цифровая обработка сигналов и ее применение" – Москва, 2001. Т. 1 – с. 140-144.
12. Лесников В. А., Наумович Т. В. Генерация структур цифровых фильтров. - Доклады 3-ей Межд. конф. "Цифровая обработка сигналов и ее применение" – Москва-2001. Т. 1 – с. 135-139.
13. Лесников В. А., Наумович Т. В. Генерация и нумерация структур при структурном синтезе рекурсивных цифровых фильтров. – Сб. трудов 6-й международной научно-технической конференции "Радиолокация, навигация, связь" – Воронеж, 2000. – т. 3. – с. 1858 – 1868.
14. Лесников В. А., Наумович Т. В., Частиков А. В. Автоматическая генерация структур цифровых фильтров. - Известия вузов. Электромеханика, 1999, № 2, с. 73 – 74.
15. Крошьер, Оппенгейм. Анализ линейных цифровых цепей. - ТИИЭР, 1975, т. 63, № 4, с. 45 - 60.

SYNTHESIS OF MULTIPLIERLESS RECURSIVE DIGITAL FILTERS

Lesnikov V., Naumovich T.

Vyatka State University

In paper it is offered to generate the structure of the filter providing at small wordlength of coefficients of the filter necessary accuracy of representation of coefficients of transfer function. Then replacement of operations of multiplication by the fixed factors by corresponding operations of addition and shift is carried out.



АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ, В СЛОЖНОЙ ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКЕ, В ДЕКАМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ НА БАЗЕ ИОНОСФЕРНЫХ МОДЕЛЕЙ

Коклеев С.К.

Московский Технический Университет Связи и Информатики

Состояние электромагнитной ситуации в декаметровом диапазоне частот в настоящее время характеризуется, прежде всего, существенным увеличением трафика радиообмена при возрастающем числе связанных и радиовещательных средств. В тоже время, во многих странах мира возрастает интерес к использованию этого диапазона в целях радиолокации, в частности, для загоризонтных радиолокационных станций (ЗГРЛС). Учитывая, что в сложившейся ситуации вероятность поиска и использования пусть даже кратковременно свободных участков частотного диапазона шириной десятки килогерц для работы таких систем достаточно мала, приходится констатировать необходимость поиска и исследования методов обеспечения возрастающих требований к электромагнитной совместимости. При этом следует отметить, что реализуемые в современных ЗГ РЛС методы адаптивной пространственной компенсации или частотной режекции активных помех в полосе десятки килогерц не устраняют возможность создания помех другим работающим радиосредствам, оказавшимся в полосе излучения ЗГ РЛС.

Одним из возможных способов разрешения указанного противоречия является применение дискретно-частотно-модулированных сигналов (ДЧМ), а также сигналов с линейным законом изменения частоты несущей внутри импульса (ЛЧМ сигналы), с прерыванием излучения на интервалах сканирования внутри полосы частот, занятых другими работающими радиосредствами КВ диапазона.

Периодическое квазинепрерывное линейное изменение частоты происходит на каждом периоде повторения с перерывами излучения при прохождении частотных интервалов с повышенным уровнем (по сравнению с уровнем изотропного фона) активной помехи и собственных шумов приемных устройств. Эти интервалы определяются автоматически путем текущего анализа спектра активных помех в пределах всего интервала сканирования рабочей частоты.

Кратковременные перерывы в излучении на частотах интенсивных активных помех обеспечивают хорошую электромагнитную совместимость с другими радиосредствами и одновременно повышенную помехозащищенность от источников непрерывных преднамеренных и непреднамеренных помех.

Большая девиация частоты Fd , порядка десятков килогерц, позволяет получить хорошую разрешающую способность ($1/Fd$) и точность оценки дальности (СКО порядка $1/(3 \cdot Fd)$).

Большая скорость сканирования существенно снижает время помехового воздействия на другие радиосредства – либо маломощные, либо расположенные в других азимутальных направлениях и поэтому не вызывает кратковременного прерывания излучения РЛС.

Кратковременность и квазислучайность перерывов излучения внутри периода сканирования, соответствующая квазислучайности распределения относительно узкополосных помех по частоте, в пределах диапазона сканирования, позволяет сохранить уровень квазишумовых боковых лепестков соответствующий функции избирательности по дальности, например при взвешивании по Хэннингу, не хуже $-(20-30)$ дБ. С целью дальнейшего уменьшения уровня боковых лепестков (УБЛ) по дальности целесообразно применять когерентное и некогерентное, в том числе следящее, накопление сигналов на достаточно больших интервалах времени (единицы - десятки минут), что соответствует большей изменчивости помеховой обстановки по частоте и соответственно дальнейшему снижению максимального уровня боковых лепестков по дальности до $-(30-40)$ дБ. УБЛ по дальности вблизи главного пика можно понизить путем поддержания, постоянной скважности излучения зондирующих сигналов (ЗС) на подинтервалах сканирования, путем добавления дополнительных перерывов излучения там, где они слишком редки.

Суммарная продолжительность излучения на периодах сканирования примерно одинакова или может быть сделана одинаковой специально, что обеспечивает при квазичebyшевском взвешивании УБЛ характеристики избирательности, по частоте Доплера вблизи главного максимума, порядка $-(40-50)$ дБ.

Большое число перерывов излучения на каждом периоде сканирования и их квазипостоянное либо квазислучайное расположение в различных периодах, при наличии взвешивания по Хэммингу, обеспечивает квазишумовой характер УБЛ характеристики частотной избирательности, вдали от главного максимума порядка -40 дБ.

Основным отличием прерываемого ЛЧМ (ПЛЧМ) от дискретно-частотно-модулированного (ДЧМ) ЗС является закон изменений частоты в рабочем диапазоне частот на каждом интервале широкополосного частотного сканирования – линейный прерываемый по квазислучайному закону. Это отличие может приводить к некоторым особенностям ожидаемых характеристик ЗГ РЛС, которые рассмотрены ниже.

Предварительные расчёты на ионосферных моделях [6] показывают, что преимущества ПЛЧМ в сравнении с ДЧМ проявляются в следующем:

1. Обеспечивается возможность использования одного комплекта приемников как для приема отраженных сигналов, так и для текущего анализа помеховой обстановки с целью определения интервалов излучения и прерывания ПЛЧМ, тогда как при использовании ДЧМ потребуются дополнительные приемные устройства.

2. Упрощается алгоритм формирования каналов разрешения по дальности путем использования вместо свертки ВДПФ после ЛЧМ гетеродинамирования, либо нелинейного спектрального анализа.

3. Реализуется возможность значительного снижения боковых лепестков функции неопределенности и повышения разрешающей способности по дальности путем оценки до ВДПФ автокорреляционной функции с восстановлением ее значений, уменьшенных из-за наличия прерываний в принятом сигнале, либо путем замены ВДПФ нелинейным спектральным анализом с авторегрессионной аппроксимацией спектра принятого сигнала после ЛЧМ гетеродинамирования сигнала с исключением (обнулением) участков информации, не содержащих отраженных сигналов с интересующего интервала дальности при оценке параметров авторегрессии и коррекцией АКФ.

В тоже время могут быть отмечены следующие недостатки ПЛЧМ ЗС:

1. Пониженная помехозащищённость по отношению к организованной помехе из-за возможности создания следящих перестраиваемых по частоте помех, синхронизированных с ЛЧМ излучением и приемом. Для снижения этого недостатка целесообразно использовать непериодическую ПЛЧМ с квазислучайным изменением начальной частоты, скорости или направления сканирования.

2. Недоиспользование передатчиков по времени, в периоды приема полезных сигналов и при большом числе забытых помехой каналов. Для уменьшения этого недостатка целесообразно использовать две или более ПЛЧМ с достаточно большим разносом частот между ними с излучением каждой из ПЛЧМ в паузах других.

Рассмотрим пачку из одиннадцати импульсов, частота которых меняется на $\Delta f = 9 \text{ кГц}$ за $\tau = 10 \text{ мс}$ с периодом $T_n = 90 \text{ мс}$.

Теоретически разрешение сигналов по дальности определяется девиацией частоты и равно:

$$\Delta R = \frac{c}{2} \cdot \frac{1}{F_d}$$

Таким образом, для последовательности ЛЧМ импульсов, при условии когерентного приёма, разрешенные сигналы по дальности составляет $\Delta R = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 99 \cdot 10^3} = 1.52 \text{ км}$.

Определим разрешающую способность сигналов по результатам моделирования $\Delta R = \frac{c \cdot \tau_0}{2}$, где τ_0 – длительность сжатого импульса по уровню 0,5. Для пачки ЛЧМ импульсов со ступенчатым изменением начальной частоты

$$\Delta R = \frac{3 \cdot 10^8 \cdot 11.8 \cdot 10^{-6}}{2} = 1.77 \text{ км}$$

Дискретные кодированные сигналы.

Диаграмма направленности (ДН) радиоимпульса с фазо-кодовой модуляцией псевдослучайным кодом состоит из главного пика (острия) и тонкого пьедестала («шляпки»).

Дискретное кодирование можно выполнять по фазе, частоте и амплитуде как раздельно, так и одновременно. В общем виде ДКС описывается следующим образом:

$$u(t) = \begin{cases} \sum_{i=1}^N \alpha_i \cdot U_{mi}(t) \cdot \exp\{j[(\omega_0 + \omega_i) \cdot t + \varphi_i]\} & \text{при } 0 \leq t \leq T_c \\ 0 & \text{при других } t \end{cases}$$

где α_i , ω_i , φ_i – параметры кодовой последовательности $\{\theta_i\}$, которая может содержать α_i , ω_i , φ_i ; $i=1, 2, \dots, N$ – номер единичной амплитуды длительностью, равной длительности элемента кода τ_k .

Более высокими характеристиками помехозащищенности, а также хорошей работой в условиях большого динамического диапазона обладают дискретные частотно-модулированные сигналы, которые представляют собой последовательность из N элементарных сигналов (элементов), смещенных по времени и частоте. Минимальные временные Δt и частотные ΔF сдвиги определяются соответственно длительностью τ_0 и шириной спектра F_s элемента, причем обычно $\Delta t \geq \tau_0$, $\Delta F \geq F_s$.

Рассмотрим пачку из 10 импульсов с частотой, меняющейся по линейному закону, с каждым разом увеличиваясь на Δf и имеющие время импульса $\tau = 10 \text{ мс}$ с периодом $T_n = 90 \text{ мс}$.

Разрешение по дальности ДЧМ сигналов составляет:

$$\Delta R = \frac{3 \cdot 10^8 \cdot 10.86 \cdot 10^{-6}}{2} = 1.63 \text{ км}$$

В результате эксперимента были получены результаты по разрешению несколько хуже теоретических, но удовлетворяющие требованиям.

Таким образом, проведенное выше сравнение двух вариантов широкополосных ЗС, прерываемого ЛЧМ и дискретно частотно модулированного сигнала, приводит к выводу, что основным отличием ПЛЧМ от

ДЧМ ЗС является закон изменения частоты в рабочем диапазоне частот на каждом интервале широкополосного частотного сканирования. Выявленные положительные и отрицательные свойства этих вариантов ЗС позволяют сделать вывод, что для сохранения преимуществ и преодоления недостатков обоих видов может быть организована совместная реализация их в ЗГ РЛС и использование каждого из видов в наиболее благоприятных для него условиях.

Литература

1. В.С. Черняк. Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь. 1993г.
2. Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. - М: Радио и связь, 1986г.
3. Ю.А. Чернов Возвратно-наклонное зондирование ионосферы. – М.: Наука, 1973. – 271 с.
4. Керблай Т.С., Ковалевская Е.М. О траекториях коротких радиоволн в ионосфере. – М.: Наука, 1974. – 160 с.
5. Леховицкий Д.И., Милованов С.Б., Раков И.Д., Свердлов Б.Г. Универсальные адаптивные решетчатые фильтры. Адаптация при заданном корне из оценочной корреляционной матрицы. - М.: Радиофизика, 1992, Т. 35, № 11-12, с. 969-991.
6. Коклеев С.К. Версия программно-математической модели радиотрассы сети ЗГ РЛС, Доклады научной конференции профессорско-преподавательского, научного и инженерно-технического состава, г. Москва, МТУСИ, 2003, Книга 1, с. 126-127.

THE ANALYSIS OF USE OF A PACKET LFM AND DF SIGNALS FOR HF RADIO SYSTEMS IN MATHEMATICAL IONOSPHERIC MODELS

Packet LFM and DF Signals has been explored for HF Radio System tasks. Account on the basis of mathematical ionospheric models. Signal Radiation were done on frequencies that was free from interference's. Also the pulses period has been changed.

ОБЩЕЕ УСЛОВИЕ, БЛАГОПРИЯТСТВУЮЩЕЕ ПОИСКУ ОБЪЕКТОВ

Строцев А.А.¹, Иващенко И.Л.²

¹Ростовский военный институт ракетных войск
²Северо-Кавказская академия государственной службы

При синтезе алгоритмов управления радиолокационными многопозиционными системами (РМПС) часто рассматриваются некоторые общие положения, которые помогают не только построить удобные в практическом применении алгоритмы, но и пояснить логику их получения и функционирования. Так, например, в теории фильтрации при выборе датчиков измерительных систем и алгоритмов оценивания большое значение имеет специальный вид наблюдаемости, который получил название условия, благоприятствующего точному оцениванию [1], [2].

Перспективным направлением применения теории условных марковских процессов является поиск динамических объектов РМПС. В частности, в [3] предложена новая модель распределения поисковых усилий в виде траекторий поиска, позволяющая в отличие от стратегий поиска, рассматриваемых как плотность поиска [4], формировать управление отдельными поисковыми пунктами (ПП) входящими в состав РМПС. Для неподвижного одиночного объекта получен вид эквивалентного критерия вероятности его обнаружения к заданному моменту времени. В [5] — [6] этот подход распространён на случай, когда движение объекта поиска является условно детерминированным и стохастическим. Следовательно, в [3], [5], [6] заложены теоретические основы траекторного поиска динамических объектов. Однако для дальнейшего развития этого направления требуется получение общих положений, позволяющих на их основе провести анализ разработанных алгоритмов и определить пути их совершенствования.

В качестве одних из таких общих положений, как и в случае оптимальной нелинейной фильтрации, можно представить условия, благоприятствующие успешному поиску. Вывод таких условий является актуальной задачей.

Рассмотрим РМПС, состоящую из J поисковых пунктов, осуществляющих непрерывный поиск. Уравнения поиска ПП представлены уравнениями

$$Y_j(t) = H_j(z, t, \tilde{Z}_j) + Q_j(\tilde{Z}_j, t)N_j(t), \quad (1)$$

где $j = \overline{1, J}$, $t \in [t_0, T]$, $Y_j \in R^{m_{1j}}$, $H_j \in R^{m_{1j}}$, $Q_j \in R^{m_{1j} \times m_{1j}}$, $\text{rang}(Q_j) = m_{1j}$, $N_{jk} \in R^{m_{1j}}$, $\tilde{Z}_j \in R^n$, N_j — вектор формирующих белых центрированных гауссовских шумов с единичными интенсивностями, Q_j — известные диагональные матрицы интенсивностей, $\tilde{Z}_j(t)$ — траектория поиска j -го ПП, причём

$$\tilde{Z}_j(t) \in \tilde{Z}_j^{\text{don}}, \quad j = \overline{1, J}, \quad (2)$$

где \tilde{Z}_j^{don} — допустимое множество значений вектора, задающего траекторию поиска j -го ПП, $\tilde{Z}_j(t), \tilde{Z}_j^{\text{don}} \in R^n$.

Функции $H_j(z, t, \tilde{Z}_j)$ полагаются непрерывными и известными. Они характеризуют состав измеряемых параметров и зависимость их значений от траектории поиска и положения цели. Положение искомого ДО в области поиска Ω задаётся начальной плотностью распределения $u(z, t_0) = u(z)$, а движение описывается векторным дифференциальным уравнением

$$\dot{z} = f(z, t) + G(z)v(t), \quad (3)$$

где $z, f \in R^n$, $f(z, t)$ — заданная векторная функция, $t \in [t_0, T]$.

Полагается, что область поиска Ω , динамика ДО и начальная плотность распределения положения ДО $u(z)$ таковы, что для $t \in [t_0, T]$

$$\int_{\Omega} u(z, t) dz = 1 - \varepsilon, \quad (4)$$

где ε — бесконечно малая величина.

В случаях, когда технические ограничения на возможности распределения поисковых усилий не рассматриваются, можно положить $\tilde{Z}_j^{\text{don}} \equiv \Omega$, $j = \overline{1, J}$.

В качестве критерия успешности поиска рассмотрим эквивалентный критерий вероятности необнаружения ДО к моменту окончания поиска [6]:

$$Q_{\text{э}}(T) = \exp \left\{ - \int_{t_0}^T \int_{\Omega} u(z, t) \sum_{j=1}^J \sum_{m=1}^{m_{1j}} \frac{H_{jm}^2(z, t, \tilde{Z}_j)}{2\tilde{Q}_{jmm}(t)} dz dt \right\} \rightarrow \min_{\tilde{Z}} \quad (5)$$

где $\tilde{Z}(t) = (\tilde{Z}_1^T(t), \dots, \tilde{Z}_J^T(t))^T$.

Рассмотрим вывод двух видов условий, благоприятствующих успешному поиску. Первый непосредственно связан с критерием оптимальности распределения поисковых усилий (5), а второй — с возможностью определения измеряемых параметров.

Рассмотрим условие, связанное с критерием оптимальности поиска. Обозначим через $\|\ast\|$ — норму. Исходя из определения пусть каждый элемент H_{jm} функций $H_j(z, t, \tilde{Z}_j)$ обладает следующими свойствами:

1. При $\|\tilde{Z}_j(t) - z(t)\| \rightarrow 0$ или $\tilde{Z}_j(t) = z(t)$, где $z(t)$ — положение цели, функция $H_{jm}(z, t, \tilde{Z}_j)$ должна возвращать значение измеряемого параметра (дальность, угол места, азимут, ...), т.е. $H_{jm}(z, t, \tilde{Z}_j) = H_{jm}(z, t)$. Или иначе, на $z(t)$ приходится максимальное значение энергетического отношения сигнал-шум.

2. При $\|\tilde{Z}_j(t) - z(t)\| \rightarrow \infty$ значение $H_{jm}(z, t, \tilde{Z}_j) \rightarrow 0$, тем самым, характеризуя отсутствие цели в элементе разрешения по измеряемому параметру. Или иначе, на $z(t)$ приходится минимальное значение энергетического отношения сигнал-шум.

3. При промежуточных значениях $\|\tilde{Z}_j(t) - z(t)\|$ функция $H_{jm}(z, t, \tilde{Z}_j)$ задаёт распределение энергетического отношения сигнал-шум в области поиска и, таким образом, характеризует как значение измеряемого параметра, так и степень возможности его получения в зависимости от $\|\tilde{Z}_j(t) - z(t)\|$.

Введём в рассмотрение множество $Z^*(t) = \{z^*(t) : z^*(t) = \arg \max_z u(z, t)\}$. Тогда для каждого момента времени $t \in [t_0, T]$ для выполнения (5) требуется чтобы

$$\int_{\Omega} u(z, t) \sum_{j=1}^J \sum_{m=1}^{m_{1j}} \frac{H_{jm}^2(z, t, \tilde{Z}_j)}{2\tilde{Q}_{jmm}(t)} dz \rightarrow \max_{\tilde{Z}} \quad (6)$$

Выполнение (6) для произвольных $\tilde{Z}(t)$ с учётом свойств H_{jm} возможно в том случае, если

$$Z^*(t) \subset \tilde{Z}_j^{don}, \quad j = \overline{1, J}. \quad (7)$$

Условия (7) характеризуют возможность концентрации поисковых усилий в областях наибольшей вероятности положения искомого ДО и могут рассматриваться как условия, благоприятствующие поиску. С другой стороны, условия (7) не могут обеспечить успешный поиск, если не обеспечивается достаточная точность определения измеряемых параметров для рассматриваемых областей.

Пусть множество значений входной реализации обозначается u . Тогда динамику апостериорной или условной плотности вероятности $u = u(z, t / y)$ вектора пространственного положения ДО, обусловленную стохастическим движением и результатами поиска, можно описать уравнением вида

$$\frac{\partial u}{\partial t} = L_z \{u\} + (F(t, \tilde{Z}) - F(z, t, \tilde{Z}))u, \quad u(z, t_0 / y) = u(z), \quad (8)$$

$$F(z, t, \tilde{Z}) = \sum_{j=1}^J \sum_{m=1}^{m_{1j}} \left[\frac{H_{jm}(z, t, \tilde{Z}_j)}{\tilde{Q}_{jmm}(t)} \left(\frac{1}{2} H_{jm}(z, t, \tilde{Z}_j) - Y_{jm}(t) \right) \right], \quad (9)$$

$$F(t, \tilde{Z}) = \int_{-\infty}^{\infty} F(z, t, \tilde{Z}) u(z, t) dz, \quad (10)$$

$$L_z \{*\} = - \sum_{i=1}^n \frac{\partial (f_i \cdot (*))}{\partial z_i} + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{i_1=1}^n \tilde{G}_{ii_1} \frac{\partial^2 (*)}{\partial z_i \partial z_{i_1}} \quad \text{оператор Фоккера-Планка-Колмогорова,} \quad \tilde{Q}_j = Q_j^T Q_j, \\ \tilde{G} = G^T G.$$

Уравнение (8) является стохастическим, и апостериорная плотность распределения имеет случайную составляющую. Поскольку возможность поиска тесно связана с возможностью получения значений информационных параметров, то асимптотическое решение (8) следует рассматривать при

$$\tilde{Q}_j \rightarrow 0, \quad N_j \rightarrow 0 \quad (\text{по интенсивности}). \quad (11)$$

Рассмотрим вывод условия, учитывающего (11). Поскольку выполняется (4), то для внешней к Ω области $\overline{\Omega} = R^n / \Omega$ выполняется условие $\int_{\Omega} u(z, t) dz = \varepsilon, \quad t \in [t_0, T]$. Учитывая также исчезновение на бесконечности других интегралов от функций аргумента u получим [2]:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\partial u}{\partial t} + \sum_{i=1}^n \frac{\partial (f_i \cdot u)}{\partial z_i} - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{i_1=1}^n \tilde{G}_{ii_1} \frac{\partial^2 u}{\partial z_i \partial z_{i_1}} \right) dz = \varepsilon. \quad (12)$$

Из (8) — (10), (12) следует, что

$$\int_{-\infty}^{\infty} \left(\mathbb{F}(t, \tilde{Z}) - F(z, t, \tilde{Z}) \right) u dz = \varepsilon. \quad (13)$$

Введём обозначения: $Y(t) = (Y_1^T(t) \dots Y_J^T(t))^T$, $H = (H_1^T \dots H_J^T)^T$, $Q(\tilde{Z}, t)$ — матрица, последовательно составленная из J матриц $Q_j(\tilde{Z}_j, t)$ с сохранением диагональности элементов,

$$N(t) = (N_1^T(t) \dots N_J^T(t))^T, \quad \mathbb{F}(t, \tilde{Z}) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\bar{z}, t) H(\bar{z}, t, \tilde{Z}) d\bar{z}.$$

С учётом этих обозначений (13) можно представить в виде [2]

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\left(H(z, t, \tilde{Z}) - \mathbb{F}(t, \tilde{Z}) \right)^T \tilde{Q}^{-1}(t) \left(H(z, t, \tilde{Z}) - \mathbb{F}(t, \tilde{Z}) \right) \right) u dz = \\ = \varepsilon + \int_{-\infty}^{\infty} \left(\left(H(z, t, \tilde{Z}) - \mathbb{F}(t, \tilde{Z}) \right)^T \tilde{Q}^{-1}(t) N(t) \right) u dz. \end{aligned} \quad (14)$$

Поскольку по условию $H(z, t, \tilde{Z})$ — непрерывная функция, а $u(z, t)$ — функция плотности распределения, то на основании теоремы о среднем для $\mathbb{E} \in \Omega$ получим, что

$$\mathbb{F}(t, \tilde{Z}) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\bar{z}, t) H(\bar{z}, t, \tilde{Z}) d\bar{z} = H(\mathbb{E}t, \tilde{Z}). \quad (15)$$

Представим \tilde{Q} в виде $\tilde{Q} = kq_k$, где $k > 0$, $k \rightarrow 0$, q_k — положительно-определённая матрица. Тогда выражение (14) с учётом (15) представимо в виде

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\left(H(z, t, \tilde{Z}) - H(\mathbb{E}t, \tilde{Z}) \right)^T q_k^{-1}(t) \left(H(z, t, \tilde{Z}) - H(\mathbb{E}t, \tilde{Z}) \right) \right) u dz = \\ = k\varepsilon + \int_{-\infty}^{\infty} \left(\left(H(z, t, \tilde{Z}) - H(\mathbb{E}t, \tilde{Z}) \right)^T q_k^{-1}(t) N(t) \right) u dz, \end{aligned} \quad (16)$$

При выполнении (11) из (16) следует

$$\int_{-\infty}^{\infty} \left(\left(H(z, t, \tilde{Z}) - H(\mathbb{E}t, \tilde{Z}) \right)^T q_k^{-1}(t) \left(H(z, t, \tilde{Z}) - H(\mathbb{E}t, \tilde{Z}) \right) \right) u dz \rightarrow 0, \quad (17)$$

но тогда для обеспечения точного определения информационных параметров требуется выполнение условия $H(z, t, \tilde{Z}) - H(\mathbb{E}t, \tilde{Z}) \rightarrow 0$. При этом равенство в (17) выполняется только в случае

$$\mathbb{E} = z_{ДО}, \quad \text{где } z_{ДО}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(z, t) z(t) dz, \quad \text{при } u(z, t) = \delta(z(t) - z_{ДО}(t)), \quad \text{т.е. в случае совпадения}$$

$\mathbb{E}(t)$ с реальным положением динамического объекта. Если рассматривать $\mathbb{E}(t)$ как оценку, соответствующую критерию максимума апостериорной плотности распределения вероятности положения ДО, то условие (17) соответствует равенству $\mathbb{E}(t) = z^*(t) = \arg \max_z u(z, t)$. Таким образом, можно сформулировать следующие условия, благоприятствующие успешному поиску: в процессе поиска ДО равенство

$$H(z, t, \tilde{Z}) - H(\mathbb{E}t, \tilde{Z}) = 0, \quad \tilde{Z}(t) \subset \tilde{Z}_j^{don}, \quad Z^*(t) \subset \tilde{Z}_j^{don}, \quad j = \overline{1, J},$$

выполняется тождественно только при $\mathbb{E} = z_{ДО}$.

При выполнении этих условий неограниченное повышение точности измерения одной или нескольких скалярных величин $H_{jm}(z, t, \tilde{Z}_j)$, зависящих от текущего положения ДО, создает принципиальную возможность обнаружения сколь угодно близкого к достоверному, если поиск осуществляется на конечном или бесконечном интервале времени.

Отметим, что рассмотренные условия, благоприятствующие успешному поиску, для случая $\tilde{Z} = z_{ДО}$ совпадают с условиями, благоприятствующими точному оцениванию [1], [2]. Они позволяют, в частности, пояснить логику построенных в радиолокационном поиске алгоритмов адаптивного поиска, формирующих оптимальное распределение поисковых усилий, согласованное с априорной плотностью распределения вероятности положения ДО.

Литература

1. Красовский А.А. Общее условие, благоприятствующее точному оцениванию // ДАН СССР.—1983.— Т.273.—№5.—С.1067—1069.
2. Справочник по теории автоматического управления // Под ред. А.А. Красовского. — М.: Наука, 1987.—712с.
3. Строщев А.А. Критерий максимума апостериорной вероятности обнаружения цели к заданному времени // Радиоэлектроника.—2002.—№10.—С. 34—41. (Изв. вузов).
4. Хеллман О. Введение в теорию оптимального поиска. — М.: Наука, 1985. — 248 с.
5. Строщев А.А. Оптимизация поиска и наблюдений многоканальной импульсной радарной станции в составе многопозиционной комплексной измерительно-поисковой системы // Автоматика и вычислительная техника. — 2004. — № 3. — С. 12—21.
6. Строщев А.А. Совместное оптимальное управление поиском и наблюдением за условно детерминированными динамическими объектами в импульсной многоканальной измерительно-поисковой системе // Радиоэлектроника. — 2004. —№ 9. — С.22—29. (Изв. вузов).

THE GENERAL CONDITION FAVORABLE TO SEARCH OF OBJECTS

On the basis of construction of the conditions favorable to successful search, the analysis of a situation of search of dynamic object by multistatic radar system is executed. The conditions describing as an opportunity of concentration of search efforts in the field of the greatest probability of position of required dynamic object, and an opportunity of definition of measured parameters are received.



МОДИФИЦИРОВАННЫЙ МЕДИАННЫЙ ФИЛЬТР ДЛЯ ОБРАБОТКИ СИЛЬНО ЗАШУМЛЕННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Звонарев П.С., Апальков И.В., Куйкин Д.К., Хрящев В.В.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Реальные изображения, сформированные различными информационными системами, в той или иной степени искажаются действием помех. Это затрудняет как их визуальный анализ, так и автоматическую обработку. На практике часто встречаются изображения, искаженные импульсным шумом. Причинами возникновения таких помех на изображении могут быть сбои в работе канального декодера, связанные с замиранием сигналов в канале связи, перемещением абонентов, шум видеодатчика, зернистость пленки и так далее. При воздействии импульсного шума на полутоновое изображение наблюдаются белые или (и) черные точки, хаотически разбросанные по кадру. Применение линейной фильтрации в этом случае малоэффективно, так как каждый из входных импульсов (по сути - дельта-функция) дает отклик в виде импульсной характеристики фильтра, а их совокупность способствует распространению помехи на всю площадь кадра. Лучшие результаты для сохранения перепадов оттенков, различных границ и локальных пиков яркости на искаженных импульсным шумом изображениях может дать применение медианной фильтрации. Она осуществляется посредством движения некоторой апертуры вдоль последовательности дискретных отсчетов и замены значения в центре апертуры медианой исходных отсчетов внутри апертуры. Высокая работоспособность медианных фильтров основывается на двух основных свойствах: сохранение контуров объектов и эффективное подавление шумов [1].

Однако медианная фильтрация также сглаживает мелкие детали, а иногда изменяет структуру сигнала. Главная причина этого состоит в том, что медианный фильтр использует лишь локальную информацию непосредственно находящуюся внутри окна фильтра. Для устранения этого недостатка был предложен ряд модификаций медианных фильтров. Один из подходов основывается на адаптивном выборе размера окна (адаптивный медианный фильтр – АМ) [2]. Другой подход основывается на идее обработки только искаженных пикселей, информация о расположении которых может быть предварительно получена с помощью детектора импульсного шума [3]. В работе [4] был предложен переключающийся медианный фильтр (PSM), в котором детектор импульсов и фильтр применяются прогрессивно и итерационно.

Цель данной работы состоит в модификации алгоритмов АМ и PSM для случая сильно зашумленных изображений, тестирование предложенного алгоритма в присутствии импульсного шума и смеси импульсного и гауссового шумов, сравнение его с другими известными алгоритмами. Для описания импульсного шума, используется математическая модель согласно формуле

$$f_i = \begin{cases} d_p & \text{с вероятностью } p_p \\ d_n & \text{с вероятностью } p_n \\ \varphi_i & \text{с вероятностью } 1 - (p_p + p_n) \end{cases}, \quad (1)$$

где φ_i – значения неповрежденных пикселей, d_p – значения положительных импульсов, d_n – значения отрицательных импульсов, f_i – значения пикселей зашумленного изображения. В дальнейшем изложении предполагается, что $d_p = 0$, $d_n = 255$ (шум типа “соль-и-перец”), а биполярный импульсный шум является симметричным, то есть вероятность появления импульса (плотность импульсного шума) – $R = 2p_p = 2p_n$.

Во время процедуры детектирования генерируются две последовательности изображений. Первая — последовательность полутоновых изображений, $\{\{x_i^{(0)}\}, \{x_i^{(1)}\}, \dots, \{x_i^{(n)}\}, \dots\}$, где $\{x_i^{(0)}\}$ является исходным зашумленным изображением. Вторая последовательность – это бинарная последовательность изображений, $\{\{f_i^{(0)}\}, \{f_i^{(1)}\}, \dots, \{f_i^{(n)}\}, \dots\}$, где бинарное значение $f_i^{(n)}$ используется для определения того, является ли пиксель i импульсом, то есть $f_i^{(n)} = 0$ означает, что пиксель i – “хороший” и $f_i^{(n)} = 1$ означает, что пиксель i определен как импульс. До начала первой итерации, мы предполагаем, что $f_i^{(n)} \equiv 0$. Последовательность строится в соответствии с рекуррентным соотношением

$$f_i^{(n)} = \begin{cases} f_i^{(n-1)}, & \text{если } (|x_i^{(n-1)} - m_i^{(n-1)}| < T_D) \text{ и } (\min_i^{(n-1)} < m_i^{(n-1)} < \max_i^{(n-1)}), \\ 1, & \text{иначе} \end{cases}, \quad (2)$$

где T_D – предопределенное значение уровня, $m_i^{(n)} = \text{Med}\{x_j | f_j = 0, j \in \Omega_i^{W^{(n)}}\}$. Далее

$$f_i^{(n)} = \begin{cases} m_i^{(n-1)}, & \text{если } f_i^{(n)} \neq f_i^{(n-1)} \\ x_i^{(n-1)}, & \text{если } f_i^{(n)} = f_i^{(n-1)}. \end{cases} \quad (3)$$

Предположим, что процедура детектирования закончилась на N_D -ной итерации, тогда мы получим два выходных изображения $\{x_i^{(N_D)}\}$ и $\{f_i^{(N_D)}\}$, однако только изображение $\{f_i^{(N_D)}\}$ используется алгоритмом фильтрации.

Алгоритм фильтрации использует два входных изображения. Первое представляет собой исходное поврежденное изображение $\{x_i\}$. Второе бинарное изображение $\{f_i\}$, сформированное на этапе детектирования, $f_i \equiv f_i^{(N_D)}$, где $f_i = 0$ показывает, что пиксель i – “хороший”, и $f_i = 1$ показывает, что пиксель должен быть обработан алгоритмом фильтрации. Результатом работы алгоритма является выходное изображение $\{y_i\}$.

Далее рассмотрим последовательность окон $\{S^{(0)}, S^{(1)}, \dots, S^{(n)}, \dots\}$, где $S^{(n)}$ окно размера $W^{(n)} \times W^{(n)}$, а размер маски определяется $W^{(n)} = 3 + 2n$. Сопоставим каждую маску $S^{(n)}$ с целым числом $q^{(n)}$, так что

$$0 < q^{(n)} \leq (W^{(n)})^2. \quad (4)$$

Во время применения алгоритма к каждому пикселю будем вычислять медиану $m_i^{(n)}$ в окне $S^{(n)}$ выбирая только значения хороших пикселей. Пусть значение c будет числом “хороших” пикселей в окне $S^{(n)}$. Если c нечетное число, тогда

$$m_i^{(n)} = \text{Med}\{x_j | f_j = 0, j \in \Omega_i^{W^{(n)}}\}. \quad (5)$$

Если c четное положительное число, тогда

$$m_i^{(n)} = \text{Med}_L\{x_j | f_j = 0, j \in \Omega_i^{W^{(n)}}\} + \text{Med}_R\{x_j | f_j = 0, j \in \Omega_i^{W^{(n)}}\}, \quad (6)$$

где Med_L и Med_R означает левое и правое значение медианы соответственно. Так что, Med_L является $(M/2)$ -ым наибольшим значением и Med_R является $(M/2+1)$ -ым наибольшим значением сортированных данных.

Для каждого пикселя выполняется:

шаг 1: $n = 0$,

шаг 2: вычисляется $m_i^{(n)}$ и c ,

шаг 3:
$$\begin{cases} y_i = m_i^n, & \text{если } c > q^{(n)} \text{ или } W^{(n)} \geq W_M \\ \text{иначе} & n = n + 1 \text{ возвращаемся к шагу 2} \end{cases}$$

где W_M - нечетное число не меньше трех и определяющее максимальный размер окна, использующийся в алгоритме. Полученное изображение $\{y_i\}$ является восстановленным.

В экспериментах использовались различные полутоновые тестовые изображения размером 512×512 пикселей. На рис. 1 приведено сравнение различных алгоритмов: 1) медианный фильтр; 2) AM фильтр с размерами окна от 3 до 11; 3) PSM фильтр; 4) итеративный медианный фильтр (IM) (медианный фильтр, примененный несколько раз); 5) взвешенный центрированный медианный фильтр (CWM) с размером окна 5×5 ; 6) предложенный модифицированный фильтр PSM+AM.

Оценка качества проводилась в соответствии с формулой

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_i (y_i - \varphi_i)^2, \quad (7)$$

здесь N – общее число пикселей на изображении, y_i и φ_i – значения пикселей на восстановленном и исходном тестовом изображениях. Полученные зависимости показывают, что в присутствии только импульсного шума алгоритм AM справляется с фильтрацией лучше других методов. Когда шум является смесью, предложенный алгоритм PSM+AM превосходит остальные методы, а алгоритм AM показывает наихудший результат.

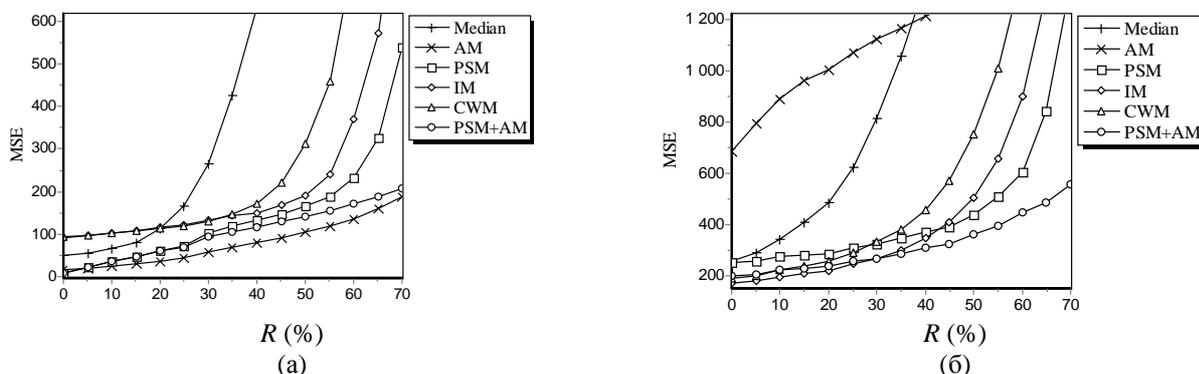


Рис. 1. Сравнение разных алгоритмов удаления шума: (а) тестирование на импульсном шуме; (б) тестирование на смеси импульсного и гауссового шума.

Идея нового алгоритма для удаления импульсного шума возникла при анализе двух известных алгоритмов PSM и AM. Основное ограничение алгоритма PSM появляется при фильтрации сильно искаженных изображений. При большой плотности шума искаженные пиксели группируются блоками и алгоритм PSM не способен их фильтровать. Алгоритм AM имеет другое ограничение. Например, если значения “соли” недостаточно велики или значения “перца” недостаточно малы, алгоритм становится абсолютно нестабильным. Похожая ситуация происходит если изображение повреждено смесью шумов. Модифицированный алгоритм, представленный в данной работе комбинирует преимущества рассмотренных выше алгоритмов и может использоваться для восстановления сильно зашумленных изображений.

Литература

1. Быстрые алгоритмы в цифровой обработке изображений. – М.: Радио и связь, 1984.
2. Gonzalez R., Woods R. Digital Image Processing. Prentice-Hall, 2002.
3. H. Kong and L. Guan, “A Neural Network Adaptive Filter for the Removal of Impulse Noise in Digital Images,” Neural Networks, vol. 9, no. 3, pp.373-378, 1996.
4. Z. Wang and D. Zhang, “Progressive Switching Median Filter for the Removal of Impulse Noise from Highly Corrupted Images,” IEEE Trans. Circuits Systems – II, vol. 46, no. 1, pp. 78-80, 1999.

MODIFIED MEDIAN FILTER FOR PROCESSING OF HIGHLY CORRUPTED IMAGES

Zvonarev P., Apalkov I., Kuykin D., Khryashchev V.

Yaroslavl State University

A new adaptive switching median filter is proposed to remove salt-and-pepper impulse noise from corrupted im-

age. The algorithm is developed by combining advantages of the known median-type filters with impulse noise detection step. Comparison of the given method with traditional filters is provided.

◆

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ OFDM СИСТЕМЫ СВЯЗИ В УСЛОВИЯХ РЕЛЕЕВСКИХ ЗАМИРАНИЙ

Кочетков Ю.А., Волчков В.П.

Московский технический университет связи и информатики

В докладе рассматриваются один из методов повышения помехоустойчивости систем связи использующих ортогонально-частотное разделение каналов (OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Метод заключается в применении оптимального алгоритма безызбыточного модуляционного кодирования, адаптированного к релейскому каналу и учитывающего особенности ортогонально-частотной передачи. Такое кодирование не приводит к снижению спектральной эффективности OFDM канала.

Использование метода модуляционного кодирования основано на переходе к многомерным созвездиям. При релейских замираниях для многомерного созвездия могут быть сформулированы ряд условий, удовлетворение которых приводит к повышению вероятности правильного декодирования принятых символов. Эти условия сводятся к нахождению наилучшей упаковки многомерных созвездий для релейского канала с помощью ортогональных линейных операторов.

OFDM является наиболее эффективным способом обеспечить многоканальность, необходимую для передачи квадратур описывающих многомерную точку созвездия. Однако, медленные релейские замирания радиоканала приводят к сильной корреляции флуктуирующих множителей внутри одного OFDM символа. Поэтому для эффективного использования модуляционного кодирования в радиоканалах с медленными релейскими замираниями необходимо имитировать быстрые релейских замирания, так, чтобы флуктуирующие множители для одной переданной точки многомерного созвездия можно было бы считать статистически независимыми. Эти условия могут быть достигнуты путем введения перемежения всех квадратурных составляющих внутри блока передаваемых многомерных точек созвездия.

Применение модуляционного кодирования при указанных условиях, позволяет добиться значительного выигрыша в помехоустойчивости модифицированной системы OFDM, по сравнению с классической OFDM системой, не использующей кодирование. Такое сравнение допустимо в данном случае, так как использование многомерных созвездий не приводит к увеличению избыточности передаваемой информации и является лишь одним из способов модуляции передаваемых символов.

Приводятся результаты статистического моделирования, подтверждающие повышение эффективность работы данной системы. Достигается выигрыш в отношении С/Ш на 8-14дБ в зависимости от размерности используемого созвездия при отношении BER на уровне 10^{-4} .

INCREASE OF NOISE STABILITY OFDM SYSTEM OF THE COMMUNICATION SYSTEM IN CONDITIONS RAYLEIGH FADING.

In the report one of methods of increase of noise stability of a short waves radio communication is considered. The given method means use OFDM. It consists in application of optimum algorithm codings by means of modulation. In a basis of work use of multivariate constellations adapted for Rayleigh channel. Such coding does not lead to decrease in spectral efficiency OFDM of the channel. Use of a method modulation codings is based on transition to multivariate constellations. At Rayleigh fading for multivariate constellation can be formulated a number of conditions which satisfaction leads to to increase of probability of correct decoding of the accepted symbols. These conditions are reduced to a presence of the best packing multivariate constellations for Rayleigh channel with the help of orthogonal linear operators.

◆

СПОСОБ ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ НАВИГАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ НА БОРТУ ПЕРЕДВИГАЮЩЕГОСЯ ОБЪЕКТА

Швецов Г.А., Швецов А.Г.

Владимирский государственный университет

Современные высокоточные навигационные системы, работающие в длительном всеобъемлющем режиме (глобальная навигация), вынуждены из-за накопления ошибки бортовой инерциальной навигационной системы (ИНС) получать корректирующую информацию от внешних источников (магнитная, радиотехни-

ческая, спутниковая, астрономическая и др.). Это приводит к большим ошибкам, когда корректирующая информация искажена или не поступает в силу естественных и искусственных помех или повреждения ее источника. В результате, в системе управления ориентацией и целенаправленным движением объекта падает точность, надежность, помехоустойчивость, автономность (скрытность в работе) и в целом живучесть подвижного объекта.

Используемые для ИНС внешние системы коррекции (ГЛОНАСС, GPS, и др.) имеют высокую точность определения местонахождения объекта (единиц метров), однако они обладают крайне низкой помехоустойчивостью. Для подавления полезного сигнала от космической навигационной системы GPS в настоящее время требуется незначительное усилие. Например, на дальности 300-400 км достаточно применение постановщика радиопомех мощностью всего лишь в единицы ватт. Используемые в США приемники GPS NAVSTAR в спутниковых навигационных системах (СНС), работают с крайне низким уровнем сигнала от спутника. В связи с этим острой проблемой стала помехоустойчивость СНС в целом. Помехоустойчивость спутниковых навигационных систем составляет около 35 дБ, причем, она обеспечивается только за счет дальномерного кода. Сами приемники СНС характеризуются пороговым отношением Помеха/Сигнал $Q_{\text{п}}=28\text{дБ}$. Учитывая крайне низкую помехоустойчивость приемников СНС, разработчики за рубежом для достижения их устойчивой работы вновь вынуждены были вернуться к принципу ее комплексирования с инерциальной навигационной системой (ИНС). Однако в условиях активных помех принцип комплексирования СНС с ИНС не решает задачу высокоточного определения объектом своего местоположения в околоземном пространстве.

Проблема обеспечения высокоточного определения координат движущегося объекта в реальном времени в полностью автономном режиме и практически независимо от длительности функционирования, погодных условий и состояния магнитного поля на существующих физических принципах не решается. Это связано с тем, что при реализации функции измерения угловых положений объекта в околоземном трехмерном пространстве (ориентации) они используют однонаправленную, векторизованную информацию при формировании опорной системы координат. В связи с этим ориентационная информация легко искажается, деформируется под действием факторов соответствующей физической природы, она с ними складывается. Поэтому, этими методами в принципе не может быть решена проблема реализации полностью автономной высокоточной пространственной ориентации подвижных объектов.

Основопологающей составной частью для осуществления автономной высокоточной навигации является система, формирующая непосредственно на подвижном объекте вышеуказанную опорную высокостабильную в пространстве ортогональную стартовую опорную систему координат. При этом необходимо, чтобы система формировала свои опорные направления на борту объекта на старте и сохраняла их в процессе его передвижения, а также осуществляла измерения азимута движения в реальном времени и с высоким угловым разрешением. Такая система по выполняемым функциям в навигационной технике именуется компасом.

Эта задача решается на изученном физическом принципе волновой гравитационной инерциальной ориентации (ВГИО), на основе которого действует у всех видов животных автономная глобальная высокоточная (сантиметры по долготе и широте) навигация. Механизм ВГИО и, соответственно, механизм волновой ориентации и навигации животных был открыт и научно обоснован Швецовым Г.А. в 1988 году в результате его собственных поисковых исследований. Установленные при этом фундаментальные закономерности ВГИО, управляющие функционированием механизма пространственной ориентации мигрирующих птиц, насекомых и других животных, являются теоретической основой для освоения технологии, методов формирования высокостабильной в пространстве и времени опорной стартовой ортогональной системы координат на новых физических принципах (действующих в живой природе) и инженерной реализации навигационного компаса.

В механизме ВГИО для реализации навигационного компаса на новых физических принципах используется глобальное ориентирующее поле сил инерции земного шара, действующее в плоскости горизонта в направлении с запада на восток в результате его суточного вращения. Это поле обнаруживается в любой точке околоземного пространства силовым ориентирующим воздействием в истинном географическом направлении "восток-запад" на движущиеся с реверсируемой скоростью вдоль вектора силы тяжести (вертикали места) материального тела, имеющего свободу в любых направлениях в плоскости горизонта. Механизм регистрации этого поля обнаруживается с помощью маятника с колеблющейся (плавающей) вдоль вектора сил тяжести точкой подвеса его тела. В результате этого его тело под воздействием развиваемой периодической ориентирующей силы инерции раскачивается в истинном географическом направлении "восток-запад". Этот маятник был защищен в Госкомизобретений в 1989 году, как вариант устройства для реализации физического принципа ВГИО и регистрации действующего ориентирующего поля сил инерции земного шара. С помощью этого маятника (рис.1) может производиться измерение истинного азимута на любой планете и космическом объекте естественного происхождения.

Фактически представленный маятник регистрирует направление действия силы тяжести (вектора напряженности гравитации \vec{g}) планеты и направления действия силы ее суточного вращения – сторон света на ней посредством избирательно направленных колебательных движений.

Он работает следующим образом. При сообщении точке подвеса маятника колебательного движения вдоль линии его отвеса с частотой его собственных колебаний он начинает раскачиваться под действием развиваемой телом маятника 1 ориентирующей (компасной) силы периодического характера в истинном географическом направлении "восток-запад". В процессе своей работы маятник направленными движениями своего тела под действием ориентирующей силы тяжести в вертикальной плоскости и, соответственно, развиваемой ориентирующей компасной силы в горизонтальной плоскости формирует ортогональную опорную систему координат $\xi\eta\zeta$ в любой точке околоземного пространства волнообразной физической природы.

При движении тела маятника, связанного с периодическим преодолением сил гравитации Земли (планеты) с амплитудой z_m вдоль вектора напряженности \vec{g} по закону

$$z = z_m \sin \omega t, \quad (1)$$

его центр масс также периодически с частотой f поднимается из нижнего элемента гравитационного пространства в верхний и снова возвращается. Околоземное гравитационное пространство связано с Землей и движется, вращается в целом вместе с ней в направлении с запада (W) на восток (E). По мере удаления элемента пространства от его центра вдоль вектора напряженности гравитационного поля Земли \vec{g} , он вращается вокруг меридиана ($S-N$) со все возрастающей линейной скоростью с запада на восток. В результате взаимодействия колебательного движения тела маятника с реверсируемой скоростью $V_z = dz/dt$ вдоль вектора гравитации \vec{g} с вращательным движением силового пространства вокруг направления меридиана ($S-N$) с угловой скоростью Ω_r формируется (индуцируется) волнообразное ориентирующее поле сил инерции. Его вектор напряженности \vec{W}_Π реверсирует в истинном географическом направлении "восток-запад" с частотой вертикальных колебаний f тела маятника. Численное значение вектора напряженности W_Π формируемого поля сил инерции определяется следующим выражением

$$W_\Pi = \Omega_r \cdot A_m \omega \cos \omega t, \quad (2)$$

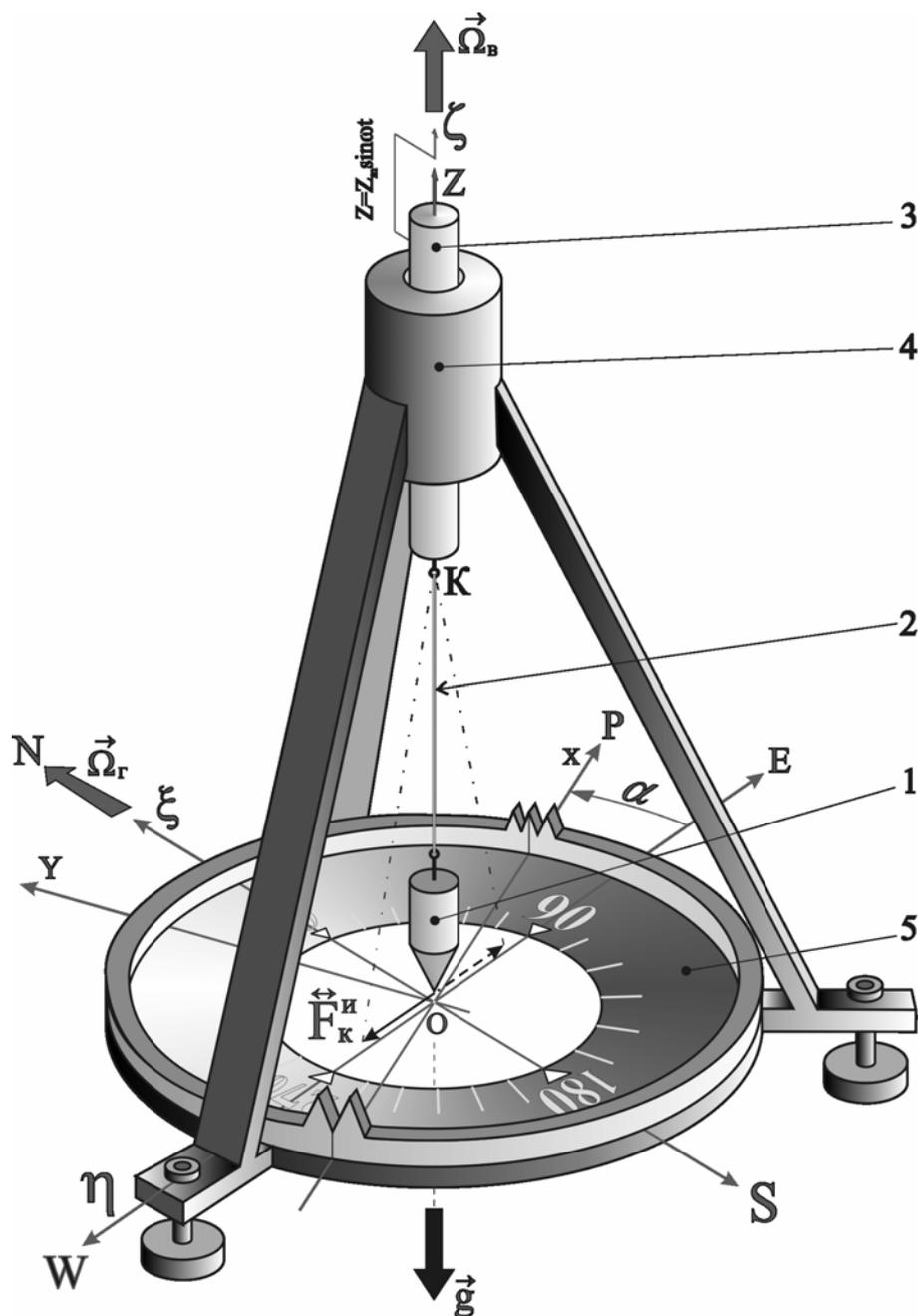


Рис.1. Физический принцип волновой гравитационно-инерциальной ориентации в поле тяготения Земли, любого космического тела естественного происхождения и устройство на его основе (маятник Швецова Г.А., 1989):

1 – тело чувствительное (активное тело); 2 – нить подвеса тела маятника; 3 – стержень подвижный; 4 – опора скользящая; 5 – градуированный лимб (сенсорная матрица, организованная детекторами с пространственной избирательностью к силовым воздействиям в радиальных направлениях лимба); К – плавающая по гармоническому закону точка подвеса маятника вдоль вектора напряженности сил тяжести \vec{g} ; $\xi O \eta$ – жестко связанная с Землей стартовая опорная глобальная система координат волнообразной природы в плоскости горизонта, формируемая качающимся движением маятника в направлении вектора гравитации и сторон света "восток-запад"; $хоу$ – ортогональная система координат, жестко связанная с объектом в процессе его ориентирования и управления выбором направления ОР движения посредством маятника; α – азимут объекта, его измеренное значение

где Ω_r – величина горизонтальной составляющей угловой скорости суточного вращения Земли (околоземного пространства) в точке нахождения чувствительного тела маятника; $A_m = 2z_m$ – размах вертикальных

колебаний центра масс тела маятника вдоль вектора \vec{g} ; $\omega = 2\pi f$ – угловая частота вертикальных колебаний тела маятника; t – время.

Под воздействием развиваемой компасной силы инерции \vec{F}_K^H , которая прямо пропорциональна массе тела маятника и величине вектора напряженности W_n формируемого поля, отображающего ориентированное состояние околоземного пространства, тело маятника совершает ориентированные в направлении "восток-запад" (ось $O\eta$) колебания по закону (при отсутствии резонанса)

$$\eta = \Omega_r \cdot A_m \omega^{-1} \cos \omega t = \eta_m \cos \omega t. \quad (3)$$

На основе установленных закономерностей и физического принципа представленного маятника могут быть реализованы чувствительные элементы, обладающие эффектом ВГИО, которые могут работать на передвигающемся объекте. Рассмотренный маятник является физико-математической моделью, адекватной процессам ВГИО, действующим в живой природе. Механизм измерения истинного азимута, механизм считывания азимутальной информации с навигационных компасов, построенных на физических принципах ВГИО, осуществляется с помощью детекторов, размещаемых по периметру организованной ими градуированной шкалы. Эти детекторы колебательных движений чувствительного тела компаса с избирательной направленной чувствительностью их в радиальных направлениях градуированной шкалы, осуществляют выдачу информации с каждого детектора в систему ее обработки на основе ЭВМ со специальным программным обеспечением. Угловая разрешающая способность навигационного компаса определяется количеством детекторов, обладающих каждый максимальной чувствительностью (единичный приемник) к направлению воздействия развиваемой ориентирующей силы активным телом компаса. При совместной работе всех единичных детекторов достигается высокое отношение Сигнал/Шум в системе детектирования направления движения объекта суммированием ответов от них или усреднением их по времени.

Посредством обнаруженного механизма помехоустойчивой высокоточной волновой гравитационно-инерциальной ориентации осуществляется механизм формирования, приема и передачи информации в управляющую систему целенаправленным движением подвижного объекта.

Литература

1. Швецов Г.А. Ориентация и навигация у птиц и других позвоночных с помощью вестибулярного аппарата. / Материалы заявки на открытие ОТ-11885, 03.03.89.
2. Швецов Г.А. Гравитационно-инерциальный механизм волновой ориентации у птиц и других позвоночных. // Доклады Академии наук СССР, 1991, т.319, №2, С.508-511.
3. Швецов Г.А. Гравитационно-инерциальный механизм определения опорного направления в плоскости горизонта у пчел и других насекомых. // Доклады Академии наук России, 1993, т.328, №6, С.750-752.
4. Швецов Г.А. Механизмы трехмерной организации пространства, его структура и иерархия // Фундаментальные проблемы естествознания и техники: труды Международного Конгресса-2000, Санкт-Петербург, 2001. - С.161-167.
5. Швецов Г.А., Швецов А.Г. Адаптивные механизмы пространственной ориентации медоносных пчел // Экология и охрана окружающей среды: Тез. докл. 3-й Межд. и 6-й Всеросс. науч.-практ. конф. - Владимир, 1996. - С.267-268.

