

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал
№ 2/2014

Издается с 1999 года
Выходит четыре раза в год

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР
д.т.н., чл. кор. РАН Ю.Б. ЗУБАРЕВ

ЗАМЕСТИТЕЛИ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА:

д.т.н., проф. В.В. ВИТЯЗЕВ,
д.т.н., проф. В.П. ДВОРКОВИЧ

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

д.т.н., проф. Ар.С. Аджемов, д.т.н., проф. Б.А. Алпатов,
д.т.н., проф. В.Г. Бартенев, д.т.н. Ю.И. Борисов,
д.т.н., проф. Ю.А. Брюханов, д.т.н., проф. В.В. Еремеев,
д.т.н. Г.В. Зайцев, Р.В. Зубарев, А.П. Кирпичников,
д.т.н., проф. М.И. Кривошеев, д.т.н., акад. РАН Н.А. Кузнецов,
В.Г. Мистюков, д.т.н., проф. С.Л. Мишенков,
д.т.н., проф. А.А. Петровский, д.т.н., проф. Ю.Н. Прохоров,
д.т.н., проф. В.Г. Санников, к.т.н., проф. В.С. Сперанский,
д.т.н., проф. Ю.С. Шинаков

Адрес редакции:

г. Москва, ул. Авиамоторная, д. 8
Научный центр МТУСИ
Тел.: 8 903 221 79 79
E-mail: rntores@mail.ru
vityazev.v.v@rsreu.ru
http://www.dspa.ru

Издатель:

Российское научно-техническое общество
радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова

Компьютерная верстка: И.А. Благодарова

Дизайн: М.В. Аверин

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

Подписано в печать 26.06.14 г.
Формат 60x90/8.

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

Заказ № 4199. Отпечатано в
ООО НПЦ «Информационные технологии»
Рязань, ул. Островского, д. 21/1
тел.: (4912) 98-69-84

Издание зарегистрировано в Министерстве
Российской Федерации по делам печати,
телерадиовещания и средств
массовых коммуникаций.

Свидетельство о регистрации ПИ № 77-1488
от 14.01.2000 г.

Журнал «Цифровая обработка сигналов» включен
в Перечень ведущих рецензируемых научных изданий,
в которых по рекомендации Минобрнауки РФ, должны
быть опубликованы основные научные результаты
диссертаций на соискание ученой степени доктора
и кандидата наук.

УЧРЕДИТЕЛИ: ЗАО «Инструментальные системы» ФГУП «НИИ радио»

В НОМЕРЕ:

Егоров В.В., Маслаков М.Л.

Использование преобразования Хартли
для решения интегрального уравнения типа свёртки 2

Пономарева О.В.

Неинвариантность скользящего энергетического
параметрического Фурье-спектра действительных
тональных сигналов 7

Зайцев Г.В.

Потери в отношении сигнал/шум в системе связи,
использующей двоичную дифференциальную
фазовую модуляцию и ортогональное кодирование 15

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

Проблемы и методы повышения спектральной
эффективности систем связи: ортогональная передача 22

Запорожцев И.Ф., Середа А.-В.И.

Декомпозиция на эмпирические моды в задаче
краткосрочного прогнозирования многомерных
временных рядов геофизической природы 34

Орошук И. М., Сучков А.Н., Василенко А.М.

Метод снижения погрешности выделения
огibaющей сигналов в цифровых
пространственно-корреляционных трактах обработки 41

Грызлова Т.П., Чувилина Е.В.

Обнаружение изменения состояния сложного источника
в отсутствии параметрических моделей 46

Луковенкова О.О., Тристанов А.Б.

Адаптивный алгоритм согласованного преследования
с уточнением на смешанных словарях в анализе сигналов
геоакустической эмиссии 54

Кутепов В.Е., Бартенев В.Г.

Сравнительный анализ двух способов формирования
весовых коэффициентов в адаптивной системе
селекции движущихся целей 58

Марапулец Ю.В., Ким А.А.

Параллельный алгоритм согласованного
преследования и его применение
при анализе сигналов акустической эмиссии 61

Рыболовлев А.А., Рыболовлев Д.А.

Особенности графического оформления результатов
в среде технических расчетов MATLAB 65

Кузин А.А., Плужников А.Д.,

Приблудова Е.Н., Сидоров С.Б.

Анализ временных соотношений
для сигналов в проектируемых цифровых модулях
и оценка работоспособности 70

Кирпичников А.П.

Новая роль микропроцессорных систем:
обеспечение безопасности перед лицом катастроф 78

Мусаев М.М., Кардашев М.С.

Спектральный анализ сигналов
на многоядерных процессорах 83

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

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ХАРТЛИ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНОГО УРАВНЕНИЯ ТИПА СВЁРТКИ

Егоров В.В., к.т.н., в.н.с. ОАО «Российский институт мощного радиостроения»;

Маслаков М.Л., инженер ОАО «Российский институт мощного радиостроения», e-mail:maslakovml@gmail.com

Ключевые слова: интегральные уравнения, свёртка, некорректная задача, импульсная характеристика, канал связи, коррекция, преобразование Фурье, преобразование Хартли.

Введение

Уравнения типа свёртки используются при формализации теоретических и прикладных задач. Это разнообразнейшие задачи математической физики и всевозможные задачи современной техники, такие как задачи определения интересующих количественных характеристик явления по результатам измерений их косвенных проявлений. В ряде технических и физических приложений часто рассматривают задачу передачи некоторого сигнала $S(t)$ через систему, задаваемую импульсной характеристикой (ИХ) $h(t)$, на выходе которой получают сигнал $U(t)$, определяемый выражением

$$S(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t-\tau) h(\tau) d\tau = U(t), t \in (-\infty, \infty). \quad (1)$$

На практике сигналы являются конечными, при этом известны передаваемый и принимаемый сигналы $S(t)$ и $U(t)$ соответственно, а ИХ некоторой системы (канала связи) неизвестна. Целью задачи является определение ИХ канала связи, то есть решение уравнения вида

$$\int_{T_1}^{T_2} S(t-\tau) h(\tau) d\tau = U(t), T_3 < t < T_4. \quad (2)$$

Приведённое уравнение (2) относится к линейному интегральному уравнению типа свертки первого рода [1] или уравнению Фредгольма первого рода [2], в котором одна из подынтегральных функций, в данном случае $h(t)$, является неизвестной. Промежуток интегрирования $[T_1; T_2]$ на практике является конечным, поскольку тестовый или зондирующий сигнал всегда имеет конечную длительность. Отрезок $[T_3; T_4]$ – конечный, поскольку вычисленная ИХ сохраняет свою ценность в течении конечного времени. Функция $S(t)$, называемая ядром уравнения [1-3], является непрерывной и гладкой в замкнутой области $\{T_1 \leq \tau \leq T_2; T_3 \leq t \leq T_4\}$.

Известны различные методы решения уравнения (2), как во временной, так и в частотной области. Одними из наиболее эффективных методов численного решения интегральных уравнений типа свёртки являются методы, основанные на переходе в частотную область [2, 3], для чего предполагается применение дискретного преоб-

Рассматривается использование дискретного преобразования Хартли (ДПХ) для решения интегральных уравнений типа свёртки. Показано преимущество ДПХ по сравнению с ДПФ. Предлагается применение ДПХ в задачах адаптивной коррекции сигналов для расчёта импульсной характеристики канала связи. Приведены результаты моделирования и оценки вычислительной эффективности алгоритмов.

звания Фурье (ДПФ), так как существуют разнообразные алгоритмы быстрого преобразования Фурье (БПФ). Однако при использовании преобразования Фурье приходится иметь дело с комплексными числами, что несколько усложняет проводимые вычисления. В свою очередь известно преобразование Хартли [4], которое является аналогом преобразования Фурье с тем отличием, что позволяет обойтись без комплексного представления. Несмотря на данное обстоятельство, преобразование Хартли редко используется на практике.

Решение интегрального уравнения

Рассмотрим методы численного решения интегрального уравнения (2) в частотной области. Запишем приведённое уравнение в дискретном виде

$$\sum_{l=0}^n s(n-l) \cdot h(l) = u(n), n = 0 \dots N-1. \quad (3)$$

при этом функции, входящие в это уравнение, имеют вид:

$$s(n) = \begin{cases} s_d(n), n = 0 \dots N_s - 1, \\ 0, n = N_s \dots N - 1, \end{cases} \quad (4)$$

$$h(n) = \begin{cases} h_d(n), n = 0 \dots N_h - 1, \\ 0, n = N_h \dots N - 1, \end{cases}$$

$$u(n) = \begin{cases} u_d(n), n = 0 \dots N_u - 1, \\ 0, n = N_u \dots N - 1. \end{cases}$$

причем $N_s, N_h \leq N/2, N_u = N_s + N_h - 1$. Вектора s_d, h_d, u_d есть дискретные отсчеты соответствующих сигналов $S(t), h(t), U(t)$, входящих в уравнение (2). Дополнение нулями до $(N-1)$ -го элемента делает линейную свертку эквивалентной циклической, что в дальнейшем позволяет осуществить переход в частотную область.

Для точной правой части $u = u_T$ уравнение (3) имеет единственное решение h_T . Однако на практике вместо u_T доступным для измерения является $u_\xi = u_T + \xi$, где добавка ξ представляет собой шум. Тогда, вместо

уравнения (3) требуется решить следующее уравнение

$$\sum_{l=0}^n s(n-l) \cdot h(l) = u_{\xi}(n), \quad n = 0 \dots N-1. \quad (5)$$

В этом случае ищут приближённое решение уравнения (5). Однако в силу случайности отсчетов шумового вектора ξ уклонение решения в метрике C может быть сколь угодно большим. Это означает, что в качестве решения уравнения (5) нельзя брать точное решение этого уравнения, так как оно становится неустойчивым к малым уклонениям правой части. Такая задача называется некорректно поставленной [3]. Одним из известных методов решения некорректных задач является *метод регуляризации* [1-3], позволяющий определять импульсную характеристику канала с малыми вычислительными затратами и компенсировать влияние помех. К таковым относятся метод регуляризации Тихонова [2, 3] и метод регуляризации Лаврентьева [2]. В результате в качестве приближённого решения уравнения (5) берут регуляризованное решение.

Для примера кратко рассмотрим метод Тихонова построения приближённых решений для линейных интегральных уравнений первого рода. Для начала приведем выражения для прямого и обратного ДПФ вектора отсчетов S , записав их с помощью принятых обозначений:

$$FS = \Phi[s], \quad (6)$$

$$s = \Phi^{-1}[FS],$$

где Φ , Φ^{-1} – матрицы прямого и обратного преобразования Фурье, причём:

$$\Phi_{n,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \exp\left(-i \frac{nk}{N}\right),$$

$$\Phi^{-1}_{n,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \exp\left(i \frac{nk}{N}\right), \quad (7)$$

$$n, k = 0 \dots N-1.$$

Применив преобразование Фурье к уравнению (5), получим:

$$diag(FS) \cdot FH = FU_{\xi}, \quad (8)$$

где FS , FH , FU_{ξ} – соответствующие спектры, $diag(FS)$ – диагональная матрица с элементами FS .

Решением уравнения (5) в частотной области является обратное преобразование Фурье от вектора отсчетов:

$$FH = (diag(FS))^{-1} \cdot FU_{\xi} =$$

$$= (diag(FS))^{-1} \cdot (FU_T + FV), \quad (9)$$

где FV – спектр шумовой составляющей ξ .

Однако решение во временной области (5) может не существовать, так как вектор $(diag(FS))^{-1}$ может не иметь обратного преобразования Фурье за счёт влияния высоких частот случайной составляющей вектора отсчетов FV , либо уклонение вектора $\Phi^{-1}[(diag(FS))^{-1} \cdot FV]$ от нуля в метрике C или в L_2 может быть сколь угодно большим. Таким образом, решение уравнения (5) в виде (9) с последующим обратным преобразованием Фурье не обладает свойством устойчивости к малым отклонениям правой части.

Для того чтобы обеспечить свойство устойчивости, вектор отсчетов (9) поэлементно умножают на диагональную матрицу G_{α} , состоящую из элементов $g(k, \alpha)$, $k = 0 \dots N-1$, удовлетворяющих условиям, описанным в [3]. Функцию $g(k, \alpha)$ называют стабилизирующей функцией или стабилизатором. В результате получаем регуляризованное решение уравнения (5) в спектральной области

$$FH_{\alpha} = (diag(FS))^{-1} \cdot (G_{\alpha} \cdot FU_{\xi}). \quad (10)$$

Тогда вектор решения во временной области задается выражением

$$h_{\alpha, \Phi} = \Phi^{-1}[FH_{\alpha}]. \quad (11)$$

Численное решение с использованием преобразования Хартли

Как было сказано выше, преобразование Хартли является аналогом преобразования Фурье, а значит, его так же можно применять при решении интегральных уравнений методом регуляризации. Возможность использования преобразования Хартли для решения системы линейных алгебраических уравнений, к которой сводится интегральное уравнение типа свертки, показано в [5], но там не рассматривались особенности применения методов регуляризации решения, что не позволяет напрямую использовать полученные результаты. Для начала рассмотрим особенности применения преобразования Хартли, для чего запишем выражения для дискретного преобразования Хартли:

$$HS = \mathcal{H}[s], \quad (12)$$

$$s = \mathcal{H}[HS],$$

где \mathcal{H} – матричный оператор преобразования Хартли, задаваемый коэффициентами

$$\mathcal{H}_{n,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \left(\cos\left(\frac{nk}{N}\right) + \sin\left(\frac{nk}{N}\right) \right), \quad (13)$$

$$n, k = 0 \dots N-1$$

Заметим, что обратное преобразование Хартли требует точно такой же процедуры вычисления, как и прямое преобразование, в отличие от преобразования Фурье (6).

Взаимосвязь спектров Фурье и Хартли базируется на свойстве симметрии [4]. Приведем формулы связи преобразований Фурье и Хартли без вывода:

$$Re(FS) = (HS + HS(-)) / 2,$$

$$Im(FS) = -(HS - HS(-)) / 2, \quad (14)$$

$$HS = Re(FS) - Im(FS),$$

где $HS(-)$ – зеркальное отображение вектора HS , то есть $HS(-k) = HS(N-k)$.

Подобно тому, как операция свертки определена в базисе Фурье, её можно записать и в базисе Хартли [4]. Запишем уравнение (5) с использованием преобразования Хартли

$$\frac{1}{2} A \cdot HS = HU_{\xi},$$

где

$$A = \begin{bmatrix} 2A_{0,0} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & A_{1,1} & 0 & \dots & 0 & A_{1,N-1} \\ 0 & 0 & A_{2,2} & \dots & A_{2,N-2} & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & A_{N-2,2} & \dots & A_{N-2,N-2} & 0 \\ 0 & A_{N-1,1} & 0 & \dots & 0 & A_{N-1,N-1} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

$$A_{k,k} = HH + HH(-),$$

$$A_{N-k,k} = HH - HH(-).$$

В вычислительном плане выражение (15) для операции свёртки в базисе Хартли не является более сложным по сравнению с (8), так как умножение спектров Фурье предполагает умножение комплексных чисел.

Искомой функцией уравнения (15) является спектр Хартли вектора отсчетов ИХ канала HH . Запишем выражение для нахождения этого вектора

$$HH = (\text{diag}(C))^{-1} \cdot (B \cdot HS),$$

где

$$B = \begin{bmatrix} B_{0,0} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & B_{1,1} & 0 & \dots & 0 & B_{1,N-1} \\ 0 & 0 & B_{2,2} & \dots & B_{2,N-2} & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & B_{N-2,2} & \dots & B_{N-2,N-2} & 0 \\ 0 & B_{N-1,1} & 0 & \dots & 0 & B_{N-1,N-1} \end{bmatrix}, \quad (16)$$

$$B_{k,k} = HU_{\xi} - HU_{\xi}(-),$$

$$B_{N-k,k} = HU_{\xi} + HU_{\xi}(-).$$

$$C = \text{diag}(HS) \cdot HS + \text{diag}(HS(-)) \cdot HS(-).$$

Очевидно, что при вычислении обратного преобразования Хартли вектора полученного из выражения (16) возникнут те же проблемы с отсутствием свойства устойчивости получаемого решения к малым отклонениям, как и в случае использования преобразования Фурье, так как в функции HU_{ξ} присутствует случайная составляющая. Для достижения устойчивости, как описывалось ранее, введём стабилизирующий функционал G_{α} . В результате получим регуляризованное решение исходного уравнения (5) в базисе Хартли в виде

$$HH_{\alpha} = (\text{diag}(C))^{-1} \cdot (\text{diag}(G_{\alpha}) \cdot B \cdot HS), \quad (17)$$

и окончательно искомый вектор отсчетов во временной области определяется выражением

$$h_{\alpha, \mathcal{H}} = \mathcal{H}[HH_{\alpha}]. \quad (18)$$

Анализ получаемых решений

Ввиду определённых различий между ДПФ и ДПХ, могут возникнуть существенные отличия в получаемых решениях при наличии шумовой составляющей, обозначенной ранее как ξ . Проведём вычислительный эксперимент и рассмотрим задачу расчёта ИХ многолучевого канала в зависимости от мощности шума принимаемого сигнала. В качестве теста выберем фазоманипулированный сигнал на основе ПСП длины 15; в качестве функции стабилизации – функцию, предложенную в [3], и запишем её в базисе Фурье

$$G_{\alpha} = \left(\text{diag}(\text{diag}(FS) \cdot FS^* + \alpha M) \right)^{-1} \times \left(\text{diag}(FS) \cdot FS^* \right) \quad (19)$$

и базисе Хартли

$$G_{\alpha} = (\text{diag}(C + \alpha M))^{-1} \cdot C. \quad (20)$$

Функция M – чётная, неотрицательная и непрерывная на любом конечном отрезке. В качестве такой функции можно взять, например:

$$M(k) = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ k^p, & k = 1 \dots \frac{N}{2} \\ (N-k)^p, & k = \frac{N}{2} + 1 \dots N-1, \quad p = 0, 1, 2, 3 \dots \end{cases} \quad (21)$$

при чём, при $p = 0$, $M(k) = \text{const}$, $k = 0 \dots N-1$. При этом степень влияния этой функции регулируется параметром регуляризации α .

Уклонение получаемого численного решения будем оценивать в метрике C [3]:

$$\rho C(h_{\alpha}, \bar{h}) = \max_{n \in [0, N-1]} |h_{\alpha}(n) - \bar{h}(n)|, \quad (22)$$

где h_{α} – регуляризованное решение или вектор рассчитанной ИХ канала связи в базисе Фурье или Хартли (соответственно $h_{\alpha, \mathcal{F}}$ или $h_{\alpha, \mathcal{H}}$), \bar{h} – вектор заданной ИХ канала.

Ниже приведены графики зависимости усредненного по 1000 экспериментов уклонения решения в метрике C от дисперсии шума $\sigma_{\text{ш}}$ при $p = 0$ – рис. 1 и при $p = 1$ – рис. 2.

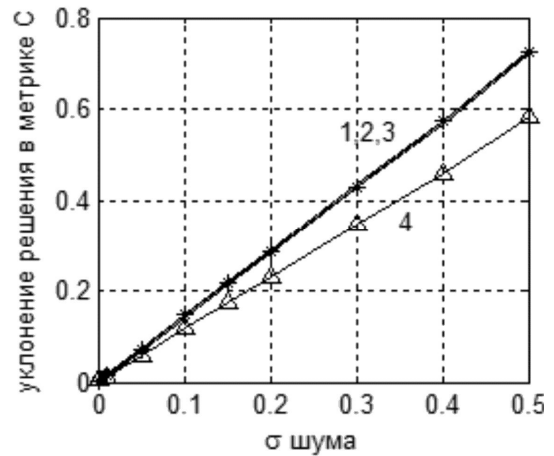


Рис. 1. Зависимость уклонения решения от $\sigma_{\text{ш}}$ ($p = 0$):

1 – решение в базисе Хартли ($\alpha = 0$);

2 – решение в базисе Фурье ($\alpha = 0$);

3 – решение в базисе Фурье ($\alpha = 10^{-3}$);

4 – решение в базисе Хартли ($\alpha = 10^{-3}$)

При отсутствии стабилизирующей функции, то есть для случая $\alpha = 0$, решения, полученные с использованием ДПФ и ДПХ, совпали. При значении $\alpha = 10^{-3}$ отклонение решения, полученное с использованием ДПХ, меньше. Очевидно, что в обоих случаях можно найти некоторое $\alpha = \alpha_{\text{опт}}$, причём это значение будет зависеть и

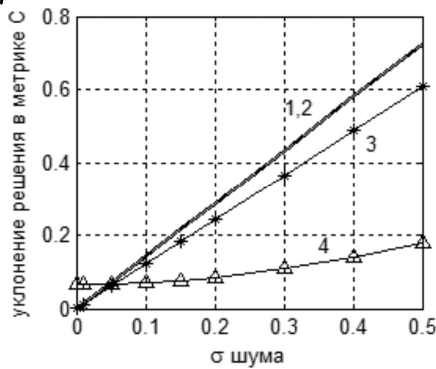


Рис. 2. Зависимость уклонения решения от $\sigma_{ш}$ ($p = 1$):

- 1 – решение в базисе Хартли ($\alpha = 0$);
- 2 – решение в базисе Фурье ($\alpha = 0$);
- 3 – решение в базисе Фурье ($\alpha = 10^{-3}$);
- 4 – решение в базисе Хартли ($\alpha = 10^{-3}$)

от величины уклонения правой части функции $U_{\xi}(n)$. Иначе говоря, уклонения решения h_{α} зависит от мощности шума или от дисперсии шума $\sigma_{ш}$. На рис. 3 показана зависимость усредненного по 1000 экспериментов уклонения решения в метрике C от параметра α при $p = 1$ и $\sigma_{ш} = 0,2$.

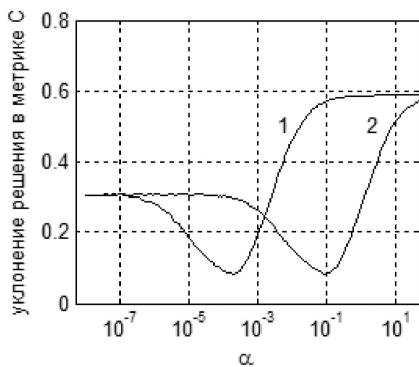


Рис. 3. Зависимость уклонения решения от α

- 1 – решение в базисе Хартли;
- 2 – решение в базисе Фурье

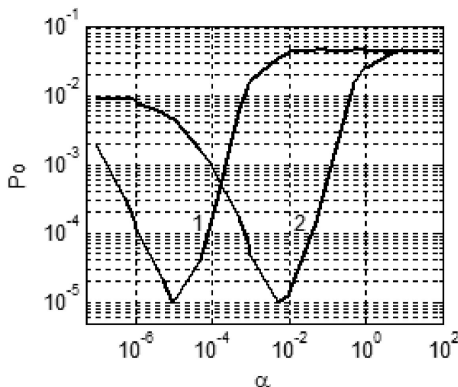


Рис. 4. Зависимость вероятности ошибки на бит от α при $\sigma_{ш} = 0,2$:

- 1 – коррекция в базисе Хартли;
- 2 – коррекция в базисе Фурье

Однако на практике наиболее важным показателем качества результата коррекции является вероятность ошибки. Рассмотрим систему передачи данных с адап-

тивной коррекцией сигналов, описанную в [6]. Процедура коррекции, так же как и расчёт ИХ канала, осуществляется в частотной области. В [6] для этого использовано преобразование Фурье. На рис. 4, 5 показаны зависимости вероятности ошибки на бит P_0 в двухлучевом канале связи от параметра регуляризации α , при $\sigma_{ш} = 0,2$, что соответствует отношению сигнал/шум (ОСШ) 17 дБ, и $\sigma_{ш} = 0,5$ – ОСШ 9,5 дБ. Частота следования символов – 1600 симв/с.

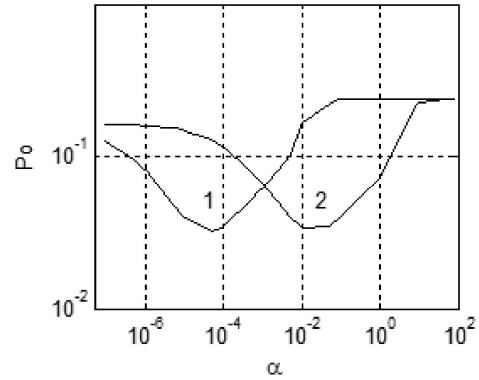


Рис. 5. Зависимость вероятности ошибки на бит от α при $\sigma_{ш} = 0,5$:

- 1 – коррекция в базисе Хартли;
- 2 – коррекция в базисе Фурье

Приведенное моделирование свидетельствует о полной эквивалентности результатов полученных с помощью ДПХ и ДПФ, что неудивительно в виду четкой связи между этими преобразованиями. Между тем число операций умножения и сложения, необходимых для решения интегрального уравнения в частотной области с использованием ДПФ и ДПХ, различно.

Оценка вычислительных затрат

Для начала приведём сравнительные оценки эффективности алгоритмов БПФ и БПХ. Известно, что для вычисления ДПФ последовательности из N элементов, требуется выполнить N^2 операций с комплексными числами. Однако число операций для алгоритма БПФ часто [4] оценивается как $N \log_2 N$ операций с комплексными числами. Аналогично, для вычисления ДПХ требуется выполнить N^2 операций с вещественными числами или $N \log_2 N$ операций для алгоритма БПХ [4]. Однако это является лишь приблизительной оценкой, так как существует множество разнообразных алгоритмов БПФ и БПХ. В данной статье ограничимся оценками числа операций для алгоритмов с $N = 2^p$, являющихся наиболее часто используемыми на практике.

Так, в хорошо известном алгоритме БПФ с прореживанием по времени [7] вычисление N -точечного ДПФ приводит к $p = \log_2 N$ шагам, на каждом из которых требуется N сложений и $N/2$ умножений. Так как комплексное умножение реализуется четырьмя вещественными умножениями и двумя сложениями, а комплексное сложение – двумя вещественными, то общее число вещественных умножений M и сложений A составляет:

$$\begin{cases} M = 2N \log_2 N, \\ A = 4N \log_2 N. \end{cases} \quad (23)$$

Однако если учесть, что умножения на $\pm 1 \pm j$ тривиальны, получаем [8]:

$$\begin{cases} M = \left(\frac{3N}{2}\right)(\log_2 N - 3) + 6, \\ A = \left(\frac{N}{2}\right)(7 \log_2 N - 9) + 6. \end{cases} \quad (24)$$

Для ДПХ существуют подобные алгоритмы с прореживанием по времени или по частоте, вычислительная эффективность которых одинакова и определяется следующими выражениями [8]:

$$\begin{cases} M = N(\log_2 N - 3) + 4, \\ A = \left(\frac{N}{2}\right)(\log_2 N - 1) + 2. \end{cases} \quad (25)$$

Вычислительные затраты, необходимые для решения уравнения (3) в базе Фурье, согласно формуле (10), составляют:

$$M = 8N, \quad A = 4N. \quad (26)$$

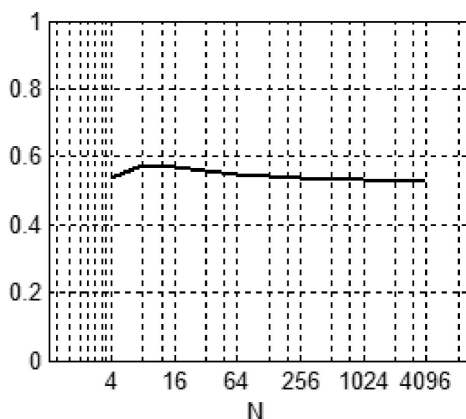


Рис. 6. Общее число операций в базе Хартли относительно числа операций в базе Фурье

В свою очередь число операций в базе Хартли, согласно формуле (17), составит

$$M = 7N, \quad A = 5N. \quad (27)$$

Однако, если учесть особенности спектров Фурье и Хартли для отсчётов с индексами «0» и « $N/2$ », а также упростить выражение (17), число операций в базе Фурье составит

$$\begin{cases} M = 8(N - 2) + 6 = 8N - 10, \\ A = 4(N - 2) + 2 = 4N - 6; \end{cases} \quad (28)$$

в базе Хартли

$$\begin{cases} M = 5(N - 2) + 6 = 5N - 4, \\ A = 5(N - 2) + 2 = 5N - 8. \end{cases} \quad (29)$$

Таким образом, общее число вычислений в базе Фурье складывается из двух операций БПФ, одного обратного БПФ и решения уравнения, определяемое формулами (24) и (28). Аналогично, число операций в базе Хартли — три БПХ и решение уравнения, определяется формулами (25) и (29). На рис. 6 показан выигрыш общего числа операций в базе Хартли относительно суммарного числа операций в базе Фурье в зависимости от размерности последовательностей N .

Заключение

Описанный метод удобно применять в задачах коррекции при нахождении неизвестной ИХ канала связи, так как переход в частотную область позволяет значительно уменьшить вычислительные затраты. Численное решение интегральных уравнений с использованием ДПХ является более привлекательным, чем использование ДПФ, так как существуют алгоритмы БПХ, которые легко реализуются и требуют меньших вычислительных затрат (почти в 2 раза), чем БПФ, а все проводимые операции вещественны, то есть нет необходимости отдельно хранить реальную и мнимую части. При этом получаемые результаты ничуть не хуже результатов, полученных при решении с использованием преобразования Фурье.

Отметим также, что существует важная задача дополнительного исследования для построения класса стабилизирующих функций, как в базе Фурье, так и в базе Хартли. В данной статье эта задача не рассматривалась.

Литература

1. Гахов Ф.Д., Черский Ю.И. Уравнения типа свертки. — М.: Наука, 1978. — 296 с.
2. Манжиров А.В., Полянин А.Д. Справочник по интегральным уравнениям: методы решения. — М.: Факториал Пресс, 2000. — 384 с.
3. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач / Учебное пособие для вузов. — Изд. 3-е испр. — М.: Наука, 1986. — 285 с.
4. Брейсуэлл Р. Преобразование Хартли. — М.: Мир, 1990. — 175 с.
5. Егоров В.В., Коломиец И.В. Решение систем линейных алгебраических уравнений с циркулянтной матрицей методом дискретного преобразования Хартли. Электронное моделирование, 1991, т.3, №6. С. 99-100.
6. Егоров В.В., Маслаков М.Л., Мингалёв А.Н. Высокоскоростные последовательные КВ радиомодемы. 13-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение — DSPA 2011». — Москва, 2011. С. 183-186.
7. Нуссбаумер Г. Быстрое преобразование Фурье и алгоритмы вычисления свёрток: Пер. с англ. — М.: Радио и связь, 1985. — 248 с.
8. Власенко В.А., Лаппа Ю.М., Ярославский Л.П. Методы синтеза быстрых алгоритмов свертки и спектрального анализа сигналов. — М.: Наука, 1990. — 180 с.

THE USE OF HARTLEY TRANSFORM TO SOLVE THE INTEGRAL EQUATION OF CONVOLUTION TYPE

Egorov V.V., Maslakov M.L.

The use of the discrete Hartley transform (DHT) for the solution of integral equations of convolution type is considered in this article. The advantage of DHT compared to the DFT is proved and illustrated. The calculation of the impulse response of the communication channel for adaptive signal correction is provided using DHT. The results of simulation and the computational efficiency evaluation of the algorithms are presented.

УДК 621.391

НЕИНВАРИАНТНОСТЬ СКОЛЬЗЯЩЕГО ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ФУРЬЕ-СПЕКТРА ДЕЙСТВИТЕЛЬНЫХ ТОНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

Пономарева О.В., к.т.н., доцент Ижевского государственного технического университета имени М.Т. Калашникова, e-mail: ponva@mail.ru

Ключевые слова: дискретный сигнал, конечный интервал, скользящие спектральные измерения, базис, параметрические дискретные экспоненциальные функции, неинвариантность, текущий энергетический фурье-спектр, тональные компоненты.

Введение

Во многих областях научных исследований, например, в таких, как радиолокация, виброакустическая диагностика, распознавание и синтез речи, пассивная гидролокация, биомедицина, часто сталкиваются с необходимостью решения задачи выявления скрытых периодичностей [1-5] (задачи обнаружения и измерения параметров тональных компонент). Одним из методов эффективного выявления скрытых периодичностей в сигналах такого рода является измерение на конечных интервалах их скользящих фурье-спектров в базисе дискретных экспоненциальных функций (ДЭФ) или в базисе параметрических ДЭФ (ДЭФ-П), являющихся обобщением ДЭФ [1, 4, 5]. Суть данного подхода заключается в определении фурье-спектра сигнала во временном окне в N отсчетов, которое перед повторным спектральным измерением смещается на один отсчет [3, 4]. При этом в работах по цифровому спектральному анализу полагается, по *умолчанию*, что скользящий энергетический фурье-спектр тонального сигнала в базисе ДЭФ инвариантен к временному сдвигу тонального сигнала. Например, алгоритм локализации спектральных пиков, описанный в [3], основывается на этом предположении априори. Экспериментальные исследования на модельных сигналах, проведенные автором настоящей работы, показали, что предположение об инвариантности скользящего энергетического фурье-спектра тонального сигнала к его временному сдвигу, как в базисе ДЭФ, так и в базисе ДЭФ-П, в общем случае несправедливо.

Целью настоящей работы является исследование вопроса инвариантности скользящих энергетических фурье-спектров действительных тональных сигналов, заданных на конечных интервалах, в базисе параметрических дискретных экспоненциальных функций.

Измерение энергетического фурье-спектра сигнала, заданного на конечном интервале, в базисе параметрических дискретных экспоненциальных функций

Пусть на конечном интервале в N отсчетов задан сигнал:

Исследованы методы и алгоритмы скользящих спектральных измерений на конечных интервалах. Рассмотрены теоретические основы измерения скользящих энергетических фурье-спектров дискретных сигналов в базисах дискретных экспоненциальных функций и параметрических дискретных экспоненциальных функций. Приведены теоретические и практические результаты оценивания неинвариантности скользящих энергетических фурье-спектров тональных компонент на конечных интервалах в базисе параметрических дискретных экспоненциальных функций.

$$x(n); n = \overline{0, N-1}. \quad (1)$$

Для разложения такого рода сигналов в работах [6-9] введены и исследованы базисные системы ДЭФ-П:

$$\begin{aligned} \text{def}_p(p, l, \theta) = W_N^{(p+\theta)l} = \exp\left[-j\frac{2\pi}{N}(p+\theta)l\right], \\ 0 \leq \theta < 1; p, l = \overline{0, N-1}. \end{aligned} \quad (2)$$

Заметим, что при каждом значении параметра θ мы получаем свою, определяемую θ , систему базисных функций, разложение по которой определено как параметрическое дискретное преобразование Фурье (ДПФ-П) при значении параметра θ . В частном случае, при $\theta = 0$ мы получим базисную систему ДЭФ:

$$\text{def}(k, n) = \exp\left[-j\frac{2\pi}{N}kn\right], k, n = \overline{0, N-1}, \quad (3)$$

разложение по которой известно как дискретное преобразование Фурье (ДПФ).

Пара ДПФ-П в матричной форме задается следующими соотношениями:

$$S_{N,\theta} = \frac{1}{N} F_{N,\theta} X_N, \quad 0 \leq \theta < 1, \quad (4)$$

$$X_N = F_{N,\theta}^* S_{N,\theta}, \quad 0 \leq \theta < 1. \quad (5)$$

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

гребешковым эффектом. Появление данного эффекта связано с тем, что, так как амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) каждого бина [3] ДПФ имеет вид $\frac{\sin x}{N \sin(x/N)}$, то в общей АЧХ ДПФ появляются провалы, достигающие почти 4дБ при измерении энергетического фурье-спектра.

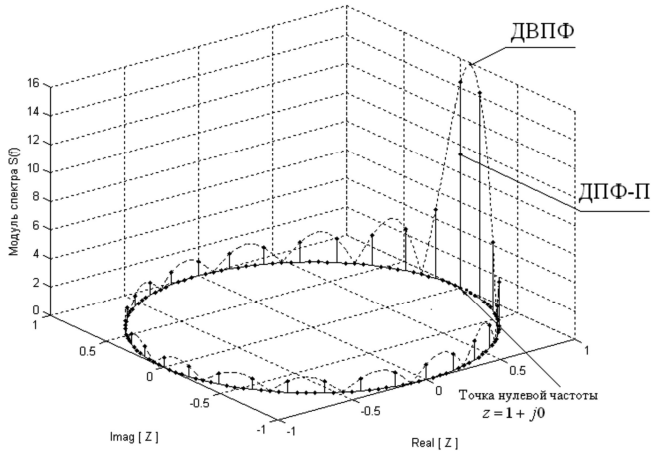


Рис. 1. Сигнал $x(n) = \exp(-j \frac{2\pi}{N} \cdot (k + \theta) \cdot n)$,

$$n = \overline{0, N-1}, N = 16, k = 0, \theta = 1/2.$$

ДВПФ сигнала (пунктирная линия), ДПФ-П сигнала (вертикальные линии)

Для борьбы с указанными нежелательными эффектами в цифровом спектральном анализе (как одномерных так и многомерных последовательностей), широкое применение получила, так называемая, операция дополнения нулями (ОДН) [5]. Отметим, что очень часто (например [2, 4]), данной операции ошибочно приписывается свойство, которым она не обладает – улучшение разрешающей способности по частоте. На самом деле, данная операция позволяет за счет уменьшения интервала дискретизации по частоте только более детально находить ДВПФ сигнала, улучшая, таким образом, различение тональных компонент в частотной области. Однако, необходимо отметить, что при несомненных достоинствах данной операции, благодаря которым она и получила столь широкое применение в ЦОС, ей присущи два существенных недостатка. Практическое применение операции дополнения нулями требует значительно дополнительного объема памяти и значительных непроизводительных вычислительных затрат, из-за необходимости проведения большого числа операций с нулевыми отсчетами [6].

Предложенное в работах автора ДПФ-П [6-9, 11-13], позволяет при вычислении фурье-спектров, подвергнутых ОДН, не только не увеличивать требуемый объем памяти, сократить непроизводительные вычислительные затраты, свести влияние эффектов частотола и паразитной модуляции фурье-спектра к минимуму, но и находить ДВПФ сигнала на любых частотах, варьируя параметром θ . При этом появляется возможность существенно повысить (по сравнению с операцией дополнения нулями) различение гармоник в частотной области. Кратко поясним сказанное. Дело в том, что использова-

ние алгоритмов быстрого вычисления ДПФ (алгоритмов БПФ) накладывает жесткие требования к длительности сигнала. Например, для алгоритмов БПФ с основанием 2 длительность сигнала должна быть степенью 2. Так как это же требование распространяется и на длительность сигнала, дополненного нулями, то набор частот дополнительных фильтров оказывается фиксированным. В случае применения для анализа сигнала на конечном интервале ДПФ-П частоты бинов (фильтров) варьируются параметром θ и могут быть в принципе любыми. Что же касается сокращения непроизводительных вычислительных затрат в случае применения ДПФ-П, то эффект достигается за счет исключения операций с нулевыми значениями сигнала, путем вычисления не ДПФ сигнала, подвергнутого ОДН, а вычисления ДПФ-П исходного сигнала. Более подробно эффективность ДПФ-П при решении и иного круга задач рассмотрена в работах [10-22].

В силу того, что теория спектрального анализа дискретных сигналов на конечных интервалах в любом дискретном, полном и ортогональном базисе определяет сдвиг сигнала как некоторую операцию перестановки его отсчетов, то этот сдвиг, в свою очередь, определяет и некоторую операцию периодического продолжения исходного сигнала. Другими словами любая базисная система ДЭФ-П при определенном θ задает продолжение исходного сигнала в виде параметрической N – периодической последовательности:

$$x_\theta(n) = x(n \bmod N) W_N^{\theta N \text{ent}[n/N]} \tag{11}$$

где $\text{ent}[\cdot]$ – символ взятия целой части.

В частном случае при $\theta = 1/2$ мы приходим к понятию N – антипериодической решетчатой функции:

$$x_{1/2}(n + N) = -x_{1/2}(n).$$

Отметим, что продолжение действительного сигнала $x(n), n = \overline{0, N-1}$, «навязываемое» сигналу ДПФ-П (продолжение задается матрицей C_θ), при значении параметра $\theta \neq 0, 1/2$ является комплекснозначной функцией (рис. 2, 3).

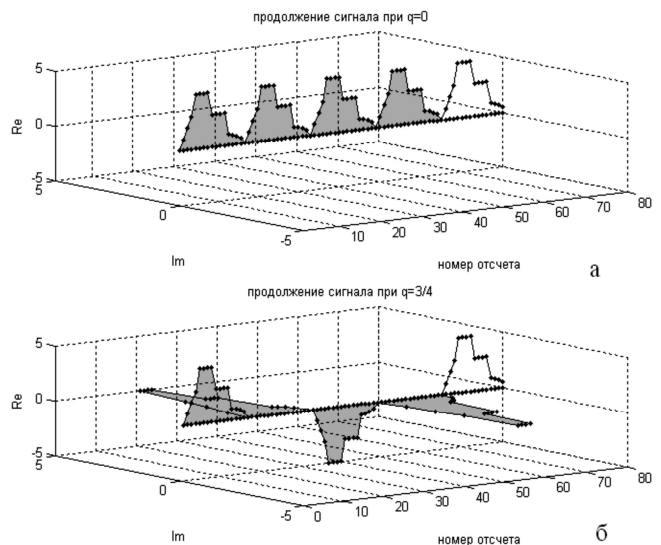


Рис. 2. Параметрическая N -периодическая последовательность $x_\theta(n) = x(n \bmod N) W_N^{\theta N \text{ent}[n/N]}$, $N = 16$,
а – $\theta = 0$; б – $\theta = 1/4$

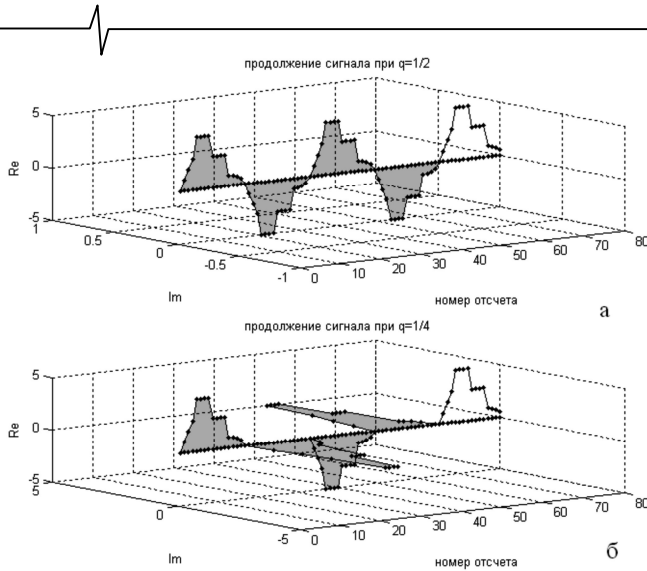


Рис. 3. Параметрическая N -периодическая последовательность $x_\theta(n) = x(n \bmod N)W_N^{\theta N \text{ent}[n/N]}$, $N = 16$,
а – $\theta = 1/2$; б – $\theta = 3/4$

Рис. 2 и 3 позволяют проиллюстрировать еще один аспект взаимосвязи ДПФ-П сигнала, заданного на конечном интервале, с ДПФ сигнала, подвергнутого ОДН. Сигнал $x(n)$, заданный на конечном интервале $0, N-1$, и сигнал $x_{\text{Донол}}(n)$, дополненный нулевыми отсчетами, число которых равно $N \cdot (r-1)$, может быть на интервале $0, (N \cdot r-1)$ представлен в виде суммы:

$$x_{\text{Донол}}(n) = \frac{1}{r} \sum_{i=0}^{r-1} x_i(n) = \frac{1}{r} \sum_{i=0}^{r-1} x_\theta(n) \Big|_{\theta=i \cdot \frac{1}{r}},$$

где $x_\theta(n)$ – задается формулой (11), $n = 0, (N \cdot r-1)$.

Измерение скользящего фурье-спектра сигнала, заданного на конечном интервале, в базе параметрических дискретных экспоненциальных функций

Одним из методов осуществления скользящих измерений энергетического параметрического фурье-спектра на $(k+\theta)$ частоте является предварительное вычисление k -го бина ДПФ-П (6) при значении параметра равным θ в окне длительностью в N отсчетов при сдвиге окна на r отсчетов вправо по исходному сигналу $x(m)$:

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

где $k = 0, N-1$, $r=0,1,2,\dots$ (12)

Из выражения (12) непосредственно следует, что проведение скользящего измерения методом ДПФ-П в реальном времени требует проведения N комплексных умножений и сложений за время одного такта дискретизации. Очевидно, что при высоких частотах дискретизации это сложно осуществить на практике.

В работе [10] для борьбы с указанным недостатком предложен алгоритм скользящего однобинового параметрического ДПФ (СДПФ-П). Там же показано, что разностное уравнение, описывающее СДПФ-П:

$$S_N^{(p)}(k, \theta) = W_N^{-(k+\theta)} \left[S_N^{(p-1)}(k, \theta) + x(p) - x(p-N) \exp(-j2\pi\theta) \right], \quad (13)$$

где $p = N, N+1, N+2, \dots$ может быть реализовано в виде обобщенного КИХ-фильтра, структура которого приведена на рис. 4:

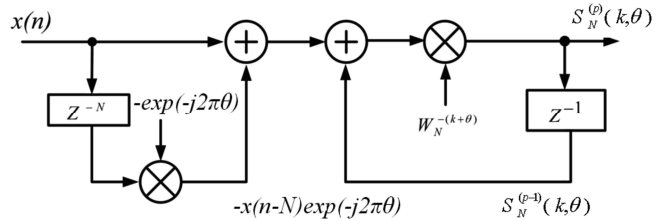


Рис. 4. Структура фильтра однобинового скользящего СДПФ-П

Алгоритм СДПФ-П, позволяет, во-первых, рекуррентно вычислять значение k -го бина N -точечного ДПФ-П из скользящего окна в N отсчетов; во-вторых, в отличие от стандартного ДПФ (когда значение параметра $\theta = 0$), дает возможность проводить оценку текущего спектра в окне в N отсчетов не на фиксированных частотах, а из набора частот, значения которых варьируются параметром θ :

$$\left\{ 2\pi(k+\theta)/N \right\},$$

где $k = 0, N-1$, $0 \leq \theta < 1$. (14)

Рассмотрим вопрос инвариантности скользящего энергетического фурье-спектра сигнала для двух видов продолжения входного дискретного сигнала: естественного («реального») продолжения сигнала и «искусственного» продолжения сигнала, «навязанного» параметрическим дискретным преобразованием Фурье.

Инвариантность скользящего параметрического энергетического фурье-спектра дискретного сигнала, заданного на конечном интервале

Введем символическое обозначение для ДПФ-П и ОДПФ-П параметрической N -периодической последовательности $x_\theta(n)$, $n = 0, N-1$:

$$x_\theta(n) \xleftarrow{F-P} S_N(k, \theta). \quad (15)$$

Тогда теорему сдвига для ДПФ-П можно записать в следующем виде [6, 8, 11]:

$$\text{если } x_\theta(n) \xleftarrow{F-P} S_N(k, \theta), \text{ то}$$

$$x_\theta(n+m) \xleftarrow{F-P} W_N^{-(k+\theta)m} S_N(k, \theta). \quad (16)$$

Из данной теоремы непосредственно следует инвариантность параметрического энергетического фурье-спектра (9) параметрической N -периодической последовательности $x_\theta(n)$ (11). Полученный результат не является неожиданным, так как «искусственное» продолжение сигнала согласовано с используемым преобразованием.

Рассмотрим скользящее измерение на $(k+\theta)$ -й частоте параметрического фурье-спектра дискретного действительного сигнала $n = 0, Nr-1$ при естественном его продолжении.

В этом случае разностное уравнение (13) скользящего измерения на $(k + \theta)$ -й частоте параметрического фурье-спектра дискретного сигнала $x(n)$ при сдвиге на m отсчетов временного окна длительностью N отсчетов, можно представить в следующем виде:

$$S_m(k, \theta) = W_N^{-(k+\theta)} S_{(m-1)}^*(k, \theta), \quad (17)$$

где $W_N^{-(k+\theta)} = \exp\left[\frac{2\pi}{N}(k + \theta)\right]$; $m = \overline{1, 2, 3, \dots}$ – сдвиг временного окна;

$$S_{(m-1)}^*(k, \theta) = [S_{(m-1)}(k, \theta) - \exp(-j2\pi\theta)x(m-1) + x(m-1+N)]$$

где N – число отсчетов во временном окне (длительность окна).

Положим, что итерационный процесс выхода алгоритма СДПФ-П на режим скользящего измерения происходит на нулевом шаге, т.е. тогда, когда выходное значение СДПФ-П равно значению коэффициента ДПФ-П:

$$S_0(k, \theta) = S_{(m-1)}(k, \theta) \Big|_{(m-1)=0}. \quad (18)$$

Используя тригонометрическую форму записи комплексного числа, запишем $S_{(m-1)}(k, \theta)$ и $S_{(m-1)}^*(k, \theta)$ в следующем виде:

$$S_{(m-1)}(k, \theta) = |S_{(m-1)}(k, \theta)| \cdot [\cos(\phi_{(m-1)}) + j \sin(\phi_{(m-1)})]; \quad (19)$$

$$S_{(m-1)}^*(k, \theta) = |S_{(m-1)}^*(k, \theta)| \cdot [\cos(\phi_{(m-1)}^*) + j \sin(\phi_{(m-1)}^*)];$$

$$\text{где } \cos(\phi_{(m-1)}) = \frac{\text{Re}[S_{(m-1)}(k, \theta)]}{|S_{(m-1)}(k, \theta)|};$$

$$\sin(\phi_{(m-1)}) = \frac{\text{Im}[S_{(m-1)}(k, \theta)]}{|S_{(m-1)}(k, \theta)|};$$

$$\begin{aligned} \cos(\phi_{(m-1)}^*) &= \\ &= \frac{\text{Re}\{[S_{(m-1)}(k) - \exp(-j2\pi\theta)x(m-1) + x(m-1+N)]\}}{|S_{(m-1)}^*(k, \theta)|} = \\ &= \frac{\{\text{Re}[S_{(m-1)}(k)] - \text{Re}[\exp(-j2\pi\theta)x(m-1)] + x(m-1+N)\}}{|S_{(m-1)}^*(k, \theta)|}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sin(\phi_{(m-1)}^*) &= \\ \text{Im}\{[S_{(m-1)}(k) - \exp(-j2\pi\theta)x(m-1) + x(m-1+N)]\} &= \\ \frac{|S_{(m-1)}^*(k, \theta)|}{} &= \\ = \frac{\{\text{Im}[S_{(m-1)}(k, \theta)] + \text{Im}[\exp(2\pi\theta)x(m-1)]\}}{|S_{(m-1)}^*(k)|}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} |S_{(m-1)}^*(k, \theta)| &= \\ = \sqrt{\{\text{Re}[S_{(m-1)}(k, \theta)] - \text{Re}[\exp(-j2\pi\theta)x(m-1)] + x(m-1+N)\}^2 + \{\text{Im}[S_{(m-1)}(k, \theta)] + \text{Im}[\exp(-j2\pi\theta)x(m-1)]\}^2} \end{aligned}$$

Учитывая, что:

$$\begin{aligned} |W_N^{-(k+\theta)}| &= \cos^2\left[\frac{2\pi}{N}(k + \theta)\right] + \sin^2\left[\frac{2\pi}{N}(k + \theta)\right] = 1; \\ W_N^{-k} &= 1 \cdot [\cos(\beta_k) + j \sin(\beta_k)]; \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \beta_k &= \frac{2\pi}{N}(k + \theta); \quad |(a + jb) \cdot (c + jd)| = \\ &= |(a + jb)| \cdot |(c + jd)|; \\ S_m(k, \theta) &= |S_m(k, \theta)| \cdot [\cos(\phi_{(m-1)}^* + \beta_k) + j \sin(\phi_{(m-1)}^* + \beta_k)]; \\ |S_{(m-1)}^*(k, \theta)| &= |S_m(k, \theta)|, \end{aligned}$$

представим разностное уравнение (17) в следующей форме:

$$\begin{aligned} S_m(k, \theta) &= W_N^{-(k+\theta)} S_{(m-1)}^*(k, \theta) = \\ &= |S_{(m-1)}^*(k, \theta)| \cdot [\cos(\phi_{(m-1)}^* + \beta_k) + j \sin(\phi_{(m-1)}^* + \beta_k)] = \\ &= |S_m(k, \theta)| \cdot [\cos(\phi_{(m-1)}^* + \beta_k) + j \sin(\phi_{(m-1)}^* + \beta_k)]; \end{aligned} \quad (21)$$

Из соотношения (21) непосредственно следует, что значение скользящего параметрического энергетического фурье-спектра на $(k + \theta)$ -й частоте на m шаге равно:

$$G_m(k, \theta) = N \cdot |S_{(m-1)}^*(k, \theta)|^2 = N \cdot |S_m(k, \theta)|^2 \quad (22)$$

Как следует из понятия инвариантности, скользящий параметрический энергетический фурье-спектр сигнала $x(n)$ на $(k + \theta)$ -й частоте будет инвариантен к временному сдвигу сигнала тогда, когда при любом целом $m \geq 1$:

$$G_m(k, \theta) = G_0(k, \theta) = N \cdot |S_0(k, \theta)|^2. \quad (23)$$

Учитывая соотношение (17), представим выражение (22) в следующем эквивалентном виде:

$$G_m(k, \theta) = N \cdot |S_m(k, \theta)|^2 = N \cdot | [S_{(m-1)}(k, \theta) - \exp(-j2\pi\theta)x(m-1) + x(m-1+N)] |^2, \quad (25)$$

и введем переменную:

$$\begin{aligned} c_\theta(m) &= [-\exp(-j2\pi\theta)x(m-1) + x(m-1+N)], \\ m &= \overline{1, 2, 3, \dots} \end{aligned} \quad (26)$$

Представляется очевидным, что инвариантность текущего энергетического параметрического фурье-спектра сигнала $x(n)$ на $(k + \theta)$ -й частоте будет иметь место при выполнении равенства:

$$\begin{aligned} |S_m(k, \theta)| &= \\ | [S_{(m-1)}(k, \theta) - \exp(-j2\pi\theta)x(m-1) + x(m-1+N)] | & \end{aligned}$$

Несложно установить, что это возможно в двух частных случаях:

1. Для периодической входной последовательности $x(n)$ при $\theta = 0$: $x(n \pm N) = x(n)$; $n = \overline{0, N-1}$.

2. Для параметрической N -периодической последовательности $x_\theta(n)$ при $0 < \theta < 1$:

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

В общем же случае скользящий параметрический энергетический фурье-спектр сигнала $x(n)$ не инвари-

антен к временному сдвигу сигнала. Данный эффект цифровой спектральной обработки автор назвал «эффектом неинвариантности».

На рис. 5 приведена графическая интерпретация полученных результатов.

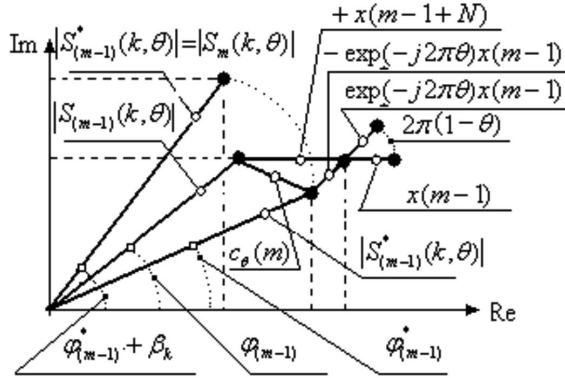


Рис. 5. Рекуррентное измерение m -го значения текущего энергетического параметрического фурье-спектра действительного сигнала на $(k + \theta)$ -й частоте

Оценим количественные показатели, характеризующие неинвариантность скользящего параметрического энергетического фурье-спектра к сдвигу действительного дискретного тонального сигнала.

Инвариантность скользящего параметрического энергетического фурье-спектра дискретного тонального сигнала

Рассмотрим измерение скользящего параметрического энергетического фурье-спектра во временном окне в N отсчетов для действительнзначной тональной компоненты вида:

$$x(n) = \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k + \delta)n \right],$$

где $0 \leq \delta < 1$. (27)

Функция $c_\theta(m)$ (26) в этом случае описывается следующим соотношением:

$$\begin{aligned} c_\theta(m) &= [-\exp(-j2\pi\theta)x(m-1) + x(m-1+N)] = \\ &= -\cos(2\pi\theta) \cdot \left\{ \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k + \delta)(m-1) \right] \right\} + \\ &+ j \sin(2\pi\theta) \cdot \left\{ \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k + \delta)(m-1) \right] \right\} \\ &+ \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k + \delta)(m-1+N) \right]. \end{aligned} \quad (29)$$

В силу периодичности функции $\cos \alpha$ третий член суммы (29) можно преобразовать к виду:

$$\begin{aligned} \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k + \delta)(m-1+N) \right] &= \\ \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k + \delta)(m-1) + 2\pi\delta \right] &= \\ = \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k + \delta)(m-1) \right] \cos(2\pi\delta) + \\ \sin \left[\frac{2\pi}{N} (k + \delta)(m-1) \right] \sin(2\pi\delta). \end{aligned} \quad (30)$$

Подставив (30) в (29) окончательно получим:

$$\begin{aligned} c_\theta(m) &= \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k + \delta)(m-1) \right] \cdot [-\cos(2\pi\theta) + \cos 2\pi\delta] + \\ &\sin \left[\frac{2\pi}{N} (k + \delta)(m-1) \right] \sin(2\pi\delta) + \\ &+ j \sin(2\pi\theta) \cdot \left\{ \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k + \delta)(m-1) \right] \right\} \end{aligned}$$

Если параметр θ ДПФ-П равен параметру δ сигнала (27), то получим :

$$\begin{aligned} c_\theta(m) &= \left\{ \sin \left[\frac{2\pi}{N} (k + \theta)(m-1) \right] + \right. \\ &\left. j \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k + \theta)(m-1) \right] \right\} \cdot \sin(2\pi\theta) \end{aligned} \quad (31)$$

На рис.6 а, б показано изменение реальной и мнимой частей функции $c_\theta(m)$ в координатах сдвиг m и параметр θ (на рис.6 параметр θ обозначен через q) при определенных значениях частоты k и длительности сигнала N .

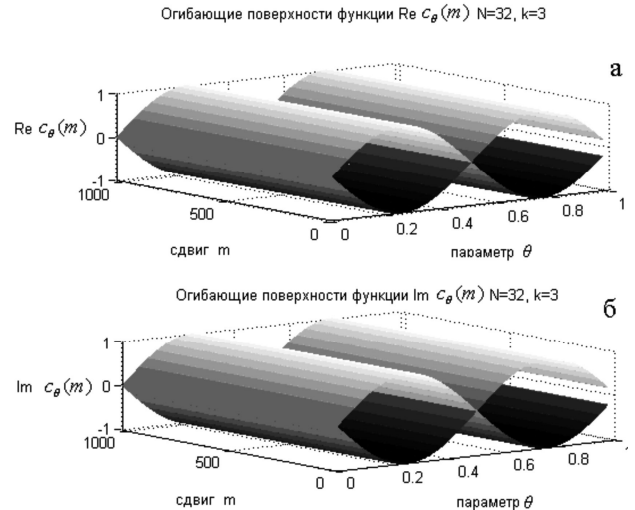


Рис. 6. Изменение реальной : (а) и мнимой: (б) частей функции $c_\theta(m)$ в координатах сдвиг m и параметр θ при значении частоты $k = 3$ и длительности сигнала $N = 16$.

Как мы видим, максимумы амплитуд функций $\text{Re}[c_\theta(m)]$ и $\text{Im}[c_\theta(m)]$ равны единице и соответствуют значениям $\theta = 1/4$ и $\theta = 3/4$. Можно показать, что они (максимумы) не зависят от N и k , а средние значения функций $\text{Re}[c_\theta(m)]$ и $\text{Im}[c_\theta(m)]$ при фиксированном θ равны нулю.

На рис. 7 приведено изменение дисперсий функций $\text{Re}[c_\theta(m)]$: а) и $\text{Im}[c_\theta(m)]$: б) в зависимости от θ .

Измерения текущего энергетического фурье-спектра проведем для модельных действительнзначных $y_i(n)$ сигналов вида:

$$\begin{aligned} y(n) &= \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k + \delta)n \right]; \quad y_1(n) = \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k_1 + \delta_1)n \right]; \\ y_2(n) &= \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k_2 + \delta_2)n \right]. \end{aligned}$$

где $k = 4, k_1 = 7; k_2 = 13; \theta = \delta = 0, \theta_1 = \delta_1 = 1/2, \theta_2 = \delta_2 = 3/4$.

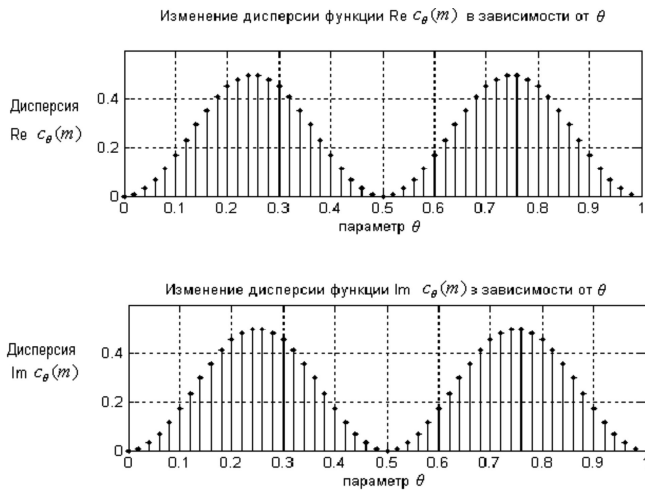


Рис. 7. Изменение дисперсий функций $\text{Re}[c_\theta(m)]$ и $\text{Im}[c_\theta(m)]$ в зависимости от параметра θ

На рис. 8 приведены результаты измерения текущих энергетических фурье-спектров действительных сигналов $y(n) \Rightarrow a; y_1(n) \Rightarrow b; y_2(n) \Rightarrow v$.

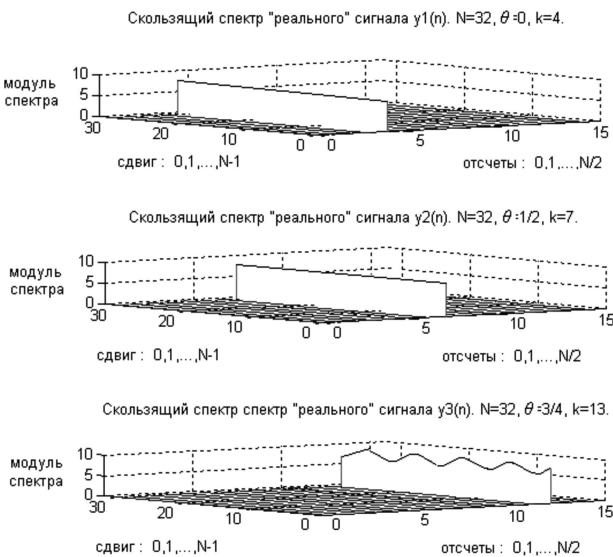


Рис. 8. Модули спектров гармонических

$$\text{компонент } x(n) = \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k + \delta)n \right];$$

$$a \Rightarrow k = 4, \theta = \delta = 0; b \Rightarrow k = 7; \theta = \delta = 1/2;$$

$$v \Rightarrow k = 13; \theta = \delta = 3/4$$

Как известно, стандартный текущий энергетический фурье-спектр сигнала (27) при $\delta = 0$ инвариантен к его временному сдвигу, что и иллюстрирует рис. 8 а. При этом так называемый «эффект размывания спектральных составляющих» (часто называемый «эффектом утечки») в этом случае не проявляется. Напомним причину появления данного эффекта. При выполнении спектрального анализа исследуемой функции мы измеряем циклическую свертку спектра исследуемой функции с функцией вида $\frac{\sin x}{N \sin(x/N)}$, которая не локализована, а размыва по частоте (отсюда и название эффек-

та). Отсутствие проявления «эффекта утечки» объясняется тем, что коэффициенты ДПФ «падают» в нули функции $\frac{\sin x}{N \sin(x/N)}$.

Рис. 8 б иллюстрирует появление при $\theta = \delta = 1/2$ нового явления, которое не наблюдается в системе ДЭФ, а именно, проявление эффекта инвариантности параметрического текущего энергетического фурье-спектра сигнала. При этом, если $0 \leq (\theta = \delta) < 1$, то «эффект размывания спектральных составляющих» не наблюдается. Отсутствие проявления данного эффекта объясняется тем, что коэффициенты ДПФ-П «падают» в нули z-преобразования гармонической компоненты (27). «Эффект неинвариантности» (предлагаемый английский термин «non-invariance»), напротив, проявляется тогда, когда $(\theta = \delta) \neq 0, 1/2$.

Заключение

В настоящее время, благодаря целому ряду преимуществ ЦОС (гарантированная точность, идеальная воспроизводимость результатов, высокая производительность и экономичность), цифровой спектральный фурье-анализ получил самое широкое распространение в различных областях науки и техники. Исходя из приложений спектрального фурье-анализа, проводятся интенсивные научные исследования по поиску и применению новых базисных систем, обеспечивающих наиболее эффективное решение конкретного круга практических задач. Так в работах [6-25] на основе обобщения базисной системе ДЭФ введено и исследовано ДПФ-П, которое наиболее адекватно спектральному представлению сигналов со скрытыми периодичностями.

Результаты проведенных в данной работе исследований взаимосвязи ДПФ-П и ДВПФ сигнала, заданного на конечном интервале с ДПФ сигнала, подвергнутого операции дополнения нулями, эффекта неинвариантности скользящего параметрического энергетического фурье-спектра действительного сигнала, выявленного автором работы, позволяют:

- повысить эффективность применения цифрового спектрального анализа при решении задач по обнаружению и выявлению скрытых периодичностей (тональных компонент) в таких предметных областях как радиолокация, виброакустическая диагностика, пассивная гидролокация, биомедицина и т.д.

- разработать в дальнейшем методологию определения погрешностей спектральных измерений тональных сигналов на конечных интервалах, учитывающую данный эффект.

Литература

1. Серебренников М.Г., Первозванский А.А. Выявление скрытых периодичностей. – М.:Наука, 1965, – 244 с.
2. Опленгейм Э. Применение цифровой обработки сигналов. Пер.с англ. М.: Мир, 1980. 552 с.
3. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. – М.: ООО «Бином-Пресс», 2007.-656 с.
4. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1978. – 848 с.



5. Petrovsky, Alexey. Hybrid signal decomposition based on instantaneous harmonic parameters and perceptually motivated wavelet packets for scalable audio coding / Alexey Petrovsky, Elias Azarov, Alexander Petrovsky // *Elsiver, Signal Processing, Special issue «Fourier Related Transform for Non-Stationary Signals»*- Vol. 91/Issue 6/June 2011.- P/ 1489-1504.

6. Пономарева О.В. Развитие теории спектрального анализа дискретных сигналов на конечных интервалах в базе параметрических экспоненциальных функций // *Цифровая обработка сигналов*. 2010. № 2. С. 7-12.

7. Пономарева О.В. Вероятностные свойства спектральных оценок, полученных методом параметрического дискретного преобразования Фурье // *Интеллектуальные системы в производстве*. 2010. №2 (16). С. 36-41.

8. Пономарев В.А., Пономарева О.В. Теория и применение параметрического дискретного преобразования Фурье // *Цифровая обработка сигналов*.-2011. № 1. С. 2-6.

9. Пономарева О.В. Быстрое параметрическое дискретное преобразование Фурье действительных последовательностей// *Цифровая обработка сигналов*. 2012. № 2. С. 2-5.

10. Пономарева О.В., Пономарев А.В., Пономарева Н.В. Скользящее параметрическое ДПФ в задачах обнаружения тональных компонент // *Цифровая обработка сигналов*. 2012. № 4. С.2-7.

11. Пономарев В.А., Пономарева О.В. Модификация дискретного преобразования Фурье для решения задач интерполяции и свертки функций // *Радиотехника и электроника*. АН СССР. 1984. Т.29, №8. С. 1561-1570.

12. Ponomarev V.A., Ponomareva O.V. Generalization of discrete Fourier transform for interpolation in time domain. // *Electronic and Electrical Engineering*. 1984 no 3, pp/ 27-30.

13. Пономарев В.А., Пономарева О.В.Обобщение дискретного преобразования Фурье для интерполяции во временной области// *Известия Вузов СССР, Радиоэлектроника*. 1983.Том XXVI, № 9.-С. 67-68.

14. Пономарева О.В., Пономарев А.В., Пономарева Н.В. Метод быстрого вычисления дискретного преобразования Фурье действительных последовательностей// *Цифровая обработка сигналов*. 2013. № 2. С. 10-15.

15. Алексеев В.А., Пономарев В.А., Пономарева О.В. Методология определения погрешностей измерения вероятностных характеристик случайных процессов, реализуемых процессорными измерительными средствами // *Интеллектуальные системы в производстве*. 2010. №2 (16). С. 91-99.

16. Пономарева О.В., Алексеев В.А., Пономарев В.А. Цифровой периодограммный анализ и проблемы его практического применения // *Вестник ИжГТУ*. 2013. №2.С. 130-133.

17. Пономарева О.В., Пономарева Н.В. Модификация фильтра на основе частотной выборки для решения задач цифровой обработки случайных процессов со скрытыми

периодичностями // *Интеллектуальные системы в производстве*. 2012. №2 (16). С. 122-129.

18. Пономарева О.В., Пономарев В.А., Пономарев В.А. Обобщение алгоритма Герцеля для решения задач выявления скрытых периодичностей // *Интеллектуальные системы в производстве*. 2013. №1. С. 41-46.

19. Пономарев В.А., Пономарева О.В. Виброакустическое диагностирование коробок передач станков цифровыми методами // *Станки и инструмент*. 1983. №9. С. 18-21.

20. Пономарева О.В., Пономарева Н.В. Повышение точности и расширение функциональных возможностей цифровых фильтров на основе частотной выборки // *Приборы и методы измерений*. – 2013.-№2 (7). – С.114-119.

21. Пономарева О.В., Пономарев В.А. Измерение текущего энергетического фурье – спектра комплексных и действительных сигналов на конечных интервалах// *Интеллектуальные системы в производстве*. 2013.- №2 (22).– С. 149-157.

22. Пономарева О.В., Пономарев В.А., Пономарев В.А. Иерархическая морфологическая – информационная модель системы функционального диагностирования объектов на основе цифровой обработки сигналов// *Датчики и системы*. 2014. №1(176). – С. 2-8.

23. Пономарев В.А., Пономарева О.В., Пономарев В.А., Пономарева Н.В. Обобщение алгоритмов Герцеля и скользящего параметрического дискретного преобразования Фурье // *Цифровая обработка сигналов*. 2014. – № 1. – С. 3-11.

24. Пономарев В.А., Пономарева О.В. Пономарев В.А. Метод эффективного измерения скользящего параметрического спектра Фурье// *Автоматика*. 2014. Т.50.-№2.-С.31-38.

25. Пономарев В.А., Пономарева О.В. Инвариантность текущего энергетического фурье-спектра действительных дискретных сигналов на конечных интервалах// *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. 2014.-№1. С.15-22.

THE INVARIANCE OF CURRENT PARAMETRIC ENERGY FOURIER SPECTRUMS OF DISCRETE REAL SIGNALS ON FINITE INTERVALS

Ponomareva O.V.

Methods and algorithms of sliding spectral measurements on finite intervals were investigated. The theoretical principles of measurement of sliding energy Fourier spectra of discrete signals in the bases of discrete exponential functions and parametric discrete exponential functions were suggested. The theoretical and practical results of the evaluation of non-invariance of sliding energy Fourier spectra of tonal components on finite intervals in the basis of parametric discrete exponential functions were shown.

УДК 681.391

ПОТЕРИ В ОТНОШЕНИИ СИГНАЛ/ШУМ В СИСТЕМЕ СВЯЗИ, ИСПОЛЬЗУЮЩЕЙ ДВОИЧНУЮ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНУЮ ФАЗОВУЮ МОДУЛЯЦИЮ И ОРТОГОНАЛЬНОЕ КОДИРОВАНИЕ

Зайцев Г.В., д.т.н., ОАО ГСКБ «Алмаз-Антей», e-mail: gennady-zaytsev@yandex.ru

Ключевые слова: дифференциальная двоичная фазовая модуляция, ортогональный код, мягкая метрика, вероятность ошибки на бит, потери в отношении сигнал/шум.

Введение

Дифференциальная двоичная фазовая модуляция широко используется в системах связи в тех случаях, когда невозможно с необходимой точностью восстановить опорный сигнал по фазе и/или по частоте. Такое положение имеет место, в частности, при обмене короткими сообщениями между подвижными объектами при неизвестной доплеровской частоте.

Пусть $\{c_k\}$, $k = 0, 1, \dots, N-1$, – передаваемая битовая последовательность. Символами последовательности будем считать числа ± 1 . Тогда при использовании двоичной дифференциальной фазовой модуляции эта последовательность преобразуется перед передачей в последовательность $\{b_k\}$, $k = 0, 1, \dots, N-1$, по следующему правилу [1]:

$$b_k = b_{k-1} \cdot c_k, \quad k = 0, 1, \dots, N-1, \quad (1)$$

при произвольно задаваемой заранее известной величине b_{-1} . Исходная последовательность может быть восстановлена по формуле

$$c_k = b_k \cdot b_{k-1}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1.$$

При $b_k = 1$ фаза передаваемой несущей на отрезке, соответствующем k -тому биту, равна нулю, а при $b_k = -1$ равна π .

В данной работе качество передачи будем характеризовать с помощью традиционной характеристики – вероятности P_b ошибки на бит передаваемой полезной информации. Дифференциальная модуляция вызывает некоторое увеличение вероятности P_b . Для сохранения вероятности ошибки требуется несколько увеличить затраты энергии E_b на передачу одного бита. Это увеличение будем рассматривать как компенсацию потерь в отношении сигнал/шум, вызванных использованием дифференциальной модуляции.

В системах связи без использования кодирования эти потери сравнительно невелики, могут быть рассчитаны по известным формулам и составляют величину порядка 1 дБ при вероятности $P_b = 10^{-5} \dots 10^{-6}$ [1]. При использовании блочных турбокодов потери оцениваются величиной около 3 дБ [2].

Анализируется система связи, использующая дифференциальную двоичную фазовую модуляцию и кодирование ортогональным кодом. Выводится аналитическое выражение для оценки потерь в отношении сигнал/шум, вызванных использованием дифференциальной модуляции. Показано, что эти потери могут достигать значительных величин, порядка 10 децибел. Анализируются несколько простых методов мягкой дифференциальной демодуляции, близких к оптимальным по критерию максимума отношения правдоподобия. Приводятся результаты моделирования рассматриваемого канала связи.

В данной работе рассматривается система связи, использующая ортогональный код на основе матрицы Адамара [1] в сочетании с дифференциальной модуляцией. Такого рода системы продолжают довольно широко использоваться в некоторых приложениях. Для этого случая автору не удалось найти в литературе оценок потерь, вызванных использованием дифференциальной модуляции, и основная цель данной работы состоит в получении такой оценки. На примере рассматриваемой системы показывается, что при использовании дифференциальной модуляции в сочетании с кодом с большой степенью избыточности потери могут достигать значительных величин, порядка десятка децибел.

Упрощенная блок-схема рассматриваемой системы связи приведена на рис. 1. Короткие сообщения, генерируемые источником информации, кодируются ортогональным кодом на основе матрицы Адамара и затем модулируются с использованием дифференциальной двоичной фазовой модуляции. В канале связи действует аддитивный белый гауссовский шум. На приемном конце производится демодуляция сигнала и декодирование данных.

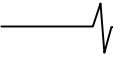


Рис. 1. Блок-схема системы связи

При кодировании используются матрицы Адамара \mathbf{H}_n порядка $n = 2^k$, $k = 0, 1, \dots$. Они могут быть построены по рекуррентной формуле [1] $\mathbf{H}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{n/2} & \mathbf{H}_{n/2} \\ \mathbf{H}_{n/2} & -\mathbf{H}_{n/2} \end{bmatrix}$ из

$$\text{матрицы } \mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} +1 & +1 \\ +1 & -1 \end{bmatrix}.$$

В процессе кодирования каждые k бит информации (из символов 0,1), рассматриваемые как k -разрядное число v , преобразуются в v -тую строку матрицы \mathbf{H}_n . Ко-



дирование с помощью матриц Адамара дает возможность использовать прием в целом, при котором декодирование, реализуемое путем перемножения принятого вектора на матрицу Адамара, может быть осуществлено с помощью эффективного алгоритма быстрого преобразования Уолша-Адамара [3]. Далее будем считать, что используется именно такой способ декодирования.

Так как целью работы является исследование влияния дифференциальной модуляции, то другие факторы, ухудшающие прием, будем считать отсутствующими. Положим, в частности, что ошибки, обусловленные неточностью синхронизации и погрешностью определения несущей частоты, несущественны.

В случае использования дифференциальной модуляции необходимо, прежде всего, провести демодуляцию принятого сигнала с выработкой мягкого решения для использования преимуществ приема в целом.

Мягкая демодуляция

Рассмотрим вход демодулятора, считая, что до этой стадии выполнен оптимальный прием каждого переданного бита. Хотя конкретный способ такого приема не играет роли, будем считать для определенности, что обработка выполняется в цифровом виде и включает этапы формирования квадратурных каналов с переносом на видеочастоту и интегрирования сигнала на временных интервалах, соответствующих принятым битам.

Пусть на входе демодулятора для k -го бита имеется комплексное число $z_k = x_k + jy_k$, $k = 0, 1, \dots, N-1$. В отсутствие шума в канале модули этих чисел равны единице, а фаза может быть произвольной, но одинаковой для всех чисел при полной компенсации несущей. В случае нулевой фазы принятый символ равен переданному: $z_k = b_k$ (1). Полную последовательность принятых чисел обозначим символом $\mathbf{Z} = \{z_k\}$, $k = 0, 1, \dots, N-1$.

Наиболее широко используемый метод мягкой демодуляции состоит в вычислении достоверности принятых символов в виде логарифма отношения правдоподобия [4, 5]:

$$\lambda_k = \ln\left(\frac{\Pr\{c_k = 1 / \mathbf{Z}\}}{\Pr\{c_k = -1 / \mathbf{Z}\}}\right), \quad (2)$$

где c_k – передаваемый символ (± 1), а $\Pr(x)$ означает вероятность x . Основанием для использования именно такой формулы для мягкого решения является также то, что при использовании обычной двоичной фазовой модуляции получаемое число z_k является именно логарифмом отношения правдоподобия [4]. Преобразуем выражение (2) к виду, пригодному для реализации, для рассматриваемого способа модуляции.

Положим, что прием производится путем оптимальной некогерентной демодуляции [1, 6], при которой передаваемые сигналы рассматриваются как ортогональные, занимающие два смежных символа. Тогда при приеме k -го сигнала достаточно вычислить модули суммы и разности чисел, полученные в тактах k и $k-1$:

$$\begin{cases} s_k = |z_k + z_{k-1}|, \\ d_k = |z_k - z_{k-1}|. \end{cases} \quad (3)$$

Если $s_k > d_k$, то более вероятен символ $c_k = 1$, Если $s_k < d_k$, то более вероятен символ $c_k = -1$. Пару модулей (3) обозначим символом $\mathbf{R}_k = \{s_k, d_k\}$.

Тогда для k -го символа отношение (2) можно переписать в виде

$$\lambda_k = \ln\left(\frac{\Pr\{c_k = 1 / \mathbf{R}_k\}}{\Pr\{c_k = -1 / \mathbf{R}_k\}}\right). \quad (4)$$

Используя формулу Байеса, числитель (4) можно преобразовать к виду

$$\Pr\{c_k = 1 / \mathbf{R}_k\} = \frac{P\{\mathbf{R}_k / c_k = 1\} \Pr\{c_k = 1\}}{P\{\mathbf{R}_k\}},$$

где $P(x)$ – плотность вероятности x . Выразив аналогичным образом знаменатель дроби в (4) и подставив полученные выражения в (4), получаем при равновероятных передаваемых символах:

$$\lambda_k = \ln\left(\frac{P\{\mathbf{R}_k / c_k = 1\}}{P\{\mathbf{R}_k / c_k = -1\}}\right). \quad (5)$$

Нетрудно показать, что случайные числа s_k, d_k , а также их модули, независимы. Поэтому

$$\begin{aligned} P\{\mathbf{R}_k / c_k = +1\} &= P\{s_k / c_k = +1\} P\{d_k / c_k = +1\}, \\ P\{\mathbf{R}_k / c_k = -1\} &= P\{s_k / c_k = -1\} P\{d_k / c_k = -1\}. \end{aligned} \quad (6)$$

Обозначим амплитуду полезного сигнала в последовательности \mathbf{Z} символом a , а среднеквадратичное значение (скз) шума в его действительной и мнимой частях – σ_0 . (Напомним, что рассматривается система связи с короткими сообщениями, в течение которых сигнал не флюктуирует и его амплитуда не изменяется.) Каждое из чисел s_k и d_k является модулем случайного вектора, действительная и мнимая части которого являются независимыми нормальными компонентами с дисперсией $\sigma^2 = 2\sigma_0^2$. Распределение модуля такого числа описывается обобщенной функцией Релея [7]

$$W(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{A^2 + x^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{Ax}{\sigma^2}\right), \quad (7)$$

где A – неслучайная амплитуда полезного сигнала в рассматриваемом числе, а I_0 – функция Бесселя нулевого порядка. Для числа s_k $A = 2a$ при $c_k = 1$; и $A = 0$ при $c_k = -1$. Для числа d_k $A = 0$ при $c_k = 1$; и $A = 2a$ при $c_k = -1$. При $A = 0$ функция $I_0(0) = 1$, и (7) преобразуется в обычное распределение Релея со средним квадратом чисел $\overline{x^2} = 2\sigma^2$.

Подставляя формулы (6) и (7) с указанными значениями параметра A в (5), получаем

$$\lambda_k = \ln\left(\frac{I_0\left(\frac{as_k}{\sigma_0^2}\right)}{I_0\left(\frac{ad_k}{\sigma_0^2}\right)}\right) = \ln I_0\left(\frac{as_k}{\sigma_0^2}\right) - \ln I_0\left(\frac{ad_k}{\sigma_0^2}\right). \quad (8)$$

При малом аргументе функция Бесселя может быть приближена первым членом разложения в ряд Фурье

$$I_0(x) \approx 1 + 0,25x^2.$$

Тогда, в случае малого отношения a/σ_0 (т.е. при малом отношении сигнал/шум), формула (8) преобразуется к виду

$$\lambda_k \approx \frac{a^2}{4\sigma_0^4}(s_k^2 - d_k^2). \quad (9)$$

При большом аргументе функция Бесселя разлагается в ряд

$$I_0(x) \approx \frac{e^x}{\sqrt{2\pi x}} \left(1 + \frac{1}{8x} + \dots\right).$$

Тогда, ограничиваясь первым членом этого разложения, в случае большого отношения a/σ_0 (т.е. при большом отношении сигнал шум), из (8) получаем

$$\lambda_k \approx \frac{a}{\sigma_0^2}(s_k - d_k) - 0,5 \ln \frac{s_k}{d_k}.$$

Второй член этого выражения имеет порядок $\ln(a/\sigma_0)$ и поэтому существенно меньше первого при большом a/σ_0 . Опуская малую составляющую, имеем

$$\lambda_k \approx \frac{a}{\sigma_0^2}(s_k - d_k). \quad (10)$$

Для вычисления достоверности символов по формулам (8), (9), (10) необходимо иметь оценку параметров a и σ_0 . Метод такой оценки зависит от решаемой прикладной задачи. Заметим, однако, что множители перед скобками в (9), (10) являются постоянным для данного сеанса приема и поэтому могут быть опущены, если реализация вычислений допускает подобное масштабирование. В прикладной задаче, решаемой автором, для демодуляции используется устройство с плавающей запятой в 32-разрядном формате. В подобных случаях такое масштабирование не вызывает затруднений:

$$\lambda_k \approx s_k^2 - d_k^2 \quad \text{при } a/\sigma_0 \ll 1, \quad (11)$$

$$\lambda_k \approx s_k - d_k \quad \text{при } a/\sigma_0 \gg 1. \quad (12)$$

Эти формулы не требуют предварительной оценки параметров сигнала и шума.

Нетрудно проверить, что формулу (11) можно представить с точностью до константы в виде

$$\lambda_k = x_k x_{k-1} + y_k y_{k-1}, \quad (11a)$$

что совпадает с величиной, вычисляемой при оптимальной жесткой демодуляции [1, 6]. При жестком решении в качестве символа c_k используется знак числа (11a).

Сравнение вероятности ошибки на бит при использовании различных формул мягкой демодуляции (8), (11), (12) производилось с использованием математического моделирования.

Метод моделирования

Статистическое математическое моделирование рассматриваемой системы связи проводилось на языке C++ в среде Microsoft Visual C++. Приведенные ниже результаты соответствуют диапазону вероятностей $P_b > 10^{-8}$ в соответствии с требованиями прикладной

задачи, вызвавшей настоящее исследование.

Приведем особенности программы моделирования, оказывающие влияние на точность полученных результатов. Во-первых, значительное влияние оказывает качество генерируемого шума. В программе для генерации шума использовалась библиотека аттестованных генераторов случайных последовательностей на языке C++, имеющаяся в открытом доступе [8]. При этом для генерации шума с равномерным распределением использовался класс CRandomMersenne, реализующий алгоритм Mersenne Twister [9]. Для получения шума с нормальным распределением из шума с равномерным распределением использовался метод StochasticLib1::Normal, реализующий алгоритм, описанный в [10].

Вторым параметром, влияющим на точность получаемых оценок, является количество испытаний, или объем переданной информации. В модели работа программы завершалась, когда количество ошибочно переданных бит достигало заданного числа M . Это число при вероятности ошибки на бит $P_b > 10^{-4}$ задавалось равным 1000, при $10^{-4} > P_b > 10^{-6}$ – равным 300, а при меньших P_b – равным 100. Указанное сокращение заданного числа ошибок при уменьшении вероятности P_b вызвано стремлением минимизировать время выполнения программы.

Вероятность ошибки на бит оценивалась по формуле

$$\tilde{P}_b = \frac{k}{n}. \quad (13)$$

где k – число ошибок, возникших при передаче n бит.

Определим точность оценки (13), используя методику для вычисления доверительного интервала, изложенную в [11]. Величину (13) можно рассматривать как оценку \tilde{m}_x математического ожидания случайной величины X_i , принимающей значение 0, если при передаче бита не было ошибки, и значение 1, если была ошибка

$$\tilde{P}_b = \tilde{m}_x = \frac{\sum_{i=1}^n X_i}{n}. \quad (14)$$

Дисперсия величины X оценивается по формуле

$$\tilde{d}_x = \frac{\sum_{i=1}^n (X_i - \tilde{m}_x)^2}{n-1}.$$

После несложных преобразований из этой формулы, отбрасывая члены малого порядка по величине $P_b \ll 1$, получаем

$$\tilde{d}_x \approx \frac{k}{n}. \quad (15)$$

Так как величина \tilde{m}_x (14) является суммой большого числа независимых одинаково распределенных случайных величин, то закон ее распределения по центральной предельной теореме близок к нормальному. Поэтому математическое ожидание M и дисперсия D этого закона определяются выражениями [11]:

$$M = m_x, D = \sigma_m^2 = \frac{d_x}{n}.$$

Подставляя во вторую из этих формул оценку d_x из (15), имеем

$$\sigma_m \approx \frac{\sqrt{k}}{n}.$$

Расчет доверительного интервала $[\tilde{m}_x - \varepsilon_\beta, \tilde{m}_x + \varepsilon_\beta]$ для доверительной вероятности $\beta = P(|\tilde{m}_x - m_x| < \beta)$ производится по формуле [11]

$$\beta = 2\Phi\left(\frac{\varepsilon_\beta}{\sigma_m}\right) - 1, \quad (16)$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-0.5t^2} dt.$

Из (16) нетрудно выразить ε_β в виде

$$\varepsilon_\beta = \sigma_m \Phi^{-1}\left(\frac{1+\beta}{2}\right) = \frac{\sqrt{k}}{n} \Phi^{-1}\left(\frac{1+\beta}{2}\right).$$

Определим относительную точность $\delta(\beta, k)$ оценки (13) как отношение полуширины доверительного интервала ε_β к $\tilde{P}_b = \tilde{m}_x$. При этом относительный доверительный интервал определяется выражением $[1 - \delta(\beta, k), 1 + \delta(\beta, k)]$. Тогда, обозначив $c(\beta) = \Phi^{-1}\left(\frac{1+\beta}{2}\right)$, имеем

$$\delta(\beta, k) = \frac{\varepsilon_\beta}{\tilde{P}_b} = \frac{c(\beta)}{\sqrt{k}}. \quad (17)$$

Табл. 1 содержит результаты расчетов по формуле (17) для рассматриваемой задачи. В таблице приведена полуширина относительного доверительного интервала $\delta(\beta, k)$ при доверительной вероятности β и числе ошибок k . Например, при доверительной вероятности $\beta = 0,95$ и числе полученных при моделировании ошибок $k = 300$ относительный доверительный интервал составляет $\pm 12\%$.

Таблица 1. Относительная точность $\delta(\beta, k)$

β	Параметр $\delta(\beta, k)$ при $k =$		
	100	300	1000
0,80	0,13	0,075-3	0,040
0,90	0,16	0,092-5	0,052
0,95	0,20	0,12-1	0,062
0,99	0,26	0,15	0,82

Таблица позволяет рассчитать точность приводимых ниже оценок качества системы связи, полученных методом математического моделирования.

Сравнение алгоритмов мягкой демодуляции

Первой целью моделирования было сравнение вероятности ошибки на бит P_b при использовании различных формул (8), (11), (12) для мягкой демодуляции. На рис. 2 приведены результаты моделирования рассматриваемой системы связи для случая использования матрицы

Адамара порядка $n = 2^8$. График демонстрирует зависимость вероятности появления ошибочного бита P_b от отношения энергии бита к спектральной плотности шума E_b / N_0 для трех видов мягкой демодуляции. Сплошная линия соответствует формуле (8), штриховая – формуле (11), штрихпунктирная – формуле (12). Доверительные интервалы оценок могут быть рассчитаны по табл. 1. На рис. 2 они не показаны, чтобы не загромождать график.

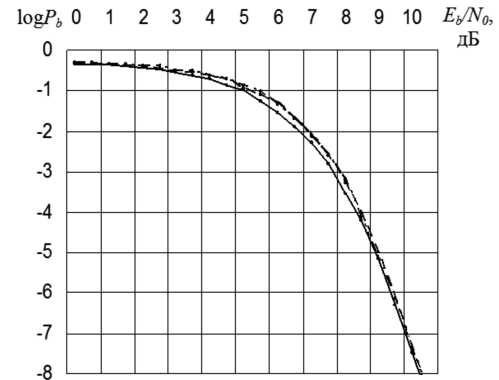


Рис. 2. Сравнение эффективности трех видов мягкой модуляции

Все три линии довольно близки друг к другу и сливаются на значительной части графика. Однако, формула (8) дает несколько лучшие результаты, особенно в средней части кривых. В диапазоне вероятностей $P_b = 10^{-2} - 10^{-7}$ отличие энергии на бит, необходимой для достижения данной вероятности, для трех кривых не превосходит 0,3 дБ.

С практической точки зрения такое отличие несущественно, особенно если учесть ширину доверительных интервалов оценок. Моделирование показывает также аналогичное поведение подобных зависимостей и при других размерах матрицы Адамара в диапазоне 8...1024. Таким образом, эффективность трех рассмотренных формул мягкой демодуляции примерно одинакова. Для определенности далее в данной работе будет использоваться формула (11).

На рис. 3 приведена полученная при моделировании зависимость вероятности ошибки на бит от отношения E_b / N_0 для длин кода $n = 16, 64, 256, 1024$. Пунктирной линией показана для справки аналогичная кривая для случая оптимальной дифференциальной демодуляции без использования кода, выражаемая формулой [1, 6] $P_b = 0,5 \exp(-E_b / N_0)$.

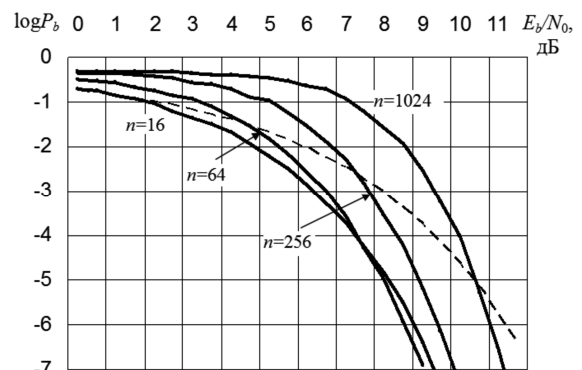


Рис. 3. Зависимость P_b от отношения E/N_0

Чем более длинный код используется, тем больше диапазон отношений сигнал/шум, в котором кодирование увеличивает вероятность ошибки. Например, для $n = 1024$ кодирование ухудшает ситуацию при $P_b > 10^{-5}$. И только при дальнейшем снижении целевой вероятности P_b появляется некоторый выигрыш.

Потери в отношении сигнал/шум

Оценим изменение отношения сигнал/шум при использовании мягкой демодуляции по формуле (11) или (11а):

$$\lambda_k = x_k x_{k-1} + y_k y_{k-1}. \tag{11a}$$

Нетрудно видеть, что изменение отношения сигнал/шум не зависит от того, какие из символов ± 1 передавались в тактах k и $k+1$. Поэтому достаточно оценить его для случая одинаковых соседних символов. Представим составляющие в (11а) в следующем виде

$$\begin{aligned} x_k &= a \cos \varphi + \varepsilon_1, & y_k &= a \sin \varphi + \varepsilon_2 \\ x_{k-1} &= a \cos \varphi + \varepsilon_3, & y_{k-1} &= a \sin \varphi + \varepsilon_4 \end{aligned} \tag{18}$$

где a и φ – амплитуда и фаза сигнала, которые после оптимального приема каждого переданного бита одинаковы для всех чисел, а $\varepsilon_i, i = 1, 2, 3, 4$, – шумовые составляющие компонент, которые для рассматриваемого канала связи являются независимыми и одинаково нормально распределенными величинами со среднеквадратичным значением σ_0 . При этом отношение амплитуды сигнала a к скз шума $\sigma_{in} = \sqrt{2}\sigma_0$ для сигнала перед демодуляцией составляет

$$\rho_{in} = \frac{a}{\sqrt{2} \sigma_0}. \tag{19}$$

Подставляя (18) в (11а), имеем

$$\begin{aligned} \lambda_k &= a^2 + a[(\varepsilon_1 + \varepsilon_3) \cos \varphi + (\varepsilon_2 + \varepsilon_4) \sin \varphi] + \\ &+ \varepsilon_1 \varepsilon_3 + \varepsilon_2 \varepsilon_4. \end{aligned} \tag{20}$$

Первый член представляет собой полезную выходную составляющую, остальные являются случайными. Дисперсия второго слагаемого равна $D_2 = 2a^2\sigma_0^2$, а последних двух – $D_3 = 2\sigma_0^4$ [7]. Поэтому скз случайных слагаемых равно

$$\sigma_{out} = \sqrt{2} \sigma_0 a \sqrt{1 + \frac{\sigma_0^2}{a^2}}. \tag{21}$$

Поделив амплитуду a^2 полезной составляющей в (20) на скз (21), получаем выходное отношение сигнал/шум по амплитуде

$$\rho_{out} = \frac{a}{\sqrt{2} \sigma_0 \sqrt{1 + \frac{\sigma_0^2}{a^2}}},$$

или, используя (19),

$$\rho_{out} = \rho_{in} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{2\rho_{in}^2}}}. \tag{22}$$

Математическое моделирование подтверждает эту формулу. Расхождение между значениями ρ_{out} , расчи-

танными по формуле (22) и полученными на модели, не превосходит 0,06 дБ при ρ_{in} в диапазоне -20...+80 дБ.

Из формулы (22) следует, что потери в отношении сигнал/шум, вызванные дифференциальной модуляцией, равны в децибелах

$$L = -20 \log(\rho_{out} / \rho_{in}) = 10 \log\left(1 + \frac{1}{2\rho_{in}^2}\right). \tag{23}$$

Согласно (23) потери монотонно падают при увеличении отношения сигнал/шум. Например, при значениях ρ_{in} , соответствующих минус 6 дБ (соответственно, 0 дБ и 6 дБ) они составляют 3 дБ (1,76 дБ и 0,5 дБ).

Выразим потери (23) через второй общепринятый способ выражения отношения сигнал/шум, а именно через отношение энергии передаваемого полезного бита к спектральной плотности шума E_b / N_0 . После оптимального приема каждого бита на входе демодулятора два варианта отношения сигнал/шум связаны между собой соотношением

$$\rho_{in}^2 = \frac{a^2}{\sigma_{in}^2} = 2r \frac{E_b}{N_0},$$

где $r = k / n$ – скорость передачи кода. Подставляя это выражение в (23), получаем

$$L = 10 \log\left(1 + \frac{n}{4k(E_b / N_0)}\right). \tag{24}$$

Влияние мягкой дифференциальной демодуляции на вероятность ошибки не ограничивается увеличением дисперсии шума. Нелинейные операции при вычислении мягкой метрики приводят к тому, что закон ее распределения не является нормальным. Усложнение характера распределения ограничивает возможность аналитических оценок влияния демодуляции на вероятность ошибки при использовании разнообразных методов декодирования избыточных кодов. Однако при приеме в целом ситуация несколько упрощается. Вычисление корреляционных сумм между кодовыми векторами и вектором, полученным после мягкой демодуляции, приводит к суммированию случайных величин вида (11а). При этом в силу центральной предельной теоремы результат суммирования нормализуется, и тем лучше, чем длиннее код. Поэтому есть основания ожидать, что формулы (23), (24) дают неплохое приближение для потерь в отношении сигнал/шум в рассматриваемой системе связи рис. 1.

Проверка этого предположения проводилась путем математического моделирования в описанной выше программе. Методика проверки состояла в следующем. Моделировались две системы связи, одна из которых использовала обычную, а вторая – дифференциальную фазовую модуляцию. С помощью этих моделей производилось построение графиков зависимостей $P_b(E_b / N_0)$. Далее по построенным графикам определялась разница в отношениях E_b / N_0 , необходимых для достижения одной и той же вероятности P_b . Эта разница принималась за потери, обусловленные использованием дифференциальной модуляции.

Результаты подобных расчетов приводят к следующему выводу. При $n = 8...1024$ в диапазоне

$E_b / N_0 = 5-15$ дБ величина Δ отличия полученных результатов от формулы (24) не превосходит 0,5 дБ. Оценка точности такого расчета показывает, что при доверительной вероятности 0,95 величина доверительного интервала вокруг полученной величины Δ составляет $\pm 0,3$ дБ.

Таким образом, совпадение результатов моделирования с теоретическими довольно хорошее, и формулу (24) можно использовать для оценки потерь, обусловленных дифференциальной модуляцией в рассматриваемой системе связи, с точностью до нескольких десятых децибела.

L , дБ

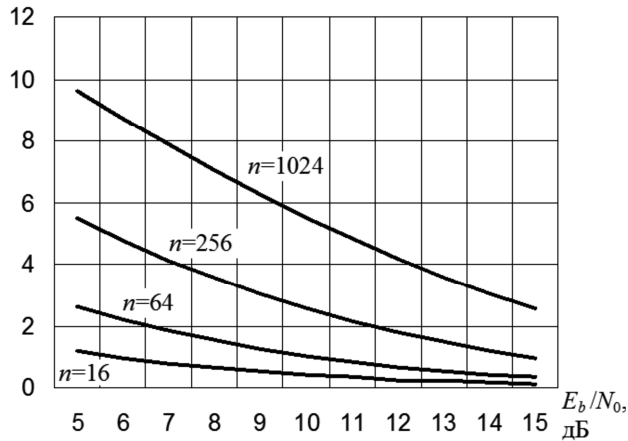


Рис. 4. Потери дифференциальной модуляции

G , дБ

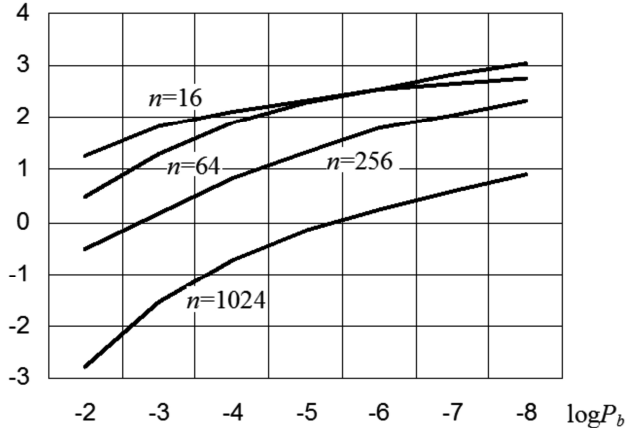


Рис. 5. Выигрыш за счет кодирования

График зависимости потерь (24) от отношения E_b / N_0 для $n = 16, 64, 256, 1024$ в рабочем диапазоне параметра E_b / N_0 приведен на рис. 4. Потери быстро растут с ростом длины кода и для $n = 1024$ достигают величины около 10 дБ при $E_b / N_0 = 5$ дБ. Это объясняется тем, что величина потерь определяется отношением $E_{b_{trans}} / N_0$ энергии передаваемого символа к спектральной плотности шума (см. (24)), а с ростом длины кода эта энергия падает в соответствии с соотношением $E_{b_{trans}} = kE_b / n$.

Довольно значительные потери, показанные на рис. 4, существенно снижают энергетический выигрыш,

получаемый за счет использования кодирования. На рис. 5 приведена зависимость получаемого энергетического выигрыша кодирования G в децибелах в зависимости от требуемой вероятности ошибки на бит для нескольких длин кодов. Под энергетическим выигрышем понимается величина снижения отношения E_b / N_0 , требуемого для достижения заданной вероятности ошибки на бит, по сравнению с оптимальным приемом при использовании дифференциальной двоичной модуляции без использования кодирования. Как видно из рис. 5, чем больше длина кода, тем меньше этот выигрыш (в диапазоне $P_b > 10^{-8}$). При дальнейшем снижении P_b выигрыш увеличивается, и кривые для кода с большей избыточностью пересекают кривые для кода с меньшей избыточностью. Однако в анализируемом диапазоне вероятностей наблюдается пересечение только кривых для $n = 16$ и $n = 64$. Поэтому для рассматриваемого диапазона нецелесообразно увеличивать длину кода сверх 64. Более того, даже при выборе небольшой длины кода энергетический выигрыш невелик и не превосходит 2-3 дБ.

Заключение

В работе получено аналитическое выражение для оценки потерь в отношении сигнал/шум, вызванных использованием дифференциальной модуляции при ортогональном кодировании. Показано, что эти потери могут быть значительными. Из приведенных формул (22)-(23) очевидно, что это положение относится также и к другим разновидностям кодов, имеющим большую избыточность, так как потери возникают на стадии демодуляции и не зависят от вида используемого кода. При использовании приема в целом дополнительные потери отсутствуют, и указанные формулы справедливы также и для выхода декодера. При других методах декодирования энергетический выигрыш может быть еще меньше, однако, расчет конкретного значения потерь аналитическими методами затруднителен, так как распределение шумовых составляющих после дифференциальной демодуляции, вообще говоря, не является нормальным.

Литература

1. Скляр Б. Цифровая связь. М.: Издательский дом «Вильямс». 2007. 1100 с.
2. Use and Performance of the ANA4501 Turbo Product Code Encoder/Decoder with Differential Phase Shift Keying (DPSK). // ANA Application Note ANTPC04_0100. URL: <http://www.aha.com>.
3. Хармут Х. Теория секвентного анализа. М.: «Мир». 1980. 574 с.
4. Channel Coding in Communication Networks. / Ed. Alain Glavieux / London: ISTE Ltd. 2007. 418 с.
5. Гладких А.А. Основы теории мягкого декодирования избыточных кодов в стирающем канале связи. Ульяновск: УлГТУ. 2010. 380 с.
6. Fuqin Xiong. Digital Modulation Techniques. New York: Artech House. 2006. 1017 p.

7. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники, книга 1. М.: Сов. Радио. 1966. 728 с.

8. Anger Fog. Instructions for the random number generator libraries. 2010. URL: <http://www.agner.org>.

9. Matsumoto M., Nishimura T., Mersenne Twister: A 623-dimensionally equidistributed uniform pseudo-random number generator. // ACM Transactions on Modeling and Computer Simulation. 1998. № 8. P. 3–30.

10. Devroye L. Non-uniform random variate generation. New York: Springer. 1986.

11. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. М.: Высшая школа. 1999. 576 с.

LOSS IN SIGNAL-TO-NOISE RATIO FOR COMMUNICATION SYSTEM WITH BINARY DIFFERENTIAL SHIFT KEYING AND ORTHOGONAL CODING

Zaytsev G. V.

The paper analyzes digital communication system which uses binary differential phase shift keying and orthogonal coding. The analytical expression is derived for estimation of losses in signal-to-noise ratio induced by differential modulation. It is shown that this loss may be up as high as 10 dB. Several simple near-optimal methods of soft differential demodulation are considered. Results of computer simulation are given.

НАУЧНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ:

Обработка и передача информации в системах телекоммуникаций

Секция 1: Теория сигналов и систем

Одним из основных объектов исследования теории сигналов традиционно являются методы анализа-синтеза, модуляции-демодуляции, кодирования-декодирования сигналов с целью обеспечения высокой помехоустойчивости и скорости передачи информации в условиях воздействия интенсивных помех и межсимвольной интерференции. Возможности современных цифровых технологий позволяют решать эти задачи особенно эффективно, прибегая к оптимальным методам синтеза, преобразования и кодирования сигналов.

На секции обсуждались следующие актуальные научные проблемы:

- многопороговое декодирование;
- оценка пропускной способности канала связи;
- оценка функции автокорреляции;
- вейвлет-преобразование – ряды Хаара;
- синтез последовательностей на расширенных полях Галуа;
- построение комплементарных пар последовательностей;
- синтез многофазных последовательностей;
- поиск бинарных оптимальных последовательностей;
- передача и прием неортогональных многочастотных сигналов;
- повышение эффективности одночастотных сигналов;
- прием сигналов с решетчатой модуляцией;
- многопороговые алгоритмы параллельного каскадирования;
- алгоритм Витерби приема клипированных сигналов;
- низкоплотностное декодирование.

Секция 3: Обработка сигналов в системах телекоммуникаций

Работа секции проводилась по трем основным направлениям, сохраняющим актуальность с точки зрения дальнейшего внедрения современных информационных технологий реального времени в системах телекоммуникаций: обработка и передача речевых и звуковых сигналов, эхо-компенсация, эквалайзинг и борьба с замираниями, проблема межсимвольной интерференции (МСИ), реализация систем связи с применением ЦОС, том числе вопросы обработки сигналов при решении задач синхронизации и маршрутизации.

На секции обсуждались следующие актуальные научные проблемы:

- компрессия аудиосигналов на основе разреженной аппроксимации;
- распознавание речевых команд на фоне шума;
- декомпозиция речевых сигналов на эмпирические моды;
- низкоскоростное кодирование речи;
- неэталонная оценка разборчивости речевых сигналов;
- адаптивная коррекция сигналов с компенсацией шума;
- анализ влияния межсимвольной задержки в системах с расширенным спектром;
- сравнительный анализ помехоустойчивости кодов;
- обработка сигналов OFDM в канале с памятью;
- адаптивная Калмановская фильтрация в OFDM-системах;
- оценивание параметров радиоканала в OFDM приемнике;
- оценка канала связи на основе формирования мягких решений;
- частотное уплотнение на основе неортогональных сигналов;
- слепая синхронизация частоты и фазы КАМ-сигналов;
- тактовая синхронизация в системах с двухпозиционной фазовой модуляцией;
- определение вида модуляции.



ПРОБЛЕМЫ И МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ СВЯЗИ: ОРТОГОНАЛЬНАЯ ПЕРЕДАЧА ¹

Бакулин М.Г., к.т.н., начальник отдела информационных технологий ООО «Радарные технологии – 2Т», e-mail: m.g.bakulin@gmail.com;

Крейнделин В.Б., д.т.н., профессор кафедры информационной безопасности и автоматизации Московского технического университета связи и информатики, e-mail: vitkrend@gmail.com;

Шумов А.П., к.т.н., доцент кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: magnit2250@mail.ru

Ключевые слова: спектральная эффективность, ортогональная передача, скорость Найквиста, OFDM, компьютерное моделирование.

Введение

В предыдущей статье [1] рассмотрены возможности повышения частотно-временной эффективности систем связи до уровней, которые существенно превосходят показатели современных систем связи (faster-than-Nyquist signaling (FTN)). Однако, попытки реализации открываемых принципиальных возможностей повышения спектральной и временной эффективности приводят к необходимости использования весьма сложных как в теоретическом, так и в практическом плане устройств обработки сигналов на приемной стороне [2]. К тому же примеры реализации систем с повышенной эффективностью говорят об их работоспособности пока только в каналах с белым шумом. О быстро меняющихся каналах с рассеянием в практическом плане речи пока не идет.

В то же время, достижения современных систем связи базируются на хорошо развитых телекоммуникационных технологиях, таких как FFT-IFFT, например. В этом смысле представляют интерес исследования, в которых делаются попытки реализовать открывающиеся принципиальные возможности FTN на основе современных высокоэффективных технологий. В данной статье рассматриваются два получивших определенное развитие направления реализации принципов FTN на основе технологии OFDM.

Реализация принципов FTN при ортогональной передаче

Считается, что передающая система работает со скоростью выше скорости Найквиста, если импульсы передаются на скорости выше, чем разрешено условиями Найквиста для передачи без межсимвольной интерференции (МСИ, ISI). Первоначально FTN рассматривалась применительно к системе с одной несущей

Спектральная эффективность является одним из ключевых вопросов разработки беспроводных систем связи. Хорошо известной технологией эффективной передачи данных является ортогональное частотное мультиплексирование (OFDM). В последнее время появился ряд публикаций, в которых для систем с повышенной спектральной эффективностью условие ортогональности снимается. Однако, из-за интерференции между символами и поднесущими предлагаемые решения имеют высокую сложность или дают большую вероятность ошибки. В данной работе рассматриваются структуры передатчиков и приемников систем с повышенной спектральной эффективностью, основанные на современных высокопроизводительных технологиях ортогональной передачи, пригодные для использования в действующих системах связи. Представлены результаты компьютерного моделирования систем с разными типами сигналов.

щей и с импульсами, перекрывающимися друг с другом во времени [3]. Позднее этот принцип был распространен на системы со многими несущими (подобие OFDM), что было названо multistream faster than Nyquist signaling (MFTN) [4], и в этом случае импульсы могут нарушить наименьшее требуемое расстояние и по времени, и по частоте. В результате в сигнале появляется интерференция и по времени, и по частоте, называемая интерференцией между символами и интерференцией между несущими (ИМН, ICI). На рис. 1 показано расположение на частотно-временной плоскости ортогональных и MFTN символов. MFTN символы располагаются чаще по времени.

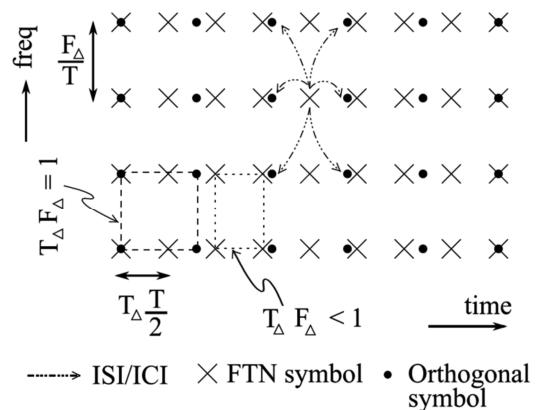


Рис. 1. Ортогональные и MFTN символы на частотно-временной плоскости

¹Работа выполнена при поддержке гранта Российского научного фонда №14-19-01263.

Хотя MFTN символы могут передаваться за пределами ортогональности и по частоте, и по времени, для иллюстрации на рис. 1 сжатие показано только по оси времени. В любом случае MFTN символы вносят свой вклад в МСИ и ИМН, что концептуально показано на рис. 1 для одного MFTN символа.

Рассмотрим возможности эффективного формирования сигналов для MFTN и их обработки на приемной стороне в условиях повышенной спектральной и временной эффективности.

Будем считать, что передаваемые информационные символы являются независимыми, одинаково распределенными (IID), с единичной энергией, и что принимаются они на фоне белого гауссовского шума со спектральной плотностью мощности $N_0/2$. В качестве модуляции считаем выбранной offset-Quadrature Amplitude Modulation (OQAM), называемую в литературе как OFDM/OQAM [5 – 7]. OFDM/OQAM позволяет использовать хорошо локализованные импульсы и формирующие форму импульсов фильтры, которые обеспечивают передачу на высоких скоростях через беспроводные каналы [8], тогда как при обычном методе OFDM/QAM это не возможно [9]. Использование формирующих импульсы фильтров в OFDM/OQAM также позволяет уменьшить внеполосные излучения и делает систему более устойчивой к расстройкам несущей частоты [8, 10]. OQAM модулированный сигнал со многими несущими может быть представлен как

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} i^{k+l} x_{k,l} p(t-l\frac{T}{2}) e^{i\frac{2\pi}{T}kt} \quad (1)$$

где $x_{k,l}$ – вещественные символы данных с фазовым сдвигом, определяемым сомножителем i^{k+l} и меняющимся в зависимости от индекса поднесущей k и момента времени l . Функция $p(t)$ при обычной OFDM представляет собой прямоугольный импульс длительностью T . В данной работе предполагается только offset-QPSK, но результаты могут быть расширены на модуляцию более высокого порядка. При offset-QPSK символы данных принимают значения ± 1 .

Согласно работе [11], MFTN система предполагает передачу данных с использованием гауссовских импульсов $g(t)$, так как они имеют очень хорошие свойства частотно-временной локализации. Длительность гауссовского импульса, несущего информационный символ, полагается равной $3T$ по практическим соображениям, хотя теоретически импульс имеет бесконечную длительность. В FTN системе со многими несущими, которая использует гауссовские импульсы для передачи информации и OQAM модуляцию, передаваемый сигнал записывается в виде

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} i^{k+l} x_{k,l} g(t-lT\frac{T}{2}) e^{i2\pi\frac{F_{\Delta}}{T}kt}, \quad (2)$$

где k, l – индексы поднесущей и времени; $T_{\Delta}\frac{T}{2}$ – символный интервал между двумя вещественными символами данных $x_{k,l}$ и $\frac{F_{\Delta}}{T}$ – расстояние между поднесу-

щими. В ортогональной системе с OQAM модуляцией частотно-временное произведение будет равно

$$(T_{\Delta}\frac{T}{2})(\frac{F_{\Delta}}{T}) = \frac{T_{\Delta}F_{\Delta}}{2}. \quad (3)$$

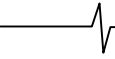
Вещественная и мнимая части передаются отдельными модулированными символами, но с удвоенной скоростью относительно комплексных символов. Частотно-временное произведение ортогональной модуляции с многими несущими (ММН) с OQAM равно $\frac{1}{2}$. То есть, случай $T_{\Delta}F_{\Delta} = 1$ относится к ортогональной системе, а $T_{\Delta}F_{\Delta} < 1$ относится к системе с FTN передачей с многими несущими – MFTN. В результате T_{Δ} и F_{Δ} могут рассматриваться как коэффициенты сжатия по времени и частоте. Следует отметить, что хотя полные частотно-временные затраты системы определяются произведением $T_{\Delta}F_{\Delta}$, конкретные величины T_{Δ} и F_{Δ} также важны, что будет показано далее. В последующем изложении обычные символы данных, передаваемые по критерию Найквиста для передачи без МСИ, называются ортогональными символами, а те, что передаются за пределами критерия Найквиста, – MFTN символами.

Для реализации передачи MFTN модулированных символов может быть предложено несколько подходов. Один из них состоит в простом применении соотношения (2). Этот вариант, однако, нельзя назвать привлекательным, так как он потребует реализации процедуры, подобной дискретному преобразованию Фурье, но с дробными интервалами. Вместе с тем, эффективная реализация модуляции со многими несущими уже существует в форме IFFT, как это делается в системах с OFDM, поэтому в рассматриваемой работе [11] авторы идут по пути использования именно IFFT с той целью, **чтобы реализация принципов MFTN передачи пошла в рамках существующих технологий, пригодных для действующих систем.** Однако такое совместное использование принципов MFTN и IFFT может привести к существенному усложнению процедур модуляции и демодуляции MFTN сигналов. В следующем разделе в соответствии с работой [11] рассматривается влияние вида используемого ортогонального базиса на сложность получающихся процедур.

Выбор ортогонального базиса

Чтобы использовать IFFT для модуляции многих несущих, гауссовские импульсы могут быть представлены в ортонормированном наборе базисных функций. Каждый MFTN символ представляется на базисных функциях, распределяясь по частоте и времени. Число базисных функций, требуемое во времени, обозначается как N_t , требуемое по частоте – как N_f . Выбор N_t базисных функций по времени и N_f базисных функций по частоте потребует определенного объема вычислений для каждого MFTN символа. Пусть $\psi(t)$ будет базисным импульсом, формирующим ортонормальный базис $\{\psi_{m,n}(t)\}$, определяемый как

$$\psi_{m,n}(t) = i^{m+n} \psi(t - n\frac{T}{2}) e^{i2\pi\frac{1}{T}mt}. \quad (4)$$



Гауссовские импульсы в OQAM системе описываются соотношением

$$g_{k,l}(t) = i^{k+l} g(t - lT_{\Delta}) e^{i2\pi \frac{F_{\Delta} kt}{T}}, \quad (5)$$

которое позволяет записать выражение (2) более компактно в виде

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} x_{k,l} g_{k,l}(t). \quad (6)$$

Представление гауссовского импульса в базисе $\{\psi_{m,n}(t)\}$ будет иметь вид скалярного произведения – the inner product – $g_{k,l}(t)$ и $\psi_{m,n}(t)$

$$C_{k,l,m,n} = \langle g_{k,l}(t), \psi_{m,n}(t) \rangle = \Re \left\{ \int g_{k,l}(t) \psi_{m,n}^*(t) dt \right\}, \quad (7)$$

где $C_{k,l,m,n}$ являются проецирующими коэффициентами гауссовского импульса на используемый базис. Такое представление иллюстрируется для одного MFTN символа на рис. 2.

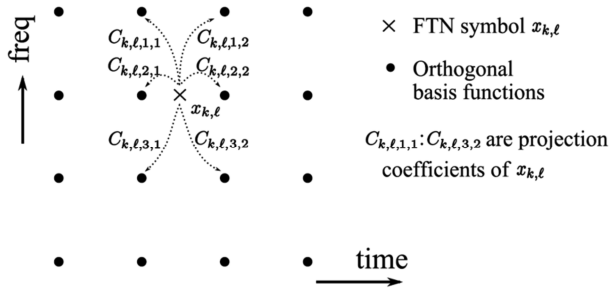


Рис. 2. Проецирование MFTN символа на ортогональный базис

Другими словами, коэффициенты $\{C_{k,l,m,n}\}$ характеризуют степень влияния MFTN символа, находящегося на позиции (k, ℓ) , на набор ортогональных базисных функций по времени и по частоте. С учетом коэффициентов $\{C_{k,l,m,n}\}$ уравнение (6) принимает вид

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m,n} x_{k,l} C_{k,l,m,n} \psi_{m,n}(t). \quad (8)$$

Процесс отображения MFTN символов на ортогональный базис далее будет называться отображением – mapping, а блок, реализующий это представление, – устройством отображения (mapper). Общая блок-схема MFTN передатчика, использующего устройство отображения, приведена на рис. 3.

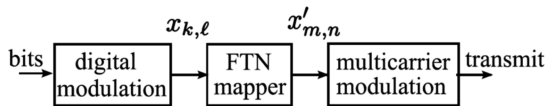


Рис. 3. Общая блок-схема MFTN передатчика, использующего устройство отображения

Устройство отображения вычисляет $x'_{m,n}$ путем обработки входных MFTN символов $x_{k,l}$. Число символов $x'_{m,n}$ составляет $T_{\Delta} F_{\Delta}$ раз число символов $x_{k,l}$ для блоков большой длины. Для заданных произведений $T_{\Delta} F_{\Delta}$

проецирующие коэффициенты $C_{k,l,m,n}$ соответствуют уникальному набору величин, которые могут быть использованы для представления всех MFTN символов, соответствующих заданному $T_{\Delta} F_{\Delta}$. MFTN устройство отображения вычисляет $x'_{m,n}$ для каждой ортогональной поднесущей m и момента времени n на основе входных MFTN символов с помощью предварительно рассчитанных проецирующих коэффициентов. Выход $x'_{m,n}$ MFTN устройства отображения может быть записан в виде

$$x'_{m,n} = x_{k_1,l_1} \cdot C_{k_1,l_1,m,n} + x_{k_2,l_2} \cdot C_{k_2,l_2,m,n} + x_{k_3,l_3} \cdot C_{k_3,l_3,m,n} + \dots, \quad (9)$$

$$x'_{m,n} = \sum_{p,q} x_{kp,lq} \cdot C_{kp,lq,m,n},$$

где $C_{kp,lq,m,n}$ – соответствуют предварительно рассчитанным коэффициентам, $x'_{m,n}$ – величины, передаваемые на базисные функции $\psi_{m,n}(t)$ и $x_{kp,lq}$ – MFTN символы. Выражение (9) иллюстрируется на рис. 4 для одной ортогональной поднесущей и одного момента времени (m, n) .

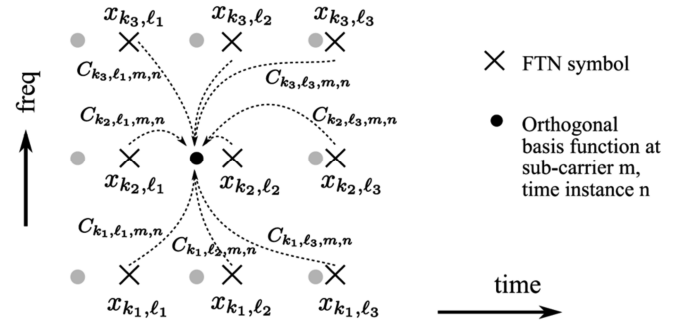


Рис. 4. Иллюстрация отображения на ортогональную базисную функцию для поднесущей m в момент времени n

Прямоугольный синусоидальный базис

Для выполнения модуляции множества несущих, следующей за операцией отображения, наиболее простым выбором для $\psi(t)$ в уравнении (4) является синусоидальный базис с обработкой прямоугольным окном (называемый для краткости прямоугольным базисом), чтобы использовать IFFT для модуляции многих несущих. Прямоугольный импульс оптимален во времени. Однако по частоте он не очень локализован, и спектр его спадает медленно. Как следствие для представления каждого гауссовского импульса требуется большой набор коэффициентов, несущих информацию, что оказывает значительное влияние на сложность MFTN передатчика. Тем не менее, прямоугольный базис для отображения передаваемых символов использовать можно. При этом с учетом обозначения $\psi(t) = \text{rect}(t)$ передаваемый сигнал будет определяться соотношением

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{N-1} i^{m+n} x'_{m,n} \cdot \text{rect}(t - n \frac{T}{2}) e^{i \frac{2\pi}{T} mt}, \quad (10)$$

где $x'_{m,n}$ представляет собой проекцию передаваемого сигнала $s(t)$ на $\psi_{m,n}(t)$.

ИОТА базис

Важно, однако, подобрать базис, который был бы компактен и по времени, и по частоте. Это обеспечит меньшее количество ортогональных базисных функций, требуемых для представления MFTN символа, что позволит снизить вычислительную сложность. Наиболее подходящим выбором представляется Isotropic Orthogonal Transform Algorithm (IOTA) импульс [9] (рис. 5).

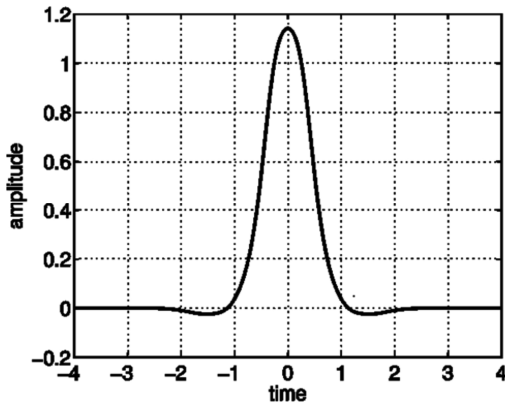


Рис. 5. ИОТА импульс

ИОТА импульс имеет хорошие свойства частотно-временной компактности, так как он выведен из гауссовского импульса и является весьма вероятным кандидатом для использования в MFTN системах. Ортогональный базис $\mathfrak{Z}_{m,n}(t)$, сгенерированный из ИОТА импульсов, может быть записан как

$$\mathfrak{Z}_{m,n}(t) = i^{m+n} \cdot e^{i2\pi mft} \cdot \mathfrak{Z}(t - n\frac{T}{2}), \quad (11)$$

где $\mathfrak{Z}(t)$ – ИОТА импульс.

ИОТА импульс гарантирует ортогональность только для вещественных символов, поэтому и рассматриваются OQAM системы, а сомножитель i^{m+n} в формуле (11) есть коэффициент фазового сдвига. Соотношение (11) определяет модуляцию со многими несущими, использующую OQAM с ИОТА, как с ортогональным базисом с временным сдвигом $T/2$. При использовании ИОТА в качестве ортогонального базиса, то есть при $\psi(t) = \mathfrak{Z}(t)$, передаваемый сигнал будет определяться соотношением

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{N-1} i^{m+n} x'_{m,n} \cdot \mathfrak{Z}(t - n\frac{T}{2}) e^{i\frac{2\pi}{T}mt}. \quad (12)$$

Блок-схема MFTN передатчика с устройством отображения и модулятором, использующим ИОТА, показана на рис. 6.

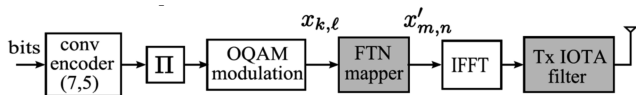


Рис. 6. Блок-схема MFTN передатчика

Внешний сверточный код введен предварительно до MFTN устройства отображения для повышения помехоустойчивости при приеме MFTN модулированных символов. Блоки, выделенные серым цветом, являются специфическими для MFTN систем. Удаление этих блоков на передающей стороне приводит к получению мо-

дулированного сигнала, соответствующего обычной OFDM системе. Использование ИОТА в OFDM системах ранее было описано в работах [12, 13], где формирующий импульсы фильтр реализован как блок, сохраняющий аппаратно эффективное IFFT. Реализация ИОТА модуляции со многими несущими, используя IFFT и формирующий импульсы фильтр, выведена из уравнения (12), которое может быть переписано в виде

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} i^n \mathfrak{Z}(t - n\frac{T}{2}) \cdot \sum_{m=0}^{N-1} i^m x'_{m,n} e^{i\frac{2\pi}{T}mt}. \quad (13)$$

Сомножитель $\sum_{m=0}^{N-1} i^m x'_{m,n} e^{i\frac{2\pi}{T}mt}$, обозначаемый как

$X''_n(t)$, является обратным преобразованием Фурье от входных величин $i^m x'_{m,n}$, следовательно,

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} i^n \mathfrak{Z}(t - n\frac{T}{2}) \cdot X''_n(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathfrak{Z}(t - n\frac{T}{2}) \cdot X'_n(t), \quad (14)$$

где $X'_n(t) = i^n X''_n(t)$. Если функцию $X'_n(t)$ необходимо представить как дискретную последовательность, то обратное преобразование Фурье должно быть заменено на обратное дискретное преобразование Фурье (IDFT). При использовании IDFT вместо IFT число точек IDFT должно быть равно или больше числа отсчетов дискретной последовательности $x'_{m,n}$, чтобы избежать наложения [14]. Если интервал дискретизации T_s связан с длительностью дискретной последовательности T и числом точек IDFT N , как $T_s = T/N$, то переданная дискретная последовательность будет иметь вид

$$s(pT_s) = \underbrace{\sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathfrak{Z}(pT_s - n\frac{T}{2})}_{\text{IOTA pulses haping}} \cdot \underbrace{X'_n(pT_s)}_{\text{IFFT}}. \quad (15)$$

Хорошо известно, что эффективный путь реализации IDFT есть IFFT. В результате чего соотношение (14), которое соответствует ИОТА модуляции со многими несущими, может быть реализовано с помощью IFFT, с последующей фильтрацией, как следует из соотношения (15) и рис. 6. Выбор ИОТА для ММН позволяет понизить вычислительную сложность. С архитектурой и аппаратной реализацией фильтра формирования ИОТА импульсов можно ознакомиться в работе [11].

Сравнение прямоугольного и ИОТА базисов

Сравним ИОТА и прямоугольный базис относительно числа базисных функций, которые требуются по времени N_t и по частоте N_f для представления MFTN импульса.

Целью является получение обоснованных величин N_t и N_f , так чтобы представление было реализовано небольшим числом базисных функций, и в то же время восстановление было настолько близко к оригинальному MFTN символу, насколько возможно. MFTN импульс $g_{k,l}(t)$ может быть представлен с использованием

$$g_{k,l}(t) \approx \sum_m \sum_n C_{k,l,m,n} \psi_{m,n}(t). \quad (16)$$

С увеличением N_t и N_f представление MFTN импульса становится более точным, но при этом повышается вычислительная сложность. Для произведения $N_t \times N_f$ были исследованы комбинации 2×2, 3×3, 3×2, 3×4, 5×5 и 9×9 и для IOTA, и для прямоугольного базиса. Большие величины $N_t \times N_f$ не слишком привлекательны для реализации из-за высокой сложности. Более того, величины N_t и N_f не зависят от $T_\Delta F_\Delta$, а зависят от выбора базисного импульса, так как безотносительно к расстоянию между соседними импульсами каждый импульс должен быть представлен с наилучшей возможной точностью. На рис. 7 для сравнения приведены MFTN импульсы, восстановленные из IOTA и прямоугольного синусоидального базиса для двух случаев $N_t \times N_f = 3 \times 3$ и 9×9 .

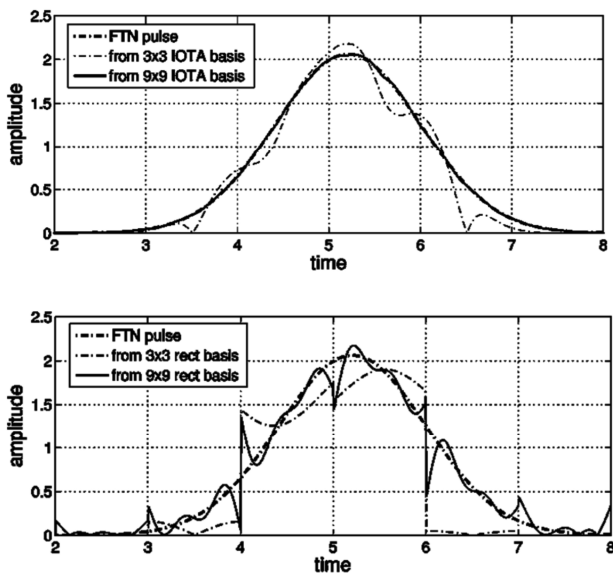


Рис. 7. Сравнение MFTN импульса длительностью $3T$, восстановленного из IOTA и прямоугольного синусоидального базиса

Верхний график на рис. 7 показывает исходный и восстановленный MFTN импульсы из IOTA базиса с использованием 3×3 и 9×9 базисных функций. Нижний график показывает восстановление с использованием тех же комбинаций из прямоугольного базиса. Восстановление с использованием 3×3 IOTA базисных функций является достаточно хорошим, тогда как при $N_t \times N_f = 9 \times 9$ исходный и восстановленный импульсы практически неразличимы. Восстановление же из 3×3 прямоугольных синусоидальных базисных функций является неудовлетворительным, тогда как при 9×9 базисных функциях восстановление лучше, но оно все же хуже, чем восстановление из 3×3 IOTA базиса. Эти выводы подтверждаются и графиками частотных характеристик восстановленных импульсов. На рис. 8 приведены спектры импульсов, восстановленных из IOTA и прямоугольного базиса на конкретной поднесущей.

ИМН (ICI), введенная представлением гауссовского импульса в IOTA базисе, значительно меньше, чем введенная при представлении прямоугольным базисом. Основной лепесток результата восстановления из IOTA базиса практически совпадает с основным лепестком

исходного MFTN импульса, тогда как при прямоугольном базисе появляется значительная ИМН. Отметим, что IOTA фильтрация уже была использована в ортогональных системах со многими несущими, чтобы обойтись без циклического расширения [9, 15], и сейчас является частью стандарта 3GPP [16]. Реальное дополнительное усложнение при MFTN передаче обусловлено необходимостью введения устройства отображения (mapper). При использовании IOTA число проекций для каждого импульса $g_{k,l}(t)$ может быть не больше 3×3 . При 3-х поднесущих и 3-х моментах времени базиса представляемый импульс сохраняет до 95,5% энергии MFTN импульса.

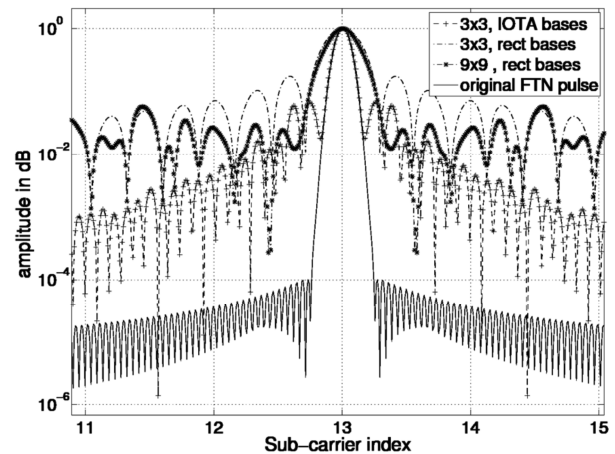


Рис. 8. Спектры исходного и восстановленных импульсов на отдельной поднесущей

Декодирование MFTN модулированных символов

Возможная схема декодирования MFTN модулированных символов должна включать в себя итерационный детектор с согласованным фильтром и систему последовательного подавления интерференции (Successive Interference Cancellation (SIC)). На рис. 9 представлена блок-схема приемника (блоки MFTN передачи выделены серым цветом).

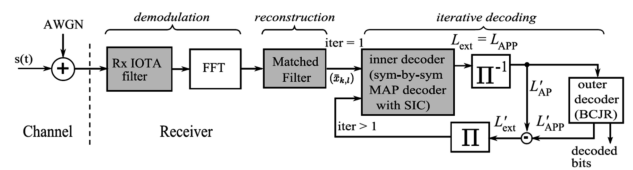


Рис. 9. Блок-схема MFTN приемника

Согласованная фильтрация для восстановления MFTN символов

Демодулированный сигнал со многими несущими представляет собой переданные проекции MFTN символов, искаженные AWGN каналом $\eta_{m,n}$. Для декодирования принятого MFTN модулированного блока в двоичную информацию она должна быть восстановлена из проекций. Аппроксимация исходного MFTN символа получается из принятых символов и предварительно вычисленных проецирующих коэффициентов для этого MFTN символа (схема интерференции определяется коэффициентами $C_{k,l,m,n}$) с использованием согласованного фильтра. Согласованный фильтр на рис. 9 восстанавли-

вает MFTN символы в соответствии с соотношением

$$\bar{x}_{k,l} = \sum_{m,n} C_{k,l,m,n} (x'_{m,n} + \eta_{m,n}), \quad (17)$$

где $x'_{m,n}$ – накопленные проекции MFTN символов, переданные через AWGN канал, $C_{k,l,m,n}$ – предварительно вычисленные проецирующие коэффициенты (они же были использованы в передатчике). Восстановленные так MFTN символы $\bar{x}_{k,l}$ не свободны от МСИ/ИМН, так как они были исходно не ортогональны, когда передавались. В результате восстановление содержит информацию об интересующем символе и интерференции (МСИ и ИМН) вместе с шумовыми компонентами. В процессе согласованной фильтрации шум, на фоне которого принимается сигнал, становится окрашенным (он обозначается как $\eta'_{k,l}$). Соотношение (17) при этом принимает вид

$$\bar{x}_{k,l} = \sum_{m,n} C_{k,l,m,n} x'_{m,n} + \eta'_{k,l}. \quad (18)$$

Подставляя выражение (9) для $x'_{m,n}$ в соотношение (18), получаем

$$\begin{aligned} \bar{x}_{k1,l1} = & \sum_{m,n} C_{k1,l1,m,n} \cdot \left(\underbrace{x_{k1,l1} C_{k1,l1,m,n}}_{\substack{\text{сигнальная составляющая} \\ \text{на } k_1, l_1}} + \right. \\ & \left. + \underbrace{\sum_{(kp,lq) \neq (k1,l1)} x_{kp,lq} C_{kp,lq,m,n}}_{\substack{\text{интерференция+шум на } k_1, l_1}} \right) + \eta'_{k1,l1}. \end{aligned} \quad (19)$$

Из (19) можно видеть, что восстановленный MFTN символ $\bar{x}_{k1,l1}$ на поднесущей k_1 в момент времени l_1 имеет сигнальный компонент $x_{k1,l1}$, интерференцию от соседних символов $x_{k2,l2}, x_{k3,l3}, \dots$ и окрашенный шум $\eta'_{k1,l1}$. Сигнальный компонент из восстановленных символов может быть получен через итерационное декодирование. Декодер должен выполнять посимвольное квазиоптимальное декодирование по максимуму апостериорной вероятности (MAP) с последовательным подавлением интерференции (как внутренний декодер) и декодирование согласно стандартному BCJR алгоритму для сверточного кода, в качестве внешнего декодера, как показано на рис. 9.

Внутренний декодер

Структура внутреннего декодера приведена на рис. 10. Внутренний декодер состоит из вычислителя мягкого выхода, SIC и LLR вычислительных блоков.

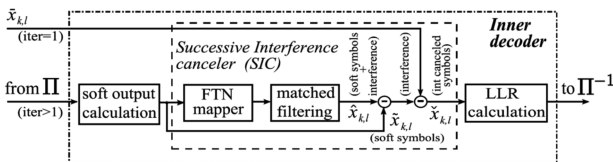


Рис. 10. Внутренний декодер и составляющие его блоки обработки

Вычисление мягкого выхода

Блок вычисления мягкого выхода мягко оценивает символы из логарифма отношения правдоподобия (LLR), полученного из внешнего декодера в виде

$$\begin{aligned} \tilde{x}_{k,l} &= \{+1 \cdot P(x_{k,l} = +1)\} + \{-1 \cdot P(x_{k,l} = -1)\} = \\ &= P(x_{k,l} = +1) - P(x_{k,l} = -1) = \\ &= (1 - P(x_{k,l} = -1)) - P(x_{k,l} = -1) = \\ &= 1 - \frac{2}{1 + e^{LLR(x_{k,l})}}, \end{aligned} \quad (20)$$

где $x_{k,l}$ – OQAM модулированные символы. Отношение правдоподобия LR и LLR определяются следующими соотношениями:

$$\text{Likelihood Ratio}(x_{k,l}) = \frac{P(x_{k,l} = +1 | \mathbf{x})}{P(x_{k,l} = -1 | \mathbf{x})} \quad (21)$$

и

$$\text{LLR}(x_{k,l}) = \ln\left(\frac{P(x_{k,l} = +1 | \mathbf{x})}{P(x_{k,l} = -1 | \mathbf{x})}\right), \quad (22)$$

где \mathbf{x} представляет собой принятую последовательность. Из соотношения (22) можно получить

$$P(x_{k,l} = -1 | \mathbf{x}) = \frac{1}{1 + e^{LLR(x_{k,l})}}. \quad (23)$$

Последовательное подавление интерференции

Концепция SIC известна, широко используется в области коммуникаций и применима к широкому классу проблем. В многопользовательских системах она может быть использована для выделения данных отдельного пользователя [17 – 19]. В настоящем контексте MFTN SIC используется для последовательного подавления МСИ и ИМН, появляющихся при MFTN передаче.

Блоки обработки в SIC для MFTN передачи показаны внутри штриховых блоков на рис. 10. Блоки SIC повторяют те, что использовались для MFTN передачи, то есть MFTN устройство отображения и согласованный фильтр. Символы $\hat{x}_{k,l}$ на выходе каскадов «устройство отображения – согласованный фильтр» представляют собой сумму сигнальной составляющей («мягкого» символа) и интерференции, которую он испытывает от соседних символов (соотношение (19)) из-за MFTN передачи. Соотношение (19) может быть выражено в виде

$$\hat{x}_{k,l} = \underbrace{\tilde{x}_{k,l}}_{\substack{\text{мягкий символ}}} + \underbrace{\sum_{(p,q) \neq (k,l)} \tilde{x}_{p,q} + \eta'_{k,l}}_{\substack{\text{интерференция+шум}}}, \quad (24)$$

где $\tilde{x}_{k,l}$ – сигнальный компонент, $\tilde{x}_{p,q}$ – компонент интерференции. Мягкие выходы ($\tilde{x}_{k,l}$) вычитаются из соответствующих выходов каскадов «устройство отображения – согласованный фильтр» (соотношение (24)) согласно соотношению

$$\hat{x}_{k,l} - \tilde{x}_{k,l} = \sum_{(p,q) \neq (k,l)} \tilde{x}_{p,q} + \eta'_{k,l}. \quad (25)$$

Поскольку оценка интерференции плюс шум вычислена, она может быть подавлена в принятых символах, чтобы оставить более чистый сигнальный компонент, определяемый соотношением

$$\underbrace{\tilde{x}_{k,l}}_{\substack{\text{симв. с под. ант.}}} = \underbrace{\hat{x}_{k,l}}_{\substack{\text{восст. симв.}}} - \underbrace{\{\hat{x}_{k,l} - \tilde{x}_{k,l}\}}_{\substack{\text{оценка ант.+шум}}}, \quad (26)$$

где $\tilde{x}_{k,l}$ – символы с подавленной интерференцией, $\{\hat{x}_{k,l} - \tilde{x}_{k,l}\}$ – оценка интерференции плюс шум, $\bar{x}_{k,l}$ –

принятые символы на выходе первого СФ (MF) после FFT (рис. 9). Символы с подавленной интерференцией $\tilde{x}_{k,l}$ теперь используются как новые принятые символы для вычисления LLR во внутреннем декодере. Во время каждой новой итерации декодирования во внутреннем декодере оценка интерференции улучшается, и устройство SIC очищает восстановленные MFTN символы от шума и интерференции, обеспечивая лучшее качество декодирования.

Вычисление LLR

Вычисление LLR во внутреннем декодере выведено в предположении, что шум является белым, поэтому уравнение для вычисления LLR при посимвольном MAP декодировании является простым (может быть найдено в [20]). LLR вычисляются согласно соотношению

$$L_{ext}\{\tilde{x}_{k,l}\} = \ln\left\{\frac{P(\tilde{x}_{k,l} = +1 | \mathbf{x})}{P(\tilde{x}_{k,l} = -1 | \mathbf{x})}\right\}, \quad (27)$$

которое может быть преобразовано к виду

$$L_{ext}\{\tilde{x}_{k,l}\} = \frac{2\tilde{x}_{k,l}}{\sigma_{N+1}^2}, \quad (28)$$

где $\tilde{x}_{k,l}$ – символ с подавленной интерференцией с размером блока $K = M \times N$. Оценка дисперсии шума плюс интерференция σ_{N+1}^2 из-за MFTN передачи вычисляется как

$$\begin{aligned} \sigma_{N+1}^2 &= \text{var}(\tilde{x}_{k,l}) - \text{var}(x_{k,l}) \\ &\approx \frac{1}{K} \sum_{k,l} \tilde{x}_{k,l}^2 - \frac{1}{K} \sum_0^{K-1} 1 \\ &= \frac{1}{K} \sum_{k,l} \tilde{x}_{k,l}^2 - 1. \end{aligned} \quad (29)$$

На первой итерации внутренний декодер вычисляет LLR, используя символы, восстановленные в процессе согласованной фильтрации, поскольку оценки интерференции нет. В последующих итерациях это делается по символам с подавленной интерференцией. Блок внутреннего декодера непосредственно вычисляет extrinsic – внешние – LLR из входных LLR. Как результат, априорные LLR не должны вычитаться на выходе внутреннего декодера (см. рис. 9).

Выбор частотного и временного расстояния при MFTN передаче

Прежде чем рассматривать качество MFTN приемника, необходимо определиться с обоснованием для выбора конкретных временных и частотных интервалов T_Δ , F_Δ . Строго говоря, хотя конкретные величины T_Δ или F_Δ важны, эффективное улучшение использования выделенного диапазона определяется произведением $T_\Delta F_\Delta$. Как результат, для любого заданного произведения $T_\Delta F_\Delta < 1$, которое обеспечивает повышенную спектральную эффективность, T_Δ и F_Δ могут теоретически принять бесконечное число значений. Однако важно выбрать расстояния по времени и по частоте такие, чтобы интерференция от MFTN символов на их соседей была минимальной по сравнению с интерфе-

ренцией при возможных других величинах временных и частотных интервалов.

Энергия E_{int} интерференции на MFTN импульс при некоторых индексах k_1, l_1 из набора окружающих MFTN импульсов $g_{k,l}(t)$, как функция T_Δ для заданного произведения $T_\Delta F_\Delta$ определяется формулой

$$\begin{aligned} E_{int}(T_\Delta) |_{T_\Delta F_\Delta = P} &= \\ &= \underbrace{\sum_{k,l} \left| \langle g_{k,l}(t), g_{k_1,l_1}(t) \rangle \right|^2}_{\text{полная энергия на } k_1, l_1} - \underbrace{\left| \langle g_{k_1,l_1}(t), g_{k_1,l_1}(t) \rangle \right|^2}_{\text{энергия символа на } k_1, l_1}, \end{aligned} \quad (30)$$

где произведение $T_\Delta F_\Delta$ принимает значения $P = \{0,4, 0,5, 0,6, 0,7, 0,9, 1,0\}$, $g_{k,l}(t)$ относится к гауссовскому импульсу $g(t)$ на поднесущей k в момент времени l на ортогональной сетке. Первый член правой части (30) дает полную интерференцию от всех MFTN импульсов $g_{k,l}(t)$ на MFTN импульс в точке k_1, l_1 . Второй член, который представляет энергию MFTN импульса в точке k_1, l_1 , вычитается для получения чистой интерференции.

На рис. 11 приведены графики зависимости энергии интерференции от MFTN символов на их соседей как функции интервала по времени T_Δ .

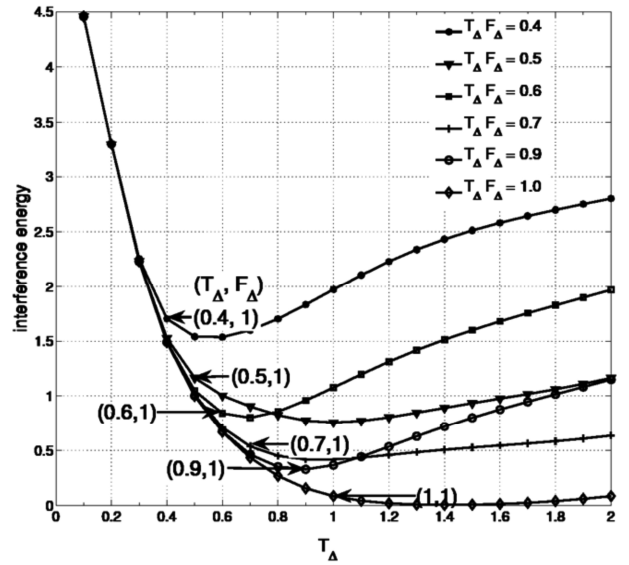


Рис. 11. Графики зависимости энергии интерференции от расстояния по времени T_Δ при разных величинах произведений $T_\Delta F_\Delta$

Каждая кривая на рис. 11 соответствует фиксированному расстоянию по частоте и по времени при $T_\Delta F_\Delta \leq 1$. По оси Y откладывается энергия интерференции, по оси X – расстояние между символами по времени T_Δ . Из рисунка видно, что когда расстояние T_Δ очень мало (импульсы очень близки друг к другу), то полная интерференция на любой символ от его соседей очень высока. Аналогично для случая, когда T_Δ велико (так как F_Δ очень мало). Эти экстремальные величины можно игнорировать, так как высокий уровень интерференции будет иметь сильное влияние на качество декодирования. Оптимальными будут те рабочие точки, где энергия интер-

ференции будет минимальна. В этих оптимальных точках наведенные МСИ и ИМН из-за MFTN передачи будут минимальными для заданного произведения $T_{\Delta}F_{\Delta}$, что улучшает качество декодирования в приемнике. Однако, иногда удобно, чтобы система работала слегка в стороне от оптимальной рабочей точки, например, при $F_{\Delta} = 1$, как показано на рис. 11. При этом за счет изменения одного параметра T_{Δ} просто получить разные значения $T_{\Delta}F_{\Delta}$. Для кривой с $T_{\Delta}F_{\Delta} = 0,5$ рабочая точка при $T_{\Delta} = 1$ является более подходящей в смысле минимальной интерференции, чем выбор $T_{\Delta} = 0,5$. Однако, иногда приходится принимать во внимание аппаратную реализацию. Однородный выбор T_{Δ} и F_{Δ} позволяет получить более простые вычислительные блоки, а также блоки, которые управляют потоками данных. Как будет показано ниже, выбранные рабочие точки дают более эффективную аппаратную реализацию, несмотря на несколько более высокую интерференцию.

Параметры модели приемника и анализ результатов моделирования

Качество работы MFTN декодера оценено путем моделирования в среде Matlab. Последовательность блоков outer encoder – interleaver – inner encoder – multicarrier modulation соответствует MFTN передатчику, показанному на рис. 6. Далее сгенерированные символы передаются через AWGN канал. Последовательность блоков приемника соответствует рис. 9. Качество измеряется в единицах отношения сигнал/шум E_b / N_0 . Во время моделирования предполагается случайное перемежение. Размер информационного блока определяется выбором числа поднесущих N и моментов времени M . Для моделирования была выбрана система с 1000 поднесущих для 20 моментов времени. Число итераций декодирования может выбираться, но было фиксировано и равно 8.

На рис. 12 представлены результаты моделирования приемника, характеризующие качество декодирования MFTN сигналов для разных интервалов передачи T_{Δ} . Из рисунка видно, что при высоких отношениях сигнал/шум характеристики приемника очень хороши и приближаются к теоретическому пределу, соответствующему графикам BER для (7, 5) сверточного кода при $T_{\Delta} = 1,0$ в гауссовском канале без интерференции [21, 22]. При меньших величинах SNR отклонения значительны, так как наведенная интерференция становится слишком сильной для подавления, когда символы собираются вместе [21, 22].

Для SNR=5дБ MFTN система, использующая $T_{\Delta} = 0,4$, имеет низкое качество по сравнению даже с более низкими уровнями SNR. Тогда как для $T_{\Delta} \geq 0,5$ оно улучшается значительно. Из рис. 12 видно, что можно использовать MFTN систему для достижения большей спектральной эффективности, когда условия канала хорошие. MFTN система обеспечивает 2-х кратное улучшение спектральной эффективности по сравнению с OFDM системой, использующей ту же модуляцию, но ценой более высокой сложности обработки в приемни-

ке. Было установлено, что 8 итераций достаточно для генерации близких к оптимальным результатов.

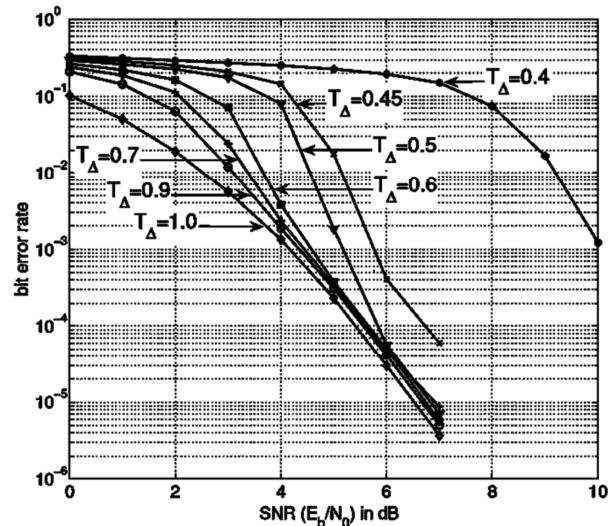


Рис. 12. Графики зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум в зависимости от интервала передачи T_{Δ} при 3×3 конфигурации процирующих коэффициентов

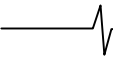
Спектрально эффективная схема мультиплексирования с частотным разделением

В первой части статьи рассматривалась система, эффективность которой повышалась за счет сокращения интервал между передаваемыми символами при неизменной величине F_{Δ} , во второй части будет рассмотрена система, в которой для повышения эффективности при неизменной скорости передачи символов будет сокращаться частотный интервал между поднесущими. Такие системы сейчас называют FDM системами с повышенной спектральной эффективностью – Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing (SEFDM) [23].

Спектральная эффективность обычно определяется как скорость передачи бит, деленная на используемую полосу частот ((бит/с)/Гц). Отсюда можно видеть, что, умножая символьный период T на коэффициент $\alpha < 1$, но удерживая расстояние между поднесущими частотами F , можно повысить спектральную эффективность (за счет возрастания битовой скорости) с коэффициентом примерно $1/\alpha$ для большого числа несущих. Здесь мы зададим спектральную эффективность новой системы как $1/\alpha$ и, следовательно, $\alpha=5/6$ означает спектральную эффективность 120% или выигрыш 20%, но интервал между символами T будет оставлен соответствующим ортогональной системе, а интервал между поднесущими F будет уменьшен в соответствии с величиной α .

Ясно, что при попытках реализации таких систем разработчики сразу сталкиваются с очевидными проблемами. К первой группе проблем можно отнести проблемы эффективной генерации и демупльтиплексирования сигналов для таких систем, так как прямое применение технологии FFT-IFFT затруднительно. Ко второй группе – проблемы детектирования сигналов в условиях резко возрастающей интерференции между поднесущими.

Рассмотрим возможные пути решения этих проблем в соответствии с работой [23]. Предположим, что система имеет N несущих частот, разделенных интервалом F .



Пусть S_i для $i \in \{0, 1, \dots, N-1\}$ будет символом (комплексное число, выбранное из используемого алфавита сообщений) на несущей i для времени $[0, t)$. Теперь, для простоты игнорируя расстройку частоты начальной несущей, переданный сигнал на интервале $[0, T]$ можно определить соотношением $B(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_k \exp[2\pi ikt/T]$. Для OFDM интерференция между частотами является нулевой, когда сигнал интегрируется по символному периоду. Вместо непрерывного сигнала $B(t)$ можно рассматривать его дискретную версию, представляющую собой отсчеты сигнала $B(t)$ в M дискретных моментах времени из набора $\{0, T/M, 2T/M, \dots, (M-1)T/M\}$. Эта последовательность является отсчетами U_m для $m \in \{0, 1, \dots, M-1\}$, то есть $U_m = B(Tm/M)$ или $U_m = \sum_{k=0}^{N-1} S_k \exp[2\pi ik(mT/M)/T] = \sum_{k=0}^{N-1} S_k \exp[2\pi ikm/M]$. Отсчеты U_m представляют собой дискретную последовательность, которая традиционно используется в OFDM передатчиках, так как она может легко быть сгенерирована с использованием FFT. Непрерывный сигнал затем получается из нее.

Теперь рассмотрим SEFDM систему, для которой $TF = \alpha < 1$. Далее мы полагаем α рациональным, то есть $\alpha = b/c$, где $b, c \in \mathbb{N}$ (множество натуральных чисел). Эквивалентное уравнение для переданного сигнала принимает вид

$$B(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_k \exp[2\pi iktb/cT], \quad (31)$$

где $B(t)$ – непрерывный сигнал в момент времени $t \in [0, T)$. Дискретная версия этого сигнала $U_m = B(Tm/M)$ принимает вид

$$U_m = \sum_{k=0}^{N-1} S_k \exp[2\pi ikmb/cM]. \quad (32)$$

Из-за коэффициента b/c процедура FFT для генерации передаваемого колебания не может быть использована напрямую. Однако существует сравнительно простой способ построения передатчика и декодера, основанный на предположении, что SEFDM система с рациональным α состоит из отдельных перемежающихся OFDM систем.

Представление SEFDM системы

В работе [23] предложено рассматривать систему SEFDM в виде нескольких перемежающихся OFDM систем, как показано на рис. 13.

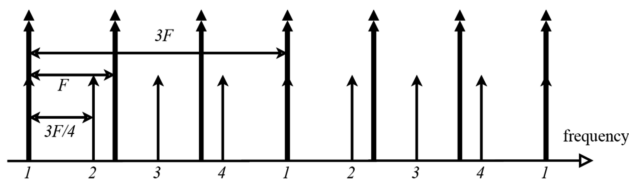


Рис. 13. Диаграмма расположения частот системы SEFDM при $\alpha = 3/4$ (малые стрелки) и системы OFDM (большие стрелки)

На рисунке большие вертикальные двойные стрелки отображают поднесущие OFDM системы с символьным

периодом T и частотным интервалом F . (Напомним, что OFDM система имеет $TF=1$, а SEFDM система имеет $TF = \alpha < 1$.) Меньшие одиночные стрелки соответствуют частотам SEFDM системы с тем же символьным периодом T и частотным интервалом $\frac{3}{4}F$ ($\alpha = 3/4$). Из рис. 13 можно видеть, что SEFDM частоты, отмеченные цифрами 1 по горизонтальной оси, точно согласуются с OFDM частотами, разделенными интервалом $3F$. Другими словами, эти частоты SEFDM соответствуют OFDM системе, которая передает символы только на каждой третьей несущей. Частоты, отмеченные цифрами 2, также формируют OFDM систему, расстроенную по частоте от первой на $\frac{3}{4}F$ и так далее. В общем, если α является рациональным числом $\alpha = b/c$ и $b < c \in \mathbb{N}$ (где \mathbb{N} – множество натуральных чисел), то система SEFDM может рассматриваться как с чередующихся OFDM систем, каждая из которых передает символы на каждой b -й несущей и расстроена одна относительно другой на частоту $\frac{b}{c}F$. Этот принцип будет использован при разработке передатчика и декодера.

Структура SEFDM передатчика

Генерация SEFDM сигналов с использованием IDFT была предложена в [24]. Аппаратная реализация такого передатчика рассмотрена в [25]. Так как SEFDM сигнал может быть описан совокупностью перекрывающихся независимых повернутых (rotated) OFDM сигналов, то можно показать, что SEFDM передатчики могут быть построены с использованием OFDM технологий генерации, в которых сигналы эффективно генерируются на основе IDFT [26]. Пример структурной схемы передатчика, вырабатывающего SEFDM сигнал путем суммирования с повернутых сигналов OFDM, приведен на рис. 14.

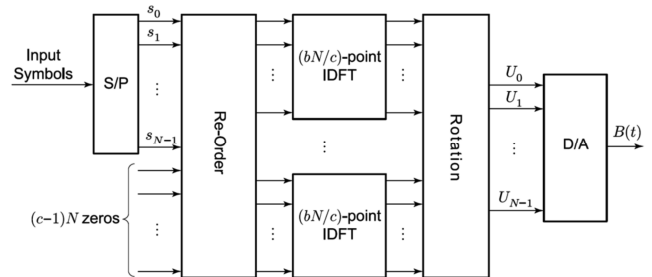


Рис. 14. IDFT реализация SEFDM передатчика

Алгоритм работы SEFDM приемника/декодера

Задачей приемника является восстановление переданных символов путем декодирования сигналов чередующихся OFDM систем. При этом необходимо обеспечить подавление интерференции от других составляющих систем OFDM. По этой причине такой декодер называется stripe decoder – полосовым декодером [23]. Отметим, что приводимый синтез приемника/декодера является эвристическим. Никакого доказательства сходности используемого алгоритма в проанализированных работах не приводится. Однако следует отметить, что приемник/декодер оказывается работоспособным при компьютерном моделировании.

Рассмотрим последовательность операций, необхо-

димых для восстановления переданных символов. Для этого будем считать, что система SEFDM имеет N поднесущих и $\alpha = b/c$. Пусть U будет принятым сигналом (пока без шума). Если система является системой OFDM, то декодирование выполняется просто. Принятые частоты ортогональны, и IDFT восстанавливает символы на каждой несущей. В рассматриваемом случае, если символы для $c-1$ перемешанных OFDM систем известны, то символы оставшейся OFDM системы могут быть получены вычитанием той части сигнала U , которая приходит от $c-1$ OFDM систем с известными символами, и последующим формированием обратного DFT. Если $U(k)$ есть сигнал, приходящий от k -й OFDM системы, то $U - \sum_{k=1}^{c-1} U(k)$ является сигналом, приходящим от OFDM системы $U(0)$. IDFT от $U(0)$ восстанавливает соответствующие символы. Тот же самый процесс будет необходим, если будут известны $U(0), U(2), \dots, U(c-1)$, и надо восстановить $U(1)$. В этом случае перед IDFT должен быть сделан частотный сдвиг $R(1)$. Следует отметить, что если сигнал U искажен белым шумом, рассмотренный процесс может быть использован для получения максимально правдоподобной оценки переданных символов путем округления к ближайшему символу алфавита. Оценки символов для c чередующихся OFDM систем затем улучшаются. Новые оценки вырабатываются вычитанием сигнала от $c-1$ других OFDM систем и формированием IDFT с предварительным частотным сдвигом. Это повторяется в течение J итераций. Получающиеся оценки являются мягкими, не совпадающими с символами используемого алфавита вплоть до последней стадии процесса, когда на полученные оценки отображаются ближайшие символы используемого алфавита.

В целом, алгоритм детектирования может быть записан в виде следующей последовательности действий.

1. Полагаем оценки символов \hat{S} равными $0+0i$.
2. Принимаем $j:=1$ (j – счетчик итераций).
3. Принимаем $\hat{S}(0), \hat{S}(1), \dots$ в качестве оценок символов с перемешанных OFDM систем. Для каждой из c систем по порядку удаляем часть сигнала, генерируемую всеми символами в \hat{S} кроме $\hat{S}(k)$. Используем результат удаления для новой оценки $\hat{S}(k)$ и, следовательно, новой \hat{S} .
4. Если $j < J$, то $j := j+1$ и идем к шагу 3.
5. Окончательно, \hat{S} округляется к ближайшему символу алфавита для каждого оцениваемого символа.

Результаты моделирования

Численное моделирование было выполнено для определения характеристик передающей и декодирующей систем. SEFDM система характеризуется числом несущих N в одном символьном периоде, объемом символьного алфавита, числом отсчетов, полученных для декодирования за один символьный период, коэффициентом сжатия $\alpha = b/c$, отношением сигнал/шум E_b/N_0 . Как отмечалось ранее, спектральная эффективность

SEFDM системы по сравнению с OFDM составляет $1/\alpha$. Так что для $\alpha = 5/6$ спектральная эффективность повышается на 20%, а для $\alpha = 4/5$ – на 25%.

При моделировании системы SEFDM были реализованы три схемы декодирования. Первой является «stripe» схема декодирования. Вторым используемым методом был метод максимального правдоподобия (несмотря на его вычислительную сложность). Третьим был метод сферического декодирования. Для сравнения оценивались погрешности передачи системы OFDM с обычной спектральной эффективностью.

На рис. 15 [23] приведены зависимости вероятности ошибки BER от отношения сигнал/шум E_b/N_0 (dB) для системы OFDM и SEFDM систем с параметрами эффективности $\alpha = 5/6$ и $\alpha = 4/5$.

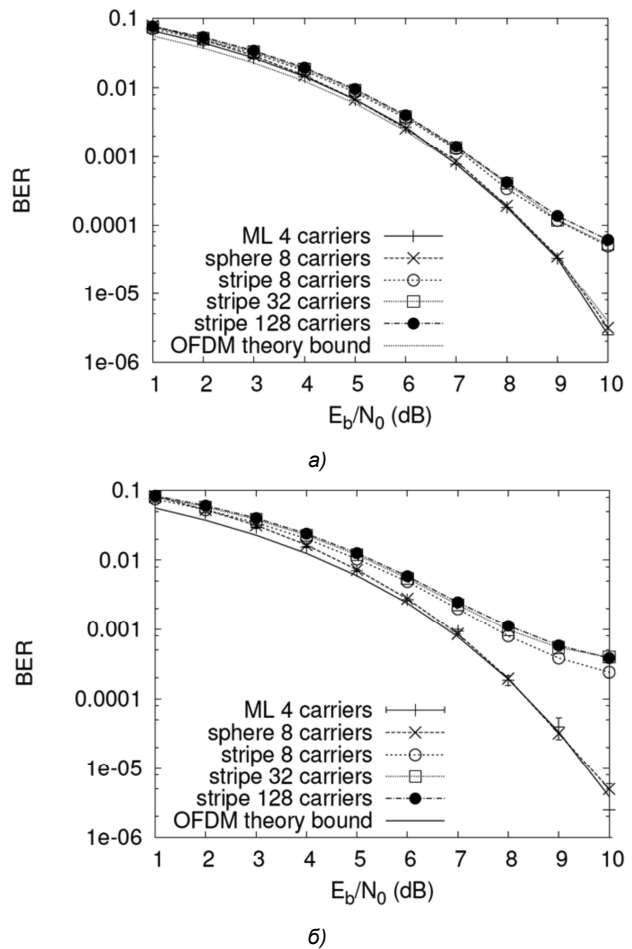
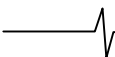


Рис.15. Зависимости вероятности ошибки BER от отношения сигнал/шум для систем с 4-QAM, $\alpha = 5/6$ (а) и $\alpha = 4/5$ (б)

Из рис. 15 а видно, что при небольшом числе поднесущих ML сферический и полосовой детекторы при повышенной спектральной эффективности ($\alpha = 5/6$) обеспечивают вероятность ошибки, близкую к BER системы OFDM. С увеличением числа поднесущих вероятность ошибки возрастает.

Для системы со спектральной эффективностью $5/4$ (рис. 15 б) ML и сферический детектор продолжают обеспечивать вероятность ошибки, близкую к вероятности ошибки системы OFDM, в то время как для полосового детектора вероятность ошибки существенно повышается.



Из приведенных результатов можно заключить, что используемые принципы позволяют строить системы с повышенной спектральной эффективностью, однако возможности их реализации сильно зависят от используемых схем детектирования.

Получение хороших решений для проблемы декодирования является сложной задачей. В этом направлении были предложены различные подходы. Некоторыми из известных решений для проблемы декодирования являются: zero forcing (ZF) [27, 28], minimum mean squared error (MMSE) [29], the sphere decoder [30, 31] и semi-definite relaxation (SDR) [32, 33]. Maximum likelihood methods имеют очень большую сложность и не могут быть использованы на практике, за исключением случая небольших систем. Методы, такие как SDR, MMSE и ZF, имеют меньшую сложность, но дают худшие вероятности ошибок, особенно когда уровень шума высок или число поднесущих велико [28]. Поэтому они с малой вероятностью могут быть полезными в системах со многими несущими или практическими уровнями шума. В противоположность им, the sphere decoder (SD) является методом динамического программирования, который может достичь оптимального решения. SD исследовался в работах [31, 34]. Были получены обнадеживающие результаты по использованию SD для SEFDM. В работе [35] развит квазиоптимальный детектор на основе SD, использующий semi-definite programming для снижения сложности SD. В работах [36] и [37] предложено использовать fixed complexity sphere decoders (FSD) и затем комбинацию FSD и truncated singular value decomposition (SVD) для решения проблемы переменной сложности SD при сохранении приемлемой вероятности ошибок.

SD имеет два основных недостатка, которые были лишь частично преодолены. Он требует обращения плохо обусловленных матриц (эту проблему помогает решить метод регуляризации, основанный на введении дополнительного шума), и его сложность не является фиксированной [38, 39]. Время вычислений для SD может значительно ухудшиться при большом числе несущих или малом α . Следовательно, практическая реализация может быть возможна только при очень специфических условиях, для относительно малой размерности сигнала ($N \leq 32$) и при высоком отношении сигнал/шум.

С учетом изложенного можно отметить, что вопросы детектирования сигналов в системах SEFDM практически остаются открытыми. Открытыми являются и другие вопросы, возникающие при практическом использовании высокоэффективных систем связи. Это касается вопросов синхронизации, приема сигналов в быстро меняющихся каналах с рассеянием и других.

Заключение

В статье рассмотрены два направления повышения спектральной эффективности систем связи со многими несущими. Проанализированы принципы построения таких систем, приведены результаты моделирования, из которых следует, что рассматриваемые системы при определенных условиях могут обеспечить существенное повышение эффективности использования выделяемых частотных диапазонов. Направления активно

развиваются. Особое внимание уделяется возможностям практической реализации предлагаемых принципов и алгоритмов, хотя многие проблемы еще не решены.

Литература

1. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шумов А.П. Вопросы повышения спектральной эффективности систем связи: неортогональная передача // Цифровая обработка сигналов. 2013. №4. С. 55-64.
2. Fredrik Rusek and John B. Anderson, "Multistream Faster than Nyquist Signaling," IEEE Trans. Commun., vol. 57, no. 5, May 2009, pp. 1329-1340.
3. J.E. Mazo, "Faster-than-Nyquist Signaling," Bell Syst. Tech. J., vol. 54, pp. 1451-1462, Oct. 1975.
4. Rusek F. and Anderson J.B. "The Two Dimensional Mazo Limit," Proc., 2005 IEEE Int. Symp. Information Theory, Adelaide, pp. 970-974, Sept. 2005.
5. Chang R. W. High-speed multichannel data transmission with bandlimited orthogonal signals. Bell System Technical Journal, 45:1775-1796, Dec 1966.
6. Saltzberg B. Performance of an efficient parallel data transmission system. IEEE Trans. on Communication Technology, 15(6):805-811, Dec. 1967.
7. M. Bellanger and J. Daguet. TDM-FDM Transmultiplexer: Digital Polyphase and FFT. IEEE Trans. on Communications, 22(9):1199-1205, Sep. 1974.
8. H. Bolcskei. Orthogonal Frequency Division Multiplexing based on offset QAM, pages 351-352. Birkhauser, 2003.
9. B. Le Floch, M. Alard, and C. Berrou. Coded Orthogonal Frequency Division multiplex. Proceedings of the IEEE, 83(6):982-996, Jun. 1995.
10. P.K. Remvik and N. Holte. Carrier frequency offset robustness for OFDM systems with different pulse shaping filters. In IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM), volume 1, pages 11-15, Nov. 1997.
11. D. Dasalukunte, Multicarrier Faster-than-Nyquist Signaling Transceivers. Ph.D. dissertation, Lund University, 2012.
12. P. Siohan, C. Siclet, and N. Lacaille. Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory. IEEE Trans. on Signal Processing, 50(5):1170-1183, May. 2002.
13. M. Muck and J. P. Javadin. Advanced OFDM modulators considered in the IST-WINNER framework for future wireless systems. In 14th IST Mobile and Wireless Communications Summit conference, 2005.
14. J. G. Proakis and D. G. Manolakis. Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications. Prentice-Hall, Inc., 3 edition, 2004.
15. J. P. Javadin and D. Lacroix. Technical description of the OFDM/IOTA modulation. Technical Report R1-03-168, France Telecom R&D, 2003.
16. 3GPP. Feasibility Study for Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) for UTRAN enhancement. Technical Report TR 25.892 V6.0.0, 3rd Generation Partnership Project, Jun. 2004.
17. S. Verdu. Multiuser Detection. Cambridge University Press, 1998.
18. M.C. Reed, C.B. Schlegel, P.D. Alexander, and J.A.

Asenstorfer. Iterative multiuser detection for CDMA with FEC: near-singleuser performance. *IEEE Trans. on Communications*, 46:1693–1699, Dec. 1998.

19. X. Wang and H. V. Poor. Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA. *IEEE Trans. on Communications*, 47:1046–1061, Jul. 1999.

20. S. Lin and D. J. Costello. *Error Control Coding*. Prentice-Hall, Inc., 2 edition, 2004.

21. F. Rusek. Partial response and faster-than-Nyquist signaling. PhD thesis, Dept. of Electrical and Information Technology, Lund University, 2007.

22. I. Lee. The effect of a precoder on serially concatenated coding systems with an ISI channel. *IEEE Transactions on Communications*, 49(7):1168–1175, Jul. 2001.

23. Clegg, R. G., Isam, S., Kanaras, I., & Darwazeh, I. (2012). A practical system for improved efficiency in frequency division multiplexed wireless networks. *IET Communications*, 6 (4), 449-457. doi:10.1049/iet-com.2011.0365

24. S. I. A. Ahmed and I. Darwazeh, "IDFT Based Transmitters for Spectrally Efficient FDM System," in London Communication Symposium, Sep. 2009.

25. M. R. Perrett and I. Darwazeh, "Flexible hardware architecture of SEFDM transmitters with real-time non-orthogonal adjustment," *Proc. of Int. Conference on Telecommunications*, 2011.

26. S. Weinstein and P. Ebert, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 19, no. 5, pp. 628–634, Oct 1971.

27. V. Pammer, Y. Delignon, W. Sawaya, and D. Boulinguez, "A low complexity suboptimal MIMO receiver: The combined ZF-MLD algorithm," *14th IEEE Proceedings on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2003. PIMRC 2003, vol. 3, pp. 2271–2275 vol.3, 7-10 Sept. 2003.

28. I. Kanaras, A. Chorti, M. Rodrigues, and I. Darwazeh, "A combined MMSE-ML detection for a spectrally efficient non orthogonal FDM signal," *5th International Conference on Broadband Communications, Networks and Systems*, 2008. BROADNETS 2008., pp. 421–425, Sept. 2008.

29. Y.-P. Lin and S.-M. Phoong, "MMSE OFDM and prefixed single carrier systems: BER analysis," in *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 2003, ICASSP '03, IEEE, Hong Kong, Apr. 2003, pp. 229–232.

30. E. Viterbo and J. Boutros, "A universal lattice code decoder for fading channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1639–1642, Jul 1999.

31. I. Kanaras, A. Chorti, M. Rodrigues, and I. Darwazeh, "Spectrally Efficient FDM Signals: Bandwidth Gain at the Expense of Receiver Complexity," *IEEE International Conference on Communications*. ICC 2009. Proceedings, June 2009.

32. W.-K. Ma, P.-C. Ching, and Z. Ding, "Semidefinite

relaxation based multiuser detection for M-ary PSK multiuser systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 10, pp. 2862–2872, Oct. 2004.

33. I. Kanaras, A. Chorti, M. Rodrigues, and I. Darwazeh, "An Investigation of Semidefinite Programming Detection for a non orthogonal FDM system," *20th Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium 2009, IEEE PIMRC'09, Japan, Tokyo, September 2009*.

34. I. Kanaras, A. Chorti, M. Rodrigues, and I. Darwazeh, "A New Quasi-Optimal Detection Algorithm for a Non Orthogonal Spectrally Efficient FDM," in *9th International Symposium on Communications and Information Technologies 2009, IEEE ISCIT 2009, Incheon, Korea, September 2009*.

35. I. Kanaras, A. Chorti, M. R. D. Rodrigues, and I. Darwazeh, "A Fast Constrained Sphere Decoder for III Conditioned Communication Systems," *IEEE Communications Letters*, vol. 14, no. 11, pp. 999–1001, 2010.

36. S. Isam and I. Darwazeh, "Design and Performance Assessment of Fixed Complexity Spectrally Efficient FDM Receivers," in *IEEE 73rd Vehicular Technology Conference (IEEE VTC'11)*, 2011.

37. S. Isam, I. Kanaras, and I. Darwazeh, "A Truncated SVD Approach for Fixed Complexity Spectrally Efficient FDM Receivers," in *IEEE Wireless Communications & Networking Conference (IEEE WCNC'11)*, 2011.

38. B. Hassibi and H. Vikalo, "On the sphere-decoding algorithm I. Expected complexity," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 8, pp. 2806–2818, Aug. 2005.

39. J. Jalden and B. Ottersten, "On the complexity of sphere decoding in digital communications," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 4, pp. 1474–1484, April 2005.

PROBLEMS AND METHODS OF COMMUNICATION SYSTEMS SPECTRAL EFFICIENCY INCREASING: ORTHOGONAL TRANSMISSION

Bakulin M.G., Kreindelin V.B., Shumov A.P.

Spectral efficiency is a key design issue for all wireless communication systems. Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is a very well-known technique for efficient data transmission over many carriers overlapped in frequency. Recently, several papers have appeared which describe spectrally efficient techniques for multi-carrier systems where the condition of orthogonality is dropped.

Proposed techniques suffer from high complexity or high error rates because of the inter-carrier interference. This work addresses to problems of transmitter and receiver architectures whose design is based on using high efficient OFDM technologies. Results of detailed simulation of systems with different signal types and carrier dimensions are presented.

ДЕКОМПОЗИЦИЯ НА ЭМПИРИЧЕСКИЕ МОДЫ В ЗАДАЧЕ КРАТКОСРОЧНОГО ПРОГНОЗИРОВАНИЯ МНОГОМЕРНЫХ ВРЕМЕННЫХ РЯДОВ ГЕОФИЗИЧЕСКОЙ ПРИРОДЫ

*Запорожцев И.Ф., аспирант Мурманского государственного технического университета,
e-mail: zaporozhtsev.if@gmail.com;*

*Серёда А.-В.И., д.т.н., профессор Мурманского государственного технического университета,
e-mail: seredavi@mstu.edu.ru*

Ключевые слова: краткосрочный прогноз, пространственное распределение физической характеристики, кластеризация, аномалии уровня моря, Арктика.

Введение

Моделирование природных динамических процессов в большинстве случаев приводит к построению многопараметрических математических моделей, например, в виде систем дифференциальных уравнений [1-2]. Зачастую параметры таких моделей не могут быть измерены или оценены с приемлемой точностью, что существенно снижает практическую ценность таких построений для прикладных исследований. В качестве альтернативы используется подход, основанный на формировании и анализе многомерных временных рядов по регулярно обновляемым данным естественно-научной природы, накапливаемым в заданной пространственной области и отражающих пространственно-временную изменчивость той или иной характеристики исследуемого динамического процесса. Такой подход особенно эффективен в случаях, когда природная динамическая система (область атмосферы, акватория океана и т.д.) испытывает большое количество трудно фиксируемых в отдельности внешних воздействий, а среди многочисленных характеристик состояния этой системы практический интерес представляют лишь некоторые из них. Известные методы анализа многомерных временных рядов, как правило, представляют собой обобщения методик статистического анализа их одномерных аналогов. В результате, к каждому ряду применяются ограничения, связанные, прежде всего, с требованием стационарности, так как корректность статистических моделей (например, *ARIMA* [3]), обоснована именно для рядов этого класса. Основным инструментом прогностической деятельности являются на практике линейные регрессионные модели [3]. В рамках моделей, основанных на идее максимального подобия [4], ряды рассматриваются либо в значительной мере изолированно друг от друга, либо в системе, но без использования информации о специфике пространственного распределения исследуемой характеристики. Методики анализа пространственно-временной изменчивости с помощью генетических алгоритмов [5] или эмпирических ортогональных функций (по сути, метода главных компонент) [6] также не предполагают учёта про-

Рассматриваются две аддитивные модели многомерного временного ряда: модель, полученная в результате выполнения многомерного сингулярного спектрального анализа (MSSA), и модель, построенная как декомпозиция ряда на эмпирические моды (EMD). Первая модель предполагает также экстраполяцию рядов по линейным рекуррентным формулам, а вторая может быть использована лишь как элемент предобработки при решении задачи прогноза. Авторами делается попытка совместного использования моделей класса EMD и MSSA при решении задачи краткосрочного прогноза, что является новизной публикации, а также предлагается сравнительный анализ результатов экстраполяции многомерных временных рядов, предобработанных в соответствии с различными модификациями EMD. Целевой характеристикой для экспериментов выбраны аномалии уровня моря, исследуемая область – некоторая акватория Арктики.

странственного расположения пунктов, проводимые измерения в которых и образуют эти ряды. Таким образом, важной задачей является корректное формирование многомерного ряда, предполагающее, как минимум, что объединяемые в систему одномерные временные ряды должны удовлетворять определённым количественным критериям, а сама система должна быть физически интерпретируемой. В данной работе будем полагать, что временные ряды в пространственном отношении соответствуют узлам некоторой регулярной сетки, описание которой, а также способ построения многомерного ряда представлены в следующем разделе.

Формирование многомерного временного ряда

В прямоугольной пространственной области $\Omega = [a, b] \times [c, d] \subset R^2$ задана регулярная сетка $\Delta = \Delta x \times \Delta y$, где:

$$\Delta_x = \{x_k \mid a = x_0 < \dots < x_n = b, x_k = x_{k-1} + h_x, k=1, 2, \dots, n\};$$

$$\Delta_y = \{y_k \mid c = y_0 < \dots < y_m = d, y_k = y_{k-1} + h_y, k=1, 2, \dots, m\}.$$

Так как значения любой характеристики, измеренные в узлах этой сетки в выбранный момент времени, удобно представлять в виде матрицы, а географические координаты узлов не важны для дальнейших расчётов, регулярная сетка может быть определена как множество пар индексов (строчного и столбцового) соответствующих узлов:

$$G = [1, d_x] \times [1, d_y] \subset N^2, \text{ где } d_x = m + 1 \text{ и } d_y = n + 1.$$

Очевидно, что при таком определении сетки G её шаг по обеим осям равен единице.

Для каждого узла сетки G известен временной ряд, отражающий временную изменчивость целевой харак-

теристики исследуемого динамического процесса, причём временные ряды для каждого из узлов сформированы единообразно: совпадают стартовый временной отсчёт, шаг по времени между измерениями и анализируемая длина временного ряда (временной интервал или количество отсчетов). Такой подход к формированию временных рядов позволяет говорить, что в области Ω задан многомерный временной ряд $F_T = (F_T^1, F_T^2, \dots, F_T^s)$ длины T , где $s = d_r \cdot d_c$. Понятно, что в силу упомянутых ограничений, ряд F_T может быть сформирован по измеренным данным, вероятно, лишь в результате некоторой их аппроксимации.

Методика прогноза

Основным прогностическим средством в данной работе является метод K -продолжения многомерного временного ряда, предполагающий проведение многомерного сингулярного спектрального анализа (далее метод *MSSA* [7]). Известно, что метод *MSSA* имеет преимущество перед своим одномерным аналогом из класса *SSA* только при работе с системой согласованных одномерных временных рядов. Под согласованностью понимается сходство собственных троек сингулярного разложения траекторной матрицы каждого из анализируемых рядов в отдельности, из чего следует существенная близость слагаемых аддитивной модели каждого ряда. Кроме того, желательно обеспечить стационарность исследуемых временных рядов, хотя это требование не является обязательным.

В этой связи предлагаемая вниманию методика формирования прогноза предполагает предварительную подготовку многомерного временного ряда к использованию метода *MSSA*. Эта подготовка включает в себя разбиение (кластеризацию) исследуемого многомерного временного ряда на конечное число подмножеств временных рядов, удовлетворяющих заданному критерию согласованности и необходимую предобработку временных рядов (удаление выбросов, сглаживание, взятие разностей, разложение на аддитивные составляющие и т.д.). Рассмотрим указанные составляющие подготовки более детально.

Кластеризация

Кластеризация предполагает разбиение множества временных рядов, образующих исходный многомерный ряд, на конечное число групп, соответствующих так называемым кластерам. Под кластером понимается такая односвязная пространственная область, что для временных рядов, соответствующих принадлежащим этой области узлам пространственной сетки G , количественное значение некоторого критерия согласованности (сходства) превышает наперед заданное значение. Каждому выделенному кластеру соответствует многомерный (кластерный) временной ряд, который из соображений удобства также будет иметь обозначение $F_T = (F_T^1, F_T^2, \dots, F_T^s)$, где s равно числу принадлежащих кластеру узлов прямоугольной сетки G .

Введенное понятие кластера позволяет при необходимости использовать этот термин, как для множества принадлежащих ему узлов, так и для соответствующего

ему множества временных рядов – кластерного многомерного временного ряда. Каждый из сформированных в результате кластеризации кластерных многомерных временных рядов, объединяет в определенном смысле более согласованные одномерные ряды, чем соответствующий всей области G многомерный временной ряд. Это позволяет ожидать большей эффективности использования для их последующей обработки метода *MSSA*.

При группировке (кластеризации) одномерных временных рядов в качестве критерия степени их согласованности будем использовать значение коэффициентов кросс-корреляции [8-9]. Кроме того, будем руководствоваться следующими правилами:

1) можно группировать узлы, находящиеся внутри прямоугольных областей, так как исходная регулярная сетка является прямоугольной;

2) коэффициент кросс-корреляции, вычисленный для любой пары узлов (то есть для соответствующей пары временных рядов) одного кластера, не должен быть меньше наперед заданного порогового значения;

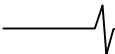
3) для любой пары узлов одного кластера наибольшее значение коэффициента корреляции для заданных фрагментов соответствующих им рядов должно приходиться на нулевой лаг;

4) кластеры можно укрупнять, объединяя прямоугольные кластеры в соответствии с заданным алгоритмом: объединяются пары имеющих общую пространственную границу кластеров с наибольшим значением наименьшего коэффициента кросс-корреляции, который вычисляется для пар узлов (то есть для соответствующих пар временных рядов), взятых из разных кластеров.

Предобработка временных рядов

Для повышения качества решения задачи прогнозирования значений временного ряда на заданный горизонт целесообразно, как уже отмечалось, осуществить предобработку ряда: удаление выбросов, сглаживание, взятие разностей, разложение на аддитивные составляющие. Кроме того, линейные регрессионные модели (в *MSSA* используется модель этого класса) наиболее эффективны для стационарных временных рядов. В этой связи предлагаемая в работе схема предобработки имеет в своей основе использование метода эмпирической модовой декомпозиции (*EMD* [10]). Важно отметить, что этот метод разложения на аддитивные составляющие сам по себе не позволяет выполнять прогноз, однако зачастую применяется на подготовительном этапе в том числе для прогноза климатических, метеорологических и океанологических характеристик [11]. Суть *EMD* сводится к систематическому построению верхней и нижней огибающих одномерного временного ряда: кривых, проходящих через локальные минимумы и максимумы. При этом аддитивные компоненты ряда (эмпирические моды) формируются в результате вычитания полусумм огибающих из ряда. Построение огибающих осуществляется посредством интерполяции, например, естественными кубическими сплайнами.

Общим недостатком всех существующих методов, основанных на интерполяции, в рамках *EMD* является краевой эффект [12]: необходимо либо использовать первый и



последний отсчеты ряда и включать их как граничные точки на интерполяционной кривой, либо дополнять ряд экстремумами, выходя за пределы ряда. В последнем случае придется использовать временные отсчеты, для которых данных нет, что не приемлемо при решении задачи прогнозирования. В этой работе предлагается использовать граничные точки ряда как точки на огибающих. На обеих границах при сплайн-интерполяции естественно требовать наличие нулевой второй производной. Это требование можно поставить под сомнение из соображений качества прогноза: для сравнения результатов можно использовать, например, условие нулевой первой производной.

EMD направлен на выделение именно ортогональных компонент в разложении ряда. Процесс построения таких аддитивных составляющих получил название просеивания.

Последовательно генерируемые разности ряда и полусуммы его огибающих будут иметь большую степень стационарности, чем исходный ряд, поэтому можно предположить, что использование линейной регрессионной модели *MSSA* к аддитивным составляющим, выделяемым в рамках идей *EMD*, будет более эффективным. Компоненты каждого одномерного ряда с одинаковыми номерами формируют новые многомерные временные ряды, к каждому из которых применяется *MSSA*, а результаты прогноза для каждого из них суммируются с целью получения итогового значения.

Важно отметить, что метод *EMD* был разработан для одномерных временных рядов. В процессе просеивания определяется количество аддитивных компонент каждого ряда в отдельности. Очевидно, что сильная положительная корреляционная связь не может быть гарантией совпадения аддитивных моделей всех рядов многомерного временного ряда по структуре (числу компонент). Структурная несогласованность моделей для одномерных рядов системы приводит либо к невозможности применения *MSSA* для анализа многомерного временного ряда, либо к необходимости отбрасывания некоторых компонент разложения для части рядов, что не может быть физически интерпретируемо.

Для адаптации *EMD* к задаче многомерного прогноза можно использовать следующие модификации:

1) отказаться от процесса просеивания (и ортогональности компонент, как следствие), введя критерий останова, гарантирующий одно и то же число компонент в разложении всех рядов;

2) строить огибающие так, чтобы они проходили через точки, у которых номера временных отсчетов были бы одинаковы для всех рядов.

Далее будут представлены эксперименты для следующих модификаций первого типа:

1) разложение каждого временного ряда, входящего в исследуемый многомерный ряд, на 4 компоненты: три из них являются полусуммами огибающих, а четвертая – остаток;

2) разложение каждого ряда на 4 компоненты: первые три формируются в результате сплайн-интерполяции через точки, полученные при вычислении полусуммы кусочно-линейных огибающих, а последняя – остаток.

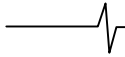
В настоящее время можно выделить две основные работы [13-14] по адаптации идей *EMD* для многомерного случая (в общем виде). Если в процессе декомпозиции стремиться выделять в достаточной степени ортогональные и стационарные компоненты, то можно принять подход из статьи [13]. Рассмотрим вектор-функцию $F(t)$, которая вводится для интерполяции значений многомерного временного ряда FT и является непрерывно дифференцируемой, $F(t) \in C^1$:

Так как понятие экстремума для вектор-функций в общем случае не определено, авторы [13] предлагают понятие экстремумов осцилляции (oscillation extrema) как множества локальных минимумов скалярной функции $\beta(t) : \beta(t) = \left\| \frac{dF}{dt} \right\|^2$, где $\|\cdot\|$ используется для обозначения евклидовой нормы. Легко видеть, что множество экстремумов осцилляции в случае скалярной функции $F(t)$ включает в себя как экстремумы в классическом смысле, так и седловые точки этой функции. Для каждого временного ряда в отдельности строится пара огибающих, одна из которых проходит через экстремумы осцилляции с четными номерами, а другая – с нечетными. Граничные точки каждого ряда также используются для вычисления огибающих. Важно, что все огибающие в качестве узловых точек используют одни и те же временные отсчеты.

Вычислительный эксперимент

Для оценки практической эффективности предлагаемой методики анализа и прогнозирования многомерного временного ряда была проведена серия вычислительных экспериментов для различных сочетаний и модификаций конкретных реализаций основных ее составляющих. Результаты представлены в таблице:

Обозначение	Характеристика
MSSA	Многомерное K -продолжение, инструмент многомерного сингулярного спектрального анализа
MEMD _{1d} MEMD _{2d}	Многомерный вариант декомпозиции на эмпирические моды, использующий множество экстремумов осцилляции для интерполяции; огибающие строятся с помощью сплайнов, условие на границе (нижний индекс в названии) – нулевая первая производная (1d) или вторая (2d); прогноз для каждой многомерной эмпирической моды проводится по MSSA
E _{1d} E _{2d}	Аддитивными компонентами объявляются три последовательно взятые полусуммы огибающих, построенных путём сплайн-интерполяции, а также остаток ряда, полученный в результате серии вычитаний; прогноз компонент по MSSA; нижний индекс интерпретируется аналогично предыдущему пункту
LE _{1d} LE _{2d}	Аддитивными компонентами объявляются три последовательно взятые полусуммы огибающих и остаток; в отличие от предыдущего пункта огибающие являются кусочно-линейными функциями, а их полусумма вычисляется только в точках локальных экстремумов, а затем интерполируется сплайнами; прогноз компонент по MSSA; нижний индекс интерпретируется аналогично предыдущему пункту



Прогноз для каждого временного отсчёта в кластере выполняется по фрагменту ряда длиной N на заданный горизонт h с помощью рекурсивного оператора $MSSA$. Прогнозные значения также образуют многомерный ряд с количеством отсчетов, равным h :

$$\tilde{F}_h(t) = (\tilde{F}_h^1(t), \dots, \tilde{F}_h^s(t)) = MSSA(F_N(t_0), \dots, F_N(t-1))$$

...

$$\begin{aligned} \tilde{F}_h(t+h-1) &= MSSA^h(F_N(t_0), \dots, F_N(t-1)) = \\ &= MSSA^{h-1}(F_N(t_0+1), \dots, F_N(t-1), \\ &MSSA(F_N(t_0), \dots, F_N(t-1))) \end{aligned}$$

О точности прогноза для кластерного многомерного временного ряда можно судить по нормированной относительной ошибке: абсолютной ошибке, делённой на разность $D(T)$ наибольшего и наименьшего значений всех временных рядов длины T , формирующих исследуемый многомерный временной ряд:

$$D(T) = \max_{i=1, \dots, s} \left\{ \max_{t \leq T} F_T^i(t) - \min_{t \leq T} F_T^i(t) \right\}.$$

Для оценки точности прогноза будем использовать следующую формулу, в основе которой лежит использование нормированной среднеквадратичной ошибки ($NRMSE$) в %:

$$\varepsilon_i^h(F_T, \tilde{F}_h) = 100 \cdot \max_{i=1, \dots, s} \frac{1}{D(T)} \sqrt{\frac{\sum_{j=0}^{h-1} (F_T^i(t+j) - \tilde{F}_h^i(t+j))^2}{h}}.$$

Исходные данные для экспериментов

Для проведения вычислительных экспериментов использовались данные о значениях аномалий уровня моря [1-2, 15] (альтиметрические данные) для выбранной акватории Баренцева моря (рис. 1): 25 градусов восточной долготы – 44,7 градусов восточной долготы (отсчёты в системе Aviso [15]: 75-134), 71 градус северной широты– 76,4 градуса северной широты (отсчёты в системе Aviso: 764-823). Регулярная сетка для этой акватории имеет размеры 60×60 узлов. Ежедневные данные о значениях целевой характеристики представлены за годовой период, оканчивающийся 12 августа 2013 года.

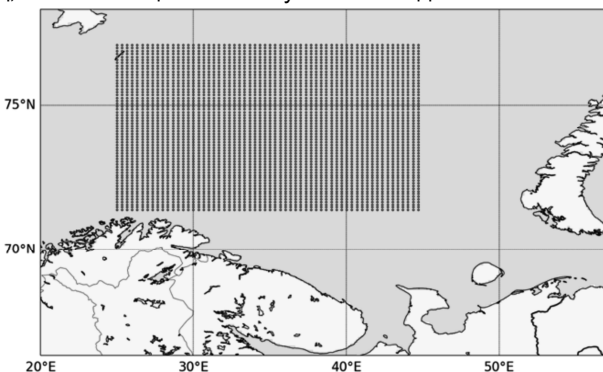


Рис. 1. Изображение узлов сетки G на цилиндрической проекции Миллера

Данные для временных отсчётов, не превышающих 150 отсчетов, будут использоваться при вычислениях, а последующие (также 150 отсчетов) – для сравнения результатов прогноза, полученных различными методами, с фактическими данными. Таким образом, в расчётах будем

использовать данные за период продолжительностью 300 дней.

Разобьём сетку G на четыре равные подобласти (рис. 2). Вычислительные эксперименты выполним для кластеров из разных подобластей – по одному из каждой подобласти

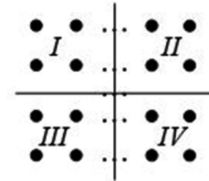


Рис. 2. Разбиение сетки G на подобласти

Очевидно, что результаты кластеризации зависят от длины фрагмента временного ряда, выбранного для каждого узла. Выберем те кластеры, структура которых не меняется при использовании данных за различные временные промежутки постоянной длины. Выполним кластеризацию отдельно для каждого промежутка времени, как указано на рис. 3.

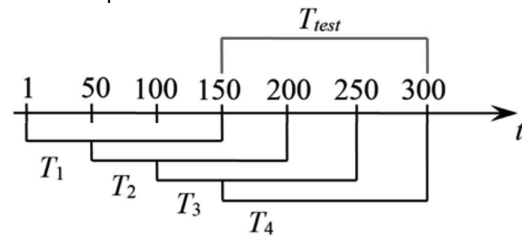


Рис. 3. Промежутки времени, для которых выполнялась кластеризация узлов сетки G

При начальном разбиении области Ω на 36 прямоугольников и пороговом значении коэффициента корреляции, равном 0,9, выполнены четыре варианта кластеризации. Для промежутка T_1 получено 236 кластеров, для T_2 имеем 223 кластера, в случае T_3 – 195 кластеров, для T_4 – 232 кластера. Кластеры в каждой из четырёх областей, сохраняющие свою структуру, а также имеющие наибольшее количество узлов, отметим цветом на карте (рис. 4), состоящей из 3600 прямоугольников (прямоугольник используется для изображения узла сетки G).

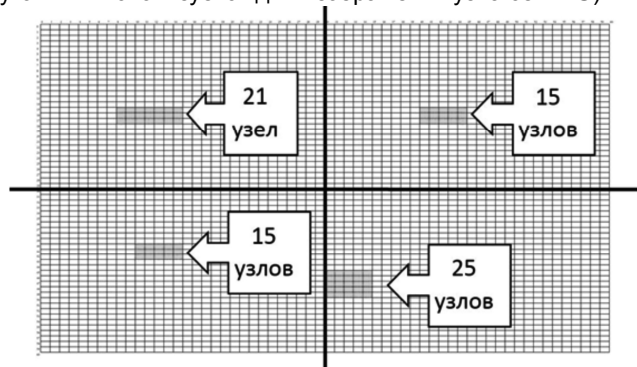
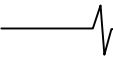


Рис. 4. Кластеры, сохраняющие свою структуру с течением времени и имеющие наибольшее число узлов

Результаты экспериментов

Для кластера из каждой области реализован следующий план вычислительных экспериментов:

1. Сформирован многомерный временной ряд из ря-



дов для каждого узла кластера длиной $T = 365$.

2. Для каждого ряда отдельно выполнено сглаживание посредством осреднения в скользящем окне длины 5.

3. Назначим горизонт прогноза h равным 5;

4. Для каждого временного отсчёта t , начиная со 150 (всего также 150), формируются два фрагмента ряда длиной 100 точек (параметр N): обучающий

$$G_N = (F_T(t - N - h), \dots, F_T(t - h - 1)) \quad \text{и} \quad \text{тестовый}$$

$$F_N = (F_T(t - N), \dots, F_T(t - 1)).$$

5. Для каждого фрагмента ряда длиной N выберем длину окна $MSSA$ (число строк траекторной матрицы) $L = 50$.

6. Для фрагмента GN строится серия прогнозов на горизонт h , в которых размерность линейной рекуррентной формулы $MSSA$ (число значимых сингулярных чисел c) равна 1, 2, ..., L . По результатам этой серии выбирается оптимальный вариант значения c_{opt} , который доставляет минимум $NRMSE$.

7. Для фрагмента FN выполняется единственный эксперимент ($c = c_{opt}$). Значение $NRMSE$ для этого фрагмента будем считать итоговым значением $\varepsilon_i^h(F_T, \tilde{F}_h)$.

Подобные вычислительные эксперименты осуществляются для каждого из семи упомянутых методов, упорядоченных следующим образом: $MSSA$, $MEMD_{1d}$, $MEMD_{2d}$, E_{1d} , E_{2d} , LE_{1d} , LE_{2d} .

Для выбранных кластеров из каждой подобласти сетки G определяется, сколько раз каждый из методов дал результат с ошибкой $\varepsilon_i^h(F_T, \tilde{F}_h)$, не превосходящей

10% (в этом случае считаем, что прогноз оправдался), а также количество временных отсчётов, для которых она была наименьшей. Определим также общую результативность (оправдываемость) исследуемых методов – количество отсчётов, для которых хотя бы один из методов обеспечил попадание ошибки в указанный интервал. Полученные значения выразим в процентах и запишем в табл. 1.

По данным из последнего столбца табл. 2 делаем вывод, что удаление трёх методов понизило общую результативность не более чем на 8%. Следует отметить, что на практике использование ансамбля моделей (системы методов в данном случае) затруднено необходимостью эмпирического подбора коэффициентов доверия результату каждой из них. Чем меньше таких моделей в ансамбле (случай единственной модели не рассматривается), тем проще подобрать коэффициенты доверия в линейной комбинации их результатов. Таким образом, исключение трёх методов имеет практический смысл.

Таблицы результатов составлены по изображениям, приведённым на рис. 5. Для каждого кластера, представляющего одну из подобластей области Ω , было сформировано изображение в виде таблицы размером (150×7) . Число строк этой таблицы равно числу временных отсчётов для тестирования, а число столбцов – количеству методов. Номер строки интерпретируется как Δt относительно отсчёта с номером 151 ($\Delta t = 0, \dots, 149$). Методы индексируются, начиная с нуля, в соответствии с их порядком в табл. 1. Ячейка таблицы закрашена, если при выбранном Δt и методе прогноза ошибка $\varepsilon_i^h(F_T, \tilde{F}_h)$ не превышает 10%, т.е. прогноз оправдался.

Таблица 1. Оправдываемость прогнозов для семи методов

Подобласть сетки	Аббревиатура метода прогноза							Σ
	MSSA	MEMD _{1d}	MEMD _{2d}	E _{1d}	E _{2d}	LE _{1d}	LE _{2d}	
I	42 17	16 7	34 13	25 7	27 9	38 17	24 8	78
II	40 20	14 3	37 17	33 8	42 7	42 8	42 11	74
III	51 21	28 5	52 17	50 9	47 9	50 14	52 12	87
IV	28 18	15 5	34 18	14 3	27 7	31 14	33 12	77

Таблица 2. Оправдываемость прогнозов для четырёх методов

Подобласть сетки	Аббревиатура метода прогноза				Σ
	MSSA	MEMD _{2d}	LE _{1d}	LE _{2d}	
I	42 23	34 17	38 19	24 11	70
II	40 22	37 20	42 10	42 19	71
III	51 23	52 25	50 19	52 17	84
IV	28 18	34 19	31 17	33 15	69

Заключение

В работе предложена концептуальная схема формирования прогноза для многомерных временных рядов достаточно общего вида. На основании приведенных результатов вычислительных экспериментов показано, что повысить оправдываемость прогнозов по $MSSA$ можно при использовании методики, в основе которой лежит принцип формирования итогового значения прогноза по результатам ансамбля моделей. Эти модели представ-

ляют собой аддитивную совокупность временных рядов, которые могут быть получены при реализации подходов, базирующихся на идеях EMD . К определенным недостаткам предлагаемого подхода в практическом отношении можно отнести необходимость экспертного подбора коэффициентов доверия для результатов, полученных различными методами. Совершенствование рассмотренной методики прогнозирования может быть достигнуто, например, в результате разработки эффективной схемы коррекции получаемых результатов.

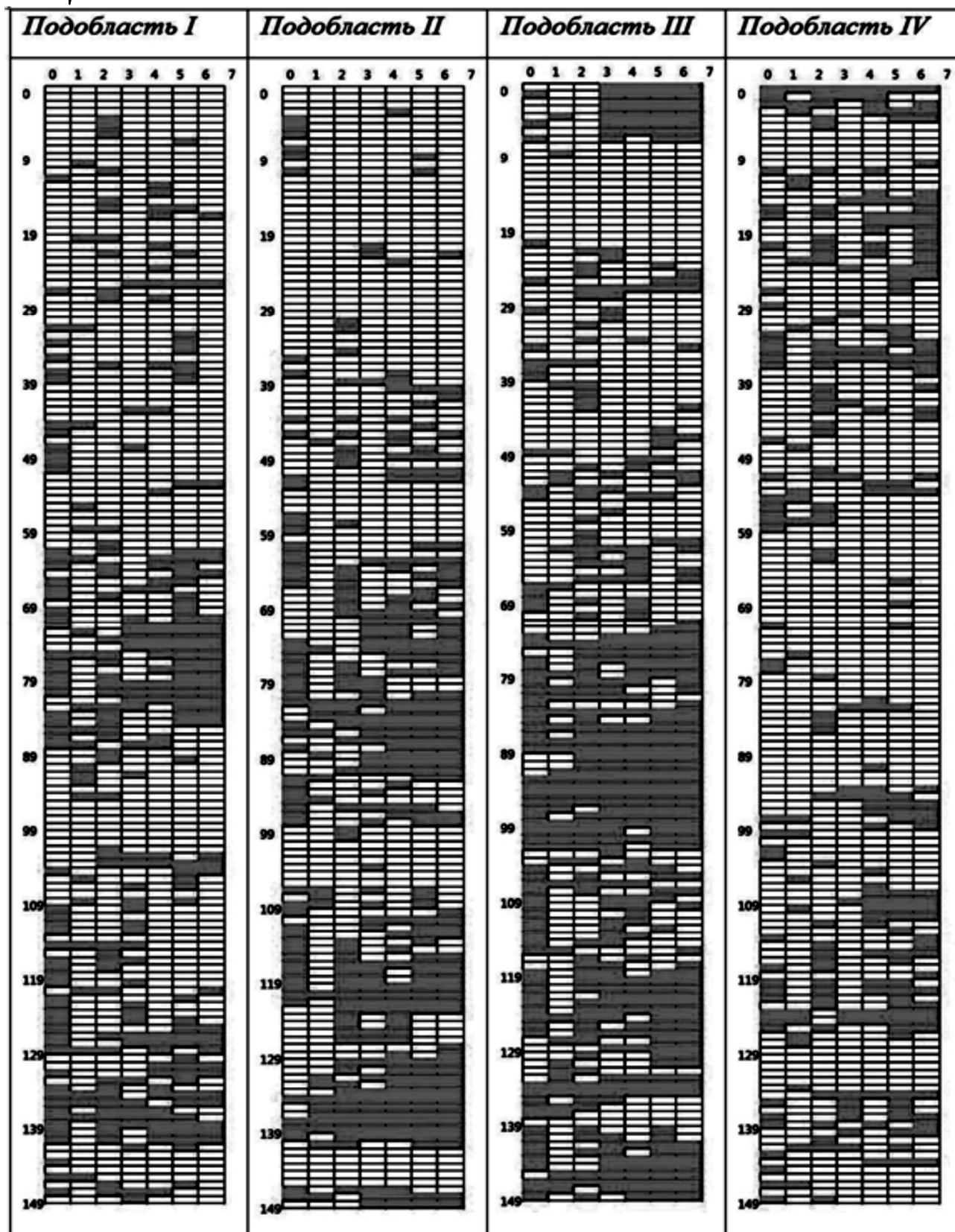


Рис. 5. Таблицы оправдываемости прогнозов, полученных для каждого момента времени с помощью одного из семи методов

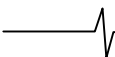
Литература

1. Ашик И.М. Численный гидродинамический метод прогноза колебаний уровня в юго-восточной части Баренцева и юго-западной части Карского морей [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://method.hydro->

met.ru/publ/sb/sb31/sb31.html, свободный. – 2005.

2. Вербицкая О.Н. Гидродинамический метод прогноза синоптических колебаний уровня и течений Каспийского моря: дис. канд. физ.-мат. наук [Электронный ресурс] // МГОУНБ. Диссертации. – 2009. – 175 с.

3. Орлов Ю.Н., Осминин К.П. Нестационарные вре-



менные ряды: Методы прогнозирования с примерами анализа финансовых и сырьевых рынков. – М.: Либроком, 2011. – 384 с.

4. Чучуева И.А. Модель прогнозирования временных рядов по выборке максимального подобия: дис. канд. техн. наук [Электронный ресурс] // МГОУНБ. Диссертации. – 2012. – 153 с.

5. Загоруйко Н.Г. Прикладные методы анализа данных и знаний. – Новосибирск: Изд-во Ин-та математики, 1999. – 270 с.

6. Нгонголо Х.К. Статистическое прогнозирование осадков в тропиках по данным о температуре поверхности океана и квазидвухлетних колебаниях зонального потока на примере восточной африки: дис. канд. физ.-мат. наук [Электронный ресурс] // МГОУНБ. Диссертации. – 2011. – 156 с.

7. Степанов Д.А. Варианты метода "Гусеница"-SSA для прогноза многомерных временных рядов / Д.А. Степанов, Н.Э. Голяндина // Труды IV Международной конференции «Идентификация систем и задачи управления» SICPRO'05. – Москва, 2005.

8. Höppner F., Klawonn F. Compensation of Translational Displacement in Time Series Clustering Using Cross Correlation // Lecture notes in computer Science // Advances in Intelligent Data Analysis, vol. 5772, pp.71-82, 2009.

9. Liao T.W. Clustering of Time Series Data - a Survey // Pattern Recognition, vol. 38, pp. 1857-1874, 2005.

10. Huang N. E. "The Empirical Mode Decomposition and the Hilbert Spectrum for Nonlinear and Nonstationary Time Series Analysis" [Электронный ресурс] / Режим доступа: http://keck.ucsf.edu/~schenk/Huang_et al98.pdf, свободный. – 1998.

11. Yang P. at al. The Prediction of Non-Stationary Climate Time Series Based on Empirical Mode Decomposition // Advances in Atmospheric Sciences, vol. 27, pp. 845-854, 2010.

12. Давыдов В.А., Давыдов А.В. Уменьшение краевых эффектов при выполнении эмпирической модовой декомпозиции сигналов преобразования Гильберта-Хуанга [Электронный ресурс] / Режим доступа: www.actualresearch.ru/nn/2011_1/Article/physics.../davydov20111.pdf, свободный. – 2011.

13. Fleureau J. at al. Multivariate Empirical Mode Decomposition and Application to Multichannel Filtering // Signal Processing, vol. 91, pp. 2783-2792, 2011.

14. Rehman N., Mandic D.P. Multivariate Empirical Mode Decomposition // Proceedings of the Royal Society A., vol. 466, no. 2117, pp. 1291-1302, 2010.

15. Aviso. Satellite Altimetry Data [Электронный ресурс] /Режим доступа: <http://www.aviso.altimetry.fr/en/home.html>, свободный.

EMPIRICAL MODE DECOMPOSITION IN GEOPHYSICAL MULTIVARIATE TIME SERIES SHORT-TERM FORECASTING

Zaporozhtsev I. F., Sereda A.-V.I.

Two multivariate time series additive models are considered in the article. The first model is obtained as a result of multivariate singular spectrum analysis (MSSA) and the second one is the decomposition of time series into empirical modes (EMD). MSSA model also provides the time series extrapolation with linear recurrent formula. EMD model can only be used as preprocessing tool before forecast. Authors attempt to use EMD and MSSA together for short-term forecasting task that is a novelty element of article and propose comparative analysis of multivariate time series extrapolation results preprocessed with different modifications of EMD. Target characteristic of experiments is sea level anomaly. Studied area is located in the Arctic.

НАУЧНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ:

Теория и методы цифровой обработки сигналов. Техническая реализация систем обработки сигналов

Секция 2: Теория и методы цифровой обработки сигналов

В работах, проводимых по данному базовому направлению теоретических исследований, закладываются фундаментальные основы построения систем ЦОС. Поэтому работа секции вызывает повышенный интерес всех участников конференции. Как показывает анализ представленных докладов, исследования российских ученых ведутся по всем основным направлениям развития мировой науки в области информационных технологий реального времени, а именно: цифровой фильтрации, многоскоростной обработки и вейвлет-преобразования, частотно-временной обработки и спектрального анализа, теории быстрых алгоритмов ЦОС, оптимальной и адаптивной обработки сигналов и нелинейной фильтрации.

На секции обсуждались следующие актуальные научные проблемы:

- многоскоростная адаптивная фильтрация;
- моделирование в MATLAB алгоритмов адаптивной фильтрации;
- адаптивная фильтрация прерывистых сигналов;
- минимально-фазовая БИХ-фильтрация;
- спектральный анализ узкополосного сигнала с повышенным разрешением;
- оценивание формантных частот;

- идентификация звуковых сигналов;
- анализ биомедицинских сигналов с использованием преобразования Гильберта;
- анализ электроэнцефалограмм с использованием вейвлет-преобразования;
- оценивание мощности узкополосного сигнала на фоне близко расположенных помех.

УДК 621.376.3

МЕТОД СНИЖЕНИЯ ПОГРЕШНОСТИ ВЫДЕЛЕНИЯ ОГИБАЮЩЕЙ СИГНАЛОВ В ЦИФРОВЫХ ПРОСТРАНСТВЕННО-КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ТРАКТАХ ОБРАБОТКИ

Орошук И. М., д.т.н., профессор кафедры электроники и средств связи Дальневосточного федерального университета, e-mail: Oroshchuk@yandex.ru;

Сучков А.Н., к.т.н., доцент кафедры радиоэлектронного оборудования Филиала военного учебно-научного центра ВМФ «Военно-морская академия им. Н.Г. Кузнецова», e-mail: Suchkov-Andrey-1981@yandex.ru;

Василенко А.М., к.т.н., научный сотрудник Филиала военного учебно-научного центра ВМФ «Военно-морская академия им. Н.Г. Кузнецова» (г. Владивосток), e-mail: kahunya@gmail.com

Ключевые слова: пространственно-корреляционная обработка, фазирование антенной решетки, снижение погрешности, выделение огибающей, функция взаимной корреляции.

Введение

В настоящее время большой интерес представляют радиотехнические системы декаметрового диапазона, способные обнаруживать слабый сигнал на фоне помех. В силу ограниченных возможностей существующих средств обнаружения возникают ситуации, когда уровень сигнала на входе приемника равен или меньше уровня помех. При использовании современных способов обработки выделить такой сигнал весьма затруднительно. Существующие технологии обработки сигналов, основанные на расширении базы сигналов, позволяют повысить чувствительность радиотехнической системы. Однако, в силу ограниченности ширины спектра сигналов в декаметровом диапазоне, из-за дисперсионных искажений и наличия большого количества сигналов от других источников, использование такого метода не всегда целесообразно. Решить данную проблему можно за счет применения пространственно-корреляционного способа обработки сигналов [1-7] (рис. 1), который основан на применении дискретной приемной системы, состоящей из антенной решетки (АР) с трактом обработки выходных сигналов, включающим блок усиления, многоканальный аналого-цифровой преобразователь (АЦП), блок временных задержек, тракт корреляционной обработки и устройство принятия решения (УПР).

В данной системе сигнал источника излучений поступает на пространственно-разнесенные элементы АР. Далее выходные сигналы подвергаются предварительной фильтрации, усиливаются и преобразуются в цифровую форму, затем они поступают в блок временных задержек. С помощью блока временных задержек осуществляется формирование характеристики направленности и сканирование пространства путем введения искусственных компенсационных временных задержек τ_k во входные сигналы. Ввод временных задержек на каждом этапе сканирования виртуально позиционирует элементы АР на одну линию ортогонально направлению прихода сигнала (см. рис. 1).

Представлен принцип функционирования пространственно-корреляционного тракта обработки сигналов, обладающего повышенной помехоустойчивостью, которая сильно зависит от точности фазирования антенной решетки. Для снижения возникающей погрешности предложено использовать цифровой способ выделения огибающей нормированной функции взаимной корреляции, с дополнительной компенсацией погрешности самого способа, возникающей за счет неточности фазирования в предшествующих трактах обработки сигналов и при выделении огибающей.

После позиционирования элементов АР в тракте корреляционной обработки производится оценка функций взаимной корреляции (ФВК) сигналов с выходов всех пар элементов АР с последующим их суммированием:

$$U_k = 2 \sum_{i=1}^{I-1} \sum_{j \neq i}^I [\sigma_{s,i} \sigma_{s,j} \rho_{s,ij} (\tau - \tau_k) + \sigma_{n,i} \sigma_{n,j} \rho_{n,ij} (\tau - \tau_k)], \quad (1)$$

где $\sigma_{s,i}, \sigma_{s,j}, \sigma_{n,i}, \sigma_{n,j}$ – среднеквадратическое отклонение напряжений сигналов и помех на выходах i, j элементов АР; $\rho_{s,ij}, \rho_{n,ij}$ – коэффициенты взаимной корреляции (КВК) напряжений сигналов и помех на выходах i, j элементов АР; τ_k, τ – компенсационные и естественные временные задержки сигналов, обусловленные разностью времени распространения сигнала до элементов АР; I – количество элементов в АР.

Выходное напряжение сумматора поступает на вход УПР. Решение о наличии или отсутствии полезного сигнала принимается по результатам сравнения входного сигнала с пороговым уровнем в УПР, величина которого зависит от заданных значений вероятностных характеристик обнаружения сигнала [2, 3].

Особенностью технической реализации пространственно-корреляционного способа является повышенное требование к идентичности всех трактов обработки сигналов от каждого элемента АР. При этом в большей степени идентичность должна быть соблюдена по фазочастотным характеристикам. Выполнение этих требований легче обеспечить в линейных трактах: фидерах и линейных усилителях. Использование нелинейных преобразователей частоты для гетеродинного приема в системах корреляционной обработки создает дополнительные проблемы, связанные с необходимостью пересчета фазовых сдвигов для оценки амплитудно- фазочастотных

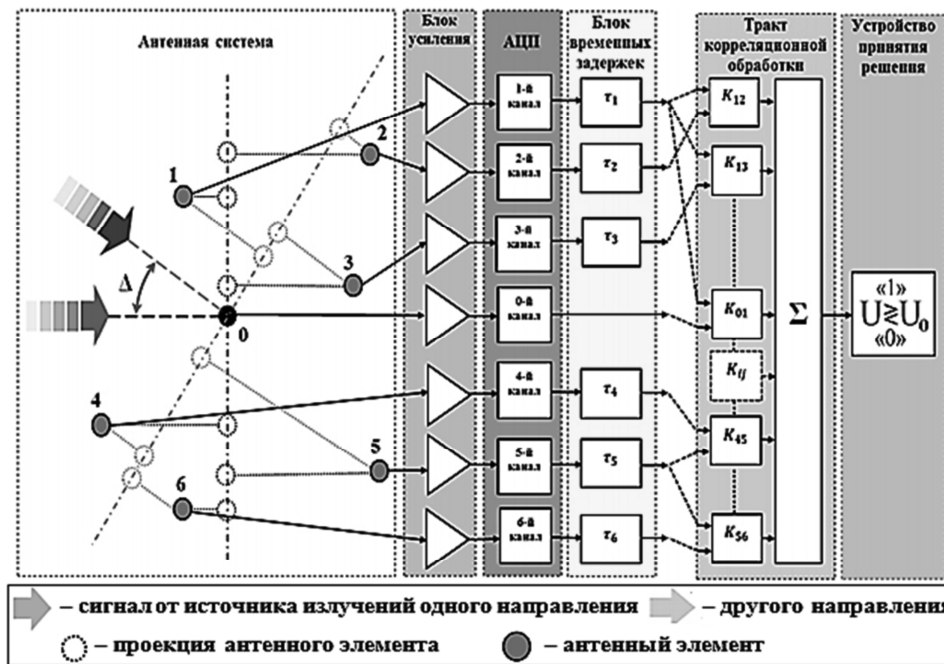


Рис. 1. Функциональная схема основных узлов пространственно-корреляционного тракта обработки сигналов

характеристик обнаруживаемых сигналов, необходимых для идентификации объекта и оценки скорости его движения, а также с трудностью реализации идентичных преобразователей для большого числа каналов обработки сигналов. Кроме того, преобразователям частоты свойственно существенное увеличение уровней шумов, в том числе за счет появления дополнительных помех по зеркальному каналу, что в целом снижает помехоустойчивость и другие характеристики пространственно-корреляционного способа обработки сигналов.

С учетом перечисленных ограничений и возможностей современной элементной базы за основу конструкции пространственно-корреляционного тракта обработки взята схема приемника прямого усиления (см. рис. 1).

Выполнение пространственной селекции сигналов и формирование выходной свертки напряжения в данной схеме [см. выражение (1)] осуществляется путем введения искусственных компенсационных временных задержек τ_k во входные сигналы. Однако из-за ограниченной точности фазирования входных сигналов АР, производимых путем введения компенсационной задержки, а также погрешности, вызванной неидентичностью фазочастотных характеристик фидеров и трактов усиления, может значительно снизиться помехоустойчивость рассматриваемой системы.

На рис. 2 приведен пример оценки мгновенного значения КВК входных сигналов, в зависимости от компенсационной временной задержки τ_k .

Анализ рис. 2 показывает, что при незначительной погрешности компенсации временной задержки оценка КВК может снизиться на большую величину. Так, например, погрешность временной задержки в пределах $\Delta\tau_k = \pm 0,025$ мкс может вызвать снижение КВК до нуля ($\Delta\rho_{\text{мн.}} = 1$) (см. рис. 2), что существенно снизит помехоустойчивость пространственно-корреляционного тракта обработки сигналов.

Для наглядности на рис. 3 приведена зависимость вероятности пропуска цели от значения КВК входных сигналов [3], из анализа которого следует, что даже при погрешности оценки КВК на 10% ($\Delta\rho = 0,1$) помехоустойчивость приема может снизиться практически на два порядка $\Delta P_{\text{пр}}$.

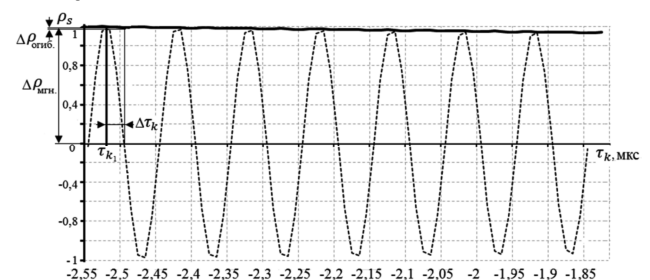


Рис. 2. К вопросу оценки нормированной ФВК при неточности фазирования

Исходя из ограниченной точности фазирования входных сигналов АР, для снижения аппаратной погрешности устройства реализации тракта обработки сигналов предлагается вести оценку КВК по огибающей функции взаимной корреляции (см. рис. 2), в результате чего снижение КВК будет в незначительных пределах ($\Delta\rho_{\text{осиб.}} = 0,01$). Для реализации такой возможности предлагается использовать цифровой способ выделения огибающей на основе преобразований Гильберта [8]:

$$U_{i,\text{огиб.}} = \sqrt{u_i^2 + \hat{u}_i^2}, \quad (2)$$

где u_i^2 – отсчеты мгновенных значений напряжения обрабатываемого сигнала; \hat{u}_i^2 – отсчеты квадратурных составляющих напряжения обрабатываемого сигнала.

Функциональная схема реализации цифрового способа выделения огибающей показана на рис. 4. В данной схеме для формирования квадратурной составляющей \hat{u}_i в выражении (2) используются отсче-

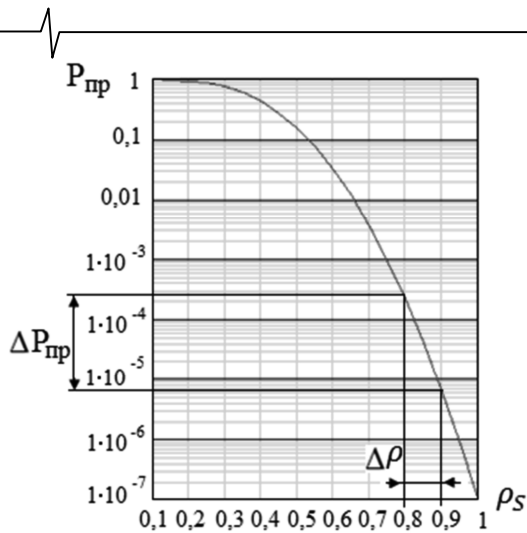


Рис. 3. Зависимость вероятности пропуска цели от КВК



Рис. 4. Функциональная схема цифрового способа выделения огибающей

ты входного массива напряжений u_i , сдвинутые на k отсчетов (четверть периода несущего колебания T_0):

$$\hat{u}_i = u_{i+k}, \quad (3)$$

где $k = \left[\frac{T_0}{4T_d} \right] = \left[\frac{f_d}{4f_0} \right]$ (f_d – частота дискретизации используемого аналого-цифрового преобразователя;

$f_d = \frac{1}{T_d}$; T_d – период дискретизации АЦП; f_0 – частота

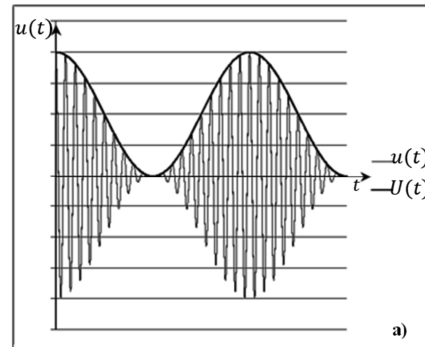
несущего колебания; $[arg]$ – оператор округления аргумента до ближайшего целого значения).

Пример выделения огибающей данным методом показан на рис. 5.

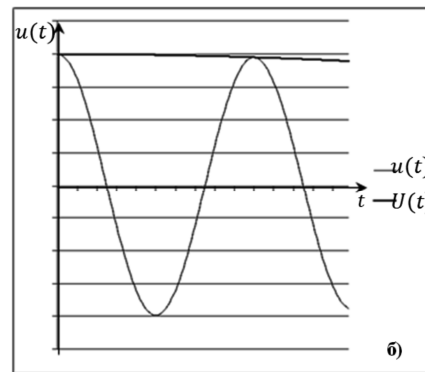
Из анализа рис. 5 видно, что дополнительным достоинством данного способа является возможность более точного выделения огибающей на более коротких выборках сигнала (рис. 5, б).

Тем не менее, в силу ограниченной точности фазирования трактов и использования прямого усиления, при таком выделении огибающей также возникает погрешность, связанная с формированием квадратурной составляющей сигнала \hat{u}_i , которая зависит от точности фазового сдвига исходного массива напряжений u_i на величину $\frac{\pi}{2}$ [9,10]. Это возникает в случаях, когда частота несущего колебания f_0 и частота дискретизации f_d не кратны друг другу [см. выражение (3)]. В этом случае появляется погрешность фазирования квадратурных составляющих сигнала \hat{u}_i , что приводит к возникновению пульсаций в выделенной огибающей с частотой $2f_0$ (рис. 6), амплитуда которых увеличивается с

ростом погрешности фазирования. Это в свою очередь может уменьшить значение измеренного КВК и как следствие, понизить помехоустойчивость всей системы обнаружения (см. рис. 3).



а)



б)

Рис. 5. Возможности цифрового метода выделения огибающей модулированного сигнала: а – при больших выборках; б – при малых выборках

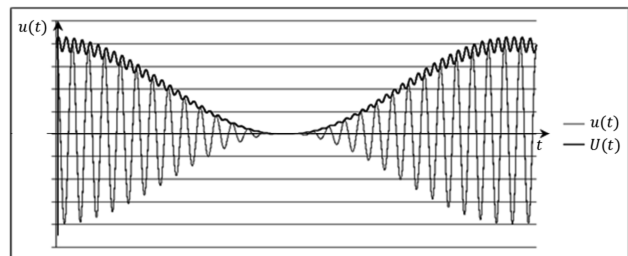


Рис. 6. Возникновение пульсаций при неточном фазировании квадратурной составляющей

Точность фазирования квадратурных значений \hat{u}_i массива отсчетов напряжения u_i зависит от кратности частоты дискретизации f_d и несущего колебания f_0 :

$$\Delta\varphi(f_d, f_0) = \frac{2\pi f_0}{f_d} \cdot \left| \frac{f_d}{4f_0} - \left[\frac{f_d}{4f_0} \right] \right|. \quad (4)$$

На рис. 7 приведен пример оценки погрешности фазирования квадратурных составляющих, в зависимости от частоты несущего колебания f_0 при фиксированной частоте дискретизации АЦП $f_d = 100$ МГц.

Как видно из рис. 7, погрешность фазирования $\Delta\varphi$, при нарушении кратности частоты несущей к частоте дискретизации, возрастает с ростом частоты несущей

го колебания и на максимальной частоте Найквиста

$$f_n = \frac{f_d}{2} \text{ достигает } 90^\circ.$$

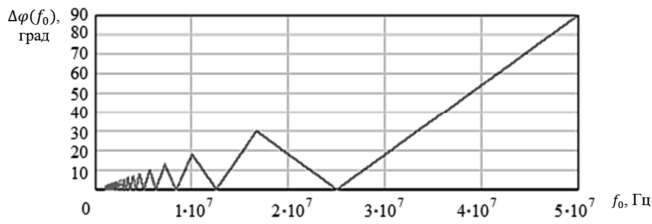


Рис. 7. Оценка погрешности фазирования квадратурной составляющей при частоте дискретизации АЦП $f_d = 100$ МГц

Для решения данной проблемы можно использовать вариант изменения частоты дискретизации $f_{д.инт0}$ позволяющей обеспечивать кратность соотношения $\frac{f_{д.инт}}{4f_0}$, для чего необходимо вводить дополнительные отсчеты путем интерполяции сигнала между оцифрованными значениями (рис. 8).

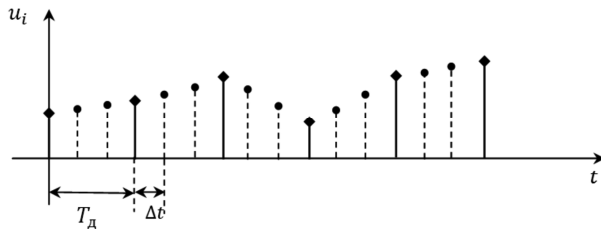


Рис. 8. Интерполяции дискретного сигнала АЦП

Такой способ позволит точнее сформировать квадратурные составляющие массива отсчетов напряжения \hat{u}_i , однако при этом сама интерполяция внесет определенную погрешность. Кроме того, для этого потребуются большой объем памяти и дополнительная загрузка вычислительных ресурсов, что приведет к существенному увеличению времени обработки.

Другим вариантом может служить способ сглаживания пульсаций за счет усреднения массива на периоде пульсаций

$$\bar{U}(N_0) = \frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^{N_0} \sqrt{u_i^2 + \hat{u}_i^2}, \quad (5)$$

где N_0 – объем выборки сигнала на периоде пульсаций

$$T_0 = 0,5 / f_0 \quad (N_0 = \frac{f_d}{f_0}).$$

При использовании данного способа полностью исключаются пульсации в выделенной огибающей (рис. 9).

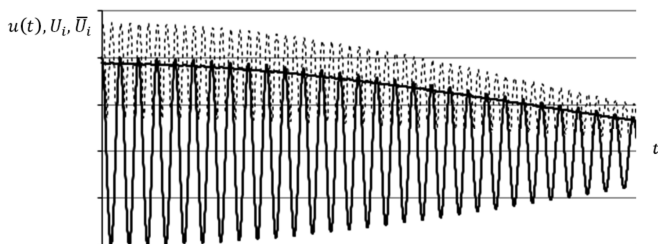


Рис. 9. Усреднение возникших пульсаций при неточном фазировании квадратурной составляющей

Однако в данном случае для фиксированной несущей частоты f_0 происходит постоянное отклонение сформированной огибающей от максимальных значений амплитуд, величина которого зависит от среднеквадратического отклонения, определяющего относительную погрешность выделения огибающей (рис. 10):

$$\delta(\Delta\varphi) = 1 - \int_0^1 \sqrt{\cos(2\pi t)^2 + \sin(2\pi t + \Delta\varphi)^2} dt, \quad (6)$$

где $\Delta\varphi$ – погрешность фазирования квадратурной составляющей.

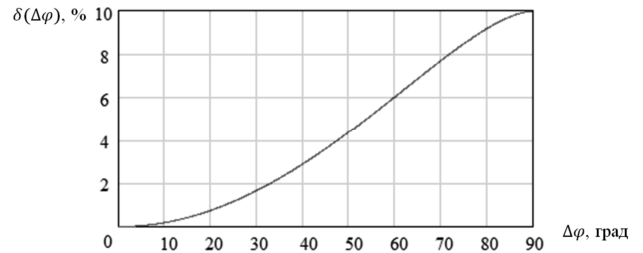


Рис. 10. Зависимость относительной погрешности выделения огибающей от неточности фазирования квадратурной составляющей сигнала

Для рассмотренного ранее диапазона частот рассчитаны значения относительной погрешности выделения огибающей (рис. 11).

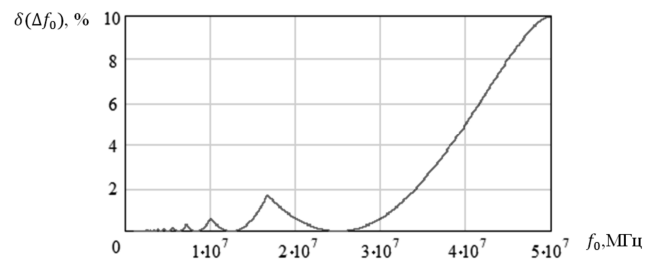


Рис. 11. Зависимость относительной погрешности выделения огибающей от несущей частоты сигнала (при частоте дискретизации АЦП $f_d = 100$ МГц)

Из анализа рис. 10 и рис. 11 видно, что с повышением погрешности фазирования возрастает погрешность выделения огибающей, которая при максимальном отклонении фазы $\Delta\varphi = 90^\circ$ на частоте Найквиста достигает $\delta = 10\%$. Для исключения данной погрешности можно использовать корректирующий коэффициент

$$U_{i.огиб} = \frac{\bar{U}_i(N)}{1 - \delta(f_0)}. \quad (7)$$

В результате сущность метода снижения погрешности выделения огибающей с коррекцией можно представить в следующем виде (рис. 12):

$$U_{i.огиб} = \frac{1}{N_0 [1 - \delta(f_0)]} \sum_{i=1}^{N_0} \sqrt{u_i^2 + \hat{u}_i^2}. \quad (8)$$

На рис. 13 показан вариант коррекции погрешности выделения огибающей, возникающей при усреднении пульсаций по алгоритму выражения (8). Погрешность в этом случае определяется точностью вычислений, которая достигает максимальных значений на частоте Найквиста и не превышает 0,1%. В этом случае помехоустойчивость снижается не более чем на 5%.

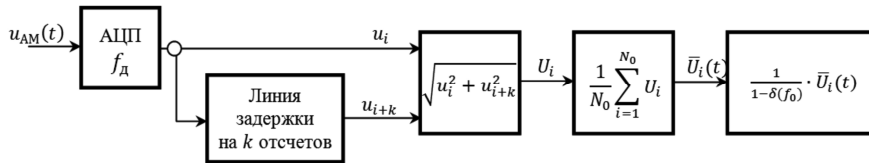


Рис. 12. Функциональная схема метода снижения погрешности выделения огибающей с коррекцией погрешности

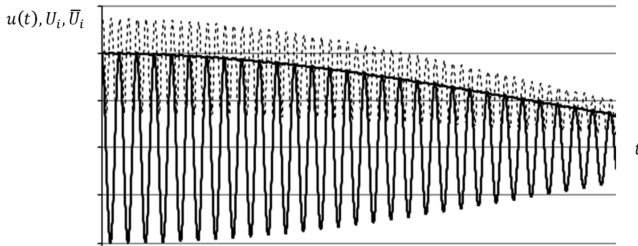


Рис. 13. Снижение погрешности выделения огибающей с коррекцией погрешности

Таким образом, предложенный метод снижения погрешности выделения огибающей позволяет реализовывать тракты оценки коэффициента взаимной корреляции на базе прямого усиления при фиксированной частоте дискретизации АЦП f_d , на различных частотах несущего колебания сигнала $f_0 \leq f_N$. Малая остаточная погрешность выделения КВК позволяет обеспечивать наибольшую помехоустойчивость обнаружения сигналов, максимально приближенную к потенциальной помехоустойчивости пространственно-корреляционного способа, а также точнее воспроизводить спектральные характеристики обнаруживаемых сигналов для идентификации объекта и оценки скорости и направления его движения.

Предложенный метод может эффективно использоваться в других радиотехнических системах прямого усиления с цифровым преобразованием сигналов для выделения огибающей либо для каналов с флуктуацией фазы сигнала.

Литература

1. Долгих В.Н., Орошук И.М., Бородин А.Е. и др. Поискные исследования принципов построения дискретных антенных систем со случайно расположенными элементами для перспективных радиотехнических средств коротковолнового диапазона: отчет о НИР «Шаланда» (заключ.). – Владивосток: ИАПУ ДВО РАН; ТОВМИ, 2007. – 114 с.
2. Долгих В.Н., Орошук И.М., Прищела М.В. Вероятностные характеристики обнаружения сигналов корреляционным пространственным фильтром // Акустический журнал. – М. – 2007. – № 2. – С. 226–232.
3. Орошук И.М., Долгих В.Н., Сучков А.Н. Вероятностные характеристики пространственно-корреляционного метода обнаружения сигналов в декаметровом диапазоне // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. – 2013. – № 12. – Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/dec13/5/text.html>.
4. Долгих В.Н. Пространственно-корреляционные свойства сигналов и помех декаметрового диапазона / В.Н. Долгих, И.М. Орошук, А.Н. Сучков; под ред. В.С. Колмогорова. – Владивосток: Филиал ВУНЦ ВМФ «ВМА им. Н.Г. Кузнецова», 2013. – 112 с.

5. Орошук И.М., Долгих В.Н., Сучков А.Н. Измерительное устройство для оценки пространственно- и частотно-корреляционных свойств сигналов и помех декаметрового диапазона // Известия Волгоградского государственного технического университета. – 2013. Вып. 8. – № 23 (126). – С. 95–99.

6. Орошук И.М., Сучков А.Н. Потенциальные возможности пространственно-корреляционного способа обработки сигналов декаметровом диапазоне // 2-я Международная конференция «Технические науки: теория и практика». – 2014, январь. – Чита: Издательство «Молодой ученый», 2014. – С.12–15.

7. Орошук И.М., Сучков А.Н. Пространственно-корреляционный метод обработки сигналов декаметрового диапазона //16-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение». Секция 4 «Обработка сигналов в радиотехнических системах». 26 – 28 марта 2014 г. – Москва, Российское НТОРЭС им. А.С. Попова. – 2014.

8. Ричард Лайонс. Цифровая обработка сигналов: учебник / пер. с англ. – М.: ООО «Бином-Пресс», 2006. – 656 с.

9. Орошук И.М., Сучков А.Н. Оценка погрешности выделения огибающей в цифровых трактах обработки сигналов // 69-я Международная конференция «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий», посвященная дню радио. 21– 23 мая 2014 г. – Москва, Российское НТОРЭС им. А.С. Попова. – 2014.

10. Сучков А.Н. Возможности цифрового метода выделения огибающей // А.Н. Сучков, И.М. Орошук, А.М. Василенко // Проблемы и методы разработки и эксплуатации вооружения и военной техники ВМФ: сборник научных трудов. – Владивосток: ВУНЦ ВМФ «ВМА», 2014. – Вып. 85. – С. 91–96.

ERROR DECREASING METHOD OF WAVEFORM ENVELOPE EXTRACTION IN DIGITAL SPATIAL CORRELATION PROCESSING CHAIN

Oroshchuk I.M., Suchkov A.N., Vasilenko A.M.

The paper deals with the functioning principle of spatially-correlation signal processing chain that possesses the increased noise-immunity which strongly depends on the accuracy of antenna array phasing. In order to decrease the arising error it is offered to use the digital method of waveform envelope extraction of cross correlation normalized function with the additional error reduction of the method itself. This error arises due to phasing inaccuracy in the preceding signal processing chain and during waveform envelope extraction.

ОБНАРУЖЕНИЕ ИЗМЕНЕНИЯ СОСТОЯНИЯ СЛОЖНОГО ИСТОЧНИКА В ОТСУТСТВИИ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ

Чувиллина Е.В., аспирантка Рыбинского государственного авиационного технического университета имени П.А. Соловьева, e-mail: e.v.chuvilina@gmail.com;

Грызлова Т.П. – научный руководитель к.т.н., доцент Рыбинского государственного авиационного технического университета имени П.А. Соловьева, e-mail: kntnpgryzlova@mail.ru

Ключевые слова: диагностика состояния, газотурбинный двигатель, обнаружение изменения, параметрическая модель, мера сложности сигнала, статистическое оценивание.

Введение

Техническое состояние газотурбинных двигателей (ГТД) во многом определяет надежность и безопасность летательных аппаратов. По мере эксплуатации в деталях двигателя могут возникать дефекты. Взаимодействие отдельных узлов ГТД приводит к генерации сложных колебательных процессов, что позволяет контролировать и диагностировать состояние ГТД по вибрационным параметрам. Одним из критических элементов, от которых зависит работоспособность двигателя, являются подшипниковые узлы, поскольку они воспринимают большую часть статических и динамических усилий, возникающих в работающем механизме.

При эксплуатационных испытаниях авиационных двигателей Д30/КУ для проверки состояния подшипников трансмиссии используется прибор ИВУ-1М, представляющий собой аналоговый измеритель эффективной амплитуды вибраций [1]. При превышении уровня, определяемого методикой испытаний, двигатель снимается с эксплуатации. Большое количество двигателей снимается необоснованно, что приводит к экономическим потерям. Цифровая обработка диагностических вибросигналов реализована в приборе ВДК-44 (МІС – 200), но ее качество недостаточно для внедрения в эксплуатацию [2].

Задача разработки алгоритмов ЦОС для диагностики состояния подшипников трансмиссии ГТД в процессе эксплуатации остается актуальной не только для практики, ее решение на основе структурного анализа сигнала и определения локальных неоднородностей приводит к новому классу алгоритмов ЦОС, теория которых в настоящее время активно разрабатывается.

Реальные физические процессы можно описывать на макроуровне, когда используются характеристики источника за большой интервал времени, или на микроуровне, когда используются локальные (кратковременные) свойства источника, а также на структурном уровне, когда отдельные элементы сигнала можно классифицировать на основе выделения специфических признаков [3].

На примере диагностики состояния подшипников разработаны алгоритмы обработки цифровых диагностических сигналов. Рассмотрены две задачи – испытания на надежность и эксплуатационные испытания подшипников трансмиссии ГТД. Алгоритмы основаны на обнаружении локальных неоднородностей в последовательности блоков сигналов. В отсутствие параметрических моделей оцениваются меры сложности блоков сигнала подобно фрактальной размерности. В предположении, что в пределах блока сигнал является стационарным и можно в первом приближении принять линейную модель формирования сигнала, разработаны алгоритмы грубой статистической оценки ее параметров. Показано, что комплексная обработка диагностических сигналов на основе предложенных алгоритмов является эффективной.

Составной источник в [3] определяется как множество стационарных подисточников, который может проявлять как свойства стационарности за большой интервал (микроописание), так и локальную стационарность и эргодичность за случайные интервалы, определяемые статистикой стационарного однородного потока или стационарного эргодического процесса коммутации подисточников (микроописание). Подисточники в модели составного источника описываются линейными стохастическими дифференциальными уравнениями.

Диагностические сигналы не являются стационарными даже локально, поскольку неоднородности в сигнале – следствие неоднородностей в конструкции, возникших в начале разрушения ее элементов, именно они сигнализируют о неисправностях, именно на них следует обратить внимание. С другой стороны, сам сигнал является случайным, и в нормальном состоянии источника обнаруживается большое число неоднородностей. Это означает, что статистика потока переключений локального состояния источника, возможно, стационарная в нормальном состоянии диагностируемого объекта, искажается событиями, связанными с повреждениями.

Модель управляемого сложного источника

Пусть определено множество состояний $A = \{a_i\}$ дискретного источника. Случайное управление или управление в соответствии с некоторым законом переводит источник из одного состояния в другое $a_i \xrightarrow{u} a_j$ и

поддерживает это состояние. Управление может быть либо возмущением (гладким или случайным), либо целевым, обеспечивающим заданную траекторию состояний. В любом случае оно может быть известным или неизвестным. Пусть $v(\tau)$ – переменная состояния источника. В неизвестные моменты времени $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_K$ источник переходит из одного состояния в другое. Например, начальное состояние источника $v_0 = a_i \in A$ в момент τ_1 сменяется состоянием $v_1 = a_j \in A$.

В каждом состоянии в течение времени пребывания в этом состоянии генерируются сигналы: на интервале $[0, \tau_1]$ генерировался сигнал $s_0^{\tau_1}$, на интервале $[\tau_1, \tau_2]$ – сигнал $s_{\tau_1}^{\tau_2}$, и т.д., поэтому цепочке (последовательно-сти) состояний

$$v_0 v_1 \dots v_{\tau} \dots v_K, v_{\tau} \in A, \tau = 0 \dots K \quad (1)$$

соответствует последовательная композиция непрерывных элементарных сигналов (сегментов)

$$s(t) = s_0^{\tau_1} \cdot s_{\tau_1}^{\tau_2} \dots s_{\tau_K}^T \quad (2)$$

или последовательностей отсчетов цифровых сигналов:

$$s_0^{T-1} = s_0^{\tau_1} s_{\tau_1}^{\tau_2} \dots s_{\tau_K}^{T-1}. \quad (3)$$

От сигнала составного источника эту модель отличает отсутствие информации о моментах времени смены состояния (границах сегментов) и параметрах модели сегментов в виде стохастических дифференциальных уравнений. В принципе, для элементарных сигналов сложных источников неизвестен даже порядок дифференциальных уравнений в случае линейных моделей или функциональные зависимости в нелинейных моделях.

Локальные механические неоднородности случайным образом управляют вращением подшипника, тем самым влияя на диагностический сигнал и вызывая в них неоднородности, появление специфических сегментов.

Модель распределенного сложного источника

Модель распределенного сложного источника включает множество почти одинаковых источников $\{A_1 \dots A_m\}$. Каждый источник формирует сигнал $x_k(t)$, который является компонентой многомерного процесса

$$X(t) = [x_1(t) \cdot b_1(t) \dots x_m(t) \cdot b_m(t)]^T, \quad (4)$$

где $b_k(t)$ – функция включения соответствующей компоненты. Такие функции имеют область значений $\{0, 1\}$ и называются временными переключательными функциями. В среде распространения и в воспринимающей системе (датчике) сигналы элементарных источников взаимодействуют, в результате наблюдаемый сигнал является неизвестным сложным преобразованием $s(t) = ST(X(t))$. В частном случае это может быть простое суммирование компонент или их коммутация. В общем случае – это сложное взаимное влияние, включающее как последствие «отработавшего» процесса, так и предварительную подготовку к процессу или одно-временное воздействие на датчик. Можно ввести более общую модель:

$$X(t) = [x_1(t) \cdot swf_1(t) \dots x_m(t) \cdot swf_m(t)]^T, \quad (5)$$

где $swf_k(t)$ – специально сконструированные переключательные функции, например, одна компонента может нарастать, а другая – убывать. В предложенной модели сложного источника источников сигналов много, сигналы от них достаточно просты, похожи (характерны), но взаимодействуют сложным и случайным образом. Модель сигнала строится на основе чередования или наложения характерных последовательностей друг с другом или с другими элементарными последовательностями. Характерная последовательность может быть результатом взаимодействия $\chi = \otimes_i s_i$ элементарных сигналов $s_i = s_0^{t_i}$. Некоторая часть цепочки взаимодействующих сигналов может соответствовать отдельному источнику. Взаимодействие разных последовательностей в едином сигнале приводит к искажению их формы и проявляется как неаддитивные помехи. В природе, технике часто наблюдаются сигналы, в которых человек легко выделяет повторяющиеся последовательности и опознает по ним объекты или их состояние. Такие явления могут возникать в акустике, когда имеется неопределенное количество источников повторяющихся сигналов, накладывающихся друг на друга и взаимодействующих сложным образом. Почти периодически повторяется пространственная конфигурация элементарных источников вибраций относительно датчиков в задаче диагностики системы подшипников трансмиссии газотурбинных двигателей.

В такой модели источника наблюдение – это случайный процесс (временной ряд), сопровождающий функционирование источника. Задача обнаружения изменения свойств случайных процессов, сформулированная В.В. Моттлем [4], использована для обнаружения изменения состояния источника. Пусть $T = \{0, \pm 1, \pm 2, \dots\}$ – бесконечная ось дискретного времени, имеется $T_{t_0}^{t_0+N} = \{t \in T | t_0 \leq t \leq t_0 + N\}$ – некоторый ее фрагмент, быть может, неограниченный справа, если $N \rightarrow \infty$. Наблюдаемый случайный процесс $S_{t_0}^{t_0+N} = (s_t, t_0 \leq t < t_0 + N)$ характеризуется скачкообразным изменяющимся значением параметра c :

$$c = \begin{cases} c_1, & t_0 \leq t < t_1; \\ c_2, & t_1 \leq t < t_2 \\ \dots \\ c_G, & t_{G-1} \leq t < t_G; \\ c_{G+1}, & t_G \leq t < t_0 + N \end{cases} \quad (6)$$

Значение $G=0$ будем интерпретировать как неизменное значение параметра в течение всего интервала наблюдения $c = c_1 = const, t_0 \leq t < t_0 + N$. Число G моментов изменения может быть, как известно, так и неизвестно.

Требуется, анализируя реализацию случайного процесса $S_{t_0}^{t_0+N}$, определить число G моментов скачкообразного изменения параметра, оценить моменты

$$\theta(S) = \{t_1, \dots, t_G\}. \quad (7)$$



В некондиционных подшипниках возникают возмущения, отсутствующие в кондиционных: по мере появления дефектов на кинематических узлах подшипника, в вибросигнале появляются отдельные короткие амплитудные пики, соответствующие моментам соударения дефектов; с развитием дефекта увеличиваются амплитуды пиков и их количество. Поэтому предлагается решать поставленную задачу на основе обнаружения локальных неоднородностей как изменений свойств вибросигнала подшипника. В [5] для обнаружения локальных неоднородностей и информативных участков используются функции сложности, основанные на анализе корреляционных свойств неперекрывающихся блоков сигнала, рекомендации по выбору размеров блока отсутствуют. Размеры блоков должны учитывать особенности формирования и измерения диагностических сигналов. В настоящей статье размер подбирается на основе анализа информативности обработки при заданном размере блоков. Кроме подхода к наблюдению как к случайному процессу, можно предположить, что допустимо в пределах блока считать сигнал стационарным процессом, формируемым линейной системой. Грубо ограничивая число состояний системы, можно в пределах блока набрать статистику, описывающую параметры этой системы. Оба подхода рассматриваются в настоящей статье.

Обнаружение локальных неоднородностей по изменению меры сложности блоков сигнала

В [5] при сопоставлении блоков используют либо сами отсчеты, либо статистические моменты вектора отсчетов блока. Характер блока можно определить по мере сложности R_i , алгоритм вычисления которой подобен алгоритму вычисления фрактальной размерности, основанному на покрытии функции $f(t)$ клетками.

Сигнал $S_{t_0}^{t_0+N}$ представляется в виде последовательности перекрывающихся блоков длины b . Если новый блок начинается через каждые $b/2$ отсчетов, то их количество $l = \lfloor 2N/b \rfloor$. Таким образом, реализация раскладывается на элементарные участки:

$$S_{t_0}^{t_0+N} \rightarrow \left[e_{t_0}^{t_0+b-1}, e_{t_0+b/2}^{t_0+3b/2-1}, \dots, e_{t_0+ib/2}^{t_0+(i+2)b/2-1}, \dots, e_{t_0+(l-1)b/2}^{t_0+N-1} \right] \quad (8)$$

Для каждого блока $e_{t_0+ib/2}^{t_0+(i+2)b/2-1}$ рассчитывается R_i – мера сложности блока сигнала. R_i оценивается в соответствии с алгоритмом покрытия, часто используемым для расчета фрактальной размерности [6].

Мера сложности i -го блока сигнала R_i оценивается как коэффициент наклона прямой, образованной графиком зависимости $\log N_i(\varepsilon)$ от $\log(\varepsilon)$, который вычисляется по методу наименьших квадратов [7], где ε_k – размерность клетки, $N_i(\varepsilon_k)$ – минимальное количество клеток размера ε_k , необходимых для покрытия i -го блока сигнала:

$$R_i = -\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \frac{\log N(\varepsilon)}{\log \varepsilon}.$$

Клетка – это прямоугольник с основанием ε_x и высотой ε_y . Пусть s_{max} и s_{min} – максимальное и минимальное значения в пределах всей реализации, соответственно; $sampl$ – частота дискретизации сигнала,

$$\frac{1}{sampl} = \Delta t.$$

Рассматриваются размеры клеток

$$\varepsilon_k : (\varepsilon_{x,k}, \varepsilon_{y,k}) \quad k \leq 0 < n,$$

где

$$\varepsilon_{x,1} = \Delta t, \quad \varepsilon_{y,1} = (s_{max} - s_{min}) / b;$$

$$\varepsilon_{x,k} = k \cdot \Delta t, \quad \varepsilon_{y,k} = k \cdot (s_{max} - s_{min}) / b;$$

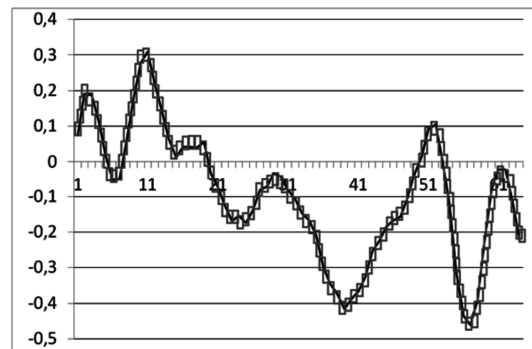
$$\varepsilon_{x,n} < \frac{1}{2} b \cdot \Delta t.$$

Для каждого размера клетки ε_k ищется минимальное количество клеток $N_i(\varepsilon_k)$, необходимое для покрытия ломаной, соединяющей точки отсчетов блока сигнала.

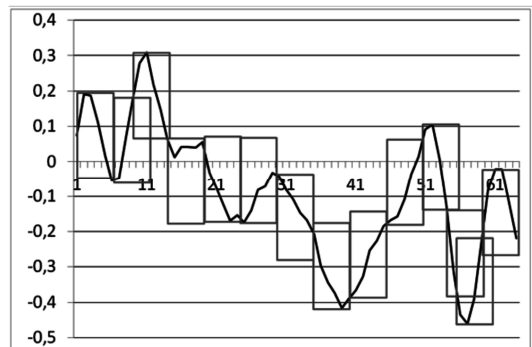
Для примера рассматривается блок сигнала кондиционного подшипника длиной $b = 64$. На рис. 1 представлены покрытия блока сигнала клетками разного размера.

Решается задача интерполяции точек $(\varepsilon_k, N(\varepsilon_k))$ прямой линией.

Положим $y_k = p + m\varepsilon_k$. Прямая $y_k = p + m\varepsilon_k$ называется наилучшим приближением $N(\varepsilon)$ по методу наименьших квадратов (МНК-прямой), если сумма квадратов отклонений $y_k - N(\varepsilon_k)$ минимальна [6].



а)



б)

Рис. 1. Покрытие блока сигнала клетками размера ε_1 (а), ε_7 (б)

Множество количеств клеток для разных размеров ε :

$$N = \{N(\varepsilon_1), N(\varepsilon_2), N(\varepsilon_3), N(\varepsilon_4), N(\varepsilon_5), N(\varepsilon_6), N(\varepsilon_7)\}$$

$$N = \{120, 60, 38, 28, 21, 16, 14\}$$

Множество размеров клеток: $E = \{\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3, \varepsilon_4, \varepsilon_5, \varepsilon_6, \varepsilon_7\}$.

Угловой коэффициент МНК-прямой в этом случае равен $-1,1738$. А мера сложности соответственно $R=1,1738$.

На основе изменения меры сложности строится алгоритм обнаружения локальных неоднородностей. Изменение меры сложности на соседних блоках $\Delta R_i = R_i - R_{i-1}$ сравнивается с величиной меры сложности на $(i-1)$ -м блоке. Считается, что обнаружена локальная неоднородность, если изменение меры сложности превышает R_{i-1} более чем в h_R раз, где h_R – заданный порог, параметр настройки, оптимальное значение которого определяется при обучении алгоритма:

$$\frac{\Delta R_i}{R_{i-1}} > h_R. \quad (9)$$

Отдельно рассматривается как общее количество неоднородностей $CntAll$, так и количество неоднородностей, связанных с ростом $CntUp$ или уменьшением меры сложности $CntDown$ – будем называть их положительными и отрицательными, соответственно.

Для всего сигнала в целом оцениваются:

– среднее значение меры сложности на всех блоках сигнала

$$\bar{R} = \frac{1}{l} \sum_{i=1}^l R_i \quad (10)$$

– среднее относительное изменение меры сложности

$$\bar{R}_{relative} = \frac{1}{l} \sum_{i=2}^l \frac{R_i - R_{i-1}}{R_{i-1}} \quad (11)$$

– общее количество неоднородностей: $CntAll(R)$, количество неоднородностей, связанных с ростом $CntUp(R)$, или уменьшением $CntDown(R)$, меры сложности R .

Алгоритм вычисления меры сложности блока сигнала имеет сложность $O(b^2)$. Алгоритм лучше работает на средних размерах блока, когда количество отсчетов достаточно для оценки размерности, но и не слишком велико: для приемлемого времени работы алгоритма. Сама по себе мера сложности недостаточно информативна. Целесообразно оценивать изменение меры сложности или относительное изменение меры сложности обнаружения локальных неоднородностей.

Параметры грубой линейной модели блоков сигналов

Предлагается в качестве диагностических последовательностей рассматривать частоты условных и безусловных модулей приращений сигнала в пределах блоков [8]. В точке t *приращение сигнала* – это разность между текущим и предыдущим значениями сигнала, а модуль: $\delta_t = |s_t - s_{t-1}|, t = 1, \dots, N$.

Множество приращений для точек всего сигнала образуют *последовательность приращений сигнала*:

$\Delta = \delta_1, \dots, \delta_N$. Множество значений всего сигнала S разбивается на n упорядоченных диапазонов, множество значений модулей приращений разбивается на m упорядоченных диапазонов.

Значения сигнала упорядочиваются по возрастанию и последовательно разбиваются на n диапазонов:

$$\tilde{S} = \{\tilde{S}_1, \dots, \tilde{S}_n\}, \quad (12)$$

где $\forall p = 1, \dots, n-1, \forall s \in \tilde{S}_p, s' \in \tilde{S}_{p+1}, s > s'$

Возможно разбиение множества значений сигнала на равные по длине диапазоны значений: если s_{max} и s_{min} – максимальное и минимальное значения в пределах всей реализации, то длина l_{range} каждого диапазона равна

$$l_{range} = \frac{(s_{max} - s_{min})}{n},$$

а значения каждого диапазона будут удовлетворять условию

$$\forall s \in \tilde{S}_p : s_{min} + p \cdot l_{range} \leq s < s_{min} + (p+1) \cdot l_{range}$$

Возможно разбиение на подмножества, когда задаются конкретные границы диапазонов подмножеств: $\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_n$, причем $\beta_0 = s_{min}, \beta_n = s_{max}, \beta_q < \beta_{q+1}$. Тогда в диапазон \tilde{S}_p попадут следующие значения:

$$\forall s \in \tilde{S}_p : \beta_p \leq s < \beta_{p+1}.$$

В данном исследовании используется первый вариант.

Разбиение множества модулей приращений сигнала осуществляется аналогично разбиению множества значений сигнала:

$$\tilde{\Delta} = \{\tilde{\Delta}_1, \dots, \tilde{\Delta}_m\}, \quad (13)$$

где $\forall q = 1, \dots, m-1, \forall \delta \in \tilde{\Delta}_q, \delta' \in \tilde{\Delta}_{q+1}, \delta > \delta'$

Для каждого блока при фиксированном уровне сигнала строится матрица условных приращений $M_i = Hist(\delta | s)$, содержащая количество точек, соответствующих парам диапазонов. Затем строки матрицы суммируются, т. е. получаем безусловные частоты приращений $V_i = Hist(\delta)$ в пределах блока сигнала.

Далее определяется *коэффициент сноса* – среднее значение приращения для точек блока, в которых значение сигнала соответствует рассматриваемому диапазону. Коэффициенты сноса блока для каждого диапазона значений образуют *вектор коэффициентов сноса*. Для каждого блока можно получить оценку вектора коэффициентов сноса длины n , усредняя приращения по полученным статистикам.

Для всего сигнала в целом оцениваются:

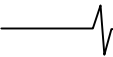
– среднее расстояние между матрицами зависимости приращения от величины сигнала на всем сигнале

$$\overline{\Delta M} = \frac{1}{l} \sum_{i=2}^l \rho(M_i, M_{i-1}), \quad (14)$$

где $\rho(M, M')$ – евклидово расстояние между матрицами M .

– среднее расстояния между векторами коэффициентов сноса на всем сигнале

$$\overline{\Delta V} = \frac{1}{l} \sum_{i=2}^l \rho(V_i, V_{i-1}), \quad (15)$$



где $\rho(M, M')$ – евклидово расстояние между векторами V .

Сложность алгоритмов вычисления матрицы условных приращений и вектора коэффициентов сноса имеет порядок $O(n \times m)$. Они достаточно просты в реализации и обладают высоким быстродействием, при этом такие грубые линейные модели эффективны для обнаружения локальных неоднородностей и диагностики состояния объектов, особенно в комплексе с непараметрическими алгоритмами оценки изменения меры сложности блоков.

Методика анализа

Таким образом, каждый сигнал обучающих выборок с помощью предложенного комплекса алгоритмов, реализованного в специальном ПО, отображается в вектор признаков

$$s_0^{T-1} \xrightarrow{Alg=\{\gamma\}} \mathbf{x} = |R \Delta R \text{CntAll} \text{CntUp} \text{CntDown} \Delta V \Delta M|, \quad (16)$$

где $\mathbf{x} = |x_1 \dots x_n|$ – образ сигнала. В пространстве образов расстояние между n -мерными образами i и j определяется как

$$\rho_{i,j} = \sqrt{(x_{1,i} - x_{1,j})^2 + \dots + (x_{n,i} - x_{n,j})^2}. \quad (17)$$

Хорошее отображение $s_0^{T-1} \xrightarrow{Alg=\{\gamma\}} \mathbf{x}$ обеспечивает компактность расположения образов одного класса в признаковом пространстве (пространстве образов) и удаленность образов разных классов. Визуальная оценка размещения образов в пространстве признаков удобна, если $n = 1, 2, 3$. Если число признаков велико, то формальная оценка их информативности становится просто необходимой для оценки потенциального качества диагностики и отбора полезных признаков.

Для оценки информативности диагностических признаков выбрано отношение среднего межклассового расстояния к среднему внутриклассовому [9]:

$$I(X) = \frac{\overline{\rho_{ll}}}{\overline{\rho_m}}, \quad (18)$$

где $\overline{\rho_m}$ – внутриклассовое расстояние (среднее расстояние между объектами класса m), и $\overline{\rho_{ll}}$ – расстояние между классами (среднее расстояние между объектами разных классов). Критерий информативности характеризует компактность расположения объектов одного класса и удаленность объектов разных классов в признаковом пространстве.

Анализ вибросигналов подшипников трансмиссии газотурбинных двигателей

При эксплуатационных испытаниях авиационных двигателей Д30/КУ в зоне узла межвального подшипника на неработающем двигателе с помощью штанги внутрь вала турбины низкого давления (НД) устанавливается датчик, в процессе свободного вращения ротора измеряются амплитуды вибраций, как указывалось во введении, с помощью прибора ИВУ-1М, представляющего собой аналоговый измеритель эффективной амплитуды вибраций [1]. При превышении уровня, определяемого методикой испытаний, двигатель снимается с эксплуатации. Большое количество двигателей снимается необоснованно, что приводит к экономическим потерям. Если информативность признаков, вычисляемых с помощью

разработанных алгоритмов выше, чем информативность ИВУ-1М, то это позволит сократить количество необоснованных съемов двигателей.

Выборки предоставлены «НПО «Сатурн». Частота дискретизации сигналов 10 кГц, длина реализаций 30000 отсчетов. Выборка разбита на три класса: B – неисправные, C – кондиционные (правильно распознанные с помощью прибора ИВУ-1М), и N – необоснованно снятые (кондиционные, но ошибочно распознанные как плохие подшипники прибором ИВУ-1М).

База данных вибросигналов содержит номера МП, но мы используем условные обозначения:

– обучающая выборка, представляющая проблему необоснованных съемов: $LS1 = \{B1, B3, B5, N2, N4, N6A, N7\}$;

– обучающая выборка с исключением подшипника B5 (увеличенный радиальный зазор) $LS2 = LS1 \setminus B5$;

– обучающая выборка с добавлением кондиционных подшипников: $LS3 = LS1 \cup \{C3, C4, C5, C6\}$.

ИВУ-1М выполняет преобразование, которое можно описать формулой вычисления СКО

$$s(t) \rightarrow \frac{k}{T} \int_0^T s_\tau^2 d\tau = \sigma. \text{ Выход ИВУ-1М – стрелочный индикатор. Аналоговые сигналы до преобразования с помощью ВДК-44 преобразуют в цифровые последовательности и сохраняют в БД.}$$

Для сопоставления информативности алгоритмов обнаружения локальных неоднородностей с информативностью обработки в ИВУ-1М была реализована модель обработки вибросигналов в ИВУ-1М. При моделировании цифровая последовательность отображается в среднеквадратичное значение её отсчетов

Для сопоставления информативности алгоритмов обнаружения локальных неоднородностей с информативностью обработки в ИВУ-1М была реализована модель обработки вибросигналов в ИВУ-1М. При моделировании цифровая последовательность отображается в среднеквадратичное значение её отсчетов

$$\gamma_\sigma : s_0^{T-1} \mapsto \hat{\sigma} = \sqrt{\frac{1}{T} \sum_{i=0}^{T-1} s_i^2}.$$

Таким образом, признаковое пространство содержит только одну компоненту. Её информативность на выборке вибросигналов LS1 очень низкая (см. табл. 1), составляет 0,4 и остается низкой (0,439) при исключении аномального измерения LS1\B5.

На практике специалисты обращают внимание на динамику поведения стрелки ИВУ-1М. Время испытаний составляет 3 с, за это время ротор делает 6 оборотов. Динамику можно описать вектором СКО на относительно коротких интервалах

$$\mathbf{x} = |\sigma_1 \sigma_2 \dots \sigma_6| = \left| \sigma(s_0^{4999}) \sigma(s_{5000}^{9999}) \dots \sigma(s_{25000}^{29999}) \right|.$$

Информативность его компонент (показаний стрелки при разных оборотах) представлена в табл. 1. Низкая информативность соответствует перемешиванию образов при использовании ИВУ-1М, что показано на рис. 2.

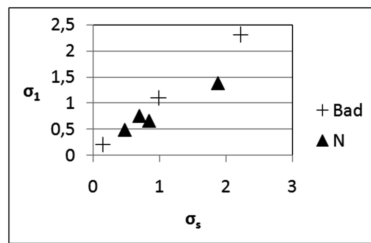
Использование алгоритмов обнаружения локальных неоднородностей в вибросигнале позволяет получить более информативные признаки. Это подтверждается как визуальной оценкой кластеров образов в выбранных признаковых пространствах, так и формальной оценкой информативности выбранных признаков. Информативность признаков зависит от выбранного размера блоков (24 / 32), порога (0,1 / 0,01) и размера матрицы статистики приращений (3 × 3 / 10 × 10). Она достаточна для ли

Таблица 1. Информативность признаков для диагностики состояния подшипников трансмиссии ГТД

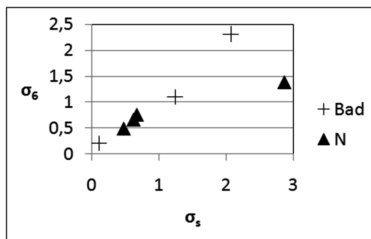
Параметры алгоритмов (размер блока, порог, размер матрицы)	Выборка	Информативность признаков						
		Непараметрическая модель (диагностическая последовательность мер сложности блоков сигнала)					Грубая линейризованная модель блоков	
		R	dR	CntAll	CntUp	CntDown	dV	dM
24; 0,1; 3x3	LS1	0,682	0,701	0,639	0,57	0,608	0,546	0,592
24; 0,1; 3x3	LS2	1,167	1,385	0,892	0,664	0,78	0,661	0,708
32; 0,1; 3x3	LS2	1,238	1,499	1,018	1,078	1,046	0,703	0,766
24;0,01;10x10	LS2	1,167	1,385	1,823	1,853	1,839	1,153	0,974
ИВУ-1М, интервалы, сек.								
		0..3	0..0,5	0,5..1	1..1,5	1,5..2	2..2,5	2,5..3
	LS1	0,402	0,451	0,419	0,425	0,397	0,384	0,432
	LS1\B5	0,439	0,573	0,494	0,446	0,383	0,384	0,542

нейной разделимости необоснованно снятых и плохих подшипников (см. рис. 3). Наиболее эффективны комбинации разнородных признаков, т.е. результаты непараметрической обработки и оценки параметров грубой линейной модели (см. рис. 3а – 3в и рис. 3г).

признаков при размере блока $b = 32$ и пороге $\alpha = 0,1$, размерности матрицы $M:3x3$. На рис. 4 представлено распределение образов в пространствах разнородных признаков ($CntAll, dV$) и ($CntDown, dV$).



а)



б)

Рис. 2. Распределение образов классов (N, B) в пространствах (σ_s, σ_1) (а) и (σ_s, σ_6) (б)

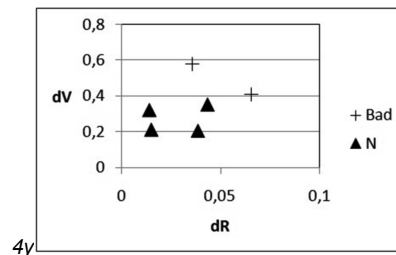
Анализ данных центра Intelligent Maintenance Systems, университет Цинциннати [10]

Выборка получена в испытаниях подшипников на надежность. Для получения вибросигнала на одном валу были установлены 4 подшипника, на каждом из которых были установлены по два акселерометра. Все отказы произошли после превышения назначенного срока службы подшипников (более 100 миллионов оборотов).

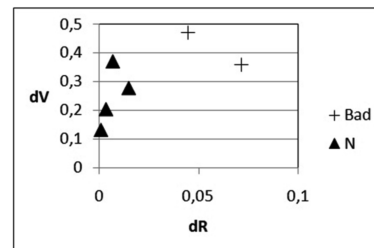
Сигналы регистрировались в течение длительного времени, каждые 20 минут. Частота дискретизации 20 480 Гц, длина реализаций – 1 сек. Отобрано 30 диагностических реализаций: 15 кондиционных и 15 некондиционных. Выборка разбивается на два класса: В – неисправные, С – кондиционные. Класс С кондиционных подшипников сформирован по реализациям, соответствующим началу испытаний всех подшипников и концу испытаний подшипников, выдержавших испытания.

Класс В неисправных подшипников сформирован по реализациям конца испытаний отказавших подшипников.

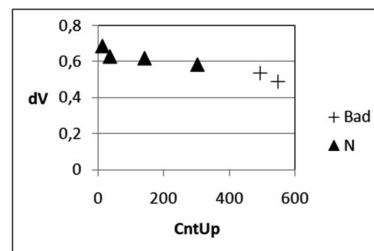
В табл. 2 приведены значения информативности



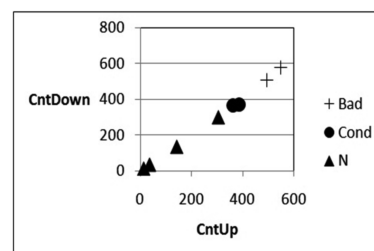
а)



б)



в)

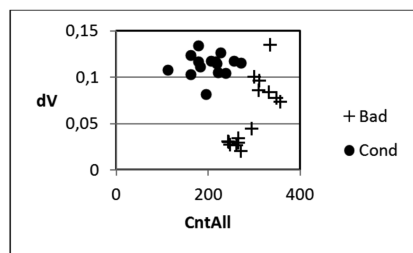


г)

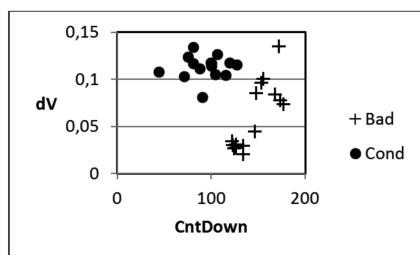
Рис. 3. Распределение образов классов (N, B) в пространствах (dV/dR) (24; 0,01; 3x3) LS2 (а), (dV/dR) (32; 0,1; 3x3) LS2 (б), $(dV/CntUp)$ (24; 0,01; 10x10) LS2 (в), классов (CUN, B) в пространствах $(CntDown/CntUp)$ (24; 0,01; 10x10) LS3 (г)

Таблица 2. Информативность признаков в задаче испытания на надежность

Непараметрическая модель источника					Грубая линейризованная параметрическая модель	
R	dR	$CntAll$	$CntUp$	$CntDown$	dV	dM
1,11	0,807	0,691	0,659	0,767	1,048	0,834



а)



б)

Рис. 4. Распределение образов в пространствах $(dV, CntAll)$ (а), $(dV, CntDown)$ (б) при пороге $h = 0,1$ размере блока $b = 32$, размерность матрицы $M:3 \times 3$

Заключение

В [11] предложена сегментация сигнала на основе непараметрического подхода к проблеме обнаружения моментов изменения вероятностных характеристик случайных процессов. Показано, что обнаружение изменений любой функции распределения или какой-либо иной вероятностной характеристики может быть сведено к обнаружению изменения математического ожидания в некоторой новой случайной последовательности, сформированной из исходной (диагностическая последовательность). В настоящей работе предлагается в качестве диагностических последовательностей рассматривать последовательности локальных мер сложности.

В отсутствие параметрических моделей, подобно фрактальной размерности, оцениваются меры сложности блоков сигнала. В предположении, что в пределах блока можно принять линейную модель формирования сигнала, разработаны алгоритмы грубой статистической оценки ее параметров. Изменение статистик условных и безусловных приращений сигнала более информативно, чем известное решение рассмотренных задач диагностики состояния подшипников. Показано, что комплексная обработка диагностических сигналов является эффективной для анализа вибросигналов подшипников. Алгоритмы могут быть адаптированы для анализа сигналов в широком классе приложений, например, медицинских.

Литература

1. Кузменко М.Л., Портер А.М., Комаров Б.И., Карасев В.А. Вибродиагностика межвального подшипника двигателей семейства Д30КУ: Науч.-тех. сб. под ред. М.Л. Куз-

менко, В.Ф. Безъязычного, В.Н. Вернигора, А.Л. Михайлова. М.: ЦИАМ. 2001. Вып. 4. Неразрушающий контроль повреждаемости материалов и конструкций ГТД. – с. 221.

2. Шепель В.Т., Комаров Б.И., Грызлова Т.П. Выбор признаков для диагностики технического состояния трансмиссионных подшипников ГТД // Авиационно-космическая техника и технология. – 2005. – №8(24). – С. 97–100.

3. Орищенко В.И., Санников В.Г., Свириденко В.А. Сжатие данных в системах сбора и передачи информации. /Под ред. В.А. Свириденко. – М.: Радио и связь, 1985. – 184 с.

4. Моттль В.В., Мучник И.Б. Скрытые марковские модели в структурном анализе сигналов. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 1999. – 352 с.

5. Браверман Э.М., Мучник И.Б. Структурные методы обработки эмпирических данных. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит. 1983 – 464 с.

6. Линник Ю.В. Метод наименьших квадратов и основы математико-статистической теории обработки наблюдений. – 2-е изд. – М., 1962.

7. Кроновер Р.М. Фракталы и хаос в динамических системах. Основы теории. – М.: Постмаркет, 2000. – 352 с.

8. Чувилина Е.В. Информативность признаков для диагностики состояния подшипников на основе обнаружения локальных неоднородностей. – Машинное обучение и анализ данных. – 2013. – Т.1. – С. 685-694.

9. J. Lee, H. Qiu, G. Yu, J. Lin, and Rexnord Technical Services 'Bearing Data Set', IMS, University of Cincinnati. NASA Ames Prognostics Data Repository URL: <http://ti.arc.nasa.gov/tech/dash/pcoe/prognostic-data-repository/> (Дата обращения 10.12.2007).

10. Грызлова Т.П. Методы оценки информативности цифровой обработки сигналов в задачах классификационного анализа. – 15-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA – 2013», Москва, Россия, доклады. Стр.149 – 152.

11. Бродский Б.Е., Дарховский Б.С., Каплан А.Я., Шикин С.Л. Непараметрическая сегментация электрических сигналов мозга. – Автоматика и телемеханика. – 1998. – № 2. – С. 23-32.

DETECTING CHANGES OF STATE OF THE COMPLEX SOURCE IN THE ABSENCE OF PARAMETRIC MODELS

Chuvilina E.V., Gryzlova T.P.

Digital signal processing algorithms for diagnostics of technical condition of bearings is proposed. Two problems are considered -reliability tests and operational tests of transmission's bearings GTE. Signals with such complex sources are nonlinear and non-stationary signals of many elementary signals, the inclusion of which is determined by

the unknown and random switching functions. Algorithms are based on the detection of local inhomogeneities in the sequence of blocks of signals. Measures of complexity of signal's blocks (like the fractal dimension) are estimated if parametric models are absent. Under the assumption that within a block a linear model of the signal can be taken, the algorithms of rough statistical estimation of its parameters

are developed. The change of conditional and unconditional statistics of increments of signal is more informative than the known solutions of this problem. It is shown, that the complex processing of diagnostic signals based on the proposed algorithms is effective. Algorithms can be adapted for the analysis of signals in a wide class of applications, such as medical signals.

НАУЧНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ:

Обработка сигналов в радиотехнических и информационно-измерительных системах

Секция 4: Обработка сигналов в радиотехнических системах

Обсуждение проблем и задач обработки радиотехнических сигналов велось по трем основным направлениям: обнаружение сигналов и оценивание их параметров; радиолокация, пеленгация и навигация; пространственно-временная обработка сигналов.



На секции обсуждались следующие актуальные научные проблемы:

- пространственно-корреляционный метод обработки сигналов;
- томографические методы определения местоположения и мощностей источников излучения;
- сверхрелеевское разрешение сигналов;
- кепстральный способ определения взаимного расположения радиоимпульсов;
- фазокодированная последовательность с нулевым уровнем боковых лепестков автокорреляционной функции;
- детектирование сигналов в оптоэлектронном спектрометре;
- оценивание угловых координат воздушных целей;
- синтез цифрового двухчастотного классификатора помех;
- пространственная компенсация активных помех;
- реализация сверхширокополосного хаотического сигнала в активном локаторе;
- имитация радиолокационных сигналов;
- цифровая пеленгация с коническим сканированием диаграммы направленности;
- адаптивный алгоритм согласованного преследования;
- адаптивная фильтрация сложных сигналов;
- многоканальная доплеровская фильтрация;
- адаптивная селекция движущихся целей;
- стохастическая радиолокация: обнаружение, оценивание и фильтрация.

Секция 6: Обработка и передача измерительной информации

Работа секции охватывает широкий спектр цифровой обработки измерительной информации, в том числе спектральный анализ и обработку биоэлектрических сигналов, обработку геофизических данных и сейсмических сигналов, цифровое моделирование измерительных процессов.

На секции обсуждались следующие актуальные научные проблемы:

- аппроксимация и анализ параметров ионосферы;
- анализ геомагнитных данных;
- статистические методы частотно-цифровых средств измерений;
- моделирование АЦП в среде LABVIEW;
- оценка влияния фазовых шумов на шумы АЦП;
- обнаружение изменения состояния сложного источника;
- стереокалибровка с использованием нейронной сети;
- алгоритмы навигации мобильных роботов.

АДАПТИВНЫЙ АЛГОРИТМ СОГЛАСОВАННОГО ПРЕСЛЕДОВАНИЯ С УТОЧНЕНИЕМ НА СМЕШАННЫХ СЛОВАРЯХ В АНАЛИЗЕ СИГНАЛОВ ГЕОАКУСТИЧЕСКОЙ ЭМИССИИ

Луковенкова О.О., аспирантка Института космических исследований и распространения радиоволн ДВО РАН (ИКИР ДВО РАН), e-mail: o.o.lukovenkova@yandex.ru;

Тристанов А.Б., к.т.н., старший научный сотрудник Института космических исследований и распространения радиоволн ДВО РАН (ИКИР ДВО РАН), доцент Калининградского государственного технического университета, e-mail: alextristanov@mail.ru

Ключевые слова: геоакустическая эмиссия, согласованное преследование, адаптивный алгоритм, смешанный словарь, разреженная аппроксимация.

Под геоакустической эмиссией понимаются упругие колебания, возникающие в твердых природных средах под влиянием дислокационных изменений (рис. 1). С 1999 года на полуострове Камчатка ведется активное изучение сигналов ГАЭ на различных стадиях сейсмической активности. В работе [1] описаны особенности, методы регистрации, предварительной обработки и анализа сигналов ГАЭ.

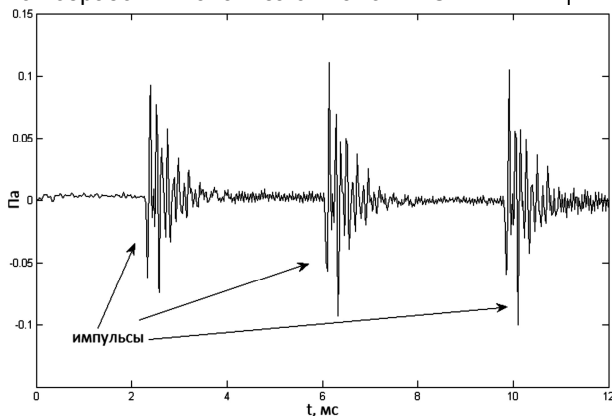


Рис. 1. Пример сигнала ГАЭ

Традиционно для анализа сигналов импульсной природы используются классические методы частотно-временного анализа: преобразование Фурье, оконное преобразование Фурье, вейвлет-анализ [2, 3, 10, 11]. Однако, в связи с малой длительностью, временной локализованностью аномалий и сильной зашумленностью, классический частотно-временной анализ сигналов ГАЭ не дает желаемых результатов. В 2011 году лабораторией акустических исследований ИКИР ДВО РАН впервые для анализа внутренней структуры сигналов ГАЭ было предложено использовать метод разреженной аппроксимации [4]. В ходе экспериментов авторами показано, что наиболее подходящим из алгоритмов разреженной аппроксимации для анализа сигналов ГАЭ является алгоритм согласованного преследования (Matching Pursuit), предложенный Mallat S. и Zhang Z. [5].

Подробно о подходе разреженной аппроксимации и

В 2011 году лабораторией акустических исследований впервые для более точного анализа внутренней структуры сигналов был предложен метод разреженной аппроксимации. В ходе экспериментов выяснилось, что наиболее подходящим из алгоритмов разреженной аппроксимации для анализа сигналов геоакустической эмиссии (ГАЭ) является алгоритм согласованного преследования (Matching Pursuit). Одним из преимуществ подхода разреженной аппроксимации является возможность использования смешанных словарей, описанных различными математическими функциями. В представленной статье описано применение смешанного словаря, составленного из функций Габора и Берлаге, и предложен усовершенствованный алгоритм с добавлением уточнения в пространстве параметров словаря, названный адаптивным согласованным исследованием с уточнением. Новый алгоритм модифицирован для применения на смешанных словарях и протестирован на реальных сигналах ГАЭ.

методе согласованного преследования изложено в [2, 5, 8, 9]. Работы авторов [4, 6, 7] посвящены применению алгоритма согласованного преследования для анализа сигналов ГАЭ.

В отличие от методов классического частотно-временного анализа, порождающих избыточные разложения сигналов, включающие все атомы словаря, разреженная аппроксимация, не теряя в точности, строит компактные представления, состоящие лишь из наиболее значимых элементов словаря. Еще одним преимуществом подхода разреженной аппроксимации является возможность разложения сигналов по неортогональным в общем случае словарям, описываемым различными математическими функциями, что обеспечивает более широкие возможности для интерпретации моделей сигнала и объяснения физики процессов генерации сигналов. От выбора словаря D зависит качество аппроксимации, дальнейший анализ и интерпретация.

В первом приближении элементы сигнала ГАЭ могут быть описаны локализованными модулированными функциями. На основе данного заключения в ранних работах в качестве словаря D был выбран словарь Габора, включающий масштабированные, модулированные и сдвинутые по времени функции Гаусса [4]:

$$g(t) = Ae^{-Bt^2} \sin(2\pi ft).$$

В работе [6] показано, что словарь, составленный из масштабированных, модулированных и сдвинутых

функций Берлаге, является более адекватным по сравнению со словарем Габора, т.к. функции Берлаге обладают схожей структурой с элементарными импульсами ГАЭ, поэтому лучше аппроксимируют участки сигнала, содержащие импульсы

$$g(t) = At^n e^{-Bt} \cos\left(2\pi ft + \frac{\pi}{2}\right).$$

Функции Гаусса подходят для аппроксимации зашумленных участков сигнала. На рис. 2 представлены графики зависимостей средней (по 100 сигналам) ошибки аппроксимации от числа итераций алгоритма согласованного преследования для словарей Берлаге и Габора.

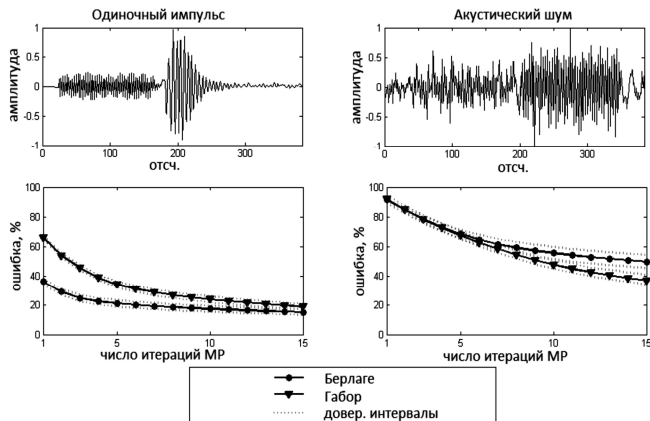


Рис. 2. Сравнение спада ошибок аппроксимации для участков сигнала, содержащих и не содержащих одиночные импульсы ГАЭ

Для улучшения качества аппроксимации сигналов ГАЭ было решено использовать смешанный словарь, включающий как функции Берлаге, так и функции Гаусса. Далее под *монословарем* понимается набор однотипных функций, полученных вариацией значений независимых параметров материнской функции (словари Габора и Берлаге), под *смешанным* – словарь, составленный из атомов, описываемых различными математическими функциями.

Формирование словаря, в первую очередь, требует определения диапазонов независимых параметров, значения которых уникальным образом характеризуют каждый частотно-временной атом. Для функции Гаусса были выделены следующие параметры: частота заполняющей гармоники f [Гц], длина атома T_{end} [с], приращение параметра, отвечающего за форму огибающей атома Δ

$$g(t) = Ae^{-(B_{lim}(T_{end} + \Delta)t)^2} \sin(2\pi ft),$$

где B_{lim} – критическое значение параметра B , отвечающего за форму огибающей, при котором амплитуда атома на границе области определения составляет 5% от

максимального значения.

Для функции Берлаге – частота заполняющей гармоники f [Гц], длина атома T_{end} [с], положение максимума t_{max} [с], приращение параметра, отвечающего за форму огибающей атома Δ

$$g(t) = At^{n_{lim}(T_{end} + t_{max}) + \Delta} e^{-\frac{n_{lim}(T_{end} + t_{max}) + \Delta}{t_{max}} t} \cos\left(2\pi ft + \frac{\pi}{2}\right),$$

где n_{lim} – критическое значение параметра n при котором амплитуда атома на границе области определения составляет 5% от максимального значения.

В ходе серии экспериментов были проанализированы распределения параметров, наиболее часто встречаемых в разложениях атомов, и подобраны обеспечивающие подходящее качество аппроксимации диапазоны параметров (табл. 1).

Сформированный смешанный словарь, состоящий из 640 функций Берлаге и 400 функций Гаусса, тестировался на 200 сигналах ГАЭ длиной 8 мс, первая половина из которых содержала явные одиночные импульсы с амплитудой 0.02 – 0.05 Па и заполняющей частотой 5 – 15 кГц, а вторая – акустический шум. Предварительная обработка сигналов включала фильтрацию по частотному диапазону 1 – 24 кГц и нормирование по амплитуде. Для каждого из исследуемых сигналов по заданному смешанному словарю алгоритмом согласованного преследования строилась разреженная аппроксимация по 15 атомам. Ошибка аппроксимации вычисляется по формуле

$$\varepsilon_N = \frac{\|R^N s\|}{\|s\|} \times 100\%,$$

где $R^N s$ – остаток на n -й итерации, s – исследуемый сигнал. Использование смешанного словаря снизило ошибку на 5-10 % по сравнению с ошибкой на монословаре Берлаге (рис. 3).

Расширение словаря, включение в него новых атомов с параметрами из выбранных диапазонов также существенно улучшает качество аппроксимации сигналов, однако увеличение размерности словаря сопряжено со значительными затратами временных и пространственных вычислительных ресурсов.

Самой затратной частью алгоритма согласованного преследования является вычисление на каждой итерации скалярных произведений атомов словаря с сигналом. Пусть имеется словарь, состоящий из M атомов длиной L_{atom} отсчетов, и сигнал длиной L_{sig} отсчетов, тогда вычисление всех скалярных произведений потребует выполнения $M \times (2L_{atom} - 1) \times L_{sig}$ сложений и умножений, соответственно объем вычислительных ресурсов, требуемых для выполнения алгоритма, прямо пропорционален размеру словаря M .

Таблица 1. Параметры для формирования смешанного словаря

Параметр	f	Длина атомов в % относительно длины сигнала, $\frac{T_{end}}{T_{atom}} \times 100\%$	Δ	Положение максимума огибающей в % относительно длины атома, $\frac{t_{max}}{T_{end}} \times 100\%$
Словарь				
Берлаге	200 – 15000	50 – 100%	5 – 20	10 – 35%
Габора			$10^5 - 10^9$	–

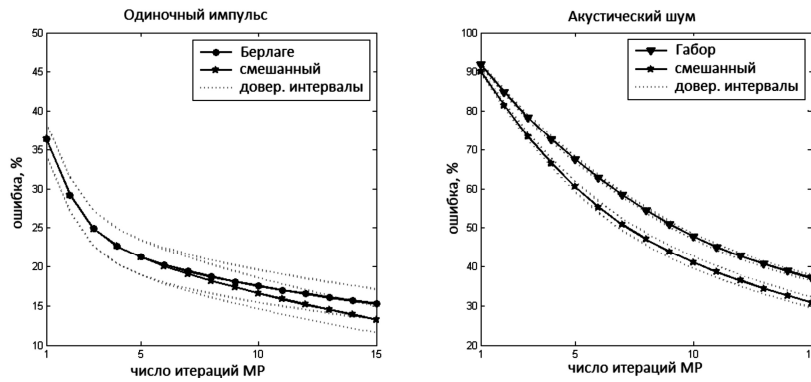


Рис. 3. Графики спада средних ошибок аппроксимации (по 100 сигналам) для участков сигнала, содержащих одиночные импульсы и акустический шум

Одним из способов повышения качества аппроксимации в условиях ограниченных вычислительных ресурсов, не требующим расширения словаря, является добавление уточнения в пространстве параметров к алгоритму (рис. 4). Под *пространством параметров монословаря* будем понимать n -мерное пространство, образованное всеми допустимыми значениями n параметров атомов заданного словаря. Каждый атом в пространстве параметров представляется n -мерной точкой. Суть адаптивного алгоритма согласованного преследования с уточнением заключается в поиске нового, более значимого элемента разложения на каждой итерации алгоритма в окрестности выделенного атома. Найденный уточненный атом и все его сдвиги добавляются в словарь, адаптируя его к конкретным особенностям сигнала. Блок-схема процесса уточнения на примере словаря Габора представлена на рис. 5.

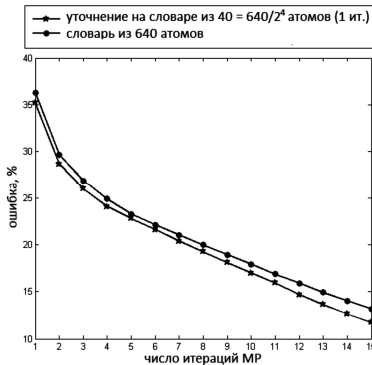


Рис. 4. Сравнение согласованного преследования с уточнением на словаре Берлаге из 40 атомов с классическим согласованным преследованием на словаре Берлаге из 640 атомов

Применение уточнения позволяет снизить объем затрачиваемых вычислительных ресурсов. Преобладающая часть времени выполнения одной итерации адаптивного алгоритма с уточнением на словаре с N_p -мерным пространством параметров складывается из времени выполнения $(M + k \cdot 3^{N_p}) \times (2L_{atom} - 1) \times L_{sig}$ сложений и умножений и фиксированного времени формирования уточняющего словаря из 3^{N_p} атомов, умноженного на количество итераций обучения k . Таким образом, объем вычислительных ресурсов, требуемых для согласованного преследования с уточнением, пропорционально зависит от размера словаря M и количества итераций обучения k . Для словаря определенного размера

M можно подобрать значение k , обеспечивающее высокую точность при заданных вычислительных ресурсах.

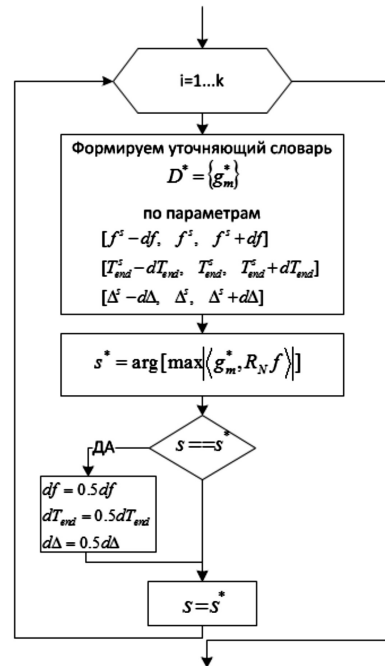


Рис. 5. Уточнение на примере словаря Габора

Адаптивное согласованное преследование с уточнением тестировалось на словарях Габора и Берлаге, описанных в табл. 1. Для данного размера словарей оптимально проводить около 5-10 итераций уточнения. Дальнейшее увеличение k вызывает незначительные изменения (<0.5%) ошибки аппроксимации (рис. 6).

Ввиду различия признаков пространств атомов на смешанных словарях следует применять модифицированное согласованное преследование с уточнением: на каждой итерации отдельно уточняются атомы, принадлежащие к различным семействам функций, затем из уже уточненных выбирается атом, обладающий наибольшим по абсолютной величине скалярным произведением с сигналом. Данные изменения вводятся для построения точных по типам функций разложений сигнала. По графикам спада средних ошибок аппроксимации (по 100 сигналам ГАЭ) классического согласованного преследования и согласованного преследования с уточнением на смешанном словаре, представленном на рис. 7, можно сделать вывод, что алгоритм с уточнением строит более качественные аппроксимации.

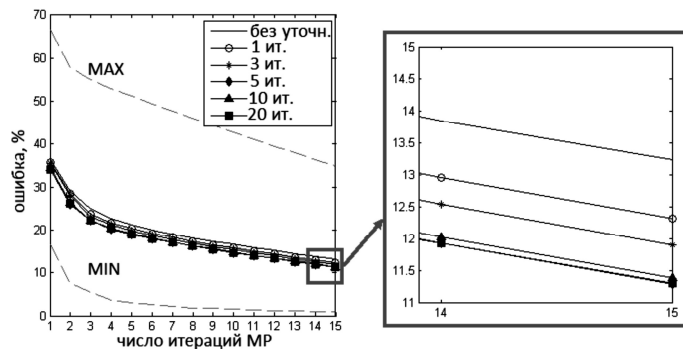


Рис. 6. Спады ошибок аппроксимации при различном количестве итераций уточнения

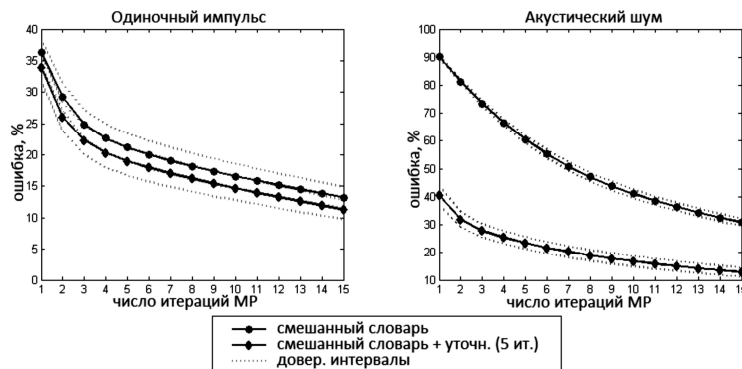


Рис. 7. Спад ошибок аппроксимации метода согласованного преследования с уточнением и без уточнения

В заключении следует отметить, что модификация классического согласованного преследования с использованием смешанных словарей и с привлечением алгоритмов уточнения в пространстве параметров существенно повышает качество аппроксимации сигналов ГАЭ. Предложенный алгоритм целесообразно использовать в системах обработки и анализа сигналов ГАЭ.

Литература

1. Марапулец Ю.В., Шевцов Б.М. Мезомасштабная акустическая эмиссия. – Владивосток: Даль-наука, 2012. – 125 с.
2. Малла С. Вэйвлеты в обработке сигналов. – М.: Мир, 2005. – 672 с.
3. Chakraborty A., Okaya D. Frequency-time decomposition of seismic data using wavelet-based methods// Geophysics, vol.60, 6: P.1906-1916.
4. Марапулец Ю.В., Тристанов А.Б. Применение метода разреженной аппроксимации в задачах анализа сигналов геоакустической эмиссии // Цифровая обработка сигналов. 2011, № 2, С.13-17.
5. Mallat S., Zhang Z. Matching pursuits with time-frequency dictionaries. IEEE Transactions on Signal Processing, 41(12), P.3397-3415.
6. Марапулец Ю.В., Тристанов А.Б. Разреженная аппроксимация акустических временных рядов с использованием частотно-временного словаря Берлаге// Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова. Серия: Цифровая обработка сигналов и её применение. 2012. Выпуск: XIV; Том-1, С. 91-94.
7. Афанасьева А.А., Лукovenkova О.О., Марапулец Ю.В., Тристанов А.Б. Применение разреженной аппроксимации и методов кластеризации для описания структуры временных рядов акустической эмиссии // Цифровая обработка сигналов. 2013. №2. С. 30-34.
8. Chen S.S., Donoho D.L., Saunders M. Atomic Decomposition by Basis Pursuit // SIAM J. Sci. Comput. 1998. Vol. 20, № 1. P. 33.

9. Donoho D.L., Elad M. Optimally sparse representation in general (nonorthogonal) dictionaries via l_1 minimization. // Proc. Natl. Acad. Sci. U. S. A. National Academy of Sciences, 2003. Vol. 100, № 5. P. 2197–2202.

10. Khelladi. M., Seddiki O., Bendimerad F.T. Time-frequency decomposition of an ultrashort pulse: wavelet decomposition. Radioengineering journal.2008. Vol. 17, №1. P. 56-63.

11. Aly O. A. M., Omar A. S. Detection and localization of RF radar pulses in noise environments using wavelet packet transform and higher order statistics. Progress In Electromagnetics Research, PIER 58. 2006. P. 301–317.

ADAPTIVE REFINING MATCHING PURSUIT ALGORITHM FOR COMBINED DICTIONARIES IN THE ANALYSIS OF THE GEOACOUSTIC EMISSION SIGNALS

Lukovenkova O., Tristanov A.

From 1999 to study seismic processes the geoacoustic emission (GAE) signals have been measured continuously in Kamchatka. Typical GAE signal is of pulse nature. Traditionally, the classical methods of time-frequency analysis such as Fourier transform, short-time Fourier transform, wavelet transform and others are used for these signals. In 2011 acoustic researches laboratory first proposed the sparse approximation method for more detailed analysis of the GAE signal inner structure. Researchers have discovered that matching pursuit is the most proper algorithm for sparse approximating of the GAE signals. One of the main advantages of sparse approximation is the ability to use combined dictionaries described by different mathematical functions. This paper considers the use of combined dictionaries consisting of Gabor and Berlage functions. The improved algorithm of refinement in the parameter space named by adaptive refining matching pursuit has been proposed. The new algorithm has been changed to be used for combined dictionaries and tested on real GAE signals.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ДВУХ СПОСОБОВ ФОРМИРОВАНИЯ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ В АДАПТИВНОЙ СИСТЕМЕ СЕЛЕКЦИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

Кутенов В.Е., аспирант ОАО «ВНИИРТ»;

Бартенева В.Г., профессор кафедры теоретической радиотехники и радиофизики МИРЭА, д.т.н.,
e-mail: syntaltechno@mail.ru

Ключевые слова: адаптивная доплеровская фильтрация, авторегрессия, селекция движущихся целей.

Введение

Одним из самых важных этапов проектирования РЛС является разработка системы селекции движущихся целей (ССДЦ). Классическим решением задачи ССДЦ является череспериодное вычитание (ЧПВ). В ЧПВ применяются, как правило, постоянные биномиальные весовые коэффициенты и обрабатывается пачка из небольшого числа импульсов. Альтернативным вариантом ЧПВ можно считать многоканальную доплеровскую фильтрацию (МДФ) на основе алгоритма дискретного преобразования Фурье с дополнительным взвешиванием обрабатываемой пачки импульсов, например, функцией Хэмминга [1].

Недостатком ЧПВ и МДФ, имеющих фиксированные весовые коэффициенты, является недостаточная эффективность подавления эхо-сигналов пассивной помехи (ПП) со сложным многомодовым спектром, к тому же имеющим доплеровское смещение. Решить проблему подавления подобных сигналов позволяет введение в ССДЦ алгоритмов адаптивной фильтрации, то есть алгоритмов фильтрации сигнала с весовыми коэффициентами, рассчитанными в реальном масштабе времени на основе оцениваемых параметров мешающих отражений. Алгоритмы адаптивной фильтрации разработаны достаточно давно, однако в них единственными оцениваемыми параметрами при формировании весовых коэффициентов были модуль и аргумент межпериодного коэффициента корреляции [1]. В настоящее время прогресс в области методов параметрического спектрального анализа с высоким разрешением и высокопроизводительных средств цифровой обработки сигналов дали возможность подойти к реализации более совершенных алгоритмов.

Целью данной статьи является сравнительный анализ двух методов реализации адаптивной системы селекции движущихся целей на основе авторегрессионного подхода. Было рассмотрено два метода: межпериодная адаптивная фильтрация с весовыми коэффициентами в виде коэффициентов авторегрессии, оцениваемыми с использованием метода Юла-Уокера [2] и межпериодная адаптивная фильтрация с весовыми коэффициентами, оцениваемыми с использованием метода Берга [2].

Произведён сравнительный анализ двух алгоритмов адаптивной фильтрации мешающих отражений на основе авторегрессионного подхода. Показаны преимущества адаптивной системы селекции движущихся целей по сравнению с неадаптивной системой.

В качестве входных данных были выбраны две модели помехи: а) использовалась аддитивная смесь двух нефлюктуирующих отраженных сигналов мешающих отражений на частоте 0 Гц (эхо-сигнал местного предмета), на частоте 20 Гц (эхо-сигнал движущейся пассивной помехи), спектр нефлюктуирующих сигналов на входе ССДЦ показан на рис. 1). Рассматривалась флюктуирующая коррелированная помеха с гауссовой формой спектра разной ширины, корреляционные функции которой представлены на рис. 2.

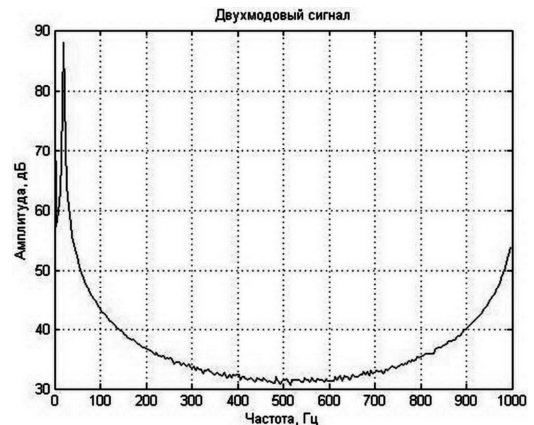


Рис. 1. Спектр сигналов на входе ССДЦ нефлюктуирующей двухмодовой помехи

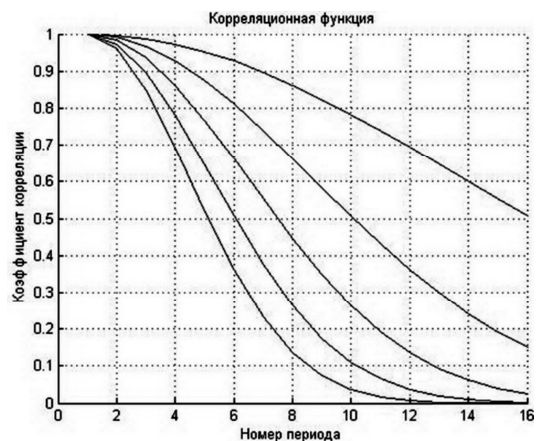


Рис. 2. Корреляционные функции флюктуирующей помехи

Адаптивная межпериодная фильтрация по алгоритму Юла-Уокера

Использование методов спектрального анализа высокого разрешения позволяет осуществлять адаптивную фильтрацию в ССДЦ каждой спектральной составляющей многомодового мешающего отражения. На рис. 3 показан спектр сигналов на выходе фильтра, полученного при обработке входного сигнала методом Юла-Уокера.

Метод оценки параметров авторегрессии Юла-Уокера заключается в решении системы уравнений:

$$\begin{bmatrix} r_{xx}[0] & r_{xx}[-1] & \dots & r_{xx}[-p] \\ r_{xx}[1] & r_{xx}[0] & \dots & r_{xx}[-p+1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{xx}[p] & r_{xx}[p-1] & \dots & r_{xx}[0] \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 1 \\ a[1] \\ \vdots \\ a[p] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho_w \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

где: r_{xx} – коэффициенты автокорреляции входного сигнала; a – искомый вектор фильтра (параметры AP); ρ_w – дисперсия шума.

Для расчёта фильтра использовалась функция `aryule` системы MATLAB.

$$a = \text{aryule}(x, N-1)$$

где: x – входной сигнал; a – вектор коэффициентов фильтра; N – порядок фильтра.

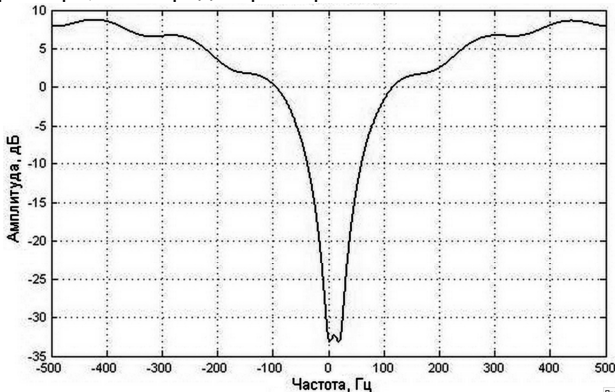


Рис. 3. Амплитудно-частотная характеристика фильтра, рассчитанного по алгоритму Юла-Уокера

На приведённом рисунке заметно, что расположение минимумов спектра соответствует спектральным модам 0 Гц и 20 Гц.

Также из рисунка видно, что в зоне подавления у адаптивного фильтра коэффициент подавления составляет 33 дБ, что явно недостаточно для ССДЦ (обычно требуется на уровне 50-60дБ). Это обстоятельство можно причислить к недостаткам метода Юла-Уокера.

Адаптивная межпериодная фильтрация по алгоритму Берга

Метод Берга основан на минимизации ошибок линейного предсказания вперед и назад, определяемый по методу наименьших квадратов.

$$e_p^f[n] = x[n] + \sum_{k=1}^p a_p[k]x[n-k] \quad (2)$$

$$e_p^b[n] = x[n-p] + \sum_{k=1}^p a_p^*[k]x[n-p+k] \quad (3)$$

где: x – входной сигнал; a – искомый вектор фильтра (параметры AP).

При каждом значении порядка p в нем минимизируется среднее арифметическое мощности ошибок линейного предсказания вперед и назад (выборочная дисперсия ошибки предсказания):

$$\rho_p^{fb} = \frac{1}{2N} \left[\sum_{n=p+1}^N |e_p^f[n]|^2 + \sum_{n=p+1}^N |e_p^b[n]|^2 \right] \quad (4)$$

На рис. 4 показан спектр сигналов на выходе фильтра, полученного при обработке входного сигнала методом Берга. Для расчёта использовалась функция `arburg` системы MATLAB.

$$a = \text{arburg}(x, N-1)$$

где x – входной сигнал; a – вектор коэффициентов фильтра; N – порядок фильтра.

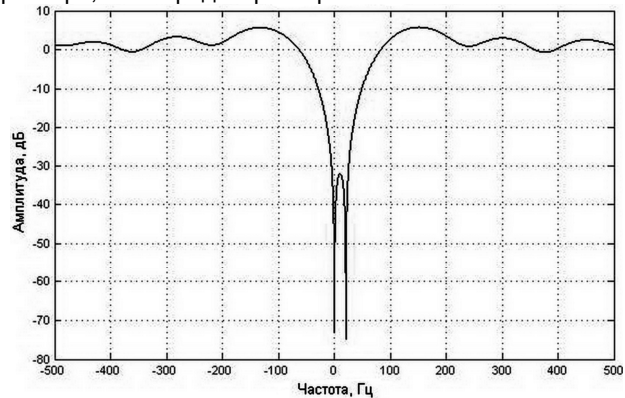


Рис. 4. Амплитудно-частотная характеристика фильтра, рассчитанного по алгоритму Берга

Из рис. 4 видно, что метод расчета коэффициентов авторегрессии по алгоритму Берга лишён недостатков, отмеченных у метода Юла-Уокера. На рис. 4 присутствуют минимумы в районе обоих мод сигнала (0, 20 Гц). Коэффициент подавления достигает -80 дБ, что значительно больше, чем в предыдущем случае, при том, что зона подавления гораздо уже.

Подавление коррелированной помехи с разной шириной спектра флюктуаций

В предыдущих разделах рассматривалась помеха в виде двух синусоид с небольшим разносом частот. На практике может встретиться пассивная помеха, флюктуирующая от периода к периоду. Именно подавление авторегрессионными фильтрами такого типа помехи рассмотрено в данном разделе. Форма спектра флюктуаций помехи была задана гауссовой формы, а двухсторонняя ширина спектра по уровню -20 дБ изменялась от 30 до 110 Гц.

Коэффициенты улучшения у адаптивных авторегрессионных фильтров с алгоритмом Берга (кружочки) и с алгоритмом Юла-Уокера (квадратики) представлены на рис. 5. Из рис. 5 видно, что метод расчета коэффициентов авторегрессии Берга и для флюктуирующей помехи дает существенный выигрыш по сравнению с методом

Юла–Уокера. Более того этот выигрыш сохраняется и для движущейся флюктуирующей помехи. Это следует из коэффициентов улучшения для двух авторегрессионных фильтров на рис. 6. Максимум спектра флюктуаций в этом случае имел доплеровское смещение на 30 Гц.

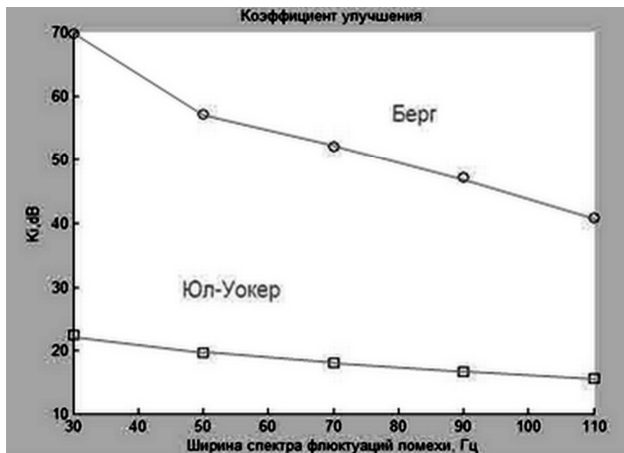


Рис. 5. Коэффициент улучшения авторегрессионных фильтров в зависимости от ширины спектра флюктуаций неподвижной коррелированной помехи

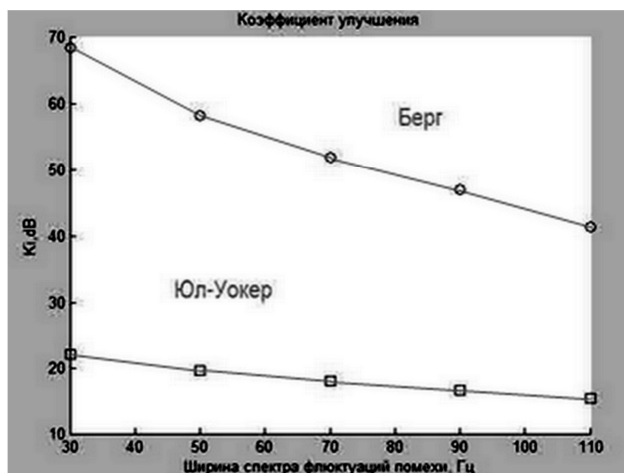


Рис. 6. Коэффициент улучшения авторегрессионных фильтров в зависимости от ширины спектра флюктуаций движущейся коррелированной помехи

Заключение

Математическое моделирование, проведённое в системе MATLAB, дало возможность сравнить два ва-

рианта реализации адаптивной системы СДЦ, основанных на авторегрессионном подходе.

Результаты моделирования показывают, что в качестве весовых коэффициентов фильтров адаптивной системы селекции движущихся целей наиболее предпочтительно использование коэффициентов авторегрессии рассчитанных методом Берга.

Данные результаты при использовании двух методов оценки коэффициентов авторегрессии с усреднением по обрабатываемой пачке импульсов можно рассматривать, как предельно возможные для нефлюктуирующих составляющих аддитивной смеси отраженных сигналов мешающих отражений, так и реально достижимые для коррелированной помехи с разной шириной спектра флюктуаций в том числе имеющей доплеровское смещение спектра.

Литература

1. Бартнев В.Г., Таныгин А.А. Радиосистемы управления РЛС. М., МИРЭА, 2010г.
2. Сергиенко А.Б. «Цифровая обработка сигналов», Учебник для ВУЗов СПб.: Питер, 2003г.
3. Bassem R. Mahafza & Atef Z. Elsherbeni «MATLAB simulations for radar systems design» Chapman & Hall/CRC Press LLC, 2000 N.W. Corporate Blvd., Boca Raton, Florida 33431, 2004
4. Gaspare Galati. «Advanced radar techniques and systems» Peter Peregrinus Ltd., on behalf of Institution of Electrical Engineers, London, UK, 1993.
5. Vyacheslav Tuzlukov «Signal processing in radar systems» Talor & Francis Group LLC/CRC Press LLC, 2000 N.W. Corporate Blvd., Boca Raton, Florida 33431, 2013.

COMPARATIVE ANALYSIS OF THE TWO AUTOREGRESSIVE METHODS IN COMPUTING WEIGHTING COEFFICIENTS FOR THE ADAPTIVE MTI

Bartenev V.G., Kutepov V.E.

The report devoted to the comparative analysis of the two autoregressive methods in computing weighting coefficients for the adaptive MTI. It was shown, using MATLAB algorithms, that Burg's autoregressive approach more effective than Yule-Worker method. In addition, adaptive MTI was compared with non-adaptive MTI. Advantages of adaptive MTI approach was demonstrated.

УДК 621.391:534.23

ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ СОГЛАСОВАННОГО ПРЕСЛЕДОВАНИЯ И ЕГО ПРИМЕНЕНИЕ ПРИ АНАЛИЗЕ СИГНАЛОВ АКУСТИЧЕСКОЙ ЭМИССИИ

Марапулец Ю.В., к.т.н., заместитель директора по научной работе Института космических исследований и распространения радиоволн ДВО РАН, e-mail: marpl@ikir.ru;

Ким А.А., аспирантка Института космических исследований и распространения радиоволн ДВО РАН; ассистент, Камчатского государственного университета имени Витуса Беринга, e-mail: a.a.afanaseva@yandex.ru

Ключевые слова: акустическая эмиссия, частотно-временной анализ, разреженная аппроксимация, параллельный алгоритм согласованного преследования.

Введение

В последние годы для частотно-временного анализа сигналов начали активно использоваться методы разреженной аппроксимации. Они находят широкое применение в исследовании сложных процессов различной природы, в частности при анализе сейсмических сигналов [1], в гидроакустике [2], задачах неразрушающего контроля [3, 4]. Получены результаты, показывающие эффективность использования разреженной аппроксимации при анализе сигналов акустической эмиссии (АЭ) в звуковом диапазоне частот [5, 6]. Исследования эмиссии в этом диапазоне актуальны для оценки устойчивости ландшафтов, горных склонов, ледников, снежных покровов и крупных технических сооружений. Важную роль они играют для изучения физики предвестников землетрясений [7]. Сигнал акустической эмиссии состоит из серии релаксационных колебаний (геоакустических импульсов) с ударным возбуждением, амплитудой 0.1 – 1 Па, длительностью, не превышающей 200 мс, частотным заполнением в единицы и первые десятки килогерц [7]. Частота следования импульсов определяется деформациями пород и может меняться в широких пределах – от одиночных сигналов на временном интервале несколько секунд в спокойный период до десятков и даже сотен в секунду в моменты аномалий перед землетрясениями [7]. Одной из основных задач обработки сигналов АЭ является автоматическое выделение и частотно-временной анализ геоакустических импульсов, частоты заполнения которых содержат информацию о размерах и динамике их источников. Для этих целей использованы методы разреженной аппроксимации с базисными словарями, построенными на функциях Габора [5] и Берлаге [6, 8]. Для реализации разреженной аппроксимации применен метод согласованного преследования, предложенный Mallat S. и Zhang Z. [9, 10], подробно рассмотренный нами в [5, 6].

Параллельный алгоритм согласованного преследования

Существенным недостатком метода согласованного преследования является его вычислительная затрата: время анализа сигналов в десятки раз превышает

Предлагается параллельный алгоритм метода согласованного преследования. Рассматривается его реализация на программно-аппаратной платформе CUDA. Показано, что использование параллельного алгоритма дает выигрыш во времени вычислений более чем в 10 раз по сравнению со стандартным методом. Это подтверждает целесообразность его применения при частотно-временном анализе сигналов импульсной природы, в том числе сигналов акустической эмиссии.

ет их длительность. Определить самые затратные по времени процедуры метода можно при анализе его схемы (рис. 1).

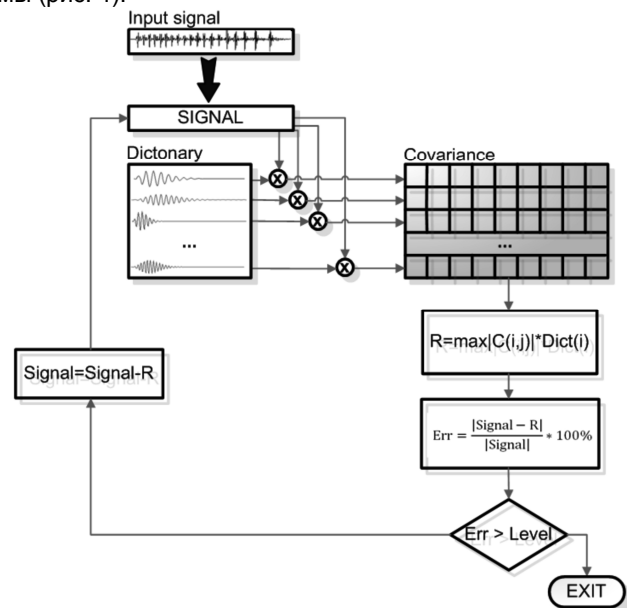


Рис. 1. Схема вычисления метода согласованного преследования

На вход подается исходный сигнал $SIGNAL$ ($Signal$) длиной L отсчетов и базисный словарь $DICTONARY$ ($Dict$), состоящий из N атомов длиной M отсчетов. Между вектором $Signal$ и каждой строкой $Dict$ вычисляется ковариация по формуле:

$$C_{i,j} = \sum_{k=\max(1, j+1-m)}^{\min(j, 1)} Dict_{i,k} \cdot Signal_{m-j+k}, \quad (1)$$

и записывается в матрицу C размерности $N \times (L + M - 1)$. Произведение максимального по модулю элемента матрицы ковариаций на соответствующий ему атом словаря определяет наилучшую из возможных аппроксимаций R рассматриваемого сигнала на текущем шаге алгоритма. Если ошибка аппроксимации Err не

достигла заданного уровня *Level*, то из исследуемого сигнала вычитается полученное приближение *R* и алгоритм повторяется.

Самой затратной процедурой метода является нахождение ковариации сигнала с атомами словаря: время вычисления матрицы *C* составляет более 90% от общего времени выполнения 1 итерации (табл. 1).

Таблица 1. Время вычисления 1 итерации в целом и расчета матрицы ковариаций

Длина сигнала L, отсч.	Время выполнения 1 итерации, мс	Время вычисления матрицы ковариаций, мс
1000	291	274
2500	717	695
5000	1434	1396
10000	2859	2796

Для увеличения скорости расчета целесообразно использовать методы параллельных вычислений. В данном случае, под параллельными вычислениями понимается разработка алгоритма как набора взаимодействующих вычислительных процессов, работающих асинхронно и при этом одновременно. Построение параллельного алгоритма подразумевает выполнение нескольких этапов [11]:

- декомпозиция;
- выделение информационных зависимостей;
- масштабирование и распределение подзадач между процессорами.

Декомпозиция предполагает разбиение алгоритма или его части на совокупность независимых подзадач. Как уже говорилось выше, наиболее затратной операцией на каждой итерации метода является нахождение матрицы ковариаций сигнала (остатка сигнала) с атомами словаря. Каждый элемент матрицы ковариаций вычисляется независимо от остальных по одной и той же формуле (1). Выполнение однотипной обработки большого объема информации позволяет применить к данной процедуре параллелизм по данным, что сводит декомпозицию к простому разделению данных. Каждая подзадача вычисляет один элемент матрицы ковариаций в зависимости от входных параметров *i* и *j*. Следовательно, количество подзадач *k* равно количеству элементов в матрице *C*: $k = N \times (L + M - 1)$. Все выделенные подзадачи зависят только от начальных данных и не зависят друг от друга, что свидетельствует о наличии внутреннего параллелизма в рассматриваемой процедуре и о полной информационной независимости подзадач.

Предложенная декомпозиция алгоритма подходит для эффективного исполнения в формате архитектуры SIMD (Single Instruction stream/Multiple Data stream), позволяющей выполнять одну арифметическую операцию сразу над многими данными [11]. Одной из наиболее популярных технологий, основанной на концепции SIMD, является программно-аппаратная платформа CUDA, используемая для организации параллельных вычислений на графических процессорах (GPU) [12]. Базовым понятием программной модели CUDA является нить (Thread). Нити объединяются в блоки, а блоки в свою очередь – в сеть. Сеть и блоки могут быть одно-

двух- и трехмерными. Количество и размерность компонентов сети определяется семейством и версией видеокарты. Использование подобной группировки позволяет запускать миллионы нитей, а также избавляет программиста от необходимости масштабирования вычислительных блоков. Если у GPU недостаточно ресурсов, то блоки будут выполняться последовательно. Необходимо лишь определиться с размером запускаемой сети. Пусть количество нитей n_i , запускаемых в каждом блоке, будет равно 256. Это число обеспечивает оптимальное соотношение используемой памяти и задержек [13]. Следовательно, количество блоков n_b , необходимое для вычисления матрицы ковариаций, будет определяться как: $n_b = k / 256$.

Для реализации параллельного алгоритма метода согласованного преследования использовалась среда программирования MS Visual Studio 2010 и пакет CUDA 5.0. Следует отметить, что основная часть метода выполняется на центральном процессоре (CPU), но при этом самый затратный процесс вычисления матрицы ковариаций отправляется на видеокарту (GPU) (рис. 2). Исследуемый сигнал и словарь атомов копируются в глобальную память GPU (Global Memory). Далее на исполнение запускается сеть, состоящая из n_b блоков (Blocks) по n_i нитей (Thread) каждый. Одна нить вычисляет один элемент матрицы ковариаций и помещает его в разделяемую память блока (Shared Memory). После выполнения всех нитей блока разделяемая память содержит массив значений, который копируется в результирующую матрицу *C*, находящуюся в глобальной памяти. Таким образом, каждый блок заполняет матрицу *C* n_i элементами. По завершении работы всех блоков полученная матрица ковариаций выгружается в память CPU, и исполнение алгоритма снова переходит на центральный процессор.

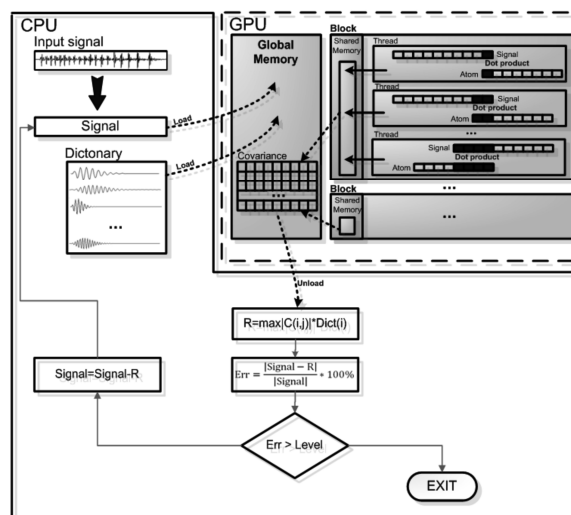


Рис. 2. Параллельный алгоритм метода согласованного преследования

Параллельный алгоритм при анализе геоакустических импульсов

Проверка работоспособности разработанного параллельного алгоритма проводилась на реальном геоаку-

стическом сигнале. Фрагмент записи длительностью 400 отсчетов подавался на вход стандартного метода согласованного преследования (последовательный алгоритм, рис. 1) и разработанного параллельного алгоритма (рис. 2). Схема тестирования представлена на рис. 3. В эксперименте использовался ноутбук с центральным процессором Intel Core i3-2330M, 2.2 GHz и видеокартой NVIDIA GeForce 410M (48 ядер CUDA, производительность 73 Gflops). В результате тестирования было установлено, что время вычисления при использовании параллельного алгоритма уменьшилось более чем в 10 раз, при этом результаты частотно-временного анализа оказались идентичными. В табл. 2 приведены результаты выполнения стандартного метода согласованного преследования и разработанного параллельного алгоритма для фрагментов записи разной длины: 1000, 5000 и 10000 отсчетов на 1, 10 и 20 итерациях.

На рис. 4. показан пример использования последовательного и параллельного алгоритмов согласованного преследования при анализе фрагмента записи аку-

стической эмиссии, включающей три импульса. Длительность фрагмента 500 отсчетов при частоте дискретизации 48 кГц равна ~ 10.5 мс. Получившиеся в результате разложения частотно-временные структуры импульсов в обоих случаях (рис. 4 б, в) совершенно идентичны. Время расчета при использовании стандартного метода согласованного преследования составило 2006 мс, параллельного алгоритма – 185 мс, выигрыш во времени вычислений – 10.8 раза. Таким образом, использование параллельного алгоритма обеспечивает выигрыш во времени вычислений без ухудшения качества разложения. Следует отметить, что, несмотря на поддержку платформы CUDA используемая видеокарта имеет достаточно низкую производительность. Применение более производительной карты, например NVIDIA GeForce GTX 760 (1152 ядра CUDA, производительность 2258 Gflops) позволит еще более существенно уменьшить время вычислений и синтезировать систему частотно-временного анализа акустической эмиссии, работающую в режиме реального времени.

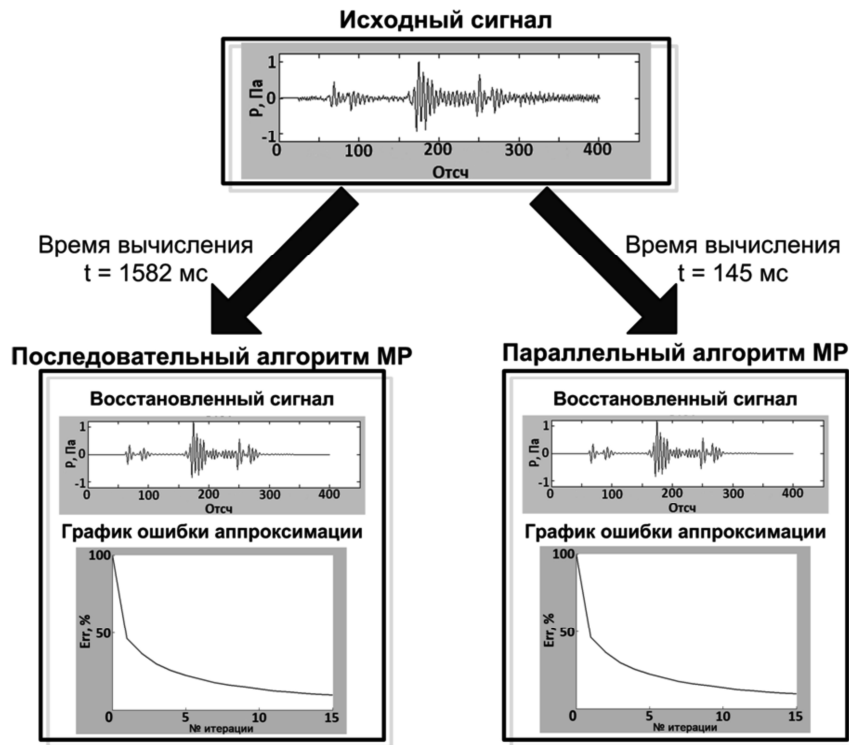


Рис. 3. Схема тестирования алгоритмов на реальном сигнале

Таблица 2. Выигрыш от использования параллельного алгоритма при вычислениях

Кол-во итераций	Стандартный метод, мс	Параллельный алгоритм, мс	Выигрыш, раз
Длина сигнала = 1000 отсч.			
1	291	67	4.34
10	2731	196	13.93
20	5432	339	16.02
Длина сигнала = 5000 отсч.			
1	1434	130	11.03
10	14003	709	19.75
20	27985	1358	20.61
Длина сигнала = 10000 отсч.			
1	2859	211	13.55
10	28072	1350	20.79
20	56182	2617	21.47

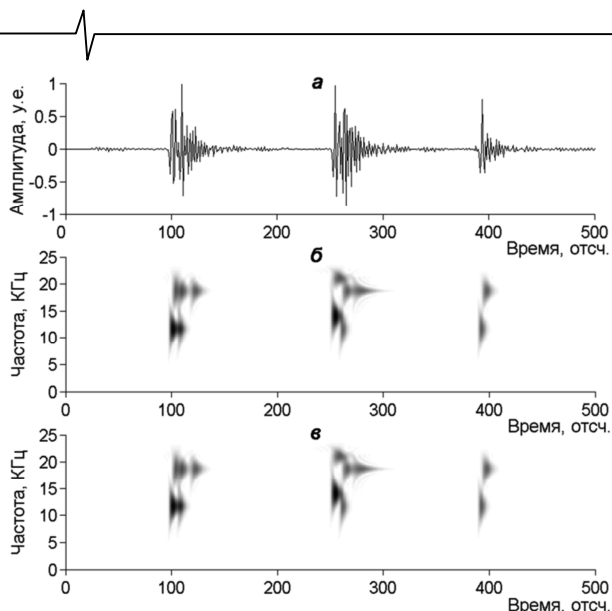


Рис. 4. Геоакустические импульсы (а) и их разложение методом согласованного преследования с использованием последовательного (б), параллельного (с) алгоритмов

Заключение

Предложен параллельный алгоритм метода согласованного преследования, обеспечивающий выигрыш во времени вычислений по сравнению с обычным (последовательным) алгоритмом этого метода более чем в 10 раз. Реализация данного алгоритма на современных видеокартах, поддерживающих программно-аппаратную платформу CUDA, позволяет синтезировать систему частотно-временного анализа акустической эмиссии, работающую в режиме реального времени.

Литература

1. Chakraborty A., Okaya D. Frequency-time decomposition of seismic data using wavelet-based methods// *Geophysics*. Vol.60, 6, P.1906-1916.
2. Josso N.F., Zhang J.J., Papandreou-Suppappola A. et al. On the Characterization of time-scale underwater acoustic signal using matching pursuit decomposition // *Proceedings of the IEEE of OCEANS Conference*. P. 6, Biloxi, Miss, USA, 2009.
3. Ebenezer S.P., Papandreou-Suppappola A., Suppappola S.B. Classification of acoustic emissions using modified matching pursuit // *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*. N.3, P. 347–357.
4. Kovvali N., Das S., Chakraborty D., Cochran D., Papandreou-Suppappola A., Chattopadhyay A. Timefrequency based classification of structural damage//*AIAA/ASME /ASCE/AHS/ASC Structures, Structural Dynamics, and Ma-*

terials Conference, 23 - 26 April 2007, Honolulu, Hawaii, P. 2007-2055.

5. Марापалец Ю.В., Тристанов А.Б. Применение метода разреженной аппроксимации в задачах анализа сигналов геоакустической эмиссии // *Цифровая обработка сигналов*. 2011. №2. С.13-17

6. Афанасьева А.А., Луковенкова О.О., Марापалец Ю.В., Тристанов А.Б. Применение разреженной аппроксимации и методов кластеризации для описания структуры временных рядов акустической эмиссии // *Цифровая обработка сигналов*. 2013. №2. С.30-34.

7. Марापалец Ю.В., Шевцов Б.М. Мезомасштабная акустическая эмиссия. Владивосток: Дальнаука, 2012. 125 с.

8. Афанасьева А.А., Луковенкова О.О. Применение метода согласованного преследования для обнаружения импульсов акустической эмиссии звукового диапазона // *Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова*. Серия: «Цифровая обработка сигналов и её применение». Выпуск: XV. Т. 1. М.:, 2013. С. 86-89.

9. Mallat S., Zhang Z. Matching pursuits with time-frequency dictionaries. *IEEE Transactions on Signal Processing*. N. 41(12), P.3397-3415.

10. Малла С. Вэйвлеты в обработке сигналов. М.: Мир, 2005. 672 с.

11. Воеводин В.В., Воеводин Вл.В. Параллельные вычисления. СПб.: БВХ-Петербург, 2002. 608с.

12. Боресков А.В., Харламов А.А. Основы работы с технологией CUDA. М.:ДМК Пресс, 2010. 232 с.

13. Сандерс Д., Кэндрот Э. Технология Cuda в примерах. Введение в программирование графических процессоров. М.: ДМК Пресс, 2011. 232с.

THE MATCHING PURSUIT PARALLEL ALGORITHM AND ITS APPLICATION FOR ANALYSIS OF ACOUSTIC EMISSION SIGNALS

Marapulets Yu.V., Kim A.A.

The parallel matching pursuit algorithm has been proposed. Its realization on hardware and software platform CUDA has been considered in this article. It has been shown that using of parallel algorithm gives a computing time advantage in 10 times in comparison with the standard method. It proves that application of this algorithm is expedient in the time-frequency pulse signal analysis including the acoustic emission signals.

УДК 519.6

ОСОБЕННОСТИ ГРАФИЧЕСКОГО ОФОРМЛЕНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ В СРЕДЕ ТЕХНИЧЕСКИХ РАСЧЕТОВ MATLAB

Рыболовлев А.А., к.т.н., доцент Академии ФСО России, г. Орел, e-mail: rybolovlev@rambler.ru;

Рыболовлев Д.А., к.т.н., научный сотрудник Академии ФСО России, г. Орел, e-mail: dmitrij-rybolovlev@yandex.ru

Ключевые слова: обработка результатов, график, диаграмма, MATLAB, единая система конструкторской документации.

Введение

На завершающем этапе любой исследовательской работы отдельное внимание уделяется представлению полученных результатов в той или иной форме. Существуют различные способы представления информации: вербальная форма (текст, речь), символическая (знаки, формулы), графическая (схемы, диаграммы, графики), предметно-образная (макеты, модели, filmy и др.).

Настоящая работа посвящена рассмотрению вопросов графического оформления результатов, полученных в среде технических расчетов MATLAB. Авторы убеждены, что наглядность (а значит и ясность, понятность, убедительность [1]) представляемых графиков и диаграмм¹ определяется не только владением элементарными способами обработки графического материала, но и умением исследователя грамотно использовать возможности среды MATLAB.

Отдельное внимание в статье уделяется вопросу соблюдения правил выполнения графиков, которые определены в рекомендациях единой системы конструкторской документации (ЕСКД) Р 50-77-88 [3]. Поскольку в других системах подобные сведения не обнаружены, в общем случае при построении графиков целесообразно руководствоваться правилами ЕСКД. Следует подчеркнуть, что при оформлении отчетов о научно-исследовательских работах (согласно ГОСТ 7.32-2001 [4] и ГОСТ 2.105-95 [5]), диссертаций и авторефератов диссертаций (согласно ГОСТ 7.0.11-2011 [6]) графики выполняются также в соответствии с требованиями стандартов ЕСКД.

При рассмотрении указанных вопросов практический интерес представляют замечательная книга Дж. Сквайрса [7] и пособие [8], которые также помогут исследователю в оформлении иллюстративного материала.

Исходные данные

Все примеры подготовлены в среде технических расчетов MATLAB R2012a. Рассматривается построение

Рассмотрены особенности графического оформления результатов, полученных в среде MATLAB, на примере построения графика нескольких функций. Отдельное внимание уделено вопросам наглядности построения и соответствия требованиям единой системы конструкторской документации.

графиков в прямоугольной системе двух координат (особенности выполнения диаграмм в других системах координат подробно описаны в ЕСКД).

В качестве исходных данных для построения кривых используются отсчеты базисных функций (БФ, несущих колебаний) системы связи, основанной на применении технологии VDSL (Very high speed Digital Subscriber Line, сверхскоростная цифровая абонентская линия) [9]. Исходный код скрипта, реализующего построение графика, с подробными комментариями приводится ниже:

```
function result = figure_def()
    n = 4; % количество кривых
    n_samples = 150; % количество опорных точек кривой
    norm_t = 1:n_samples; % нормированное время

    % В качестве примера кривых используются базисные функции (несущие колебания)
    % системы связи по цифровым абонентским линиям (технология VDSL)
    T = 2.3e-4; % период вспомогательного колебания в секундах
    dtDSL = 1.15e-6; % длительность тактового интервала в секундах
    dT = T/n_samples;
    data = zeros(n,n_samples); % инициализация матрицы данных, заполнение нулями

    % Цикл заполнения матрицы данных
    for i = 1:n
        freq = 4312.5*i; % изменение частоты очередного несущего колебания
        data(i,:) =
            cos(2*pi*freq*dT*norm_t).*sqrt(2/T).*(1/sqrt(T)).*sinc(norm_t.*dT./T);
        data(i,:) = data(i,:) ./
            norm(data(i,:)); % нормировка значений
    end

    for i = 1:n
        plot(data(i,:)); % построение очередной кривой
        if i == 1 hold on; end; % режим "наложения" на одном графике
    end;
    hold off;
end
```

¹ Далее термины «график» и «диаграмма» используются как синонимы и обозначают геометрическое изображение функциональной зависимости при помощи линии на плоскости [2].

Построение графика функцией *plot()* по умолчанию приводит к результату, представленному на рис. 1:

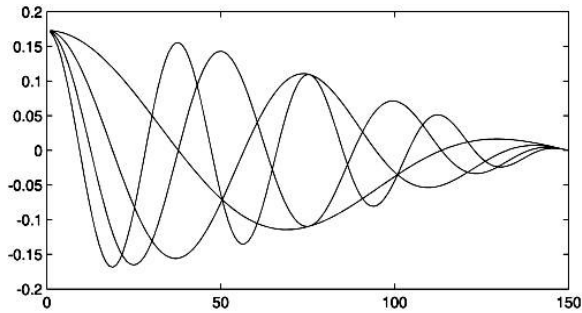


Рис. 1. Построение графика функцией *plot()* по умолчанию

Настройка параметров оформления графиков

Очевидно, что в случаях, когда в одной общей диаграмме изображают две или более функциональные зависимости, их необходимо каким-либо образом различать. Для этого достаточно передать в функцию *plot()* дополнительные параметры, определяющие толщину, тип и цвет линии, а также тип и размер маркеров (характерных точек кривой):

```
markerStyle = {'.'}; % тип маркера
markerSize = {1}; % размер маркера
lineColor = {'k'}; % цвет линии (k -
черный)
lineStyle = {'-', '--', ':', '-.'}; %
тип линии
lineWidth = {1 1 2 1}; % толщина линии

for i = 1:n
    plot(0:n_samples-1, data(i,:), ...
        markerStyle(mod(i-
1,length(markerStyle))+1), ...
        'MarkerSize', markerSize(mod(i-
1,length(markerSize))+1), ...
        'Color', lineColor(mod(i-
1,length(lineColor))+1), ...
        'LineStyle', lineStyle(mod(i-
1,length(lineStyle))+1), ...
        'LineWidth', lineWidth(mod(i-
1,length(lineWidth))+1));
    if i == 1 hold on; end;
end;
hold off;
```

В приведенном исходном коде обращение к элементам структур данных *cell array* производится с помощью «циклической» индексации – с использованием функции *mod()*, реализующей операцию взятия остатка от деления. Таким образом, количество выводимых на график кривых не ограничивается размерностью структур *markerStyle*, *markerSize*, *lineColor*, *lineStyle* и *lineWidth*.

Для повышения наглядности также целесообразно добавить линии координатной сетки и вывести пояснительную часть диаграммы:

```
grid(gca); % добавление координатной
сетки
```

```
% Явное указание шрифта позволяет избе-
жать проблем с кириллическими
% символами в надписях
```

```
set(gca, 'FontName', 'Times New Roman
Cyr');
set(gca, 'FontSize', 9); % размер шрифта
labels = {};
for i = 1:n
    labels = cat(1,labels,['БФ '
num2str(i)]); % БФ - базисная функция
end
legend(labels, 1);
```

Внесенные в код изменения приводят к результату, представленному на рис. 2. Согласно требованиям ЕСКД допускается изображать две или более функциональные зависимости в одной диаграмме линиями различной толщины и различных типов, если этим обеспечивается удобство пользования диаграммой (пункт 3.6, здесь и далее указание *пункта* относится к рекомендациям Р 50-77-88 [3]). Однако полученный график не позволяет четко различить кривые из-за особенностей экспорта фигур среды MATLAB в высоком разрешении (300 точек на дюйм и выше, как это требуется обычно при подготовке к печати): отличия пунктирной, штриховой и штрихпунктирной линий просматриваются только при увеличенном масштабе.

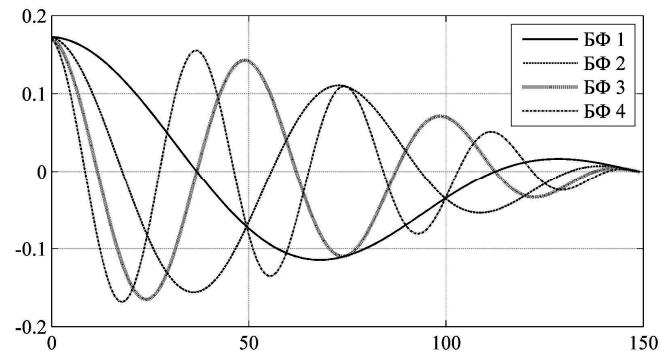


Рис. 2. Построение графика функцией *plot()* с дополнительными параметрами линий

Поскольку цветовое кодирование кривых не всегда подходит из-за ограничений цветности печатающих устройств, наиболее простым выходом из этой ситуации может служить использование различных маркеров для обозначения узловых точек кривых. Согласно пункту 3.10 рекомендаций ЕСКД точки диаграммы, полученные путем расчетов, допускается обозначать графически, например, кружком, крестиком и т.п. Обозначения точек при этом должны быть разъяснены в пояснительной части диаграммы.

Для использования различных маркеров необходимо внести следующие изменения в исходный код:

```
markerStyle = {'.', '.', 'o', '^', 's',
'*'}; % тип маркера
markerSize = {1 8 5 5 8 5}; % размер
маркера
lineColor = {'k'}; % цвет линии (k -
черный)
lineStyle = {'-'}; % тип линии
lineWidth = {0.5}; % толщина линии
```

Соответствующий график представлен на рис. 3.

Также необходимо обозначить на графике переменные величины и единицы их измерения. Требования

ЕСКД предписывают обозначать переменные величины одним из следующих способов (пункт 4.1):

- символом;
- наименованием;
- наименованием и символом;
- математическим выражением функциональной зависимости.

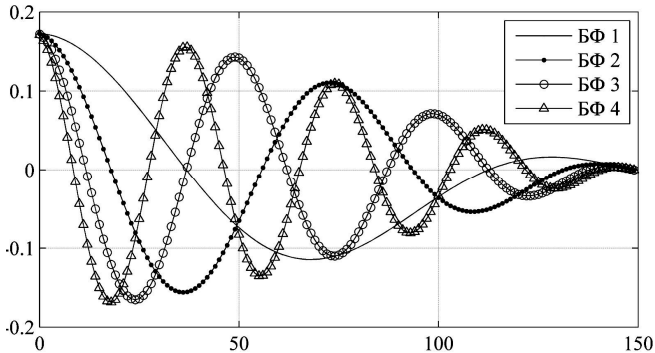


Рис. 3. Построение графика функций `plot()` с дополнительными параметрами маркеров опорных точек

Единицы измерения следует наносить одним из следующих способов (пункт 5.1):

- в конце шкалы между последним и предпоследними числами шкалы (при недостатке места допускается не наносить предпоследнее число);
- вместе с наименованием переменной величины после запятой;
- в конце шкалы после последнего числа вместе с обозначением переменной величины в виде дроби, в числителе которой – обозначение переменной величины, а в знаменателе – обозначение единицы измерения.

Для обозначения переменной величины в примере используются способ «символом» и «наименованием», а единицы измерения наносятся вместе с наименованием переменной величины после запятой.

Кроме того, поскольку пункт 1.3 рекомендаций требует, чтобы в диаграммах со шкалами оси координат заканчивались стрелками за пределами шкал или обозначались самостоятельными стрелками после обозначения величины параллельно оси координат, после указания единицы измерения следует добавить стрелку. Форма стрелки и примерное соотношение её элементов приведены в ГОСТ 2.307-2011 [10], указанные требования носят рекомендательный характер, в связи с чем допускается для отображения стрелок использовать предопределенный символ "rightarrow" среды MATLAB.

Соответствующие изменения в исходном коде приведены ниже, а результаты построения графика представлены на рис. 4:

```
% Подписи к осям, название графика
xlabel('t, \muc \rightarrow');
ylabel('Нормированное значение \rightarrow');
title('Временное представление базисных функций системы связи VDSL');
```

```
xTickStep = 0.2e-6; % шаг координатной сетки по горизонтали = 0.2 мкс
len = length(data(i,:)); % количество
```

```
откладываемых отсчетов по оси абсцисс
xTickLabels = {'0'}; % подписи к делительным штрихам
for i = 1:(dtDSL/xTickStep)
    xTickLabels =
cat(1,xTickLabels,[num2str(i*xTickStep*1e6,3)
]);
end
xTickLabels =
cat(1,xTickLabels,[num2str(dtDSL*1e6,3)]); % подпись последнего штриха
set(gca, 'XTick',
[1:round(xTickStep*len/dtDSL):len len-1],
'XTickLabel', xTickLabels, 'Xlim', [1 len-1]); % изменение параметров
```

Приведенный исходный код также осуществляет вывод подписей делительных штрихов горизонтальной оси координат в микросекундах (а не в номерах отсчетов по умолчанию) – в единицах измерения переменной величины времени.

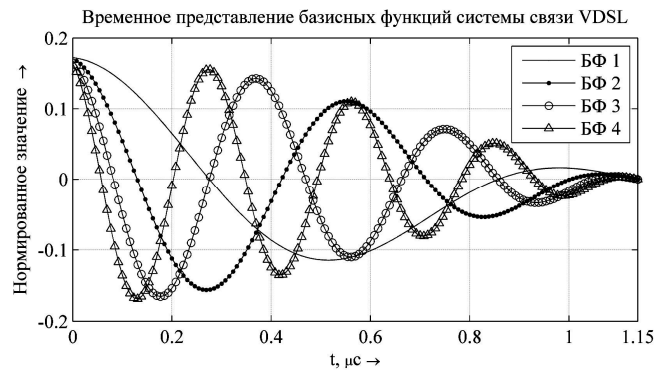


Рис. 4. Построение графика с обозначением величин и единиц измерения

График, представленный на рис. 4, соответствует требованиям ЕСКД, за исключением расхождения с пунктом 3.3 рекомендаций, предписывающим выполнять линии координатной сетки и делительные штрихи сплошной тонкой линией. При построении графика по умолчанию в среде MATLAB линии координатной сетки выполняются пунктирной линией, для изменения типа линии достаточно изменить свойство `GridLineStyle` координатных осей (результат представлен на рис. 5):

```
set(gca, 'GridLineStyle', '-'); % gca - дескриптор координатных осей текущего графика
grid(gca); % добавление координатной сетки
```

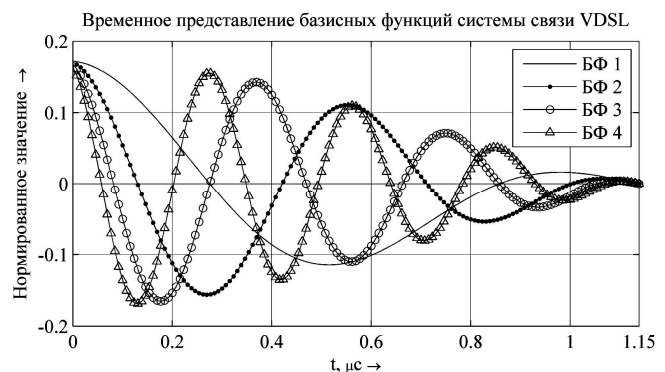


Рис. 5. Построение графика в соответствии с требованиями ЕСКД



Окончательный код скрипта, выполняющего построение графика, приведен ниже:

```
function result = figure_eskd()
    n = 4; % количество кривых
    n_samples = 150; % количество опорных
    точек кривой
    norm_t = 1:n_samples; % нормированное
    время

    % В качестве примера кривых используются
    базисные функции (несущие колебания)
    % системы связи по цифровым абонентским
    линиям (технология VDSL)
    T = 2.3e-4; % период вспомогательного
    колебания в секундах
    dtDSL = 1.15e-6; % длительность тактово-
    го интервала в секундах
    dT = T/n_samples;
    data = zeros(n,n_samples); % инициализа-
    ция матрицы данных, заполнение нулями

    % Цикл заполнения матрицы данных
    for i = 1:n
        freq = 4312.5*i; % изменение частоты
        очередного несущего колебания
        data(i,:) =
        cos(2*pi*freq*dT*norm_t).*sqrt(2/T).*(1/sqrt
        (T)).*sinc(norm_t.*dT./T);
        data(i,:) = data(i,:) ./
        norm(data(i,:)); % нормировка значений
    end

    markerStyle = {'.', '.', 'o', '^', 's',
    '*'}; % тип маркера
    markerSize = {1 8 5 5 8 5}; % размер
    маркера
    lineColor = {'k'}; % цвет линии (k -
    черный)
    lineStyle = {'-'}; % тип линии
    lineWidth = {0.5}; % толщина линии

    for i = 1:n
        plot(0:n_samples-1, data(i,:), ...
            markerStyle{mod(i-
            1,length(markerStyle))+1}, ...
            'MarkerSize', markerSize{mod(i-
            1,length(markerSize))+1}, ...
            'Color', lineColor{mod(i-
            1,length(lineColor))+1}, ...
            'LineStyle', lineStyle{mod(i-
            1,length(lineStyle))+1}, ...
            'LineWidth', lineWidth{mod(i-
            1,length(lineWidth))+1});
        if i == 1 hold on; end;
    end;
    hold off;

    set(gca, 'GridLineStyle', '-'); % gca -
    дескриптор координатных осей текущего графика
    grid(gca); % добавление координатной
    сетки

    % Явное указание шрифта позволяет избе-
    жать проблем с кириллическими
    % символами в надписях
    set(gca, 'FontName', 'Times New Roman
    Cyr');
    set(gca, 'FontSize', 9); % размер шрифта
```

```
labels = {};
for i = 1:n
    labels = cat(1,labels,['BФ '
    num2str(i)]); % BФ - базисная функция
end
legend(labels, 1);

% Подписи к осям, название графика
xlabel('t, \muc \rightarrow');
ylabel('Нормированное значение
\rightarrow');
title('Временное представление базисных
функций системы связи VDSL');

xTickStep = 0.2e-6; % шаг координатной
сетки по горизонтали = 0.2 мкс
len = length(data(i,:)); % количество
откладываемых отсчетов по оси абсцисс
xTickLabels = {'0'}; % подписи к дели-
тельным штрихам
for i = 1:(dtDSL/xTickStep)
    xTickLabels =
    cat(1,xTickLabels,[num2str(i*xTickStep*1e6,3
    ) '']);
end
xTickLabels =
    cat(1,xTickLabels,[num2str(dtDSL*1e6,3)]); %
    подпись последнего штриха
    set(gca, 'XTick',
    [1:round(xTickStep*len/dtDSL):len len-1],
    'XTickLabel', xTickLabels, 'Xlim', [1 len-
    1]); % изменение параметров
end
```

Указанный исходный код выполняет построение четырех кривых на одном графике. В случае, когда требуется одновременно изображать большее количество функциональных зависимостей в одной диаграмме, следует подобрать набор элементов структур данных *markerStyle*, *markerSize*, *lineColor*, *lineStyle* и *lineWidth* таким образом, чтобы обеспечить максимальное удобство пользования диаграммой.

Анализ способов выполнения графиков в отечественных академических изданиях показал, что большинство требований ЕСКД выполняется, однако допускаются незначительные расхождения, не влияющие на наглядность и удобство пользования диаграммами. Так, линии координатной сетки часто выполняются пунктирной линией, а стрелки, указывающие направления возрастания значений величин, отсутствуют. Учитывая рекомендательный статус документа Р 50-77-88 [3], такие расхождения допустимы.

Заключение

Графики представляют результаты измерений в наиболее наглядной форме, выдавая максимум информации на минимальном пространстве [8]. Правильное построение графика позволяет выявить характерные особенности изучаемых зависимостей: области возрастания и убывания, максимумы и минимумы, области наибольшей и наименьшей скорости изменения, периодичность и т.д. Кроме того, графики позволяют быстро проверить соответствие теории и экспериментальных данных.

В работе подробно рассмотрен пример построения

графика нескольких функций в среде MATLAB. Отдельное внимание уделено вопросам наглядности построения и соответствия требованиям ЕСКД.

Не рассматриваются вопросы выбора интервалов изменения переменных, выбора масштабов и другие, что обусловлено несколькими причинами. Во-первых, приведенный исходный код позволяет решить указанные вопросы настройкой параметров (выбор интервалов изменения переменных определяется первыми двумя параметрами функции *plot()*, масштаб задается параметрами «*Xlim*» и «*Ylim*» и т.д.) следовательно, не требуется внесение дополнительных инструкций. Во-вторых, подобные аспекты в деталях изложены в пособии [8], с которым будет полезно ознакомиться каждому исследователю.

Не стоит забывать, что графический метод эффективен лишь при его грамотном применении. Освоение рассматриваемого метода поможет исследователю повысить наглядность и удобство восприятия представляемых графиков и диаграмм, и, как ожидаемый результат, получить общую положительную оценку работы со стороны специалистов.

Литература

1. Власов, В.Г. Новый энциклопедический словарь изобразительного искусства : в 10 т., т. VI / В.Г. Власов. – СПб : Азбука-классика, 2007. – 591 с.
2. Большая советская энциклопедия : в 30 т. – М.: Советская энциклопедия, 1969–1978.
3. Рекомендации Р 50-77-88. Единая система конструкторской документации. Правила выполнения диаграмм. – Взамен ГОСТ 2.319–81 ; введ. 1989.01.01. – М. : Изд-во стандартов, 1989. – 9 с.
4. ГОСТ 7.32-2001. Система стандартов по информации, библиотечному и издательскому делу. Отчет о научно-исследовательской работе. Структура и правила

оформления. – Введ. 2002.01.07. – М. : Изд-во стандартов, 2001. – 21 с. – (Межгосударственный стандарт).

5. ГОСТ 2.105-95. Единая система конструкторской документации. Общие требования к текстовым документам. – Введ. 1996.01.07. – М. : Изд-во стандартов, 1996. – 31 с. – (Межгосударственный стандарт).

6. ГОСТ 7.0.11-2011. Система стандартов по информации, библиотечному и издательскому делу. Диссертация и автореферат диссертации. Структура и правила оформления. – Введ. 2011.12.13. – М. : Стандартинформ, 2012. – 12 с. – (Национальный стандарт Российской Федерации).

7. Сквайрс, Дж. Практическая физика : [пер. с англ.] / Дж. Сквайрс ; под ред. Е. М. Лейкина. – М. : Мир, 1971. – 205 с.

8. Светозаров, В.В. Элементарная обработка результатов измерений: учеб. пособие / В.В. Светозаров. – М. : Изд. МИФИ, 1983. – 52 с.

9. G.993.1 ITU-T Recommendation. Very high speed digital subscriber line transceivers (VDSL) [Электронный ресурс]. – Электрон. дан. – Режим доступа: <http://www.itu.int/rec/T-REC-G.993.1/en/>.

10. ГОСТ 2.307-2011. Единая система конструкторской документации. Нанесение размеров и предельных отклонений. – Введ. 2012.01.01. – М.: Стандартинформ, 2012. – 37 с. – (Межгосударственный стандарт).

THE FEATURES OF DATA PLOTTING IN MATLAB

Rybolovlev A.A., Rybolovlev D.A.

The specifics of plotting in MATLAB environment is discussed. The example of drawing multiple functions on the same graph is given. Special attention is paid to plot clarity and compliance with the requirements of Russian national technical standards.

У в а ж а е м ы е а в т о р ы !

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

Требования к текстовым материалам и сопроводительным документам:

1. Текст - текстовый редактор *Microsoft Word*.
2. Таблицы и рисунки должны быть пронумерованы. На все рисунки, таблицы и библиографические данные указываются ссылки в тексте статьи.
3. Объем статьи до 12 стр. (шрифт 12). Для заказных обзорных работ объем может быть увеличен до 20 стр.
4. Название статьи на русском и английском языках.
5. Рукопись статьи сопровождается:
 - краткой аннотацией на русском и английском языках;
 - номером УДК;
 - сведениями об авторах (Ф.И.О., организация, должность, ученая степень, телефоны, электронная почта);
 - ключевыми словами;
 - актом экспертизы (при наличии в вашей организации экспертной комиссии).

Требования к иллюстрациям:

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

АНАЛИЗ ВРЕМЕННЫХ СООТНОШЕНИЙ ДЛЯ СИГНАЛОВ В ПРОЕКТИРУЕМЫХ ЦИФРОВЫХ МОДУЛЯХ И ОЦЕНКА РАБОТОСПОСОБНОСТИ³

Кузин А.А., доцент кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, e-mail: kuzin_alex@nntu.nnov.ru;

Плужников А.Д., д.т.н., профессор кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, e-mail: pluzhnikov@nntu.nnov.ru;

Приблудова Е.Н., к.т.н., доцент кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, e-mail: pribludova@nntu.nnov.ru;

Сидоров С.Б., к.т.н., доцент кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, e-mail: sidorov@nntu.nnov.ru

Ключевые слова: мультипроцессорные системы, взаимные задержки, быстродействие, трассировка, синхронный обмен.

Введение

В процессе проектирования современных микропроцессорных систем обычно требуется реализовать одновременное выполнение высоких требований к быстродействию, надежности функционирования и габаритным показателям системы в модульном исполнении. Указанные требования зачастую являются противоречивыми. В частности, уменьшение габаритов аппаратных средств (модуля) усложняет трассировку системной магистрали: оказывается невозможным параллельное размещение всех ее линий на многослойной печатной плате с реальной топологией. В результате не совпадают задержки сигналов, распространяющихся по различным линиям от одного компонента системы к другому. Причем отсутствие такого совпадения проявляется тем более существенно (в смысле понижения надежности из-за случайных сбоев), чем выше требования к быстродействию, приводящие к повышению частоты синхронизации системы. Кроме того, в многопроцессорных системах смена ведущего компонента ведет к такому изменению задержек сигналов, распространяющихся от этого компонента к ведомым компонентам и в обратном направлении, которое тоже весьма существенно при высоком быстродействии.

Постановка задачи

По указанным выше причинам возникает необходимость детального анализа проектируемых систем, в частности, детального анализа временных соотношений (взаимных задержек) для распространяющихся в них сигналов.

Разработана методика учета особенностей трассировки при анализе временных соотношений для сигналов, распространяющихся в быстродействующих цифровых модулях при синхронном обмене данными. Предложено матричное описание трассировки системной магистрали и системной синхронизации. Рассмотрен пример применения разработанной методики для анализа мультипроцессорного кластера, проектируемого с целью его использования для высокопроизводительной обработки больших объемов информации.

Подобный анализ проводится, например, в [1]. Причем анализ, проводимый в [1], осуществляется для случая синхронного (с привязкой к системной синхронизации) обмена данными по системным шинам. Это объясняется тем, что синхронный обмен позволяет достичь наиболее высокого быстродействия системы.

Однако анализ, проводимый в [1], не учитывает влияние упомянутых выше особенностей трассировки системной магистрали на многослойной печатной плате. Не учитывает он и реализацию трассировки линий системной синхронизации.

Нашей задачей является проработка методики учета особенностей трассировки при анализе временных соотношений для сигналов, распространяющихся в быстродействующих цифровых модулях при синхронном обмене данными.

Указанный анализ временных соотношений, проводимый для сопоставляемых вариантов проекта, позволит избежать грубых ошибок в процессе проектирования.

Конкретизация объекта анализа как подход к решению поставленной задачи

В данной работе методика оценки взаимных задержек, возникающих при распространении сигналов в проектируемых цифровых модулях, а также работоспособности этих модулей рассматривается на конкретном примере. Причем в качестве примера выбран так называемый мультипроцессорный кластер, проектируемый с целью его использования для высокопроизводительной обработки больших объемов информации в системах, построенных как совокупность нескольких подобных кластеров.

При рассмотрении выбранного примера имеется в виду такой вариант, когда кластер содержит четыре вы-

³ Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках договора № 02.G25.31.0061 от «12» февраля 2013 года (в соответствии с Постановлением Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010 г. № 218).

сокопроизводительных процессора цифровой обработки сигналов – ВПЦОС (DSP 1, DSP 2, DSP 3, DSP 4), четыре микросхемы синхронной динамической памяти (SDRAM 1, SDRAM 2, SDRAM 3, SDRAM 4) и микросхему флэш-памяти (FLASH). Перечисленные компоненты кластера связаны между собой системной магистралью, которая содержит три двусторонних (мультиплексированных) системных шины: шину адреса и управления (ШАУ), шину обмена старшими разрядами (от 63-го до 32-го) данных (ШДС) и шину обмена младшими разрядами (от 31-го до 0-го) данных (ШДМ). Причем четыре ВПЦОС (DSP 1, DSP 2, DSP 3, DSP 4) подключены ко всем трем системным шинам, а каждый из остальных пяти компонентов подключен только к двум из трех системных шин. А именно, все пять компонентов подключены к ШАУ, компоненты SDRAM 1 и SDRAM 2 подключены к ШДС и не подключены к ШДМ, а компоненты SDRAM 3, SDRAM 4 и FLASH подключены к ШДМ и не подключены к ШДС.

Поскольку решаемая задача поставлена так, что должен анализироваться синхронный обмен данными, в котором FLASH не участвует, то в дальнейшем этот компонент не упоминается. Для реализации синхронного обмена служит буфер CLK BUF, содержащийся в кластере и связанный с компонентами DSP 1, DSP 2, DSP 3, DSP 4, SDRAM 1, SDRAM 2, SDRAM 3 и SDRAM 4 линиями односторонней передачи синхроимпульсов от CLK BUF к перечисленным восьми компонентам.

Особенностью рассматриваемого мультипроцессорного кластера является возможность межпроцессорного обмена данными, когда любой из четырех процессоров (ведущий, Master) имеет доступ к внутренней памяти и регистрам другого (ведомого, Slave) или всех остальных (в режиме широковещательного обмена, Broadcast). Реальное проектирование кластера ориентировано на использование (в качестве ВПЦОС) процессоров Tiger SHARC и их отечественных аналогов, разрабатываемых в настоящее время.

Матричное описание трассировки

Согласно поставленной задаче необходимо провести анализ временных соотношений в рассматриваемой системе с учетом особенностей трассировки системной магистрали и линий системной синхронизации. Для этого требуется такая форма структурного описания взаимосвязей компонентов DSP 1, DSP 2, DSP 3, DSP 4, SDRAM 1, SDRAM 2, SDRAM 3, SDRAM 4 и CLK BUF, которая отражала бы не только существование аппаратных связей, но и возникающие в них задержки сигналов. Это задержки в реальных линиях связи – в участках линий системной магистрали и в линиях системной синхронизации на печатной плате.

Можно предложить матричное описание трассировки. А именно, восьми компонентам DSP 1, DSP 2, DSP 3, DSP 4, SDRAM 1, SDRAM 2, SDRAM 3 и SDRAM 4 поставим в соответствие номера 1, 2, 7, 8, 3, 4, 5 и 6. Такая нумерация оказывается удобной в связи с тем, что трассировка проектируемого кластера предполагает именно этот порядок последовательного подключения компонентов к системной магистрали.

Особенности трассировки таковы, что системную магистраль можно представить себе формально замкнутой в кольцо. Формальность такого представления определяется тем, что ни одна из упоминавшихся трех шин магистрали физически не замыкается в кольцо, т.е. каждая из этих шин разомкнута, можно сказать, является разомкнутым кольцом. Однако взаимное смещение трех подобных разомкнутых колец (трех шин), точнее говоря, взаимное смещение участков их размыкания при достаточно близком размещении печатных проводников (линий) трех шин на многослойной плате позволяет говорить о системной магистрали, конструктивно замкнутой (формально, а не физически) в кольцо.

Блочной матрицей \mathbf{T} размера 8×8 (блоков) опишем взаимосвязи между названными восемью компонентами, реализуемые печатными проводниками – участками линий системной магистрали:

$$\mathbf{T} = \begin{pmatrix} \mathbf{T}_{11} & \mathbf{T}_{12} & \cdots & \mathbf{T}_{18} \\ \mathbf{T}_{21} & \mathbf{T}_{22} & \cdots & \mathbf{T}_{28} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{T}_{81} & \mathbf{T}_{82} & \cdots & \mathbf{T}_{88} \end{pmatrix},$$

где каждый блок размером 1×3

$$\mathbf{T}_{mn} = \begin{pmatrix} \tau_{Amn} & \tau_{Hmn} & \tau_{Lmn} \end{pmatrix};$$

где τ_{Amn} – задержка распространения сигналов по тому участку ШАУ, которым связаны m -й и n -й компоненты кластера; τ_{Hmn} – задержка распространения сигналов по тому участку ШДС, которым связаны m -й и n -й компоненты кластера; τ_{Lmn} – задержка распространения сигналов по тому участку ШДМ, которым связаны m -й и n -й компоненты кластера;

$$m = 1, 2, \dots, 8;$$

$$n = 1, 2, \dots, 8.$$

Кроме того, опишем матрицей \mathbf{T}_C размера 1×8 связи указанными выше восемью компонентами, реализуемые соответствующими печатными проводниками:

$$\mathbf{T}_C = \begin{pmatrix} \tau_{C1} & \tau_{C2} & \cdots & \tau_{C8} \end{pmatrix},$$

где τ_{Cm} – задержка распространения сигналов по печатному проводнику, связывающему буфер CLK BUF с m -м компонентом кластера.

Сделаем некоторые замечания относительно матрицы \mathbf{T} , ее блоков \mathbf{T}_{mn} и элементов, образующих эти блоки.

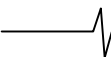
Согласно смыслу определения матрицы \mathbf{T} ее диагональные блоки \mathbf{T}_{mn} должны быть образованы нулевыми элементами, т.е.

$$\mathbf{T}_{mn} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \text{ при } n=m,$$

а для недиагональных блоков ($n \neq m$) с учетом двусторонности системных шин можно записать

$$\mathbf{T}_{mn} = \mathbf{T}_{nm}.$$

Если какая-либо связь между компонентами кластера



отсутствует, то ее можно трактовать как связь с бесконечным значением (∞) задержки. Тогда особенности выбранного при проектировании варианта трассировки, которые соответствуют упомянутому выше порядку последовательного подключения компонентов к системной магистрали и ее формально-конструктивному замыканию в кольцо, описываются следующим образом:

$$T_{mn} \neq \|\infty \ \infty \ \infty\| \text{ и } T_{mn} \neq \|0 \ 0 \ 0\|$$

при условии

$$n = \text{mod}_8(m+1) \text{ или } m = \text{mod}_8(n+1),$$

где $\text{mod}_8(\dots)$ – обозначение операции определения целого числа по модулю 8.

Ранее отмечалось, что SDRAM 1 и SDRAM 2 (компоненты с номерами 3 и 4) не подключены к ШДМ, а SDRAM 3 и SDRAM 4 (компоненты с номерами 5 и 6) не подключены к ШДС. Это можно описать соотношением

$$\tau_{H5n} = \tau_{Hm5} = \tau_{H6n} = \tau_{Hm6} = \tau_{L3n} = \tau_{Lm3} = \tau_{L4n} = \tau_{Lm4} = \infty,$$

которое отражает упоминавшееся размыкание шин ШДМ и ШДС на конструктивно смещенных (вдоль системной магистрали, формально замкнутой в кольцо) участках.

Кроме того, проектируемый кластер имеет дополнительные участки размыкания отдельных шин системной магистрали, что описывается соотношениями:

$$T_{45} = T_{54} = \|\tau_{A45} \ \infty \ \infty\| = \|\tau_{A54} \ \infty \ \infty\|,$$

$$T_{18} = T_{81} = \|\infty \ \tau_{H18} \ \tau_{L18}\| = \|\infty \ \tau_{H81} \ \tau_{L81}\|.$$

Временные соотношения для проектируемого кластера

Обмен данными по системной магистрали проектируемого кластера выполняется по схеме ведущий-ведомый (Master-Slave) или Ms-Sl, как показано на рис. 1. При этом в каждом определенном цикле обмена ведущим является один из четырех ВПЦОС, а ведомым – один из оставшихся семи компонентов кластера, перечислявшихся выше. На рис. 1 τ_A, τ_H или τ_L – задержка (время) распространения сигналов между Ms и Sl по шине ШАУ, ШДС или ШДМ соответственно; $\tau_{CM} = \tau_{Cm}$ при $m = M$; $\tau_{CS} = \tau_{Cs}$ при $m = S$; M – номер того из восьми перечислявшихся выше компонентов кластера, который в данном цикле обмена является ведущим; S – номер того из компонентов, который в данном цикле обмена выполняет функцию ведомого. Очевидно, что τ_A, τ_H или τ_L (каждая из этих трех величин) определяется трассировкой печатной платы и представляет собой сумму из нескольких (от одного до семи) слагаемых типа τ_{Ann}, τ_{Hmn} или τ_{Lmn} , соответствующих тем последовательно соединенным участкам шины ШАУ, ШДМ или ШДС, которые образуют связь между компонентами Ms и Sl по данной шине.

Для оценки работоспособности проектируемого кластера необходимо провести анализ временных соотношений в рассматриваемой системе с учетом выбранной

трассировки системной магистрали и линий системной синхронизации, анализируя при этом циклы ЗАПИСЬ и ЧТЕНИЕ для всех возможных пар ведущий-ведомый (Ms-Sl).

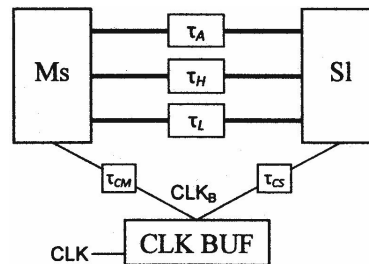


Рис. 1. Схема обмена данными

В цикле ЗАПИСЬ источником всех сигналов системной магистрали (адресов, сигналов управления, данных) является компонент Ms. Временные диаграммы для цикла ЗАПИСЬ показаны на рис. 2.

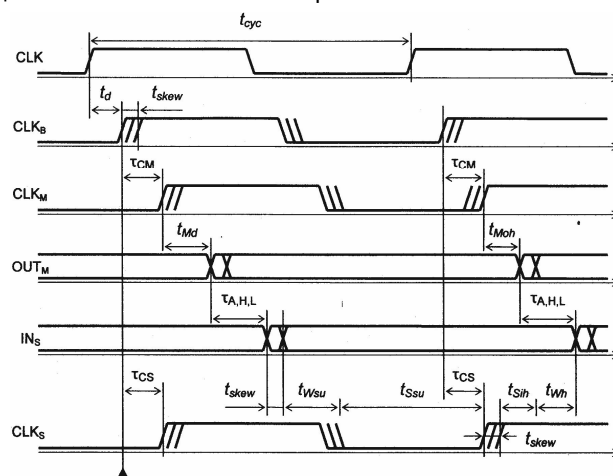
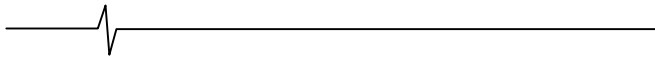


Рис. 2. Временные диаграммы для цикла ЗАПИСЬ

На временных диаграммах (рис. 2) обозначено: CLK – импульсы синхронизации (опорная частота); CLK_B – сигналы на выходе буфера CLK BUF; CLK_M – тактовый сигнал на входе компонента Ms; OUT_M – выходные сигналы адреса, управления, данных компонента Ms; IN_S – входные сигналы адреса, управления, данных компонента Sl; CLK_S – тактовый сигнал на входе компонента Sl; t_{cyc} – период тактовой частоты системной магистрали; t_d – задержка, вносимая буфером CLK BUF; t_{skew} – перекося сигналов [2] синхронизации на выходе буфера CLK BUF (output skew); τ_{CS} – задержка тактового сигнала для компонента Sl на печатной плате; τ_{CM} – задержка тактового сигнала для компонента Ms на печатной плате; t_{Md} – задержка выдачи сигналов компонента Ms относительно фронта тактового сигнала; t_{Moh} – время удержания выходных сигналов компонента Ms относительно фронта тактового сигнала; t_{Ssu} – время предустановки входных сигналов компонента Sl относительно фронта тактового сигнала; t_{Sih} – время удержания входных сигналов компонента Sl относительно фронта тактового сигнала;



t_{Wsu} – запас по времени предустановки (должен быть неотрицательным) для цикла ЗАПИСЬ;
 t_{Wh} – запас по времени удержания (должен быть отрицательным) для цикла ЗАПИСЬ;
 $\tau_{A,H,L}$ – обозначение совокупности трех параметров τ_A, τ_H и τ_L (для их пояснения потребовались бы три временные диаграммы).

Опорной временной точкой для расчетов будем считать самый ранний фронт сигнала CLKВ (показан на рис. 2 треугольником). Задержка t_d , вносимая буфером CLK BUF, является постоянной для всех сигналов и поэтому не учитывается в последующих расчетах. Различия временного положения тактовых сигналов на выходе буфера описываются временем перекося t_{skew} .

Согласно временным диаграммам (рис. 2), можно записать

$$\tau_{CM} + t_{Md} + \tau_{A,H,L} + t_{skew} + t_{Wsu} + t_{Ssu} = t_{cyc} + \tau_{CS},$$

откуда найдем запас по времени предустановки

$$t_{Wsu} = t_{cyc \min} + \tau_{CS \min} - \tau_{CM \max} - t_{Md \max} - \tau_{MAX1} - t_{skew \max} - t_{Ssu \min} \quad (1)$$

где $(\dots)_{\min}$ или $(\dots)_{\max}$ – обозначение соответственно минимального или максимального значения величины,

$$\tau_{MAX1} = \max \{ \tau_A, \tau_H, \tau_L \}.$$

В формуле (1) выделим часть, зависящую только от временных параметров компонентов,

$$t_{W1} = t_{cyc \min} - t_{Md \max} - t_{skew \max} - t_{Ssu \min} \quad (2)$$

после чего получим

$$t_{Wsu} = t_{W1} + \tau_{CS \min} - \tau_{CM \max} - \tau_{MAX1} \quad (3)$$

Кроме того, согласно рис. 2, можно записать

$$\tau_{CS} + t_{skew} + t_{Sih} + t_{Wh} = \tau_{CM} + t_{Moh} + \tau_{A,H,L}$$

откуда выразим запас по времени удержания

$$t_{Wh} = \tau_{CM \min} + t_{Moh \min} + \tau_{MIN1} - \tau_{CS \max} - t_{skew \max} - t_{Sih \min} \quad (4)$$

где $\tau_{MIN1} = \min \{ \tau_A, \tau_H, \tau_L \}$

В формуле (4) выделим часть, зависящую только от временных параметров компонентов,

$$t_{W2} = t_{Moh \min} - t_{skew \max} - t_{Sih \min} \quad (5)$$

после чего получим

$$t_{Wh} = t_{W2} + \tau_{CM \min} + \tau_{MIN1} - \tau_{CS \max}$$

В цикле ЧТЕНИЕ источником сигналов адреса и управления системной шины является компонент Ms, а источником данных – компонента SI. Временные соотношения по шинам адреса и управления полностью идентичны циклу ЗАПИСЬ. Поэтому для цикла ЧТЕНИЕ имеет смысл рассматривать только шину данных. Соответствующие временные диаграммы показаны на рис. 3.

На временных диаграммах (рис. 3) использованы следующие новые обозначения:

OUT_S – выходные сигналы данных компонента SI;

IN_M – входные данные компонента Ms;

t_{Sacc} – задержка выдачи данных компонентом SI относительно фронта тактового сигнала (время доступа);

t_{Soh} – время удержания данных для компонента SI от-

носительно фронта тактового сигнала;

t_{Msu} – время предустановки входных сигналов для компонента Ms относительно фронта тактового сигнала;

t_{Mih} – время удержания входных сигналов для компонента Ms относительно фронта тактового сигнала;

t_{Rsu} – запас по времени предустановки для цикла ЧТЕНИЕ;

t_{Rh} – запас по времени удержания для цикла ЧТЕНИЕ;

$\tau_{H,L}$ обозначение совокупности двух параметров τ_H и τ_L (для их пояснения потребовались бы две временные диаграммы).

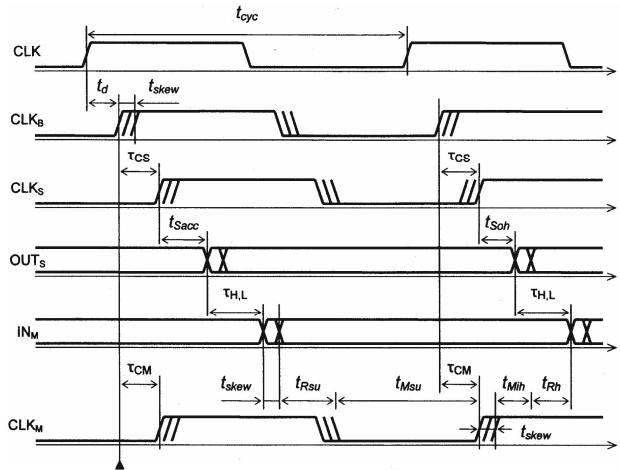


Рис. 3. Временные диаграммы для цикла ЧТЕНИЕ

Согласно временным диаграммам (рис. 3), можно записать

$$\tau_{CS} + t_{Sacc} + \tau_{H,L} + t_{skew} + t_{Rsu} + t_{Msu} = t_{cyc} + \tau_{CM},$$

откуда найдем запас по времени предустановки

$$t_{Rsu} = t_{cyc \min} + \tau_{CM \min} - \tau_{CS \max} - t_{Sacc \max} - \tau_{MAX2} - t_{skew \max} - t_{Msu \min} \quad (7)$$

где $\tau_{MAX2} = \max \{ \tau_H, \tau_L \}$

В формуле (7) выделим часть, зависящую только от временных параметров компонентов,

$$t_{R1} = t_{cyc \min} - t_{Sacc \max} - t_{skew \max} - t_{Msu \min} \quad (8)$$

после чего получим

$$t_{Rsu} = t_{R1} + \tau_{CM \min} - \tau_{CS \max} - \tau_{MAX2} \quad (9)$$

Кроме того, согласно рис. 3, можно записать

$$\tau_{CM} + t_{skew} + t_{Mih} + t_{Rh} = \tau_{CS} + t_{Soh} + \tau_{H,L}$$

откуда выразим запас по времени удержания

$$t_{Rh} = \tau_{CS \min} + t_{Soh \min} + \tau_{MIN2} - \tau_{CM \max} - t_{skew \max} - t_{Mih \min} \quad (10)$$

где $\tau_{MIN2} = \min \{ \tau_H, \tau_L \}$

В формуле (10) выделим часть, зависящую только от временных параметров компонентов,

$$t_{R2} = t_{Soh \min} - t_{skew \max} - t_{Mih \min} \quad (11)$$

и получим

$$t_{Rh} = t_{R2} + \tau_{CS \min} + \tau_{MIN2} - \tau_{CM \max} \quad (12)$$

Неотрицательные значения запасов по времени, вы-

численные согласно формулам (3), (6), (9) и (12), являются условиями работоспособности проектируемого кластера. Такие вычисления должны проводиться при определении задержек τ_A , τ_H или τ_L в соответствии с трассировкой печатной платы (см. выше).

Количественные результаты анализа

Для анализа временных соотношений проектируемого кластера на основе ВПЦОС использовались таблицы Microsoft Excel. Этот анализ проведен для той трассировки системной магистрали, для которой выше было дано матричное описание.

Таблица 1. Системные характеристики (пс)

t_{cyc}	период системной тактовой частоты (min)		
t_{skew}	перекос сигналов синхронизации на выходе буфера (max)		
	t_{cyc}	t_{skew}	
	9500	50	

Таблица 2. Характеристики компонентов (пс)

t_{isu}	время предустановки входных сигналов (min)			
t_{ih}	время удержания входных сигналов (min)			
$t_{\text{acc}} (t_d)$	время доступа или максимальная задержка формирования выходных сигналов (max)			
t_{oh}	время удержания выходных сигналов (min)			
SDRAM				
t_{isu}	t_{ih}	t_{acc}	t_{oh}	
1500	800	5400	1800	
DSP				
t_{isu}	t_{ih}	t_d	t_{oh}	
1500	500	4000	1000	

Табл. 1, 2 и 3 задают характеристики системной магистрали, характеристики компонентов, подключенных к магистрали, и задержки тактовых сигналов от выхода буфера CLK BUF до компонента – приемника сигнала синхронизации.

Табл. 4 содержит не зависящие от трассировки временные характеристики, вычисленные по формулам (2), (5), (8) и (11), для каждой пары Ms-SI.

Расчеты, соответствующие табл. 4 (идеализированные временные соотношения), целесообразно выполнять на ранних этапах проектирования системы при выборе компонентов SDRAM 1...4.

В табл. 5 заносятся задержки распространения сигналов по печатной плате с учетом длины проводников, емкости цепей и т.п. Задержки вычисляются (или определяются посредством САПР) для каждой пары Ms-SI с учетом трассировки конкретных цепей.

В табл. 6 приведены результаты отбора максимальных и минимальных значений в соответствии с правилами, приведенными при пояснении формул (1), (4), (7) и (11).

В табл. 7 содержатся результаты расчета по формулам (3), (6), (9) и (12) с использованием данных табл. 3, 4 и 6. Расчет выполнен для частоты тактирования системной магистрали 100 МГц (номинальный период 10 000 пс) при допустимой нестабильности периода (джиттере) в 500 пс. Таким образом, параметр t_{cyc} для расчетов принимался равным 9500 пс.

Обратим внимание на то, что расчет не зависящих от трассировки временных характеристик (см. табл. 4) для частоты 125 МГц не дает отрицательных значений. Это обстоятельство показывает, что трассировка системной магистрали является потенциальным источником неработоспособности системы в целом.

Таблица 3. Задержки тактовых сигналов (пс)

		DSP 1	DSP 2	SDRAM 1	SDRAM 2	SDRAM 3	SDRAM 4	DSP 3	DSP 4
τ_{CM}, τ_{CS}	min	110	111	102	103	104	105	116	117
	max	121	122	113	114	115	116	127	128

Таблица 4. Результаты расчета временных характеристик, не зависящих от трассировки (пс)

Компонент Ms	Компонент SI								
		DSP 1	DSP 2	SDRAM 1	SDRAM 2	SDRAM 3	SDRAM 4	DSP 3	DSP 4
DSP 1	t_{W1}		3950	3950	3950	3950	3950	3950	3950
	t_{W2}		450	150	150	150	150	450	450
	t_{R1}		3950	2550	2550	2550	2550	3950	3950
	t_{R2}		450	1250	1250	1250	1250	450	450
DSP 2	t_{W1}	3950		3950	3950	3950	3950	3950	3950
	t_{W2}	450		150	150	150	150	450	450
	t_{R1}	3950		2550	2550	2550	2550	3950	3950
	t_{R2}	450		1250	1250	1250	1250	450	450
DSP 3	t_{W1}	3950	3950	3950	3950	3950	3950		3950
	t_{W2}	450	450	150	150	150	150		450
	t_{R1}	3950	3950	2550	2550	2550	2550		3950
	t_{R2}	450	450	1250	1250	1250	1250		450

DSP 4	t_{W1}	3950	3950	3950	3950	3950	3950	3950	
	t_{W2}	450	450	150	150	150	150	450	
	t_{R1}	3950	3950	2550	2550	2550	2550	3950	
	t_{R2}	450	450	1250	1250	1250	1250	450	

Таблица 5. Задержки печатной платы (нс)

Компонент Ms	Компонент SI								
		DSP 1	DSP 2	SDRAM 1	SDRAM 2	SDRAM 3	SDRAM 4	DSP 3	DSP 4
DSP 1	τ_A min		137	274	411	685	822	959	1096
	τ_A max		225	450	675	1125	1350	1575	1800
	τ_H min		151	351	451			551	451
	τ_H max		161	361	461			561	461
	τ_L min		152			852	752	552	452
	τ_L max		162			862	762	562	462
DSP 2	τ_A min	137		137	274	548	685	822	959
	τ_A max	225		225	450	900	1125	1350	1575
	τ_H min	151		251	351			651	551
	τ_H max	161		261	361			661	561
	τ_L min	152				952	852	652	552
	τ_L max	162				962	862	662	562
DSP 3	τ_A min	959	822	685	548	274	137		137
	τ_A max	1575	1350	1125	900	450	225		225
	τ_H min	551	651	851	951				151
	τ_H max	561	661	861	961				161
	τ_L min	552	652			352	252		152
	τ_L max	562	662			362	262		162
DSP 4	τ_A min	1800	959	822	685	411	274	137	
	τ_A max	1096	1575	1350	1125	675	450	225	
	τ_H min	151	551	751	851			151	
	τ_H max	161	561	761	861			161	
	τ_L min	152	552			452	352	152	
	τ_L max	162	562			462	362	162	

Таблица 6. Минимальные и максимальные задержки печатной платы (нс)

Компонент Ms	Компонент SI								
		DSP 1	DSP 2	SDRAM 1	SDRAM 2	SDRAM 3	SDRAM 4	DSP 3	DSP 4
DSP 1	τ_{MIN1}		137	274	411	685	752	551	451
	τ_{MAX1}		225	450	675	1125	1350	1575	1800
	τ_{MIN2}		151	351	451	852	752	551	451
	τ_{MAX2}		162	361	461	862	762	562	462
DSP 2	τ_{MIN1}	137		137	274	548	685	651	551
	τ_{MAX1}	225		261	450	962	1125	1350	1575
	τ_{MIN2}	151		251	351	952	852	651	551
	τ_{MAX2}	162		261	361	962	862	662	562

DSP 3	τ_{MIN1}	551	651	685	548	274	137		137
	τ_{MAX1}	1575	1350	1125	961	450	262		225
	τ_{MIN2}	551	651	851	951	352	252		151
	τ_{MAX2}	562	662	861	961	362	262		162
DSP 4	τ_{MIN1}	151	551	751	685	411	274	137	
	τ_{MAX1}	1800	1575	1350	1125	675	450	225	
	τ_{MIN2}	151	551	751	851	452	352	151	
	τ_{MAX2}	162	562	761	861	462	362	162	

Таблица 7. Результаты расчета временных характеристик с учетом трассировки (пс)

Компонент Ms	Компонент SI								
		DSP 1	DSP 2	SDRAM 1	SDRAM 2	SDRAM 3	SDRAM 4	DSP 3	DSP 4
DSP 1	t_{Wsu}		3715	3481	3257	2808	2584	2370	2146
	t_{Wh}		575	421	557	830	896	984	883
	t_{Rsu}		3776	2186	2085	1683	1782	3371	3470
	t_{Rh}		591	1582	1683	2085	1986	996	897
DSP 2	t_{Wsu}	3713		3669	3481	2970	2808	2594	2370
	t_{Wh}	577		285	421	694	830	1085	984
	t_{Rsu}	3778		2287	2186	1584	1683	3272	3371
	t_{Rh}	589		1481	1582	2184	2085	1095	996
DSP 3	t_{Wsu}	2358	2584	2800	2965	3477	3666		3715
	t_{Wh}	996	1095	838	700	425	287		575
	t_{Rsu}	3383	3282	1692	1591	2189	2288		3776
	t_{Rh}	984	1085	2076	2177	1579	1480		591
DSP 4	t_{Wsu}	2132	2358	2574	2800	3251	3477	3713	
	t_{Wh}	597	996	905	838	563	425	577	
	t_{Rsu}	3784	3383	1793	1692	2090	2189	3778	
	t_{Rh}	583	984	1975	2076	1678	1579	589	

Таблица 8. Расчет временных характеристик с учетом трассировки (пс)

Компонент Ms	Компонент SI								
		DSP 1	DSP 2	SDRAM 1	SDRAM 2	SDRAM 3	SDRAM 4	DSP 3	DSP 4
DSP 1	t_{Wsu}		1715	1481	1257	808	584	370	146
	t_{Wh}		575	421	557	830	896	984	883
	t_{Rsu}		1776	186	85	-317	-218	1371	1470
	t_{Rh}		591	1582	1683	2085	1986	996	897
DSP 2	t_{Wsu}	1713		1669	1481	970	808	594	370
	t_{Wh}	577		285	421	694	830	1085	984
	t_{Rsu}	1778		287	186	-416	-317	1272	1371
	t_{Rh}	589		1481	1582	2184	2085	1095	996
DSP 3	t_{Wsu}	358	584	800	965	1477	1666		1715
	t_{Wh}	996	1095	838	700	425	287		575
	t_{Rsu}	1383	1282	-308	-409	189	288		1776
	t_{Rh}	984	1085	2076	2177	1579	1480		591

DSP 4	t_{Wsu}	132	358	574	800	1251	1477	1713
	t_{Wh}	597	996	905	838	563	425	577
	t_{Rsu}	1784	1383	-207	-308	90	189	1778
	t_{Rh}	583	984	1975	2076	1678	1579	589

Заключение

Таким образом, развитая в данной работе методика учета особенностей трассировки при анализе временных соотношений для сигналов, распространяющихся в быстродействующих цифровых модулях при синхронном обмене данными, обеспечивает возможность оценки работоспособности для выбираемых вариантов проектирования.

Литература

1. Kyle Castille. TMS320C6000 EMIF-to-External SDRAM Interface. Application Report.
2. SPRA433D. Texas Instruments, March 2004. P. 76.
3. CDCLVC11xx Data Sheet. Texas Instruments, May 2010. P. 2.

ANALYSIS OF TIME RELATION FOR SIGNALS IN DESIGN DIGITAL MODULES AND AVAILABILITY ESTIMATION

*Kuzin A.A., Pluzhnikov A.D.,
Pribludova E.N., Sidorov S.B.*

Technique of route singularity accounting with analysis of time relation for signals propagating in high-speed digital modules with synchronous data exchange is devised. The matrix route definition for the system bus and the system clocking is proposed. The application example of devised technique for the analysis of multiprocessor cluster designed with purpose of the use for advanced processing of the large information volume is considered.

НАУЧНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ:

Обработка и передача информации в системах телекоммуникаций

Секция 5: Обработка и передача изображений

Обсуждение актуальных проблем обработки и передачи изображений велось по трем основным направлениям: сжатие и кодирование изображений, фильтрация, анализ и моделирование, распознавание образов в обработке изображений.



На секции обсуждались следующие актуальные научные проблемы:

- техническое зрение;
- восстановление текстуры;
- нелинейная фильтрация изображения;
- сегментация изображения;
- оценка уровня шума;
- повышение разрешения;
- анализ применения фрактальных размерностей;
- стабилизация видеопоследовательностей;
- распознавание образов;
- локализация изображения руки и уголков глаз;
- система идентификации по личной подписи;
- оценка качества совмещения изображений;
- обнаружение движущихся объектов и определение их параметров;
- обнаружение прямолинейных границ;
- система видеопозиционирования;
- компенсация движения;
- сжатие изображения при наличии помех;
- фрактальное кодирование;
- сегментация символов номерного знака;
- трехмерный стереоанализ;
- синтез графа трехмерной сцены.

НОВАЯ РОЛЬ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ СИСТЕМ: ОБЕСПЕЧЕНИЕ БЕЗОПАСНОСТИ ПЕРЕД ЛИЦОМ КАТАСТРОФ

Кирпичников А.П., Федеральное государственное бюджетное учреждение науки, Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН (ИПУ РАН)

*Существует три вида лжи: ложь,
наглая ложь и статистика.*

Марк Твен

Проектируя современное электронное устройство из ряда важных и ответственных, разработчик иногда задумывается о его поведении в критический момент и о том, что будет таким критическим моментом. И, хотя наше воображение подпитывается фантастической продукцией киноиндустрии, давно смакующей Армагеддон, трудно представить себя участниками «Гибели Помпеи» или «2012». Кроме того, все воздействия на аппаратуру при различных испытаниях стандартизованы и не представляют собой ничего общего с тем, что изредка случается в жизни. Тем не менее, стоит рассмотреть реальную вероятность попадания интересующего нас прибора в зону катастрофы и последствия, с этим связанные. В качестве примера можно взять ответственное устройство автоматики с тиражом 50 тыс. штук и сроком службы 10-12 лет: какова вероятность для него в течение жизненного цикла встретиться с катастрофой или, что хуже, поучаствовать в ней? Оказывается, куда большая, чем нам это представляется.

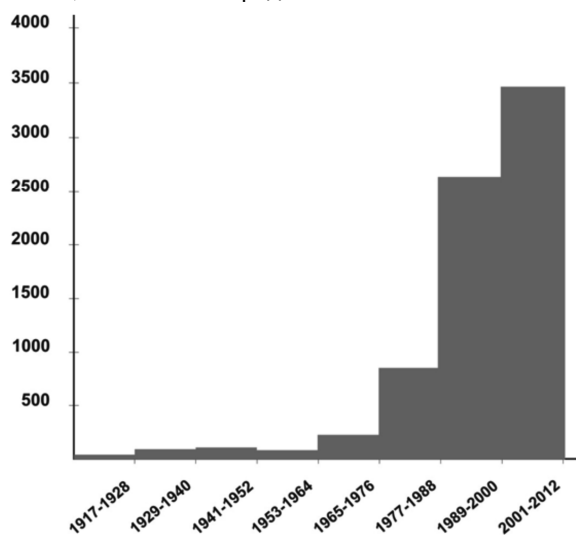


Рис. 1. Количество зарегистрированных техногенных катастроф (1917 – 2012гг)

Начнем рассмотрение с техногенных катастроф. Что их количество увеличивается – очевидно (рис. 1), поскольку оно пропорционально, с одной стороны, общему количеству единиц используемой техники, а с другой – увеличению степени ее влияния на критические события.

Последнее проявляется как в части разнообразия внедрений (применений на объектах), так и в вариациях масштабной шкалы последствий: как результат – получаем

нелинейную (степенную) зависимость. Несмотря на ограниченность масштаба событий, влияние их велико и специфика очевидна: техника, особенно энергонасыщенная, при нарушении контроля (отсутствии надежно функционирующих систем безопасности) – это стихия. Последствия от техногенных катастроф всегда локально более разрушительны (и болезненны), хотя бы по той причине, что расположена техника почти всегда вблизи – среди людей. Этот контакт бывает чрезвычайно опасен (когда масштабы события уже выходят за рамки операторских ошибок или положений об охране труда) и в условиях отсутствия контроля это всегда реализуется тяжелыми последствиями.

Вторым моментом, требующим осмысления, является то, что множество техногенных катастроф (не говоря о бесчисленных инцидентах меньшего ранга) сопутствуют природным инцидентам, которые являются для них лишь спусковым механизмом и сами по себе таких разрушительных последствий часто не имеют. Тогда как спровоцированные ими техногенные катастрофические события имеют

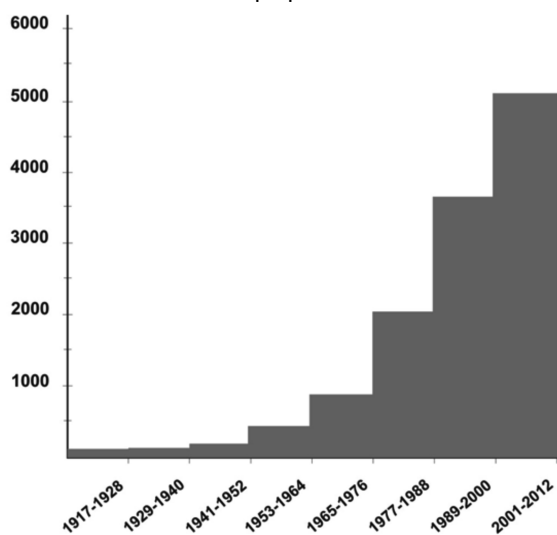


Рис. 2. Количество зарегистрированных природных катастроф (1917 – 2012гг)

действие поистине опустошительное (упомянем лишь пожары и, например, взрыв газопровода, вызванные небольшим землетрясением или оползнем, с замыканием электрических кабелей и пр.).

Теперь обратимся к цифрам – речь идет о статистике техногенных и природных катастроф и их последствий за последние 100 лет (основываясь на материалах CRED – Centre for Research on the Epidemiology of Disas-

ters) [1]. Так, за 30 лет с 1910г по 1940г (при населении Земли ок. 2 млрд чел) количество зарегистрированных **техногенных** катастроф составило лишь 162 при пострадавших и жертвах ~50 тыс. чел. с общим ущербом ~\$102,5 млн. При этом число **природных** катастроф за этот период зарегистрировано 286 с пострадавшими и жертвами ~80 млн. чел и общим ущербом ~\$5 млрд.

раз на протяжении всего одной человеческой жизни. Приведенные на рис. 1 – 4 графики говорят сами за себя (для удобства при обработке данных использованы интервалы по 12 лет, что близко, с одной стороны, к циклам солнечной активности, а с другой – к типовому времени жизни капиталоемкого оборудования). При этом схожесть динамики для природных и техногенных катастроф хо-

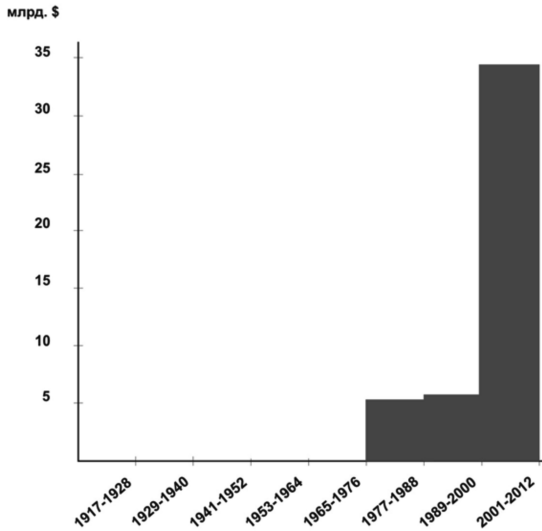


Рис. 3. Ущерб от техногенных катастроф (1917 – 2012 гг)

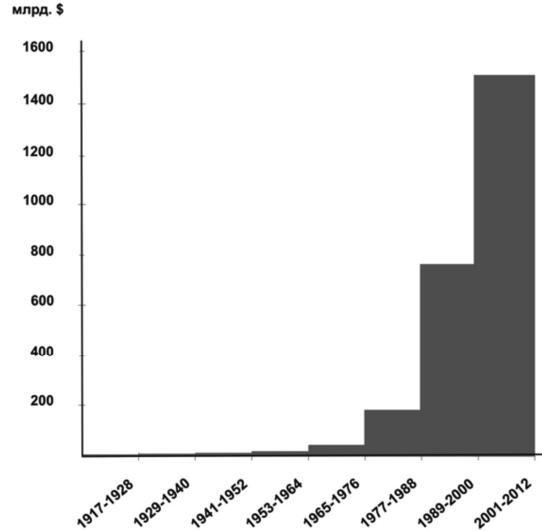


Рис. 4. Ущерб от природных катастроф (1917 – 2012 гг)

Но за такой же период с1982г по 2012г (при населении Земли 7 млрд. чел) эти цифры составили: для **техногенных** катастроф ~6,7 тыс. с пострадавшими и жертвами 4 млн. чел. и ущербом ~\$45,5 млрд.; а для **природных** катастроф ~10 тыс. с пострадавшими ~8,3 млрд. чел с общим ущербом ~\$2382 млрд. То есть рост по числу катастроф составил **35 раз**, а по нанесенному ими ущербу – **450 раз!**

рошо прослеживается на совместном графике (рис. 5), а рост вовлеченности населения планеты – на рис. 6.

Иными словами, если в прошлом веке до начала 60-х годов природные катастрофы на обитаемой части Земли происходили не чаще 1–2 раз в месяц, то с конца 90-х – уже каждый день. А принимая во внимание среднюю длительность пика катастрофических событий два дня и более, получаем перманентное наличие в Ойкумене по

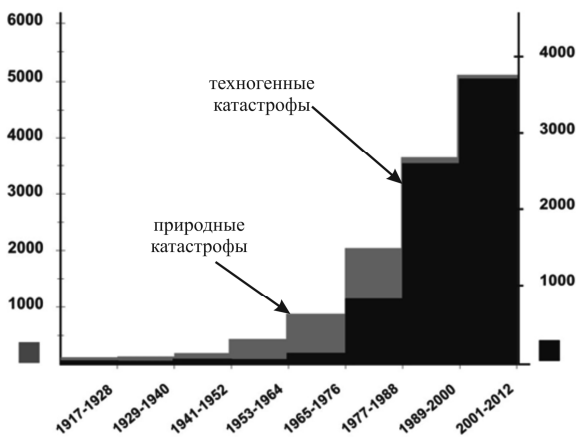


Рис. 5. Количество техногенных и природных катастроф (1917 – 2012 гг)

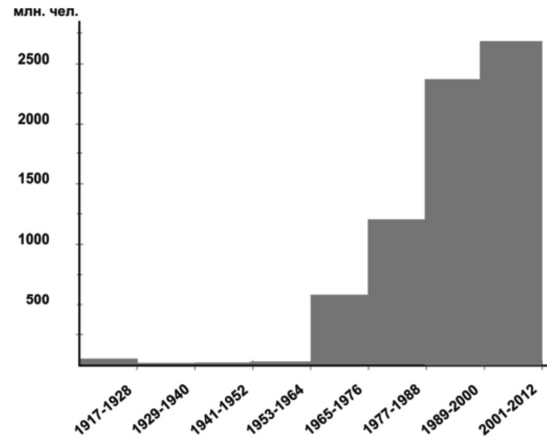
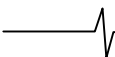


Рис. 6. Пострадавшие от природных катастроф (1917 – 2012 гг)

Даже предполагая несовершенство процедур регистрации на первом интервале и вакханалию формажорных и страховых механизмов во втором, а также общую инфляцию порядочности, честности и разумности на планете (где же напасть на такое растущее население ☺), приходим к отрезвляющему выводу, что частота катастрофических событий и их разрушительные действия на планете возросли как минимум в 20-30

крайней мере нескольких зон катастроф одновременно, чего раньше не наблюдалось. При этом в течение десятилетия вовлеченным тем или иным образом в катастрофические события оказывается, как минимум, каждый третий житель планеты (!).

Опираясь на данную статистику, а также характерную плотность распределения интересующего оборудования (из области автоматки и контроля безопасности) по



отраслям и территориям, и следует искать ответ на заданный вначале вопрос о вероятности. И хотя ответы в каждом конкретном случае получим разные, но очень впечатляющие! После данного рассмотрения стоит задуматься над правомерностью облегченных требований и стандартов при испытаниях, а также о судьбе результатов своего технического творчества и людей, оказавшихся вблизи него не по своей воле и не в тот день... Таким образом, со всей очевидностью просматривается ужесточение требований к влияющим на безопасность техническим устройствам, объектам и их обеспечению: дополнительная стойкость к факторам природных и техногенных катастроф – чтобы в сочетании с ними не создавать куда большие по масштабу события.

В XXI веке ситуация только ухудшилась, и мы живем в эпоху непрерывных природных катастроф, к которым добавляем новые техногенные, выращивая из них экологические. Всему этому должны быть серьезные причины, но рассуждения о них выходят за пределы данной

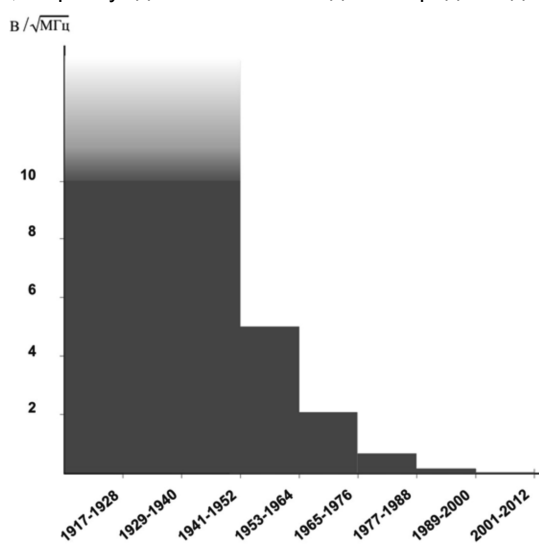


Рис. 7. Оценка устойчивости систем автоматики к ЭМИ (1917 – 2012 гг)

работы. Упомянем лишь наметившуюся смену магнитных полюсов Земли и наблюдаемое сейчас ускоренное их сближение. Это предполагает серьезную электрическую и сопутствующую ей магнитную активность планеты и не сулит ничего хорошего ни биологическим, ни электронным системам, ее населяющим.

Человеческому мышлению в популяции свойственна инерционность (задержка реакции на поколение и более) с одной стороны, и высокочастотная фильтрация (когда мелкие тактические события затевают глобальные тенденции, особенно те из них, где постоянная времени – более нескольких десятилетий и поколение привыкает) – с другой, что предполагает адекватную реакцию на происходящее в лучшем случае, лишь со стороны нескольких профессиональных сообществ, при игнорировании обществом в целом. Но уже пора переделывать стандарты и обсуждать дополнительные, не рыночные, механизмы повышения прочности ответственных систем и объектов. В условиях нарастающего вала катастрофических событий прецедентное мышление с запоздалой реакцией могут не сработать. Как и

чем будет пытаться реагировать современное человечество на этот вызов свой безопасности? Наиболее вероятно – все теми же микропроцессорными системами сбора, обработки и управления. Нас в такой ситуации должны волновать по крайней мере чисто профессиональные вопросы обеспечения функционала безопасности, т.е. техника, работоспособная в жестких условиях, когда вероятность аномальных по величине воздействующих факторов возрастает многократно. Так какова же типичная стойкость автоматики к различным воздействиям (влажность, удары, электромагнитные поля и пр.) и как она менялась на протяжении столетия? Если в части механической прочности и тщательности изготовления ответ очевиден, то в отношении электромагнитной стойкости необходимо сделать некоторые оценки. В качестве критерия возьмем условный параметр порогового воздействия, вызывающего сбой такой системы и, по аналогии со спектральной плотностью шума, будем измерять его в единицах B/\sqrt{MGU} .

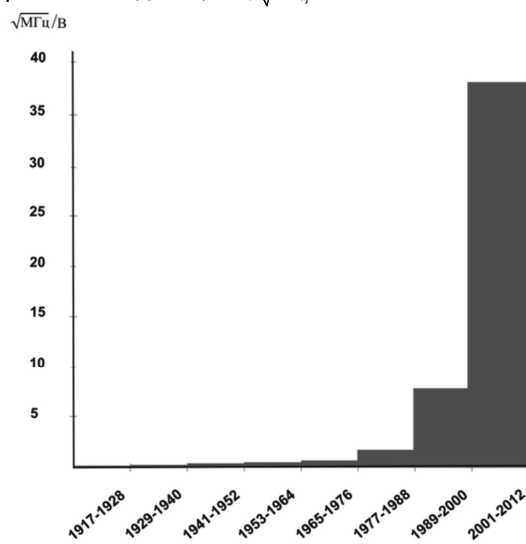


Рис. 8. Показатель неустойчивости систем автоматики к ЭМИ (1917 – 2012 гг)

Рассмотрим с этой точки зрения все этапы, которые прошли электрические и электронные устройства ответственного назначения и соответствующие им уровни сигналов управления: начиная с электромеханических и релейных систем автоматики, через ламповые – к модулям на биполярных транзисторах, и затем, к микросхемам биполярным и МОП, с дальнейшим непрерывным уменьшением технологических размеров и снижением пороговых напряжений последних. Источники напряжения, в свою очередь, прошли путь от высоковольтных анодных батарей, через стандарты 48 и 27 В к 12 В и, задержавшись потом четверть века на стандартных 5 В, стремительно рухнули через 3.3 и 2.5 В в окрестность 1 В. При этом частота переключений, а следовательно и полоса захвата помех, непрерывно росли – от килогерц электромеханики, через десятки мегагерц для ламповых систем и транзисторных модулей, к сотням мегагерц логических микросхем и гигагерцам больших процессоров. Результаты оценки параметра представлены на рис. 7; цифры для начала века составляют сотни и выходят за пределы линейного графика, а для нашего вре

мени наоборот – неразличимы у нуля. Для лучшего осмысления тенденции на рис. 8 приведен график обратных значений параметра – здесь все встает на свои места и видна родственность со статистикой техногенных катастроф с учетом увеличения распространенности техники (см. например, рис. 3). Так что инженерам есть над чем задуматься: фактически имеем ситуацию, когда техника – электроника, системы управления – становится все тоньше и изощреннее, демонстрируя при отказах и сбоях непредсказуемость «больших систем» [3, 4], а воздействующие факторы – все грубее (и «настойчивей»).

Отдельно стоит обсудить график эффективности современных человеческих обществ потребления в части экономного обеспечения жизни и ее защиты, и изменения этих показателей за последние десятилетия (и мысленно наложить на первую серию графиков). В качестве характерного примера проанализируем деятельность врачей общего профиля 1950-х и 2010-х гг. (по пропорции врачей на количество населения, и пропорции времени общения с больным и лечения к бумажной и компьютерной отчетности). То же в отношении многих других служб, например, шерифов и полиции вообще... Добавим к этому всевозможные антитеррористические мероприятия и предохранительную практику контроля проходов во всех ограждениях от аэропортов до учреждений (с раздеванием и без), а также сами бесчисленные заборы, в которых сделаны эти проходы (а ведь все эти государственные и частные ограждения из металла и цемента нужно построить и содержать!). Оценив эффективность всего этого, получим картину поистине ужасающую! Автор избегает таких графиков, но при этом склоняется к мысли, что здесь действуют законы поистине универсальные, и расчетная доля загоронок из всего полезного строительства должна совпасть с пропорцией непроизводительного времени врача, отв-

леченного от диагностики и лечения. В сочетании с тенденцией, отраженной на графиках рис. 1 и 2, это ничего хорошего человечеству не сулит. Другой современной катастрофой следует назвать повсеместную деградацию квалификации во всех областях техники [6]. Происходящая смена поколений заставляет задуматься о цикличности проявления технического интеллекта (даже в тех географических зонах, которым он изначально свойственен), что не приносит оптимизма в свете вышеизложенных фактов. Таким образом, прореживание технологий, отказ от наиболее сложных и рискованных из них (в ядерной энергетике, химии, вооружениях и т.п.), обсуждаемые в некоторых вполне развитых странах, представляются автору (как ни печально придти к такому выводу!) более существенными и позитивными факторами для будущего выживания, нежели предыдущие стратегии полного овладения природой. Общество, где идеологией стало потребление, а трудности созидания не в почете, вынуждено будет смириться с упрощением инструментария своей цивилизации – если успеет перестроиться до надвигающейся катастрофы.

Литература

1. Centre for Research on the Epidemiology of Disasters (CRED) www.emdat.be
2. Катастрофы конца XX века. Под ред. д.т.н. Владимирова В.А. – М.: Геополитика, 2001. 424 с.
3. Каста Д. Большие системы: связность, сложность и катастрофы. – М.: Наука, 1982
4. Томпсон Дж. М.Т. Неустойчивости и катастрофы в науке и технике – М.:МИР, 1985.-254 с.
5. Петров Ю.П., Петров Л.Ю. Неожиданное в математике и его связь с авариями и катастрофами. – СПб.: ВНУ, 2012. – 240 с.
6. Алексеев В.В. Катастрофа летной подготовки в России – Москва : Радис-РПЛ, 2012. - 287 с.

НОВЫЕ КНИГИ

Солонина А.И., Клинский Д.М., Меркучева Т.В., Перов С.Н.

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И MATLAB

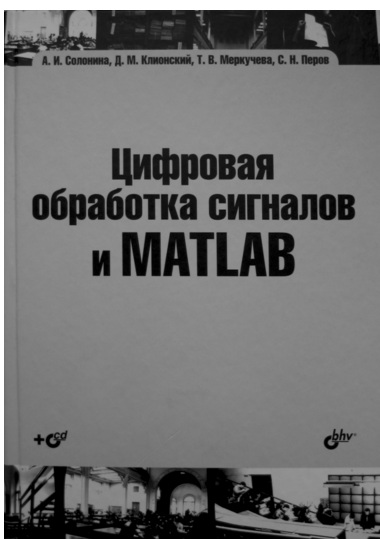
СПб.: БХВ-Петербург, 2013. – 512 с.

(Учебная литература для вузов)

Описываются базовые методы и алгоритмы цифровой обработки сигналов и средств их компьютерного моделирования в системе MATLAB. Даны основы алгоритмического языка MATLAB. Рассматриваются дискретные сигналы, линейные дискретные системы, дискретное преобразование Фурье с использованием алгоритмов БПФ, синтез и анализ КИХ- и БИХ-фильтров, в том числе с фиксированной точкой, спектральный анализ сигналов, многоскоростная обработка сигналов и адаптивная цифровая фильтрация.

Технология обучения в процессе компьютерного моделирования на основе созданных авторами программ или графического интерфейса пользователя MATLAB расширяет теоретические знания и позволяет понять многие важные проблемы и аспекты практического применения методов и алгоритмов ЦОС. На прилагаемом к книге CD хранятся обучающие программы и таблицы исходных данных.

Предназначена для студентов, аспирантов и преподавателей вузов, а также специалистов в области цифровой обработки сигналов.



СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СИГНАЛОВ НА МНОГОЯДЕРНЫХ ПРОЦЕССОРАХ

Мусаев М.М., д.т.н., профессор кафедры «Компьютерные системы» Ташкентского Университета Информационных Технологий, e-mail: mm.musaev@rambler.ru

Кардашев М.С. ассистент кафедры «Компьютерные системы» Ташкентского Университета Информационных Технологий, e-mail: mihail.kardashev@gmail.com

Ключевые слова: спектральный анализ, сигнальный процессор, многоядерный, базисные системы, алгоритмы, аппаратные средства, параллельная обработка.

Введение

Ускорение алгоритмов ЦОС долгое время заключалось в уменьшении общего количества вычислительных операций за счёт оптимизации существующих алгоритмов или упрощения численных методов. Примерами могут служить рекурсивные вычисления в быстром преобразовании Фурье или применение двоично-рациональных базисных систем. Однако технологические достижения последних лет в области производства процессоров позволяют разделить нагрузку между несколькими вычислительными узлами – ядрами процессора. Применение многоядерных процессоров дает существенное увеличение скорости обработки, однако еще очень мало создано алгоритмов и прикладных программ, способных эффективно работать на многоядерных процессорах в режиме потоковой обработки [1]. Необходима разработка прикладных программ ЦОС, реализуемых с высокой скоростью на новых параллельных системах.

Потоковая обработка в задачах ЦОС должна рассматриваться как новая технология, включающая следующие элементы подготовки и исполнения программ:

- анализ численного метода и соответствующего алгоритма на предмет создания по возможности независимых вычислительных потоков;
- выбор эффективных языковых средств написания программ;
- освоение технологий формирования потоков с помощью современных инструментальных средств;
- оценка эффективности разработанного параллельного решения с помощью соответствующего инструментария.

Алгоритмы и аппаратные средства

Превращение последовательного алгоритма в параллельный может представлять собой как нахождение большого числа повторяющихся операций над независимыми данными, так и изменения в алгоритмической структуре, поиск других подходов к решению задачи. Приёмы, используемые для организации параллельных вычислений, включают в себя:

- параллельные циклы, итерационное пространство которых делится на число вычислительных потоков;

Статья посвящена реализации процедур спектрального анализа сигналов на многоядерных процессорах Intel Core i3, i5. Для анализа получаемого ускорения взято несколько базисных систем Фурье-преобразования: БПФ, дискретное косинусное преобразование и преобразование Уолша-Адамара. Рассмотрены параметры ускорения параллельных алгоритмов, выполняемых при различном числе потоков. В качестве инструментария для реализации созданных параллельных версий алгоритмов спектрального анализа используются библиотеки Open MP, Intel TBB и прикладной программный интерфейс ОС Windows Win32 Native Threads.

- алгоритмы редукции, т.е. выполнение множества однотипных операций с накоплением итоговой суммы, произведения или иной функции;

- выделение процессов (задач), которые можно исполнять одновременно;

- рекурсивные вызовы одного метода внутри самого себя с назначением разных вычислительных потоков на их выполнение;

- использование параллельных шаблонов матрично-векторных операций.

В итоге один и тот же последовательный алгоритм в параллельной версии может быть оптимизирован разными численными методами. Эффективность разработанного параллельного алгоритма напрямую зависит от среды программной реализации: параметров процессора, механизмов создания вычислительных потоков в операционной системе, числа потоков.

Максимальное ускорение параллельных алгоритмов всегда достигается при выполнении в вычислительных потоках, число которых обеспечивается спецификацией процессора. В табл. 1 приведены технические данные процессоров Intel Core i3-2120 и Intel Core i5-2310, на которых проверялась степень ускорения рассматриваемых алгоритмов.

Таблица 1. Спецификация процессоров Intel Core i3 и Core i5

Название	Число ядер	Число потоков	Частота ядра, ГГц	Гиперпоточность
Intel Core i3-2120	2	4	3.30	Да
Intel Core i5-2310	4	4	3.20	Нет

В качестве первого примера рассмотрим параллельные версии реализации алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ), предложенного Кули и Тьюки (Cooley–Tukey) [2]. Операция «бабочки» (рис. 1) представляет собой функцию, на входе которой два числа: A

и B . На выходе получаются числа $A + BW$ и $A - BW$. Число W – коэффициент поворота – вычисляется по формуле:

$$W_N^{l(k)} = e^{-i \frac{2\pi}{N} l(k)}$$

где N – размерность БПФ, $l(k)$ – целое число, зависящее от номера k операции «бабочка» алгоритма БПФ.

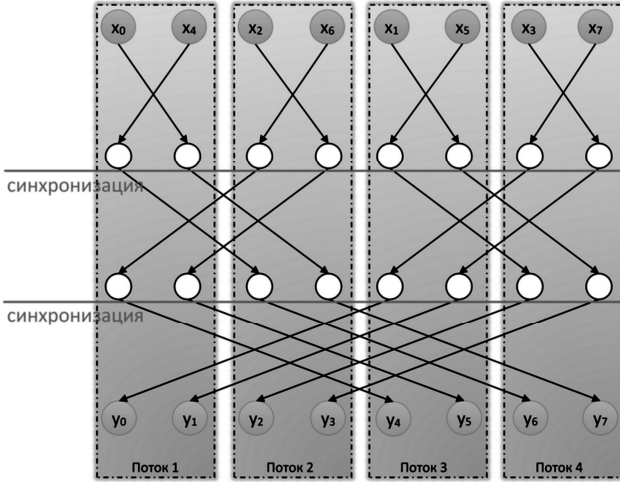


Рис. 1. Параллельная реализация алгоритма БПФ в 4-х потоках

Рассмотрим два алгоритма, один из которых реализует параллельные вычисления базовой операции «бабочки» в параллельном цикле, а другой – с помощью рекурсивных вызовов данной функции, выполняющихся параллельно.

Суть рекурсивного вычисления БПФ заключается в том, что вычисление БПФ от входного сигнала есть вычисление БПФ от каждой из его половин и так далее. На вход функции поступают массив отсчётов и его размер N . Данный массив делится на две части, каждая из которых, размером $N/2$, вновь отправляется в данную функцию, где полученный массив вновь будет разделен на две половины для независимого вычисления БПФ каждой из них. Условием выхода из рекурсии является значение размера массива $N = 1$. В самом теле функции выполняется вычисление операции «бабочка» алгоритма БПФ с коэффициентом поворота W , зависящим от размера отправленного массива.

В параллельной версии рекурсивного алгоритма вместо рекурсивного вызова создаются две подзадачи вычисления БПФ, которые выполняются параллельно.

Для сравнения эффективности данных алгоритмов рассмотрим графики ускорения каждого параллельного алгоритма относительно последовательной версии того же алгоритма, а также одного параллельного алгоритма относительно другого (рис. 2). По горизонтали отложены значения n (при числе отсчётов сигнала, равном 2^n).

Графики ускорений наглядно демонстрируют эффективность рекурсивного алгоритма, а также значение параметра **зернистости** данного алгоритма: минимальное число отсчётов сигнала, при котором создаются рекурсивные подзадачи, составляет 2^{10} , т.к. при создании более мелких подзадач программа будет выпол-

няться медленнее последовательной версии. Последовательное выполнение недостаточно крупных задач позволяет не терять производительность из-за внедрения параллелизма на небольшом количестве отсчетов сигнала.

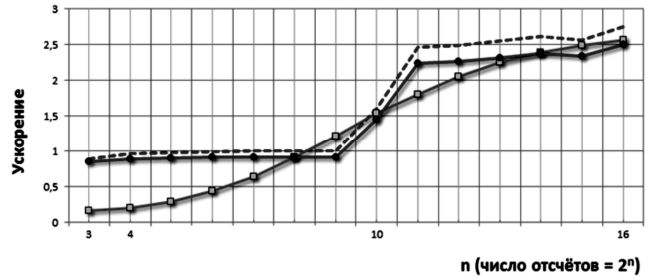


Рис. 2. Ускорение итерационного и рекурсивного параллельных алгоритмов БПФ, выполняющихся в 4 вычислительных потоках на процессоре Intel Core i5:
 - - - - - ускорение рекурсивного алгоритма относительно последовательного рекурсивного;
 —■— ускорение итерационного алгоритма относительно последовательного итерационного;
 —●— ускорение рекурсивного алгоритма относительно последовательного итерационного.

Дискретное косинусное преобразование (ДКП) является одним из ортогональных преобразований, которое применяется в алгоритмах сжатия информации с потерями, таких как MPEG и JPEG. Прямое ДКП описывается в виде произведения матрицы коэффициентов H на вектор исходных отсчётов сигнала f :

$$\vec{C} = \hat{H} \cdot \vec{f}$$

Базисная функция преобразования носит периодический характер, а элементы матрицы коэффициентов задаются текущими значениями функции «косинус». Обратное преобразование описывается в виде произведения транспонированной матрицы коэффициентов на вектор отсчётов преобразованного сигнала:

$$\vec{f} = \hat{H}^T \cdot \vec{C}$$

Параллельное выполнение преобразования осуществляется построчным разбиением матрицы преобразования [2]. При входе в параллельный цикл создаётся определённое число вычислительных потоков (обычно равное числу ядер процессора). Вектор исходного сигнала и матрица преобразования являются общими для всех потоков, в то время как переменные, отвечающие за индексацию, копируются в локальный пул памяти каждого потока, оказываясь тем самым защищёнными от изменения другими потоками. Итерационное пространство параллельного цикла равномерно распределяется между всеми потоками: начальное и конечное значения для переменной i , означающей номера строк матрицы и элементов итогового сигнала, определяются номером потока.

Параллельное вычисление самой матрицы дискретного косинусного преобразования представляет собой вычисление элементов по рекуррентной формуле в параллельном цикле с разбиением матрицы по строкам. Такой алгоритм является ещё одним примером идеаль-

но распараллеливаемых вычислений и теоретически должен иметь максимальные показатели ускорения и эффективности.

В эффективности параллельного алгоритма до того, как он будет реализован с помощью той или иной специализированной библиотеки программирования, можно убедиться с помощью программы Intel Advisor [3].

Разработанный алгоритм обладает хорошей масштабируемостью. Прогнозируемое ускорение при использовании библиотеки Intel TBB (Intel Threading Building Blocks) [4] может быть рассчитано при соблюдении следующих условий:

- запланированные параллельные задачи должны исполняться в одних и тех же параллельных потоках, создаваемых единственным раз за время работы программы;

- необходимо обеспечить оптимальный параметр «зернистости» и не создавать слишком много мелких параллельных задач для выполнения итераций циклов.

Алгоритм ДКП продемонстрировал лучшее ускорение по сравнению с алгоритмом БПФ. Результаты реализации ДКП с помощью библиотеки TBB для выбранных процессоров приведены на рис. 3. Данный алгоритм выявляет более существенные различия в скорости работы выбранных процессоров. Четырёхъядерный Intel Core i5 показывает большее ускорение как на 2, так и на 4 потоках.

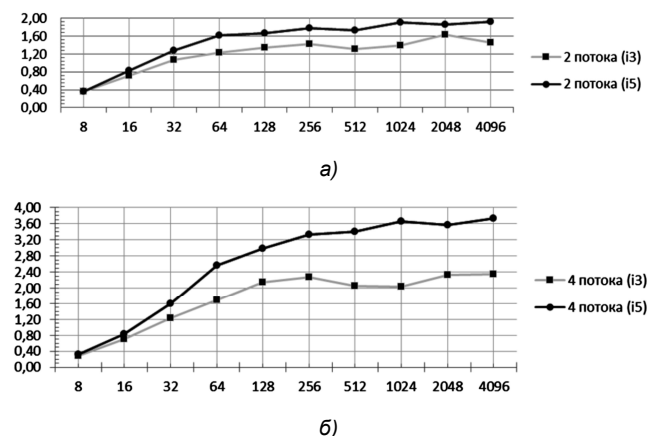


Рис. 3. Графики ускорения ДКП при выполнении на процессорах Intel Core i3 и Intel Core i5: а) в двух потоках; б) в четырех потоках

Ортогональная система функций Уолша занимает особое место среди линейных ортогональных преобразований, позволяющих эффективно сократить избыточность вычислительных операций. Преобразование Уолша-Адамара отличается относительной простотой реализации для преобразования в реальном масштабе времени и характеризуется возможностью применения быстрых алгоритмов вычислений, реализованных на многоядерном процессоре.

Функциями Уолша называется семейство функций, образующих ортогональную систему, принимающих значения только 1 и -1 на всей области определения. Группа из функций Уолша образует матрицу.

Прямое преобразование Уолша – произведение вектора исходного сигнала на матрицу коэффициентов HW:

$$C(n) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} f(k) \cdot H_w(n, k)$$

Обратное преобразование Уолша – это произведение транспонированной матрицы коэффициентов HWT на вектор спектральных коэффициентов:

$$\vec{f} = \hat{H}_w^T \cdot \vec{C}$$

Алгоритм вычисления матрицы HW носит рекурсивный характер. Количество отсчётов N исходного сигнала должно быть целым числом $2n$, где n – натуральное число. Матрица коэффициентов составляется из четырёх квадратов по следующему принципу:

$$\hat{H}_w(N) = \begin{array}{c|c} H_w(N/2) & H_w(N/2) \\ \hline H_w(N/2) & -H_w(N/2) \end{array}$$

Например, матрицы для $N=2$ и $N=4$ будут выглядеть следующим образом:

$$\hat{H}_w(2) = \begin{array}{cc|cc} 1 & 1 & & \\ 1 & -1 & & \\ \hline & & 1 & 1 \\ & & 1 & -1 \end{array}$$

$$\hat{H}_w(4) = \begin{array}{cc|cc} 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ \hline & & 1 & 1 \\ & & -1 & 1 \end{array}$$

Таким образом, чтобы составить матрицу коэффициентов для числа отсчётов N , следует вычислить матрицу для числа отсчётов $N/2$, присвоить эти значения элементам каждой из трёх четвертей, а для четвертой части матрицы взять эти элементы с противоположным знаком.

Чтобы обеспечить параллельное выполнение данного алгоритма, необходимо превратить рекурсивный вызов процедуры в задачу, которая сможет выполняться параллельно с другими подобными задачами. Однако, на данном этапе производится только один вызов рекурсивной процедуры «Матрица Уолша», а дальнейшие операции зависят по данным от результатов выполнения данной процедуры. К тому же операции, выполняемые в цикле, несут в себе основную вычислительную нагрузку и их последовательное выполнение не обеспечит должной масштабируемости. Решение этой проблемы – в переносе операций из цикла в дополнительные рекурсивные вызовы, которые могут выполняться параллельно.

Две из трёх операций в цикле, которые позволяли заполнить вторую и третью четверти матрицы размера N значениями матрицы размера $N/2$, в представленном параллельном алгоритме превращены в вызовы процедуры «Матрица Уолша» с указанием соответствующих размеров матрицы и адресов элементов, к которым нужно обращаться. Кроме того, исходная матрица представлена здесь одномерным массивом для удобства её разбиения при рекурсивных вызовах указанной процедуры.

Другой подход к распараллеливанию алгоритма состоит в избавлении от рекурсивных вызовов и выполнении данных операций в циклах, отдельные итерации которых не имеют зависимостей по данным и могут вы-

полняться одновременно. Данный алгоритм сначала заполняет матрицу с наименьшим возможным размером ($N=2$), а затем, постоянно удваивая область копирования, заполненную часть копирует «вправо», «вниз» и «по диагонали» с обратным знаком. Таким образом, заранее известно количество итераций, и во время их выполнения нет информационных зависимостей.

Рассмотренный пример наглядно показывает, как для создания параллельной версии алгоритма иногда приходится менять саму структуру алгоритма. В то время как рекурсивный подход является самым очевидным решением исходной задачи, параллельная реализация циклами проще в осуществлении и, в зависимости от конечной технологии, может работать эффективней.

Прямое и обратное преобразования Уолша осуществляются перемножением полученной матрицы (транспонированной в случае обратного преобразования) на вектор исходного сигнала. Используется алгоритм ленточного разбиения матрицы по строкам [5].

Языковые средства и библиотеки

На стадии программной реализации параллельного алгоритма перед разработчиком стоит выбор: создавать вычислительные потоки вручную, напрямую обращаясь к средствам операционной системы, или воспользоваться специальной библиотекой программирования, расширением языка, прикладным программным интерфейсом или иным средством, автоматизирующим создание низкоуровневого кода и позволяющим проектировать параллельные области программы на более абстрактном уровне [3]. Программы на языке C++ сегодня могут использовать такие стандарты и библиотеки, как OpenMP, Intel Threading Building Blocks (TBB), Intel Math Kernel Library (MKL), Intel Integrated Performance Primitives (IPP), OpenCL, Intel Cilk Plus [5]. В то время как библиотеки MKL и IPP содержат набор готовых функций в разных областях вычислений (в том числе алгоритмы цифровой обработки сигналов), другие библиотеки и языковые расширения содержат определения для типов, функций и операторов языка, позволяющих строить собственные параллельные алгоритмы.

На рис. 4 представлено сравнение роста ускорения алгоритма ДКП. Реализация параллельных версий использует такие популярные средства, как директивы компилятора OpenMP, библиотека Intel TBB, а также ручное создание потоков с помощью стандартного прикладного программного интерфейса ОС Windows (Win32 Native Threads).

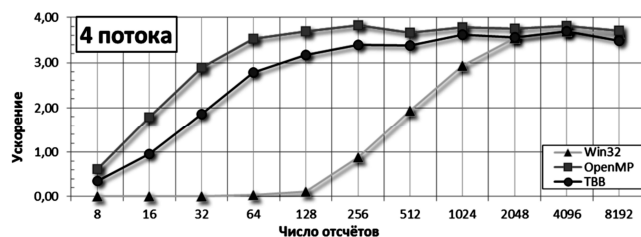


Рис. 4. Сравнение ускорения алгоритма ДКП, реализованного с помощью библиотек TBB, OpenMP, Win32

Результаты проведенных экспериментов по анализу параллельных алгоритмов спектральных преобразова-

ний в базисных системах БПФ, ДКП и системы Уолша-Адамара отражает сводная таблица (табл. 2) значений отсчетов сигнала, при которых в реализованных параллельных решениях появляется ускорение, т.е. использование параллельного алгоритма имеет смысл.

Таблица 2. Эффективные значения числа отсчетов для различных многопоточных инструментов

Инструментарий	БПФ	ДКП	Адамара
OpenMP	64	16	64
TBB	1024	16	128
Win32	2048	512	2048

Таким образом, для эффективного выполнения параллельных алгоритмов необходимо обеспечить объем вычислений, превышающий заданную границу эффективности.

Выводы

1. Основной параметр, влияющий на масштабируемость алгоритмов спектральных преобразований и конечное ускорение работы приложения при переносе на многоядерную платформу – это число исходных отсчетов сигнала, которое и составляет вычислительную сложность представленных алгоритмов. Зависимость ускорения от числа отсчетов обычно носит характер степенной функции с горизонтальной осью; ускорение перестает расти, достигнув пороговой величины (при числе отсчетов 2^8 - 2^{12} и более для разных алгоритмов). При оптимальном решении данная максимальная величина ускорения стремится к числу процессоров в системе.

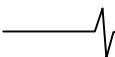
2. Другой важный параметр при реализации параллельных вычислений спектральных преобразований – минимальный объем данных (или количество итераций разделяемого цикла), который еще может обрабатываться параллельно без потери производительности. При распараллеливании итерационного пространства в большинстве случаев оптимальным значением этого параметра является частное от деления общего количества итераций на количество вычислительных потоков.

3. Оптимальное число потоков при параллельной обработке должно равняться числу вычислительных потоков, обеспечиваемых спецификацией процессора. При этом два физических ядра могут представлять собой четыре логических и обеспечивать работу четырех вычислительных потоков на уровне, близком к показателям реального четырехъядерного процессора.

4. Сравнение библиотек программирования для реализации поточного параллелизма показывает разный характер роста ускорения с увеличением числа отсчетов N . При малом числе отсчетов сигнала более эффективным представляется использование директив компилятора OpenMP (ускорение появляется при числе отсчетов от 16 до 64). При числе отсчетов больше 128 алгоритмы TBB ведут себя стабильнее.

5. Можно разделить области применения разработанных параллельных алгоритмов спектральной обработки на две группы:

– вызов параллельных алгоритмов с передачей чис-



ла отсчетов, превышающим границы эффективности для данного алгоритма (см. табл. 2). Алгоритм применим в большинстве случаев обработки стандартного звукового сигнала при работе с достаточно большими участками (построение АЧХ сигнала, спектрограммы, фильтры, эквалазация);

– параллельное применение последовательного алгоритма к разным участкам сигнала (алгоритмы обработки речи, построение спектров очень малых участков сигнала, спектрограмма с очень малым интервалом обновления).

Литература

1. Эхтер Ш., Робертс Дж. Многоядерное программирование. – СПб.: «Питер», 2010. – 316 с.
2. Johnson S. G., Frigo M. Implementing FFTs in practice, ch. 11. – Rice University, Houston TX: Connexions, 2008.
3. Blair-Chappell S., Stokes A. Parallel Programming with Intel Parallel Studio XE. – Indianapolis, Indiana: «John Wiley & Sons, Inc.», 2012. – 556 p.
4. Reinders J. Intel Threading Building Blocks. Outfitting

C++ for Multi-Core Processor Parallelism. – Sebastopol, California: «O'Reilly Media, Inc.», 2007. – 334 p.

5. Шпаковский Г.И. Реализация параллельных вычислений: MPI, OpenMP, кластеры, грид, многоядерные процессоры, графические процессоры, квантовые компьютеры. – Минск: Белорусский Государственный Университет, 2010. – 155 с.

SPECTRUM ANALYSIS OF SIGNALS ON MULTICORE PROCESSORS

Musayev M.M., Kardachev M.C.

This article is devoted to the implementation of spectral analysis of signals on Intel Core i3, i5 multicore processors. Several basic Fourier transform systems were taken to analyze the received acceleration: FFT, DCT and Walsh-Hadamard transform. Acceleration parameters of parallel algorithms that are performed in a different number of threads were considered. The libraries of Open MP, Intel TBB and MS Windows API Win32 Native Threads were used as a tool for the implementation of created parallel algorithms of spectral analysis.

Уважаемые коллеги!

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

Журнал «Цифровая обработка сигналов» издается с 1999 года. Выходит ежеквартально, тиражом – 700 экз. Распространяется по подписке через агентство «Роспечать» в России (индекс 82185), СНГ и странах Балтии (индекс 20630), а также на Конференции: «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA'» и Выставках: «ЕвроElectronica», «СвязьЭкспокомм», «ЭЛЕКТРОНИКА: компоненты, оборудование, технологии» (г. Москва) и др.

Научно-технический журнал «Цифровая обработка сигналов» включен в Список изданий, рекомендуемый ВАК РФ для публикации результатов научных исследований соискателями ученой степени доктора и кандидата технических наук в области радиотехники, связи, вычислительной техники, электроники, информационно-измерительных и управляющих систем.

Планируемые сроки издания отдельных номеров журнала:

- № 2 – июнь 2014 г. Тематический выпуск: «Теория и методы цифровой обработки сигналов» (по материалам международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA' 2014»).
- № 3 – сентябрь 2014 г. Тематический выпуск: «Цифровая обработка изображений».
- № 4 – декабрь 2014 г. Тематический выпуск: «ЦОС в радиотехнике и системах телекоммуникаций».

Ориентировочная стоимость рекламных услуг:

- 4-я (внешняя) страница цветной обложки – 25 тысяч рублей.
 - 2-я и 3-я (внутренние) страницы цветной обложки – 15 тысяч рублей.
 - 1/2 цветной внутренней полосы – 8 тысяч рублей.
- Ждем Ваших предложений.

С наилучшими пожеланиями, зам. главного редактора
д.т.н., профессор Витязев Владимир Викторович, телефон 8-903-834-81-81.

Предложения прошу направлять по адресу: E-mail: vityazev.v.v@rsreu.ru или info@dspa.ru

Уважаемые коллеги!

Для тех, кто не успел оформить подписку на второе полугодие 2014 года через ОАО «Роспечать», сохраняется возможность приобретения журналов непосредственно в редакции по адресу: г. Москва, ул. Авиамоторная, дом 8, Научный Центр МТУСИ, Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, метро «Авиамоторная» или оформить Заказ в соответствии с требованиями, выставленными на сайте журнала: www.dspa.ru.

Тел.: (+7 903) 221-79-79 (Алексеева Любовь Ильинична) или (8-903) 201-53-33 (Самсонов Геннадий Андреевич).

ПОСВЯЩАЕТСЯ ПРОСВЕТИТЕЛЬСКОМУ ТРУДУ АВТОРСКОГО КОЛЛЕКТИВА ПОД РУКОВОДСТВОМ А.И. СОЛОНИНОЙ

(Альтернативное название: «Цифровая обработка сигналов и MATLAB на Эльбрусе»)

Современное состояние и дальнейший прогресс в области инфокоммуникационных сервисов тесно связаны с цифровыми технологиями обработки информации. Такая ситуация потребовала внесения коррективов в процесс подготовки достаточно широкого круга специалистов, в том числе – введения учебной дисциплины «Цифровая обработка сигналов» в базовую (общепрофессиональную) часть профессионального цикла основных образовательных программ по различным направлениям подготовки.

На наш взгляд, три регулярных явления в образовательной и научной жизни страны оказывают сегодня определяющее влияние на содержательную часть и методическое обеспечение указанной учебной дисциплины:

- ежегодная Международная научная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение», в числе организаторов которой – Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова и другие авторитетные научные организации;

- ежеквартальные выпуски научно-технического журнала «Цифровая обработка сигналов», в состав редколлегии которого входят ведущие российские учёные и специалисты в области техники и технологий цифровой обработки сигналов;

- уже привычное для сообщества педагогов-цифровиков систематическое обогащение библиотеки учебно-методической литературы, подготовленной отечественными специалистами.

В последнем из указанных явлений значительная роль принадлежит авторскому коллективу преподавателей Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, возглавляемому заведующей кафедрой цифровой обработки сигналов профессором Солониной Аллой Ивановной. Этому авторскому коллективу за много лет упорного просветительского труда удалось талантливо и дидактически корректно представить систему базовых знаний в области теории цифровой обработки сигналов (ЦОС) и методику программного моделирования процедур ЦОС с использованием среды технических расчётов MATLAB. К числу наиболее популярных изданий коллектива, рекомендованных к использованию в образовательном процессе, относятся «Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов» (2001 г., Солонина А.И., Улахович Дмитрий Андреевич, Яковлев Л.А.), «Основы цифровой обработки сигналов» (2003 г., Солонина А.И., Улахович Д.А., Арбузов Сергей Михайлович, Соловьёва Елена Борисовна, Гук Игорь Иосифович), «Цифровая обработка

сигналов. Моделирование в MATLAB» (2008 г., Солонина А.И., Арбузов С. М., Соловьёва Елена Борисовна, Гук Игорь Иосифович), «Цифровая обработка сигналов. Моделирование в Simulink» (2012 г., Солонина А.И.), «Цифровая обработка сигналов и MATLAB» (2013 г., Солонина А.И., Клионский Дмитрий Михайлович, Меркучева Татьяна Валентиновна, Перов Сергей Николаевич).

Выход в свет последней из перечисленных книг совпал с заключительными днями подготовки группы орловских любителей путешествий к восхождению на высочайшую вершину Российской Федерации и Европы – западную вершину двуглавого Эльбруса. Преподаватели цифровой обработки сигналов, входившие в состав группы, взяли книгу с собой в поход в надежде, что будет время на знакомство с ней в короткие минуты отдыха. Восхождение завершилось успешно, и 2 июля 2013 года около 13 часов 30 минут по московскому времени учебное пособие «Цифровая обработка сигналов и MATLAB» вместе с нами достигло высоты 5642 метра над уровнем моря. Именно этот момент и запечатлён на фотографии, название которой придумывать совершенно не пришлось. Характерно, что фраза, стоящая в названии фотоснимка, сохраняет свою корректность и в отсутствии кавычек.



*«Цифровая обработка сигналов и MATLAB»
на Эльбрусе*

Уверены, что мы не одиноки в благодарности Алле Ивановне и её коллегам из СПбГУТ им. проф. М.А. Бонч-Бруевича. Пусть высота, на которую поднялась их книга, будет знаком уважения к их огромному просветительскому труду.

А мы будем ждать новых книг...

*Преподаватели цифровой обработки сигналов
Рыболовлев А.А. и Афанасьев А.А.*

ИНФОРМАЦИЯ

16-я Международная научно-техническая конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение -DSPA'2014»

Отвечая целям и задачам консолидации и поддержки отечественных ученых и специалистов, работающих в области передовых информационных технологий реального времени, расширения международных научных связей и содействия внедрению высоких наукоемких технологий XXI века, Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи имени А.С. Попова совместно с компанией «AUTECH.Ltd» при поддержке РФФИ и при участии Федерального агентства по промышленности РФ, Министерства образования и науки РФ, Российской секции IEEE Signal Processing Society, Института радиотехники и электроники РАН, Института проблем управления РАН, ЗАО «МНИТИ», МГТУ им. Н.Э. Баумана, МГУСИ, МАИ, МЭИ, РГРТУ и других ведущих российских вузов и организаций, провели 26 – 28 марта 2014 г. в ИПУ РАН 16-ю Международную научно-техническую конференцию: «Цифровая обработка сигналов и её применение -DSPA'2014». В работе конференции приняли участие свыше 500 человек из 42 городов России и стран СНГ, а также представители ряда стран дальнего зарубежья.



Работа конференции проходила по восьми секциям: «Теория сигналов и систем» (21 доклад, руководители – д.т.н., профессор Ю.С. Шинаков, д.т.н., профессор М.С. Немировский); «Теория и методы цифровой обработки сигналов» (20 докладов, руководители – д.т.н., профессор Ю.А. Брюханов, д.т.н., В.И. Джиган); «Обработка сигналов в системах телекоммуникаций» (29 докладов, руководители – д.т.н., профессор Ю.Н. Прохоров, к.т.н., профессор Саников В.Г.); «Обработка сигналов в радиотехнических системах» (30 докладов, руководители – д.т.н., профессор В.Г. Бартнев, к.т.н., профессор В.С. Сперанский); «Обработка и передача изображений» (38 докладов, руководители – д.т.н., профессор В.П. Дворкович, д.т.н., профессор А.В. Дворкович); «Обработка измерительной информации» (15 докладов, руководитель – к.т.н., профессор Ю.В. Скачко); «Проектирование и техническая реализация систем ЦОС» (15 докладов, руководители – д.т.н., профессор В.В. Витязев, к.т.н., доцент В.Б. Стешенко); «Цифровая обработка многомерных сигналов» (12 докладов, руководитель – д.т.н., профессор М.К. Чобану). На конференции было заслушано около 200 докладов, по материалам которых изданы «Труды Конференции» в 2-томах, общим объемом 730 страниц.

В своем приветствии участников конференции Председатель Национального комитета, член-корреспондент РАН Ю.Б. Зубарев, в частности, отметил: «Прошло 16 лет с тех памятных дней: 30 июня – 2 июля 1998 года, когда по инициативе Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А.С. Попова и при поддержке Отделения информатики, вычислительной техники и автоматизации РАН, Российской секции IEEE, ФГУП «НИИ радио» и ряда других ведущих предприятий и вузов России состоялась 1-я Международная Конференция и Выставка «Цифровая обработка сигналов и ее применение». Конференция проходила в Международном центре научной и технической информации и отличалась от всех предыдущих, да и

последующих российских Конференций по цифровой обработке сигналов, широким участием ученых из стран дальнего зарубежья. В частности, в работе той конференции приняли участие представители Норвегии, Германии, Израиля, Польши, Австралии, Румынии, Великобритании, Югославии, Индии, Канады, Саудовской Аравии, Ирана. Рабочие языки – русский и английский. Только на Пленарном заседании присутствовало более 500 человек!

К сожалению, сегодня, на настоящей Конференции практически нет докладов от представителей зарубежных стран. Исключение составляют малочисленные представители Белоруссии и Украины. Конференция стала полностью русскоязычной. Очевидно, в этом ее особенность и предназначение – объединение русскоязычных ученых всех стран и, прежде всего, ученых из бывших советских республик, работающих в области цифровых информационных технологий! Тем не менее, среди ближайших задач по организации дальнейшей работы Конференции, расширения международных контактов принципиально важным становится включение материалов Конференции в



международные базы данных SCOPUS и Web of Science».

Наибольшее число докладов – 44 (в прошлом году было 56 докладов) представила Москва. За ней идут: Санкт-Петербург – 20 докладов (11 докладов было в прошлом году; фактически число докладов удвоилось, в первую очередь за счет активного участия сотрудников Санкт-Петербургского политехнического университета), Рязань – 12 докладов, Ярославль – 11 докладов. Показательна география участников. Это, помимо большинства городов Центрального региона России, такие регионы и крупные города как: Камчатский край, Владивосток, Омск, Красноярск, Новосибирск, Хабаровск, Калининград, Челябинск, Ульяновск, Самара, Смоленск, Нижний Новгород, Ижевск и другие, а также Минск, Харьков, Одесса, Запорожье. Хотелось бы особо отметить активное участие в нашей Конференции молодых ученых. Как и в предыдущие годы, по представленным результатам исследований, был проведен конкурс среди молодых ученых, аспирантов и специалистов на лучший доклад.

На пленарном заседании, в день открытия конференции, были заслушаны 5 докладов, в которых нашли отражение вопросы развития системы цифрового наземного вещания РАВИС, истории когерентной обработки радиолокационных сигналов, новой роли микропроцессорных систем в обеспечении безопасности перед лицом катастроф, цифровых технологий в телемедицине, адаптивной фильтрации сигналов.

На заключительном заседании, которое открыл Председатель Национального оргкомитета, чл.-корр. РАН Ю.Б. Зубарев, после обсуждения итогов работы конференции и выработки соответствующего решения, состоялось награждение молодых ученых и специалистов за лучшие доклады по каждой из секций.

Следующая, 17-я Международная конференция и выставка «DSPA'2015», состоится ориентировочно в марте – апреле 2015 г. в г. Москва, ИПУ РАН.