

# **Применение суперкомпьютерных технологий при проектировании систем передачи цифровой информации**

Баланов Михаил Юрьевич, к.т.н., доцент  
МГТУ МИРЭА

Меньшиков Василий Валерьевич, к.т.н.,  
Пак Андрей Александрович, к.т.н.  
«НИИ КС имени А.А. Максимова» – филиал ФГУП «ГКНПЦ им. М.В. Хруничева»

Представлено описание результатов работ, полученных при моделировании узлов приемо-передающей аппаратуры цифровой радиолинии с применением суперкомпьютерных технологий. Целью проводимых исследований является улучшение достоверности передачи информации за счет применения новых алгоритмов компенсации структурных помех и применения новых сигнальных форматов. Показан количественный выигрыш от применения полученных результатов в перспективных системах передачи цифровой информации.

*Ключевые слова: помехоустойчивость, модулированные сигналы с непрерывной фазой, структурные помехи, адаптивный прием, циклически изменяющийся индекс модуляции.*

## **Введение**

Обеспечение заданной помехоустойчивости приема является одной из основных задач при проектировании систем передачи цифровой информации. Решение данной задачи носит комплексный характер и зависит как от выбора сигнальных форматов, так и от алгоритмов обработки сигнала. Распространяясь по реальным линиям связи, сигнал, как правило, искажается вследствие неравномерности амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) канала и группового времени запаздывания (ГВЗ) в полосе частот, занимаемой спектром сигнала. Также на вход приемника могут поступать флуктуационный шум и нефлуктуационные помехи различной природы. Считается, что наиболее распространенными типами нефлуктуационных помех являются узкополосные (гармонические) помехи, помехи с различными видами угловой модуляции (сигналоподобные, многолучевое распространение) и импульсные помехи с уровнями, меньшими или соизмеримыми с уровнем полезного сигнала. Воздействие нефлуктуационных помех приводит к повышению вероятности ошибки детектирования сигнала в приемнике, а иногда даже делает прием невозможным, например, в результате многолучевого распространения, при этом увеличение мощности передаваемого сигнала не улучшает ситуацию [7, 8].

Борьба с такого вида помехами может осуществляться различными способами, одним из которых, часто применяемым на практике, является метод адаптивного приема сигналов. Второй метод борьбы с помехами – использование новых сигнальных форматов с улучшенными спектральными и энергетическими характеристиками. Далее в статье представлены результаты работ по этим двум

направлениям, полученные с помощью моделирования на суперкомпьютере «СКИФ-МГУ Чебышев».

### Разработка алгоритмов адаптивного выравнивания параметров сигнала в каналах с частотной дисперсией

В основе метода адаптивного приема сигнала на фоне помех лежит алгоритм перестройки вектора весовых коэффициентов цифрового фильтра, который добавляется в приемнике перед демодулятором. Особый практический интерес представляет класс алгоритмов, способных функционировать только на основе анализа параметров входного сигнала. Это позволяет отказаться от применения дополнительных информационных символов в передаваемом сигнале и максимально эффективно использовать полосу пропускания канала связи. Из-за отсутствия информации о передаваемом информационном сообщении выравнивание частотной характеристики без привлечения обучающей последовательности получило название адаптивного выравнивания вслепую (АВС).

Основой любого алгоритма АВС является некая целевая функция (ЦФ), учитывающая расхождение параметров принятого сигнала от априори известных [2]. Определения различных ЦФ вводятся таким образом, что чем ближе отслеживаемые параметры принятого сигнала к заданным параметрам, тем меньше значение ЦФ. Для разработки новых алгоритмов ЦФ рационально определить на  $i$ -ом шаге подстройки как

$$J_{AB} = f(y_i), \quad (1)$$

где  $y_i$  – комплексный отсчет на выходе адаптивного выравнивателя (АВ), являющийся результатом свертки входной последовательности  $\mathbf{X}$  с импульсной характеристикой АВ  $\mathbf{D}$ .

Известно, что в практических реализациях алгоритмов АВС доминирует ЦФ Годара [10], ввиду своей простоты и высокой эффективности выравнивания для сигналов с постоянной огибающей. В [12] ЦФ Годара определен как

$$J_G = \left( |y_i|^p - R_p \right)^2, \quad (2)$$

где  $y_i$  –  $i$ -ый отсчет сигнала на выходе АВ;  $p$  – целое положительное число;  $R_p$  – положительная константа, определяющая привязку уровня сигнала на выходе АВ к заданному значению.

Графическое представление ЦФ Годара (2) показано на рис. 1.

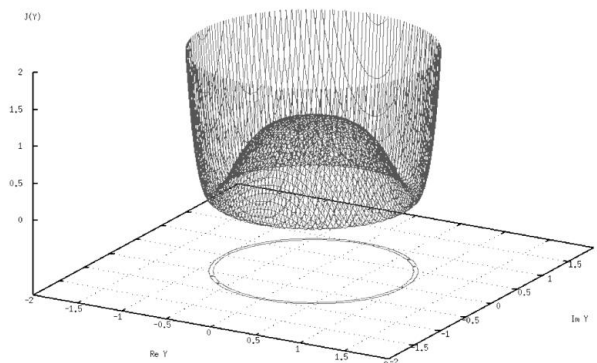


Рис. 1. ЦФ Годара (2) ( $p=2$  и  $R_p=1$ ).

Как видно из рис. 1, минимум ЦФ Годара образует на комплексной плоскости окружность радиуса  $R_p$ . Таким образом, в результате выравнивания минимум ЦФ может быть достигнут в любой точке этой окружности.

В алгоритме Годара подстройка вектора весовых коэффициентов (ВК) АВ, направленная на минимизацию ЦФ (2), осуществляется следующим образом [7, 12]:

$$\mathbf{D}_{i+1} = \mathbf{D}_i - \Delta 2p |y_i|^p - R_p |y_i|^{p-2} y_i \mathbf{X}_i^*, \quad (3)$$

где  $y_i$  –  $i$ -ый отсчет сигнала на выходе АВ;  $p = 2, 4, \dots$ ;  $R_p$  – положительная константа, определяющая привязку уровня сигнала на выходе АВ к заданному значению,  $\mathbf{D}_i$  – текущее значение вектора ВК АВ;  $\mathbf{D}_{i+1}$  – значение вектора ВК АВ на следующем шаге подстройки;  $\mathbf{X}_i^*$  – вектор комплексно-сопряженных отсчетов сигнала на входе АВ на  $i$ -ом шаге подстройки;  $\Delta$  – шаг подстройки алгоритма.

Класс модулированных сигналов с непрерывной фазой (МНФ) представляется перспективным к использованию в современных системах связи вследствие хороших спектральных и энергетических характеристик [3, 7]. Простейший сигнал из класса МНФ имеет собственное название – манипуляция с минимальным сдвигом (ММС, *англ.* MSK – Minimum Shift Keying). ММС-сигналы широко применяются на практике вследствие простоты их генерирования и приема, а также низкого уровня внеполосного излучения по сравнению с фазо- и частотно-манипулированными (ФМн и ЧМн) сигналами при хороших энергетических показателях [7].

Математически сигналы МНФ описываются следующей формулой [3]:

$$s(t, \mathbf{C}_k) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_0 t + \varphi(t, \mathbf{C}_k) + \varphi_0), \quad (4)$$

где  $E$  – энергия сигнала на одном тактовом интервале,  $T$  – длина тактового интервала,  $\omega_0$  – несущая частота сигнала,  $\varphi_0$  – начальная фаза сигнала.

Функция  $\varphi(t, \mathbf{C}_k)$  описывает поведение фазы сигнала МНФ и может быть записана в виде [3]:

$$\varphi(t, \mathbf{C}_k) = 2\pi \sum_{i=1}^k c_i h_i q[t - i - 1 T], \quad (5)$$

где  $\mathbf{C}_k = [c_1; c_2; \dots; c_k]^T$  – вектор  $m$ -ичных информационных символов, принимающих одно значение из ряда  $c_i = \pm 1; \pm 3; \dots; \pm (m-1)$ , где  $m$  – размер алфавита передаваемых символов;  $q(t)$  – функция фазового импульса.

Фазовый импульс будем определять следующим образом:

$$q(t) = \begin{cases} t/2T & t \in [0, T] \\ 0.5 & t > T \end{cases} \quad (6)$$

Для сигнала ММС индексы модуляции  $h_i$  постоянны во времени и принимают значение  $h_i = 0,5 \forall i = \{1, 2, 3, \dots\}$ .

Таким образом, зная априорные данные о параметрах ММС, а именно фазовую структуру и постоянство огибающей, можно предложить ЦФ, в которой учитывается информация об амплитуде и фазе сигнала:

$$J_\alpha = \left( \left| \left( \arg \mathbf{y}_i \right) \geq \frac{\pi}{4N} \right) \bmod \left( \frac{\pi}{2N} \right) - \frac{\pi}{4N} \right|^Q A + \left( |\mathbf{y}_i|^p - R_p \right), \quad (7)$$

где  $N$  – количество отсчетов на один информационный символ;  $A$  – константа, определяющая крутизну спада поверхности в окрестности минимума ЦФ;  $Q = 2, 4, \dots$ ;  $y_i$  – очередной отсчет на выходе АВ.

Пример ЦФ (7) представлен на рис. 2.

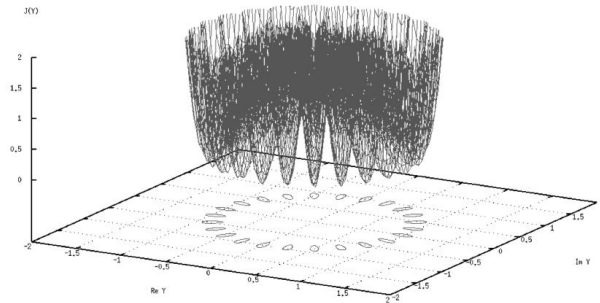


Рис. 2. ЦФ (7) для приема ММС при  $A = 7000$ ,  $Q = 4$ ,  $N = 6$ ,  $p = 2$ ,  $R_p = 1$ .

Применяя метод дифференцирования неаналитической функции [9], был разработан алгоритм итеративной подстройки вектора весовых коэффициентов  $\mathbf{D}$  (градиентный спуск) для минимизации ЦФ (7):

$$\mathbf{D}_{k+1} = \mathbf{D}_k - \Delta \cdot A \cdot S \cdot Q \left( \left( \left( \arg y_k - \frac{\pi}{4N} \right) \bmod \left( \frac{\pi}{2N} \right) - \frac{\pi}{4N} \right)^{Q-1} \cdot \frac{i}{2 \mathbf{D}_k^*} \right) \quad (8)$$

Для исследования эффективности предлагаемого алгоритма АВ (8) была разработана программная среда моделирования, функциональные модули которой представлены на рис. 3.

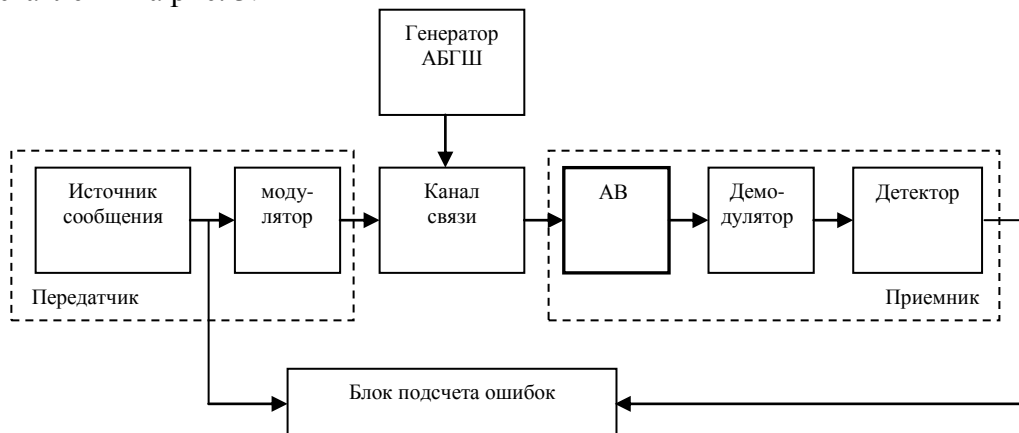


Рис. 3. Программная среда моделирования.

Алгоритм распараллеливания вычислений в АВ представлен на рис. 4.

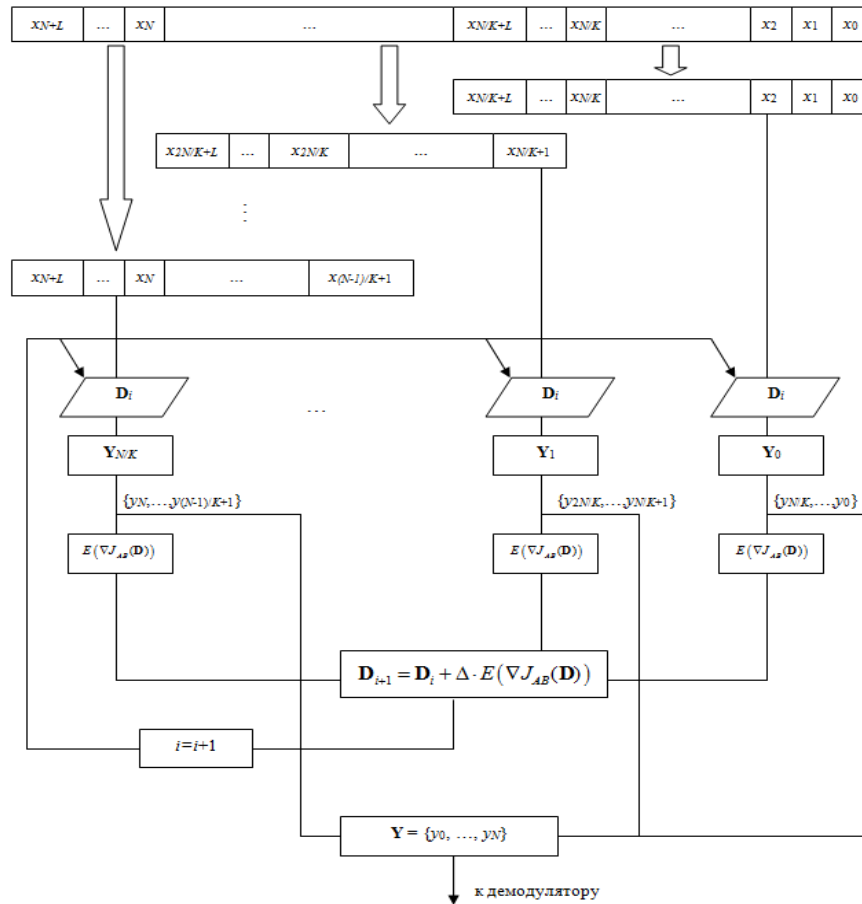


Рис. 4. Распараллеливание вычислений в АВ.

Результаты исследования эффективности распараллеливания вычислений на суперкомпьютере «СКИФ-МГУ Чебышев» представлены на рис. 5.

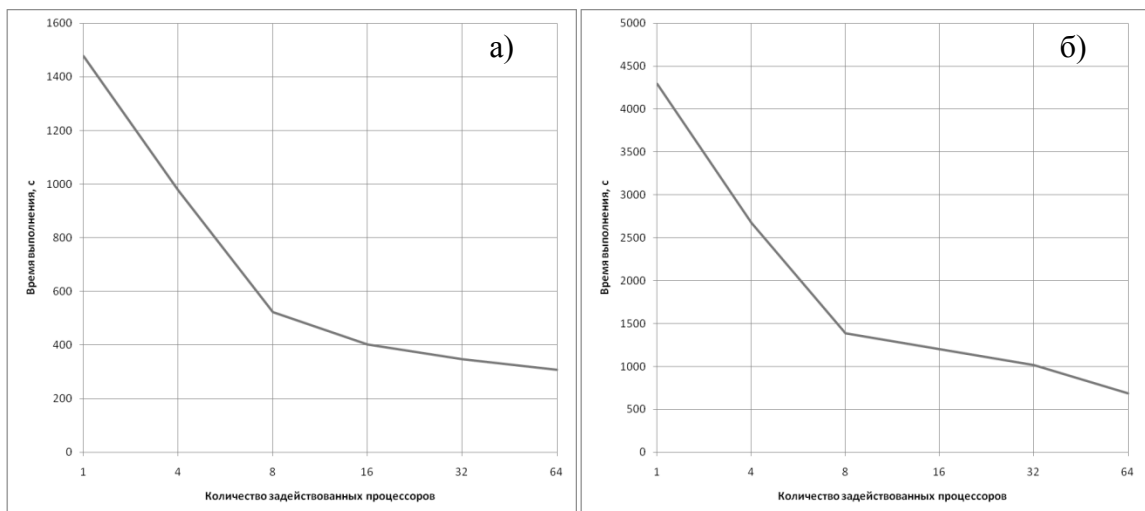


Рис. 5. Эффективность распараллеливания вычислений:  
 а) обработка 200 000 000 отсчетов сигнала с помощью алгоритма (8);  
 б) обработка 10 000 000 отсчетов сигнала при вычислении вектора градиента для ЦФ (7) приближенно (методом приращения аргумента ЦФ).

При исследовании влияния предлагаемого алгоритма (8) на помехоустойчивость приема ММС-сигнала в многолучевых каналах связи, характерных для условий городской застройки [11], было достигнуто улучшение энергетической эффективности на 1,5 дБ при вероятности ошибочного детектирования информационного символа  $10^{-6}$  по сравнению с алгоритмом (3).

### Оптимизация сложных сигнальных форматов по энергетическому критерию

Для класса сигналов МНФ (4) совместное рассмотрение спектральных и энергетических характеристик определяет спектрально-энергетическую эффективность таких сигналов. Чем лучше спектрально-энергетическая эффективность сигналов, тем более надежную высококачественную связь можно обеспечить с большим количеством абонентов с меньшим энергопотреблением.

Сигналы МНФ определяются большим количеством параметров, изменяя которые можно получать те или иные сигналы с необходимым набором свойств. Важным параметром сигнала является индекс модуляции  $h_i$ , который может быть либо постоянным, либо меняться со временем. Если индекс модуляции не постоянный ( $h_i \neq \text{const}, \forall i$ ), то такой сигнал семейства МНФ называют *сигналом с циклически изменяющимся индексом модуляции* (ЦИИМ) или *сигналом с асимметричным циклически изменяющимся индексом модуляции* (АЦИИМ).

Постоянный индекс модуляции существенно ограничивает возможности по оптимизации характеристик сигналов, поэтому наиболее предпочтительными являются сигналы ЦИИМ и АЦИИМ [5, 6]. Для формирования сигнала ЦИИМ используется набор индексов модуляции  $\mathbf{H} = h_1, h_2, \dots$ , при этом выполняется условие  $\dim \mathbf{H} \geq 2$  (для обычного сигнала МНФ  $\dim \mathbf{H} = 1$ ).

Пример фазового дерева для сигнала ЦИИМ, содержащего два индекса модуляции в  $\mathbf{H}$ , представлен на рис. 6. Фазовое дерево показывает поведение фаз сигналов, соответствующих различным информационным последовательностям.

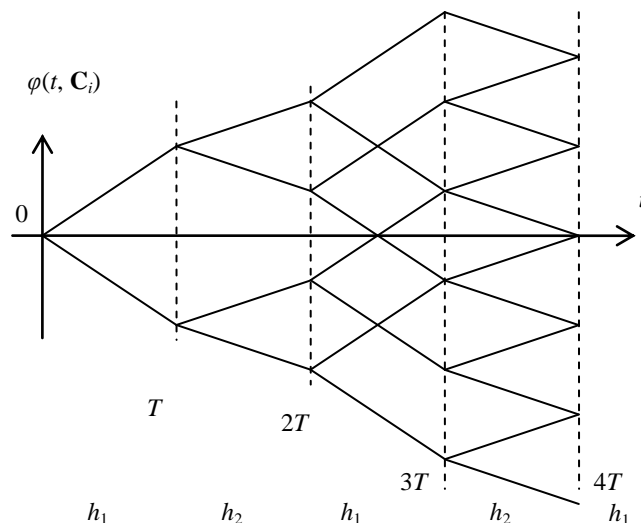


Рис. 6. Фазовое дерево двухпозиционного сигнала ЦИИМ.

Сигнал АЦИИМ представляет собой сигнал МНФ, у которого индексы модуляции меняются на каждом тактовом интервале, причем текущее значение индекса модуляции определяется передаваемым информационным символом. Формат АЦИИМ предполагает существование наборов (банков) индексов  $\mathbf{H}^{-m+1}$ ,  $\mathbf{H}^{-m+3}, \dots, \mathbf{H}^{m+3}$ ,  $\mathbf{H}^{m+1}$ , количество которых соответствует объему первичного алфавита  $m$  в (4). При этом каждый набор индексов соответствует своему информационному символу.

Энергетическая эффективность того или иного вида сигнала определяется потенциальной помехоустойчивостью его приема [4]. При приеме сигналов МНФ учитывается, что информация о переданном символе содержится не на одном тактовом интервале, а на большем отрезке времени.

Приближенно вероятность ошибочного приема сигнала определяется с помощью, так называемой, объединенной верхней границы вероятности ошибки [1, 3]:

$$P_e \leq \frac{1}{2^{N-1}} \sum_k \sum_{\substack{l \\ \alpha \neq \beta}} \left\{ 1 - \Phi \left( \frac{D(\mathbf{A}_{\alpha,N}^k; \mathbf{A}_{\beta,N}^l)}{\sqrt{2N_0}} \right) \right\}, \quad (3)$$

где  $\Phi(x) \equiv \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-z^2/2} dz$  – интеграл вероятностей,  $\mathbf{A}_{\alpha,N}^k = [\alpha, a_2^k, a_3^k, \dots, a_N^k]$  и  $\mathbf{A}_{\beta,N}^l = [\beta, a_2^l, a_3^l, \dots, a_N^l]$  – векторы информационных символов.

Суммирование в (3) выполняется по всем возможным парам информационных последовательностей длиной  $N$  символов с несовпадающими первыми элементами.

Величина  $D(\mathbf{A}_{\alpha,N}^k; \mathbf{A}_{\beta,N}^l)$  представляет собой евклидово расстояние в пространстве сигналов между сигналами  $s(\mathbf{A}_{\alpha,N}^k)$  и  $s(\mathbf{A}_{\beta,N}^l)$ , квадрат которого вычисляется следующим образом:

$$D^2(\mathbf{A}_{\alpha,N}^k; \mathbf{A}_{\beta,N}^l) \equiv \int_0^{NT} \left[ s(\mathbf{A}_{\alpha,N}^k) - s(\mathbf{A}_{\beta,N}^l) \right]^2 dt \quad (10)$$

При большом отношении сигнал/шум в сумме (9) можно не учитывать некоторые слагаемые и формула упрощается [3]:

$$P_e \approx \Gamma_0 \left( 1 - \Phi \left( \frac{D_{\min}}{\sqrt{2N_0}} \right) \right), \quad (11)$$

где  $D_{\min} = \min_{\substack{k,l \\ \alpha \neq \beta}} D(\mathbf{A}_{\alpha,N}^{(k)}; \mathbf{A}_{\beta,N}^{(l)})$  минимальное евклидово расстояние между всеми

возможными последовательностями информационных символов,  $\Gamma_0$  – константа, не зависящая от отношения сигнал-шум, определяющая возможность возникновения пакетов ошибок при приеме символов.

Для сравнения разных сигналов величину  $D_{\min}^2$  нормируют к энергии сигнала, приходящейся на один бит передаваемой информации [3]:

$$d_{\min}^2 = \frac{D_{\min}^2}{2E} \quad (12)$$

При определении минимального евклидова расстояния перебираются все возможные сочетания последовательностей (10), различающихся первыми

символами. Из полученных расстояний выбирается минимальное, которое определяет вероятность ошибки принятого символа (11).

На рис. 7 показан пример поверхности  $d_{\min}^2$  для двухпозиционного сигнала АЦИИМ с единичным размером каждого из двух банков индексов модуляции.

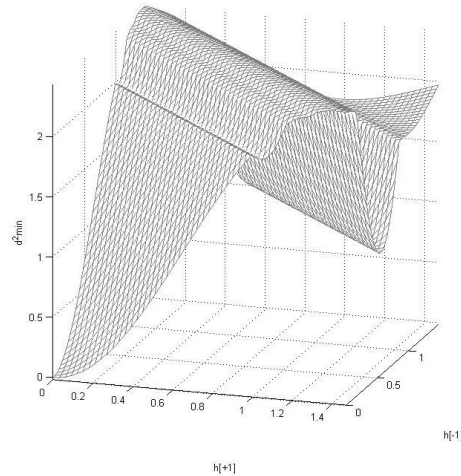


Рис. 7. Минимальный квадрат евклидова расстояния для двухпозиционного сигнала АЦИИМ с двумя индексами модуляции.

В рамках проводимых исследований цель оптимизации параметров сигнала МНФ по энергетическому критерию заключалась в поиске локальных максимумов функции  $d_{\min}^2(\mathbf{H})$ .

Поиск экстремумов функции  $d_{\min}^2(\mathbf{H})$  предлагается осуществлять в несколько этапов:

Этап 1. Выбирается  $i$ -ая случайная точка в  $M$ -мерном пространстве индексов модуляции и выполняется расчет значения функции  $d_{\min_i}^2$  в этой точке. На данном этапе также осуществляется проверка выполнения условия  $d_{\min_i}^2 > T$ , где  $T$  – заранее установленное при запуске процедуры поиска пороговое значение. При выполнении условия происходит переход к следующему этапу, при невыполнении условия – итерационный случайный выбор  $i+1$ -ой начальной точки до тех пор, пока не будет удовлетворено приведенное условие.

Этап 2. Выполняется покоординатный подъем из  $i$ -ой случайной точки до ближайшего локального максимума значения  $d_{\min_i}^2$ . Покоординатный подъем реализован методом Хука-Дживса, представляющего собой усовершенствованный метод обычного покоординатного подъема.

Этап 3. Осуществляется вывод значения локального максимума и полученных значений индексов модуляции, после чего осуществляется переход к этапу 1. Оптимизация сигнала может быть прервана по запросу пользователя или при накоплении определенного количества результатов.

Процедура поиска и оптимизации сложных сигнальных конструкций позволяет выполнять вычисления в параллельном режиме, при этом наименьшей структурной задачей, предназначенной для выполнения в параллельном потоке, является вычисление квадрата евклидова расстояния для заданного состояния банка индексов модуляции и векторов информационных символов.



Результаты исследования эффективности распараллеливания вычислений на суперкомпьютере «СКИФ-МГУ Чебышев» представлены на рис. 8.

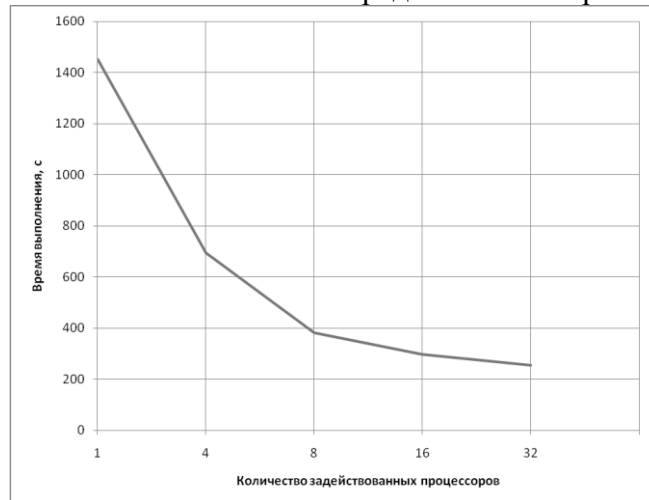


Рис. 8. Эффективность распараллеливания вычислений тестовой задачи при  $\dim \mathbf{H} = 4$ .

Полученные в ходе реализации работ комбинации индексов модуляции для сигнала АЦИИМ показали возможность увеличения энергетической эффективности на более чем 3 дБ по сравнению с сигналами ФМ-2 (BPSK), ФМ-4 (QPSK) и ММС (MSK).

### Дальнейшие направления работ

В настоящее время широкое распространение получили методы передачи и приема информации с использованием широкополосных сигналов (ШПС). Такие сигналы позволяют эффективно бороться с внутриканальными и межканальными помехами, эффектом Доплера, использовать портативные маломощные устройства и максимально эффективно использовать выделенный диапазон частот для передачи информации. Сигналы подобного рода также используются в глобальных навигационных системах для повышения точности определения местоположения объектов.

В большинстве случаев при использовании ШПС указывается, что фаза сигнала от символа к символу претерпевает разрыв. В большей степени это связано со сложностью формирования ШПС без разрыва фазы при высокоскоростной передаче информации и трудностью теоретического анализа таких сигналов.

Расширение семейства сигналов МНФ возможно введением нового малоисследованного класса широкополосных сигналов с интересными свойствами, в которых сочетаются преимущества ШПС и наилучших форматов узкополосных сигналов.

Поиск и исследование с помощью суперкомпьютерных технологий энергетически эффективных сигнально-кодовых конструкций, использующих широкополосные сигналы с непрерывной фазой (ШПС-МНФ), а также разработка экспериментальных образцов приемо-передающих узлов, использующих найденные форматы сигналов, представляются наиболее перспективными направлениями дальнейших работ.

## Заключение

Представленные результаты работ показали возможность увеличения энергетической эффективности по сравнению с широко применяемыми на практике техническими решениями. Результаты исследований разработанных сигнальных конструкций и алгоритмов адаптивного выравнивания параметров сигнала свидетельствуют о перспективности дальнейших исследований в данной области.

Применение в ходе реализации проекта высокопроизводительных вычислительных средств с параллельной архитектурой позволило поднять качество исследований на новый уровень и сократить в сотни раз время выполнения экспериментов по сравнению с моделированием на персональном компьютере.

## Список литературы

1. Возенкрафт Дж., Джекобс И. Теоретические основы техники связи. – М.: Мир, 1969.
2. Горячкин О.В. Методы слепой обработки сигналов и их приложения в системах радиотехники и связи. – М.: Радио и связь, 2003. – 230 с.
3. Емельянов П.Б., Парамонов А.А. Дискретные сигналы с непрерывной фазой. – Зарубежная радиоэлектроника, 1990, №12, с.17-34.
4. Котельников В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости. – М.: Госэнергоиздат, 1956
5. Куликов Г.В., Емельянов П.Б., Парамонов А.А. Перспективы использования сигналов ЦИИМ в системах связи гражданской авиации // Труды Всесоюзной науч.-техн. конф. «Проблемы совершенствования процессов технической эксплуатации авиационной техники, инженерно-авиационного обеспечения полетов в условиях ускорения научно-технического прогресса». – М.: МИИГА, 1988.
6. Куликов Г.В., Парамонов К.А. Верхняя граница вероятности ошибочного приема сигналов ЦИИМ в присутствии нефлуктуационных помех // Труды 51 науч.-техн. конф. МИРЭА: Сб. науч. тр. – М.: МИРЭА, 2002. – Ч.2 – С. 76-81..
7. Прокис Дж. Цифровая связь / перев. Кловский Д.Д. - М : Радио и связь, 2000. - 800 с.
8. Скляр, Бернард. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. - М : Вильямс, 2003. - Изд. 2. - 1104 с.
9. Brandwood B. A. Complex gradient operator and it`s application in adaptive array theory // IEEE Proc. vol. 30, parts F and H, № 1, Feb 1983 – pp. 11-16.
10. Dabeer O. Convergence Analysis of the Constant Modulus Algorithm //IEEE Trans. on Info. Theory, vol. 49, № 6, June 2003 – pp. 1447-1464.
11. Rice University Signal Processing Information Base (SPIB), <http://spib.rice.edu/spib/microwave.html>.
12. Godard D. N. Self-recovering equalization and carrier tracking in two dimensional data communication systems // IEEE Trans. on Com. vol. COM-28, № 11, Nov. 1980 – pp. 1867-1875.