

МЕТОД БЫСТРОГО ВЫЧИСЛЕНИЯ ДИСКРЕТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ ДЕЙСТВИТЕЛЬНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

*Пономарева О.В., к.т.н., доцент Ижевского государственного технического университета,
e-mail: romva@mail.ru*

*Пономарев А.В., к.э.н., руководитель аппарата Центральной избирательной комиссии Удмуртской Республики,
Пономарева Н.В., руководитель отдела тестирования ПО НПО «Компьютер».*

Ключевые слова: дискретное преобразование Фурье, параметрическое дискретное преобразование Фурье, алгоритм быстрого преобразования Фурье, действительная последовательность, четная/нечетная симметрия спектра, комплексно-сопряженная симметрия спектра.

Введение

Одним из основных направлений применения методов цифровой обработки сигналов является спектральный анализ [1, 2], в котором основным инструментом, как при анализе детерминированных, так и случайных сигналов, является аппарат дискретного преобразования Фурье (ДПФ).

В работах [4, 5, 6] дано обобщение ДПФ в виде параметрического дискретного преобразования Фурье (ДПФ-П), которое может задаваться в обычной форме:

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

$$k = \overline{0, N-1};$$

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

$$n = \overline{0, N-1}; 0 \leq \theta < 1;$$

или в матричной форме :

$$S_{N,\theta} = \frac{1}{N} F_{N,\theta} X_N; X_N = F_{N,\theta}^* S_{N,\theta}; 0 \leq \theta < 1;$$

где θ – параметр; * – 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;

$S_{N,\theta} = [s(0), s(1), \dots, s(N-1)]^T$ – вектор коэффициентов разложения X_N по системе параметрических дискретных экспоненциальных функций (ДЭФ-П), задаваемой матрицей $F_{N,\theta}$:

$$F_{N,\theta} =$$

Рассмотрены метод и алгоритм быстрого вычисления дискретного преобразования Фурье (ДПФ), основанные на свойствах параметрического дискретного преобразования Фурье (ДПФ-П). Проведено сравнение предложенного алгоритма быстрого преобразования Фурье с существующими алгоритмами. Показана эффективность предложенного подхода.

$$F_{N,\theta} = \begin{matrix} & \begin{matrix} 0 & 1 & \dots & (N-1) \end{matrix} & n \\ \begin{matrix} 0 \\ \vdots \\ (N-1) \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & W_N^\theta & \dots & W_N^{\theta(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_N^{(N-1+\theta)} & \dots & W_N^{(N-1+\theta)(N-1)} \end{bmatrix} & \end{matrix},$$

$$W_N = \exp \left[-j \frac{2\pi}{N} \right]. \quad (2)$$

Дискретные функции вида

$$W_N^{(p+\theta)l} = \exp \left[-j \frac{2\pi}{N} (p+\theta) l \right], \quad p, l = \overline{0, N-1}$$

есть параметрические дискретные экспоненциальные функции (ДЭФ-П) – $def_p(p, l, \theta)$.

ДЭФ-П являются обобщением дискретных экспоненциальных функций (ДЭФ) и равны им при значении параметра $\theta = 0$. Матрица $F_{N,\theta}$ состоит соответственно из ДЭФ-П при $p = k, l = n$. Матрица $F_{N,\theta}$ – не симметрическая, в отличие от матрицы ДПФ, но, как и последняя, является унитарной матрицей.

Система ДЭФ-П является полной системой, так как число линейно независимых функций равно размерности множества дискретных сигналов. Отметим, что при значении параметра равном нулю, соотношения (1) задают стандартное ДПФ.

К настоящему времени предложены процедуры быстрого вычисления ДПФ [1, 2, 3] и ДПФ-П [4, 5, 6], позволяющие значительно сократить число вычислений по сравнению с вычислением ДПФ и ДПФ-П «в лоб». Данные алгоритмы получили соответственно название алгоритмов быстрого преобразования Фурье (алгоритмы БПФ) и алгоритмов быстрого параметрического преоб

разования Фурье (алгоритмы БПФ-П).

Отметим, что ДПФ и быстрые алгоритмы его вычисления «по умолчанию» предполагают, что входная последовательность является комплексной. В большинстве же прикладных задач цифровой обработки сигналов имеют дело с действительными последовательностями. Применение к действительным последовательностям стандартного комплексного БПФ приводит, с одной стороны, к избыточным вычислительным затратам, с другой – к избыточным затратам памяти.

К настоящему времени также предложен целый ряд алгоритмов БПФ и БПФ-П для действительных последовательностей, свободных от указанных недостатков. Рассмотрим их более подробно.

Алгоритмы БПФ и алгоритмы БПФ-П действительных последовательностей

ДПФ действительной последовательности $x(n)$, $\text{Im}\{x(n)\} = 0$, $n = \overline{0, N-1}$ обладает свойством комплексно-сопряженной симметрии [3]:

$$S_N(k) = S_N^*(N-k), \quad k = \overline{1, N/2-1}, \quad (3)$$

где * - символ комплексного сопряжения.

Основываясь на свойствах ДПФ (в частности, на свойствах линейности ДПФ, четной/нечетной симметрии спектра Фурье действительной последовательности, указанной выше комплексно-сопряженной симметрии), были предложены алгоритмы БПФ действительных последовательностей, устраняющие избыточные затраты, как в памяти, так и в объеме вычислений [2, 3].

В этих алгоритмах БПФ действительная последовательность $x(n)$ в N отсчетов разбивается на две действительные последовательности в $N/2$ отсчетов согласно следующему выражению: $x_1(n) = x(2n)$, $x_2(n) = x(2n+1)$, т.е. на последовательности четных и нечетных отсчетов.

Далее образуется комплексная последовательность:

$$x_3(n) = x_1(n) + jx_2(n), \quad n = \overline{0, N/2-1}. \quad (4)$$

Затем вычисляют БПФ комплексной последовательности $x_3(n)$ и, используя фундаментальное свойство БПФ (возможность получения спектра исходной последовательности из спектров двух ее частей), находят спектр исходной последовательности $x(n)$, выполняя дополнительный слой алгоритма БПФ [2].

Одним из авторов в работе [7] на основании свойств параметрического ДПФ предложено два алгоритма быстрого вычисления ДПФ-П действительных последовательностей при значении параметра $\theta = 1/2$ и метод вычисления ДПФ-П действительных последовательностей при значении параметра θ не равно нулю и $1/2$.

Там же проведено сравнение предложенных алгоритмов с существующими алгоритмами БПФ действительных последовательностей. Доказана их эффективность.

Вопрос же повышения эффективности алгоритмов вычисления дискретного преобразования Фурье дейст-

вительных последовательностей (т.е. вычисление ДПФ-П при значении параметра $\theta = 0$) авторами настоящей работы даже не рассматривался. Авторы искренне считали справедливой общепринятую точку зрения о том, что в данном направлении сделано если не все, то почти все.

Однако, как показали более глубокие исследования, резерв повышения эффективности алгоритмов вычисления дискретного преобразования Фурье действительных последовательностей все же есть.

Метод и алгоритм быстрого вычисления дискретного преобразования Фурье (ДПФ) действительных последовательностей

Пусть задана действительная последовательность: $x(n)$, $n = \overline{0, N-1}$,

стандартное ДПФ которой согласно выражения (1) имеет вид:

$$S_N(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{nk}, \quad k = \overline{0, N-1}. \quad (5)$$

Прежде, чем перейти к изложению метода и алгоритма быстрого ДПФ, сделаем два замечания относительно свойств спектра Фурье таких последовательностей [7].

1. Из соотношения (3) непосредственно следует, что нечетные отсчеты спектра $S_N(2k+1)$ обладают свойством комплексно-сопряженной симметрии. Четные отсчеты спектра $S_N(2k)$ также обладают этим свойством, за исключением отсчетов $S_N(0)$ и $S_N(N/2)$.

2. Спектр действительной последовательности, $S_N(k)$, $k = \overline{0, N-1}$, строго говоря, определяется не $(N/2)$ отсчетами, а $N/2+1$ отсчетами.

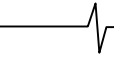
Найдем четные отсчеты ДПФ. Согласно (5):

$$\begin{aligned} S_N(2k) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{2nk} = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} x(n) W_N^{2nk} + \frac{1}{N} \sum_{n=N/2}^{N-1} x(n) W_N^{2nk}; \\ S_N(2k) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} x(n) W_N^{2nk} + \\ &+ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} x(n+N/2) W_N^{2(n+N/2)k} = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} x(n) W_{N/2}^{nk} + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} x(n+N/2) W_{N/2}^{nk}. \end{aligned}$$

Последнее соотношение получено с учетом того, что $W_N^{2(N/2)k} = 1$.

И окончательно:

$$S_N(2k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/2} [x(n) + x(n+N/2)] W_{N/2}^{nk},$$



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

Аналогично найдем и нечетные отсчеты ДПФ:

$$\begin{aligned} S_N(2k+1) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{n(2k+1)} = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} x(n) W_N^{n(2k+1)} + \frac{1}{N} \sum_{n=N/2}^{N-1} x(n) W_N^{n(2k+1)}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S_N(2k+1) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} x(n) W_N^{n(2k+1)} + \\ &+ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} x(n+N/2) W_N^{(n+N/2)(2k+1)} = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} x(n) W_N^{n(2k+1)} + \\ &+ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} x(n+N/2) W_N^{n(2k+1)} W_N^{N/2(2k+1)} = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} x(n) W_{N/2}^{n(k+1/2)} - \\ &- \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} x(n+N/2) W_{N/2}^{n(k+1/2)}. \end{aligned}$$

Последнее выражение получено с учетом того, что: $W_N^{(N/2) \cdot (2k+1)} = -1$.

И окончательно:

$$S_N(2k+1) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} [x(n) - x(n+N/2)] W_{N/2}^{n(k+1/2)},$$

$$k = \overline{0, N/2 - 1}. \quad (7)$$

Сравнивая соотношения (7) и (1), приходим к выводу о том, что выражение (7) представляет собой ДПФ-П действительной последовательности $[x(n) - x(n+N/2)]$ при значении параметра $\theta = 1/2$.

Для действительных последовательностей спектр $S_N(2k+1)$, $k = \overline{0, N/2 - 1}$ является избыточным, так как он обладает свойством комплексно-сопряженной симметрии:

$$S_N(2k+1) = S_N^*(N - (2k+1)), \quad k = \overline{1, N/4 - 1}. \quad (8)$$

Найдем четные отсчеты ДПФ-П при $\theta = 1/2$ последовательности:

$$x_2(n) = [x(n) - x(n+N/2)], \quad n = \overline{0, N/2 - 1}, \quad (9)$$

$$\begin{aligned} S_N(4k+1) &= S_{N/2}(2k, 1/2) = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} x_2(n) W_{N/2}^{n(2k+1/2)} = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/4-1} x_2(n) W_{N/2}^{n(2k+1/2)} + \end{aligned}$$

$$(6) \quad + \frac{1}{N} \sum_{n=N/4}^{N/4-1} x_2(n+N/4) W_{N/2}^{(n+N/4)(2k+1/2)}.$$

$$S_{N/2}(2k, 1/2) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/4-1} x_2(n) W_{N/4}^{n(k+1/4)} +$$

Или:

$$+ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/4-1} x_2(n+N/4) W_{N/4}^{n(k+1/4)} W_{N/2}^{N/4(2k+1/2)}.$$

Учитывая, что $W_{N/2}^{N/4(2k+1/2)} = -j$, окончательно получим:

$$\begin{aligned} S_N(4k+1) &= S_{N/2}(2k, 1/2) = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/4-1} [x_2(n) - jx_2(n+N/4)] W_{N/4}^{n(k+1/4)}, \\ k &= \overline{0, N/4 - 1}. \end{aligned} \quad (10)$$

Найдем нечетные отсчеты ДПФ-П при $\theta = 1/2$ последовательности (9):

$$\begin{aligned} S_N(4k+3) &= S_{N/2}((2k+1), 1/2) = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} x_2(n) W_{N/2}^{n(2k+1+1/2)}. \end{aligned}$$

Опуская промежуточные результаты, установим, что:

$$\begin{aligned} S_N(4k+3) &= S_{N/2}((2k+1), 1/2) = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/4-1} [x_2(n) + jx_2(n+N/4)] W_{N/4}^{n(k+3/4)}, \\ k &= \overline{0, N/4 - 1}. \end{aligned} \quad (11)$$

Последнее соотношение получено с учетом того, что $W_{N/2}^{N/4(2k+1+1/2)} = +j$.

Отметим, что вычисление ДПФ-П при $\theta = 3/4$, согласно соотношению (11), более предпочтительно, чем вычисление ДПФ-П при $\theta = 1/4$, согласно соотношению (10), так при этом нет необходимости менять знак у мнимой части формируемой комплексной последовательности. Таким образом, благодаря соотношению (11), мы находим $N/4$ значений искомого спектра.

Для получения остальных $(N/4 + 1)$ значений искомого спектра обратимся к соотношению (6). Из которого непосредственно следует, что для этого необходимо найти четные и нечетные отсчеты ДПФ последовательности:

$$x_1(n) = x(n) + x(n+N/2), \quad n = \overline{0, N/2 - 1}.$$

Несложно установить, что, проведя преобразования аналогичные преобразованиям определенным соотношениями (6) и (7), а также повторив (с учетом размерности) выкладки, заданные соотношениями (9), (10) и (11), мы найдем еще $N/8$ отсчетов искомого спектра. Этот процесс продолжается до получения всех отсчетов искомого спектра.

Рассмотрев математическое обоснование метода, дадим формализованное описание предлагаемого алгоритма, разбив его на этапы.

Пусть задана действительная последовательность $x(n)$, $n = \overline{0, N-1}$, $N = 2^r$, $r = 1, 2, 3, \dots$

1. Формируем две новые действительные последовательности:

$$x_{1,1}(n) = x(n) + x(n + N/2);$$

$$x_{1,2}(n) = x(n) - x(n + N/2), \quad n = \overline{0, N/2-1}.$$

2. Формируем из действительной последовательности $x_{1,2}(n)$ комплексную последовательность в $N/4$ отсчетов $x_{1,2}^{компл.}(n)$:

– первые $N/4$ отсчетов последовательности $x_{1,2}(n)$ являются действительной частью формируемой последовательности, а следующие $N/4$ отсчета ее мнимой частью:

$$\text{Re} [x_{1,2}^{компл.}(n)] = x_{1,2}(n), \quad n = \overline{0, N/4-1}; \quad (12)$$

$$\text{Im} [x_{1,2}^{компл.}(n)] = x_{1,2}(n + N/4),$$

$$n = \overline{0, N/4-1}.$$

Далее вычисляем ДПФ-П при $\theta = 3/4$ сформированной комплексной последовательности $x_{1,2}^{компл.}(n)$

$$S_N(4k + 3) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/4} x_{1,2}^{компл.}(n) W_{N/4}^{n(k+3/4)},$$

$$k = \overline{0, N/4-1}.$$

3. Учитывая, что нам необходимо найти спектр сигнала лишь на положительных частотах, заносим полученные $N/4$ отсчетов спектра в соответствующие ячейки памяти. При этом, исходя из соотношения (8), проводим, при необходимости, комплексное сопряжение полученных отсчетов искомого спектра.

4. Из действительной последовательности $x_{1,1}(n)$ формируем две новые действительные последовательности:

$$x_{2,1}(n) = x_{1,1}(n) + x_{1,1}(n + N/4), \quad n = \overline{0, N/4-1};$$

$$x_{2,2}(n) = x_{1,1}(n) - x_{1,1}(n + N/4), \quad n = \overline{0, N/4-1}.$$

Данный этап аналогичен этапу 1.

5. Формируем из действительной последовательности $x_{2,1}(n)$ комплексную последовательность в $N/8$ отсчетов $x_{2,2}^{компл.}(n)$:

$$\text{Re} [x_{2,2}^{компл.}(n)] = x_{2,2}(n), \quad n = \overline{0, N/8-1};$$

$$\text{Im} [x_{2,2}^{компл.}(n)] = x_{2,2}(n + N/8), \quad n = \overline{0, N/8-1}.$$

Данный этап аналогичен этапу 2.

6. Далее вычисляем ДПФ-П при $\theta = 3/4$ сформированной комплексной последовательности $x_{2,2}^{компл.}(n)$:

$$S_N(8k + 6) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/8-1} x_{2,2}^{компл.}(n) W_{N/8}^{n(k+3/4)},$$

$$k = \overline{0, N/8-1}.$$

7. Выполняем этап 3 с учетом размерности ДПФ-П.

Данный процесс итерационно повторяется до получения действительной последовательности $x_{m,1}(n)$ размерностью в 4 отсчета. Это произойдет после выполнения $(r-3)$ итераций. К этому времени получено уже $N/2-2$ отсчета искомого спектра. Оставшиеся 3 отсчета получают вычислением двух 2-х точечных ДПФ-П при значениях параметра $\theta = 0$ (отсчеты спектра на нулевой частоте и $N/2$ – частоте (требуется лишь сложение и вычитание)) и 2-х точечное ДПФ-П при значении параметра $\theta = 1/2$ (отсчет спектра на $(N/2+1)$ частоте (требуется одно умножение на j)).

Алгоритм быстрого вычисления ДПФ действительной последовательности может быть представлен в виде направленного графа, приведенного для числа отсчетов $N=16$ на рис. 1. На рис. 2 приведены базовые операции предлагаемого алгоритма.

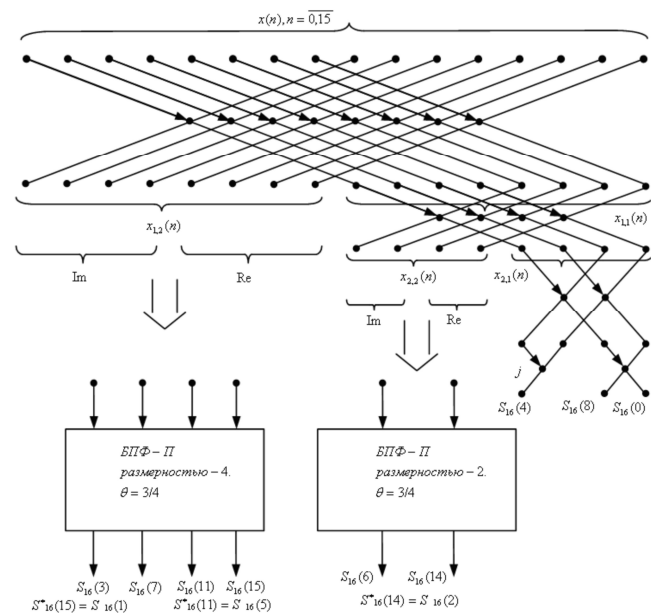


Рис. 1. Граф алгоритма быстрого вычисления ДПФ действительной последовательности

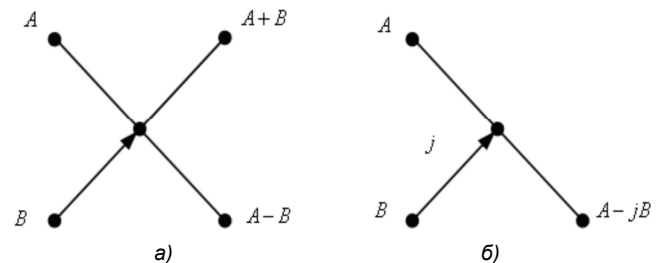


Рис. 2. а), б) - базовые операции алгоритма

Рассмотрим эффективность алгоритма быстрого вычисления ДПФ действительной последовательности в сравнении с комплексным БПФ и существующими алгоритмами БПФ действительных последовательностей.

Стандартное N -точечное комплексное БПФ по основанию 2 требует выполнения $N/2 \log_2 N$ базовых операций, получивших хорошо известное название «бабочки». Каждая базовая операция требует одного комплексного умножения и двух комплексных сложений. Так как комплексное умножение состоит из четырех действительных умножений и двух действительных сложений, то выполнение одной «бабочки» БПФ потребует выполнения четырех действительных умножений и шести действительных сложений. Таким образом, вычислительные затраты на выполнение стандартного N -точечного комплексного БПФ по основанию 2 равны $2N \log_2 N$ действительных умножений и $3N \log_2 N$ сложений. Алгоритмы БПФ действительной последовательности, рассмотренные в работах [2, 3], требуют выполнения $N \log_2(N/2) + 4N$ действительных умножений и $3/2 N \log_2(N/2) + 4N$ действительных сложений.

Оценим вычислительные затраты предлагаемого алгоритма быстрого вычисления ДПФ действительных последовательностей.

Число слоев направленного графа предлагаемого алгоритма по основанию 2 равно r , при длительности последовательности $N = 2^r$.

Сумма действительных сложений и вычитаний, осуществляемых на всех слоях графа, представляет собой геометрическую прогрессию со знаменателем 2:

$$S_{сл.дейст.} = \sum_{k=1}^{r+1} 2^{k-1} = 2^{r+1} - 1. \quad (13)$$

Например, для графа, приведенного на рис. 1, $S_{сл.дейст.} = 31$.

Найдем число умножений и сложений, необходимых для реализации алгоритмов БПФ-П. Отметим, что реализация комплексных алгоритмов БПФ-П так же, как и комплексных алгоритмов БПФ требует $2N \log_2 N$ действительных умножений и $3N \log_2 N$ сложений.

Нетрудно установить, что число требуемых операций при выполнении комплексных БПФ-П определяется соотношениями:

$$S_{сл.,БПФ-П} = \sum_{k=1}^{r-2} 3k2^k; \quad (14)$$

$$S_{ум.,БПФ-П} = \sum_{k=1}^{r-2} 2k2^k.$$

Следовательно, общее число сложений, которые необходимо выполнить при реализации предлагаемого алгоритма задается соотношением:

$$S_{сл.} = S_{сл.,дейст.} + S_{сл.,БПФ-П} = 2^{k+1} - 1 + \sum_{k=1}^{r-2} 3k2^k \quad (15)$$

В качестве критерия эффективности, аналогично работе [7], выберем относительную экономию вычислений при применении сравниваемых алгоритмов

$$\gamma = \frac{\text{число операций в алгоритме А} - \text{число операций в алгоритме В}}{\text{число операций в алгоритме А}} \quad (16)$$

Сделаем одно замечание. Под числом операций в формуле (16) в зависимости от применяемых для реализации алгоритма аппаратных решений, могут пониматься как только выполняемые умножения, так и сумма выполняемых умножений и сложений. Последний случай имеет место в случае применения высокоскоростных специализированных умножителей, которые позволяют операцию умножения выполнять практически за то же время, что и сложения.

На рис. 3 и 4 показана относительная экономия вычислений в предлагаемом алгоритме по сравнению с комплексным БПФ и алгоритмом БПФ действительных последовательностей предложенном в работах [2, 3].

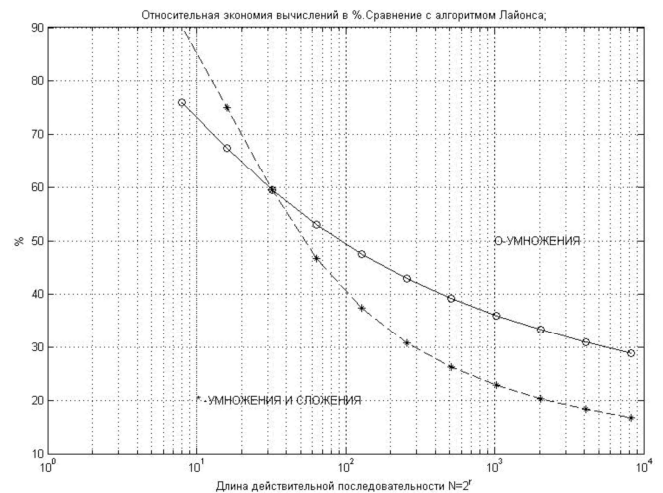


Рис. 3. Относительная экономия вычислений в %. Сравнение с алгоритмом Лайонса

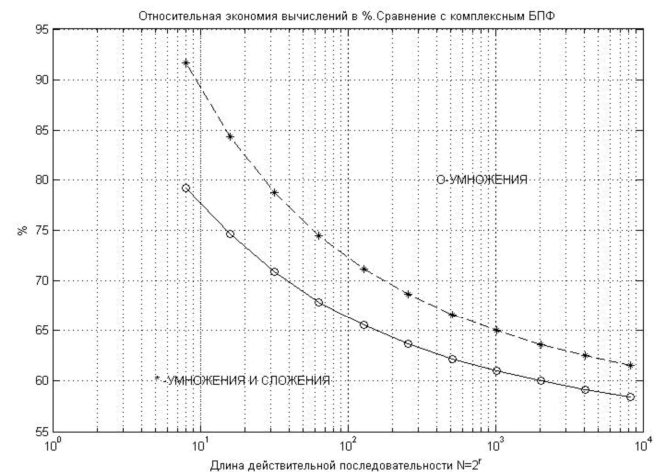


Рис. 4. Относительная экономия вычислений в %. Сравнение с комплексным БПФ

Заключение

Разработка эффективного метода и алгоритма быстрого вычисления ДПФ действительных последовательностей (эффективного именно за счет метода, а не аппаратных решений) стала возможной благодаря тому, что автором была разработана теория параметрического дискретного преобразования Фурье, включая быстрые алгоритмы его вычисления для действительных и комплексных последовательностей.

Литература

1. Рабинер Л., Голд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.:Мир, 1978
2. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ.-М.: ООО «Бином-Пресс», 2007 г. – 656 с.
3. Богнер Р., Константинович А. Введение в цифровую фильтрацию: Пер. с англ. – М.:Мир, 1976г.-216с.
4. Пономарев В.А. Стохастические свойства параметрического дискретного преобразования Фурье // Радиоэлектроника и электроника// АН СССР.-1983-Т.28.- № 8.- С.1590-1595.
5. Пономарев В.А., Пономарева О.В. Модификация дискретного преобразования Фурье для решения задач интерполяции и свертки функций // Радиоэлектроника и электроника. АН СССР.-1984.-Т.29.-№8.-С. 1561-1570.
6. Пономарева О.В. Развитие теории спектрального анализа дискретных сигналов на конечных интервалах в базе параметрических дискретных экспоненциальных

функций. М.: Цифровая обработка сигналов. – 2010г. – № 2.- С.7-12.

7. Пономарева О.В. Быстрое параметрическое дискретное преобразование Фурье действительных последовательностей. М.: Цифровая обработка сигналов. – 2012 г. – № 2.- С.7-12.

METHOD FOR FAST EVALUATION DISCRETE FOURIER TRANSFORM REAL SEQUENCE

Ponomareva O. V., Ponomarev A. V., Ponomareva N. V.

The paper presents a method and algorithm for fast computation of the discrete Fourier transform (DFT), based on the properties of parametric discrete Fourier transform (DFT-D). A comparison of the proposed fast Fourier transform algorithm with existing algorithms. The efficiency of the proposed approach.

Научное направление: Обработка и передача информации в системах телекоммуникаций

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, в частности, обсуждались следующие актуальные научные проблемы:

- кодирование речевого сигнала;
- защита речевых данных;
- нелинейные математические модели речеобразования и слуха;
- подавление шума в речевых сигналах;
- нейросетевые алгоритмы распознавания слов;
- универсальный эквалайзер для системы Wi-Fi;
- эквалайзер для системы цифрового радиовещания;
- повышение спектральной эффективности систем OFDM в сетях LTE;
- метод активного расширения созвездия в задаче уменьшения ПИК-фактора OFDM-символов;

- повышение эффективности комбинированных оптических OFDM линий телекоммуникаций;
- тактовая синхронизация по OFDM сигналам с фазовой модуляцией;
- исследование эффективности MIMO-технологий в системе ДКМВ радиосвязи;
- сферическое декодирование сигналов в MIMO-системах;
- оценка фазового сдвига КАМ-созвездий;
- определение местоположения мобильного абонента.

По итогам прошедшей конференции были представлены к награждению Дипломами лауреатов конкурса молодых ученых следующие работы:

1. Уменьшение избыточности представления речевого сигнала при его кодировании на основе метода линейного предсказания. Автор – Афанасьев А.А., аспирант Академии ФСО РФ.
2. Универсальный эквалайзер для системы Wi-Fi IEEE 802.11n. Автор – Кислицын А.Б., аспирант Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.
3. Сферическое декодирование сигналов в MIMO-системах: стандартный и модифицированный алгоритмы. Автор – Маркина К.И., студентка Рязанского государственного радиотехнического университета.