

Оценка точности вычислительных моделей дискретного преобразования Гильберта



Чичагов А.В., научный сотрудник Вычислительного центра им. А.А. Дородницына РАН, г. Москва.

• цифровая обработка сигналов • дискретное преобразование Гильберта • вычислительная модель • вычислительный эксперимент.

В работе рассматривается ряд вычислительных моделей дискретного преобразования Гильберта. Описывается критерий оценки точности вычислительных моделей линейных преобразований цифровых сигналов. Приведены результаты вычислительных экспериментов по оценке качества (точности) рассмотренных моделей дискретного преобразования Гильберта.

• digital signal processing • DSP • Hilbert transformation • computational model • computational experiment.

A criterion for evaluating the accuracy DSP computational models is proposed. Numerical simulations evaluating the adequacy of Hilbert transform computational models are reported.

В различных коммуникационных системах передачи информации обычно используются узкополосные сигналы, спектр которых расположен в окрестности некоторой определённой частоты. При анализе и обработке таких сигналов широко используется преобразование Гильберта [1]. В данной работе рассмотрен ряд вычислительных моделей дискретного преобразования Гильберта (далее ДПГ) с конверсией частоты дискретизации (редискретизацией) цифрового сигнала, и приведены результаты вычислительных экспериментов по оценке качества (точности) рассмотренных моделей.

Вычислительная модель представляет некоторую аппроксимацию определённого математического преобразования класса сигналов. Существует множество возможностей для выбора конструктивной аппроксимации (алгоритма) математического преобразования сигнала. Кроме этого программа (т.е. реализация алгоритма) цифровой обработки сигнала (ЦОС) обычно содержит набор конфигурационных параметров, значения которых требуется задать

при её использовании. Таким образом, пользователь путём выбора, как самого алгоритма, так и значений его параметров, может в определённой степени управлять «качеством» результата или точностью цифровой обработки сигнала.

В работе [2] академиком А.А. Самарским был сформулирован общий подход к решению сложных задач с помощью ЭВМ или подход «модель-алгоритм-программа», который используется в данной работе. Однако основное внимание акцентируется на оценке качества или, точнее, оценке адекватности пары «алгоритм-программа» исходной аналитической (формальной математической) модели ЦОС.

Алгоритм дискретного преобразования Гильберта

Пусть $\mathbf{u} = u[iT_D^{(s)}]$ и $\mathbf{v} = v[nT_D^{(d)}]$ — входная и выходная выборки цифровых сигналов, связанные, как априори предполагается, преобразованием Гильберта [3], а $T_D^{(s)} = 1 / F_D^{(s)}$, $T_D^{(d)} = 1 / F_D^{(d)}$ — шаг и частота дискретизации соответственно входной и выходной выборок цифровых смгналов. ДПГ с редискретизацией цифрового сигнала формально можно записать в виде:

$$v[nT_D^{(d)}] = \sum_{i=-\infty}^{\infty} g(nT_D^{(d)} - iT_D^{(s)})u[iT_D^{(s)}],$$

где

$$g(F_D^{(s)}\tau) = \frac{1 - \cos \pi F_D^{(s)}\tau}{\pi F_D^{(s)}\tau}$$

— весовая функция ядра или относительный вклад элемента $\mathbf{u} = u[iT_D^{(s)}]$ входной выборки в текущее значение элемента $\mathbf{v} = v[nT_D^{(d)}]$ выходной выборки является асимптотически убывающей функцией модуля аргумента.

Определим индекс $\tilde{i}[n]$ элемента входной выборки, который наиболее близко «по физическому времени» соответствует индексу n элемента выходной выборки

$$\tilde{i}[n] = (nF_D^{(s)}) / F_D^{(d)}$$

и представим аппроксимацию ДПГ в виде:

$$v[nT_D^{(d)}] = \sum_{m=-M}^M g'(nT_D^{(d)} - (\tilde{i}[n] + m)T_D^{(s)})u[(\tilde{i}[n] + m)T_D^{(s)}],$$

где $m = i - \tilde{i}[n]$ — относительный индекс элементов входной выборки или смещение относительно центра окна/сегмента аппроксимации, $M = M_a / 2$ — полуширина сегмента, M_a — ширина или апертура окна аппроксимации ДПГ,

$$g'(F_D^{(s)}\tau) = g(F_D^{(s)}\tau) \cos^\beta\left(\frac{\pi F_D^{(s)}\tau}{2M + 1}\right)$$

— сглаженная весовая функция ядра, $\cos^\beta(\dots)$ — эмпирическая формирующая функция окна аппроксимации, $\beta = 0, 1, 2$ — параметр «гладкости» окна.

Введём коэффициент редискретизации цифрового сигнала $K_D = F_D^{(dst)} / F_D^{(src)}$ и перепишем приведённую выше аппроксимацию ДПГ в виде простого «академического» алгоритма:

ВХОД: $\mathbf{p} = (M_a, K_D, \beta)$, $\mathbf{u} = \{u[i]\}$

switch($M_a \% 2$) {

case 0:

for ($n = 0, i = 0; i < u.len; n++$) {

$i := [n / K_D]; v[n] := \varphi_{ev}(n, i);$

}

break;

case 1:

for ($n = 0, i = 0; i < u.len; n++$) {

$i := [n / K_D + 1/2]; v[n] := \varphi_{od}(n, i)$

}

break;}

ВЫХОД: $\mathbf{v} = \{v[n]\}$

где переменные i и n можно интерпретировать как «счётчик принятых элементов» и «счётчик отправленных элементов», соответствующих выборок данных, скобки [] обозначают операцию взятия целого значения действительной величины, символ % — операцию вычисления остатка целочисленного деления, а $\varphi_{ev}(n, i)$ и $\varphi_{od}(n, i)$ — заданные весовые функции ДПГ:

$$\varphi_{ev}(n, i) = \sum_{m=-M+1}^M x[i+m] \frac{1 - \cos \pi(n / K_D - i - m)}{\pi(n / K_D - i - m)} \cos^\beta \left(\frac{\pi(n / K_D - i - m)}{2M+1} \right)$$

$$\varphi_{od}(n, i) = \sum_{m=-M}^M x[i+m] \frac{1 - \cos \pi(n / K_D - i - m)}{\pi(n / K_D - i - m)} \cos^\beta \left(\frac{\pi(n / K_D - i - m)}{2M+1} \right)$$

Небольшое различие приведённых выше выражений для чётных ($M_a \% 2 \equiv 0$) и нечётных ($M_a \% 2 \equiv 1$) величин апертуры окна интерполяции M_a обусловлено различием в позиционировании интервала возможных значений минимальных временных сдвигов $\tau = n * T_D^{(d)} - i * T_D^{(s)}$ между ближайшими текущими элементами входной и выходной выборок данных.

При позиционировании текущего фрагмента входной выборки данных цифрового сигнала источника относительно текущего значения выходной выборки данных целевого сигнала по формулам, приведённым выше, возможные значения минимальных временных сдвигов лежат в интервале $0 \leq \tau < T_D^{(s)}$ для чётной величины апертуры окна аппроксимации и в интервале $-T_D^{(s)}/2 \leq \tau < T_D^{(s)}/2$ для нечётной величины апертуры окна аппроксимации.

Рассмотренный «академический» алгоритм ДПГ предполагает значительные вычислительные затраты, так как при вычислении каждого текущего значения выходной выборки цифрового сигнала требуется пересчёт «ядра» преобразования. Этих вычислений, однако, можно избежать, если модифицировать структуру рассмотренного алгоритма.

Действительно, коэффициент редискретизации цифрового сигнала K_D можно аппроксимировать рациональным числом или дробью $K_D = L / N$, где числитель L можно интерпретировать как коэффициент интерполяции, а знаме-

натель N — как коэффициент децимации.

В этом случае множество возможных значений минимальных временных сдвигов $\tau = n * T_D^{(d)} - i * T_D^{(s)}$ между ближайшими текущими элементами входной и выходной выборки «вырождается» в конечный набор значений, количество элементов которого определяется величиной L .

Из этого следует практическая реализуемость вычисления *полного набора* возможных значений весовой функции ядра для заданного значения коэффициента редискретизации. Вычисленные значения весовой функции затем можно использовать в процессе цифровой обработки сигнала.

Иными словами, рассмотренный выше «академический» алгоритм ДПГ можно представить в виде «автокоммутируемого» набора линейных цифровых фильтров с постоянными коэффициентами или, иначе, полифазного фильтра. «Практический» алгоритм дискретного преобразования Гильберта запишем в следующем виде [3]:

ВХОД: $\mathbf{p} = (M_a, K_D, \beta)$, $\mathbf{u} = \{u[i]\}$

switch($M_a \% 2$) {

case 0: // Процедура вычисления весов

for ($k := 0; k < L; k++$) {

for ($m := -M + 1; m \leq M; m++$) {

$$\varphi_{ev}(k, m) = \frac{1 - \cos \pi(k/L - m)}{\pi(k/L - m)} \cos^\beta \left(\frac{\pi(k/L - m)}{2M + 1} \right);$$

}

}

// Процедура цифровой обработки

for ($n = 0, i = 0; i < x.len; n++$) {

$i := (n * N) / L; k := (n * N) \% L;$

$$v[n] := \sum_{m=-M+1}^M u[i+m] \varphi_{ev}(k, m);$$

}

break;

case 1: // Процедура вычисления весов

for ($k := 0; k < L; k++$) {

for ($m := -M; m \leq M; m++$) {

$$\varphi_{od}(k, m) = \frac{1 - \cos \pi(k/L - 1/2 - m)}{\pi(k/L - 1/2 - m)} \cos^\beta \left(\frac{\pi(k/L - 1/2 - m)}{2M + 1} \right);$$

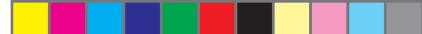
}

}

// Процедура цифровой обработки

for ($n = 0, i = 0; i < x.len; n++$) {

$i := (n * N + L/2) / L; k := (n * N + L/2) \% L;$



$$v[n] := \sum_{m=-M}^M u[i+m] \phi_{od}(k, m);$$

```

}
break;
}

```

ВЫХОД: $\mathbf{v} = \{v[n]\}$

Таким образом «практический» алгоритм ДПГ состоит из двух процедур:

- процедуры проектирования (вычисления коэффициентов) набора линейных цифровых фильтров;
- процедуры полифазной линейной цифровой фильтрации данных.

Процедуру вычисления коэффициентов набора линейных цифровых фильтров легко модифицировать. Это позволяет, в частности, использовать формирующие функции окна аппроксимации, отличные от рассмотренных.

Критерий оценки точности вычислительных моделей ДПГ

Понятие «качества» как степень «соответствия идеалу» можно рассматривать в иной шкале оценок, как «несоответствие или отклонение от идеала», т.е. как недостатки или дефекты выходного сигнала или системы. В детерминированных системах связь между системой и сигналом однозначная, поэтому если сместить акцент рассмотрения с результата цифровой обработки сигнала на систему ЦОС, то имеющиеся недостатки или дефекты ЦОС можно классифицировать как:

1. Логические и арифметические дефекты (ошибки функционирования ПО, погрешности цифрового представления, например, ошибки квантования и др.).

2. Алгоритмические и методические дефекты (грубость или неадекватность используемых алгоритмов, несоответствие текущему заданию выбранных пользователем терминальных значений параметров и пр.).

Таким образом, существует, по крайней мере, два вида дефектов, с которыми могут столкнуться пользователи и которые требуется обнаружить и исправить. Существуют и достаточно хорошо известны различные средства тестирования и отладки аппаратно-программного обеспечения для эффективного обнаружения и исправления дефектов первого вида, поэтому в данной работе они не рассматриваются. Ниже рассматривается способ обнаружения дефектов цифровой обработки сигналов второго вида, или, и критерий оценки точности, точнее, адекватности (т.е. степени соответствия идеалу) для класса вычислительных моделей линейных преобразований ЦОС.

Выберем семейство комплексных гармоник $z_s = A_0 \exp(2\pi j F_s t)$, где A_0 — амплитуда, F_s — частота гармоники, t — время и $j = \sqrt{-1}$, в качестве семейства тестовых цифровых сигналов. Для рассматриваемого семейства функций оценка мощности/дисперсии гармоники $\overline{\sigma_s^2} = \langle |z_s(t)|^2 \rangle \equiv A_0^2$ является величиной явно независимой как от частоты гармоники, так и от длины интервала оценивания, что достаточно удобно для вычисления оценок.

Набор исходных (*source*) тестовых выборок данных или, иначе, набор *цифровых сигналов источника* $\{\mathbf{z}_s^{(src)}\}$, сформируем в виде набора пар временных рядов:



$$x_s^{(src)}(i) = A_0 \cos(2\pi(s/2L_0)i), y_s^{(src)}(i) = A_0 \sin(2\pi(s/2L_0)i),$$

где $i = [F_D^{(src)}t]$ — индекс (смещение по времени) элемента выборки данных, $(0 \leq i < N_0)$, $s/2L_0 \sim F_s/F_D^{(src)}$ — нормализованная частота гармоники, s — спектральный индекс (смещение по частоте) гармоники сигнала источника, $F_D^{(src)}$ — частота дискретизации сигнала источника.

По условию Найквиста $F_s/F_D^{(src)} < 1/2$, поэтому полагаем, $s \in 0, 1, \dots, L_0 - 1$. Очевидно, что элементы набора исходных тестовых цифровых сигналов имеют одинаковую мощность/дисперсию, равную $\sigma_s^2 = \|\mathbf{z}_s^{(src)}\|^2 \equiv A_0^2$ для всех $s \in 0, 1, \dots, L_0 - 1$.

Набор ожидаемых (*expected*) тестовых выборок данных $\{\mathbf{z}_s^{(exp)}\}$, соответствующий исследуемому преобразованию (в данном случае, преобразованию Гильберта [3]) набора исходных тестовых цифровых сигналов, сформируем в виде набора пар временных рядов:

$$x_s^{(exp)}(n) = -(1 - \delta(s))A_0 \cos(2\pi K_D^{-1}(s/2L_0)n),$$

$$y_s^{(exp)}(n) = (1 - \delta(s))A_0 \sin(2\pi K_D^{-1}(s/2L_0)n),$$

где n — целочисленный сдвиг (смещение по времени) элемента выборки данных, $K_D = F_D^{(dst)}/F_D^{(src)}$ — заданный коэффициент редискретизации, $F_D^{(dst)}$ — частота дискретизации преобразованного сигнала, $\delta(s)$ — символ Кронекера.

Элементы набора ожидаемых тестовых цифровых сигналов также имеют одинаковую мощность/дисперсию, равную $\sigma_s^2 = \|\mathbf{z}_s^{(exp)}\|^2 \equiv A_0^2$ для всех $s \in 1, \dots, L_0 - 1$. Кроме случая $s = 0$, для которого, очевидно, $\sigma_{s=0}^2 = \|\mathbf{z}_{s=0}^{(exp)}\|^2 \equiv 0$.

Набор фактических (*actual*) тестовых цифровых сигналов $\{\mathbf{z}_s^{(act)}\}$, представляющих результат цифровой обработки набора исходных тестовых цифровых сигналов $\{\mathbf{z}_s^{(src)}\}$, исследуемой процедурой **DSP** цифровой обработки сигналов, в нашем случае процедурой ДПГ, сформируем в виде:

$$\mathbf{x}_s^{(act)} = \mathbf{DSP}(\mathbf{p}, \mathbf{x}_s^{(src)}), \mathbf{y}_s^{(act)} = \mathbf{DSP}(\mathbf{p}, \mathbf{y}_s^{(src)}),$$

где \mathbf{p} — вектор параметров процедуры.

Для оценки адекватности исследуемого цифрового преобразования сигнала определим оценку частотной кривой адекватности, которая строится на основе фазосогласованных или минимальных средне-квадратических отклонений (МСКО):

$$\overline{\varepsilon}_s^2 = \min_{\Delta\varphi} \|\mathbf{z}_s^{(act)} - e^{-j\Delta\varphi} \mathbf{z}_s^{(exp)}\|^2,$$

где s — спектральный индекс (номер гармоники), $\Delta\varphi$ — возможный фазовый сдвиг между гармониками, соответствующими ожидаемому и фактическому тестовым сигналам, который может быть обусловлен реализацией цифрового преобразования.

Оптимальную величину фазового сдвига легко найти и, подставив эту величину в приведённое выше выражение для набора величин МСКО, получим:

$$\overline{\varepsilon}_s^2 = \|\mathbf{z}_s^{(act)}\|^2 + \|\mathbf{z}_s^{(exp)}\|^2 - 2\sqrt{\langle \mathbf{z}_s^{(act)} | \mathbf{z}_s^{(exp)} \rangle \langle \mathbf{z}_s^{(exp)} | \mathbf{z}_s^{(act)} \rangle},$$

где $\langle \mathbf{u} | \mathbf{v} \rangle = \frac{1}{(N_2 - N_1)} \sum_{n=N_1}^{N_2-1} u(n)v^*(n)$ — скалярное произведение комплексных векторов,



$v^*(n)$ — обозначение комплексно-сопряжённого вектора, N_1, N_2 — соответственно начальная и конечная границы фрагментов цифровых сигналов, по которым оценивается МСКО. При этом границы фрагментов выбирают так, чтобы исключить влияние краевых эффектов вычислительной процедуры преобразования цифрового сигнала на величину МСКО.

Чтобы можно было легко сравнивать наборы МСКО, соответствующие различным вычислительным процедурам или разным значениям параметров вычислительных процедур цифровой обработки сигналов, необходимо определить унифицированную шкалу оценок. В качестве такой шкалы удобно использовать шкалу децибел и представить набор МСКО или оценку частотной кривой адекватности («ЧКА») вычислительной модели ЦОС в виде:

$$\zeta_s^2 = 10 \lg(\overline{\epsilon_s^2} / \sigma_s^2) [\text{Дб}],$$

где в качестве нормировочного коэффициента выбрана мощность сигнала источника.

Предложенная оценка ЧКА представляет набор значений («кривую») нормализованных спектральных погрешностей, которая соответствует тройке информационных объектов, описывающих вычислительную модель цифрового преобразования сигнала, а именно:

- **имени** «преобразования» (естественно-языковому идентификатору, который требуется для использования в информационном «мире» или библиографическом пространстве);
- **декларации** преобразования (определению ожидаемых результатов преобразования для класса сигналов);
- **реализации** преобразования (алгоритму и конструкции специализированного вычислителя, выполняющего декларированное преобразование цифровых сигналов «более или менее удовлетворительно»).

Как показывает практика, оценка ЧКА является достаточно информативным метрологическим показателем качества или, более точно, адекватности вычислительной модели (*реализации*) определению (*декларации*) преобразования сигнала.

Апробация вычислительной модели преобразования сигнала

Апробация вычислительной модели представляет серию вычислительных экспериментов, в которых исследуется поведение оценки ЧКА от значений величины апертуры и параметра «гладкости» окна аппроксимации. Для вычисления оценок ЧКА использовалось контрольно-измерительное приложение [4], а для построения графиков оценок ЧКА — пакет «OpenOffice.org».

Сценарий вычислительного эксперимента можно представить в виде следующей последовательности действий:

- Определить значения параметров сессии вычислительного эксперимента, т.е.:
 - значения параметров процедуры синтеза тестовых сигналов;
 - значения параметров процедуры цифровой обработки сигнала;
 - значения параметров процедуры представления информационного отчёта.
- Вычислить набор исходных (*sources*) тестовых цифровых сигналов.
- Вычислить набор ожидаемых (*expected*) тестовых цифровых сигналов.
- Вычислить набор фактических (*actual*) тестовых цифровых сигналов.



- Вычислить оценку ЧКА, соответствующую заданным значениям параметров.
- Скомпилировать информационный отчёт с результатами текущей сессии вычислительного эксперимента для последующего анализа и обсуждения.

Информационный отчёт с результатами вычислительного эксперимента должен содержать информацию о сессии вычислительного эксперимента, в частности, следующее:

- 1) значения параметров процедуры синтеза тестовых сигналов $\mathbf{q} = (A_0, N_0, L_0)$;
- 2) значения параметров ДПГ $\mathbf{p} = (M_a, K_D, \beta)$;
- 3) оценку ЧКА $\zeta_s^2(\mathbf{q}, \mathbf{p})$, соответствующую указанным значениям параметров процедуры синтеза тестовых сигналов и процедуры ДПГ,

где A_0 — величина амплитуды сигнала источника («амплитуда» гармоники), N_0 — объём тестовой выборки данных («длина» фрагмента сигнала источника «u.len»), L_0 — размерность набора тестовых выборок данных (мощность множества/спектра гармоник), M_a — апертура окна аппроксимации ДПГ, K_D — коэффициент редискретизации цифрового сигнала, β — параметр «гладкости» формирующего окна аппроксимации.

Результаты отдельных вычислительных экспериментов обычно группируются в серию и в дальнейшем анализируются совместно. Результатом анализа такой серии вычислительных экспериментов может быть таблица или диаграмма зависимостей оценок ЧКА от значений параметров процедуры ДПГ или процедуры синтеза тестовых цифровых сигналов.

На рис.1–4 показаны графики оценки амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) в логарифмическом масштабе и оценки частотной кривой адекватности (ЧКА) для рассмотренных выше моделей ДПГ при различных значениях величины апертуры окна аппроксимации $M_a = 5, 10, 25, 50$ и параметра гладкости $\beta = 0, 1, 2$. Графики, показанные на рис.1–3, соответствуют коэффициенту редискретизации цифрового сигнала $K_D = 33.3$, а график, показанный на рис. 4, — коэффициенту редискретизации $K_D = 1$.

Можно отметить, что приведённые кривые нормализованных спектральных погрешностей вычислительной модели ДПГ являются квазипериодическими функциями нормализованной частоты, причём период этих функций зависит от величины апертуры окна аппроксимации. Причиной такого характера поведения оценки ЧКА является явление Гиббса, которое проявляется при «обрезании» медленно затухающей импульсной характеристики линейного фильтра, в данном случае, ядра преобразования Гильберта.

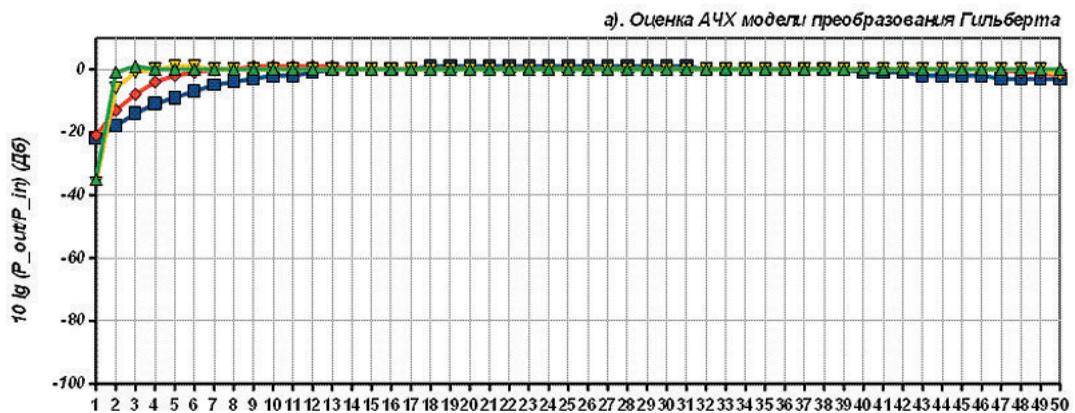


Рис. 1а. Графики оценок АЧХ (а) модели ДПГ ($\beta = 0$) при различных значениях апертуры. Кривые 1.4 соответствуют апертуре $M_a = 5, 10, 25, 50$ при $K_D = 33.3, L_0 = 50, A_0 = 10000$

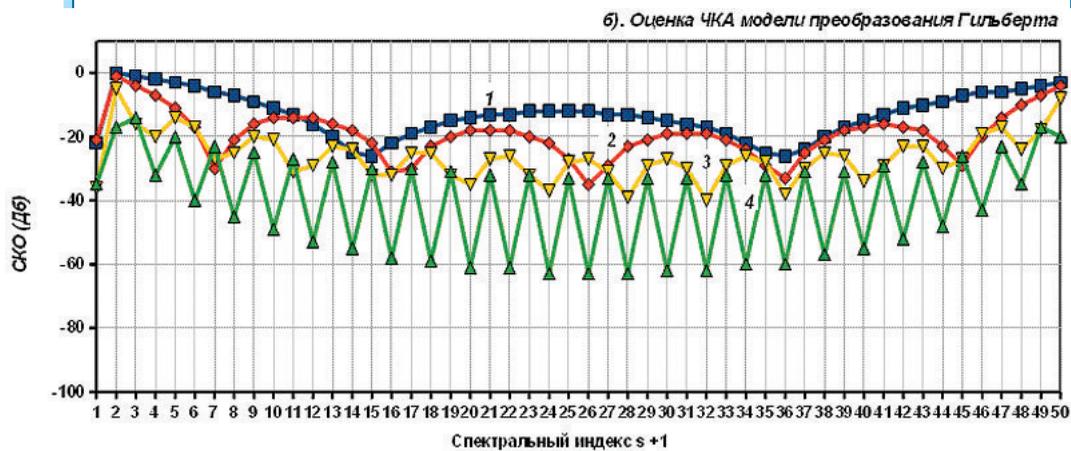


Рис. 1б. Графики оценок ЧКА (б) модели ДПГ ($\beta = 0$) при различных значениях апертуры. Кривые 1...4 соответствуют апертуре $M_a = 5, 10, 25, 50$ при $K_D = 33.3, L_0 = 50, A_0 = 10000$

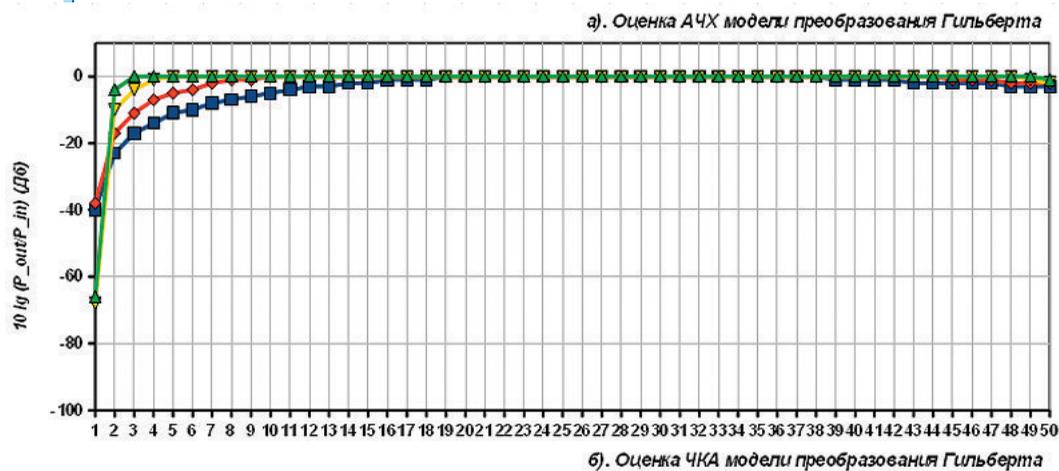


Рис. 2. Графики оценок АЧХ (а) и ЧКА (б) модели ДПГ ($\beta = 1$) при различных значениях апертуры. Кривые 1...4 соответствуют апертуре $M_a = 5, 10, 25, 50$ при $K_D = 33.3, L_0 = 50, A_0 = 10000$

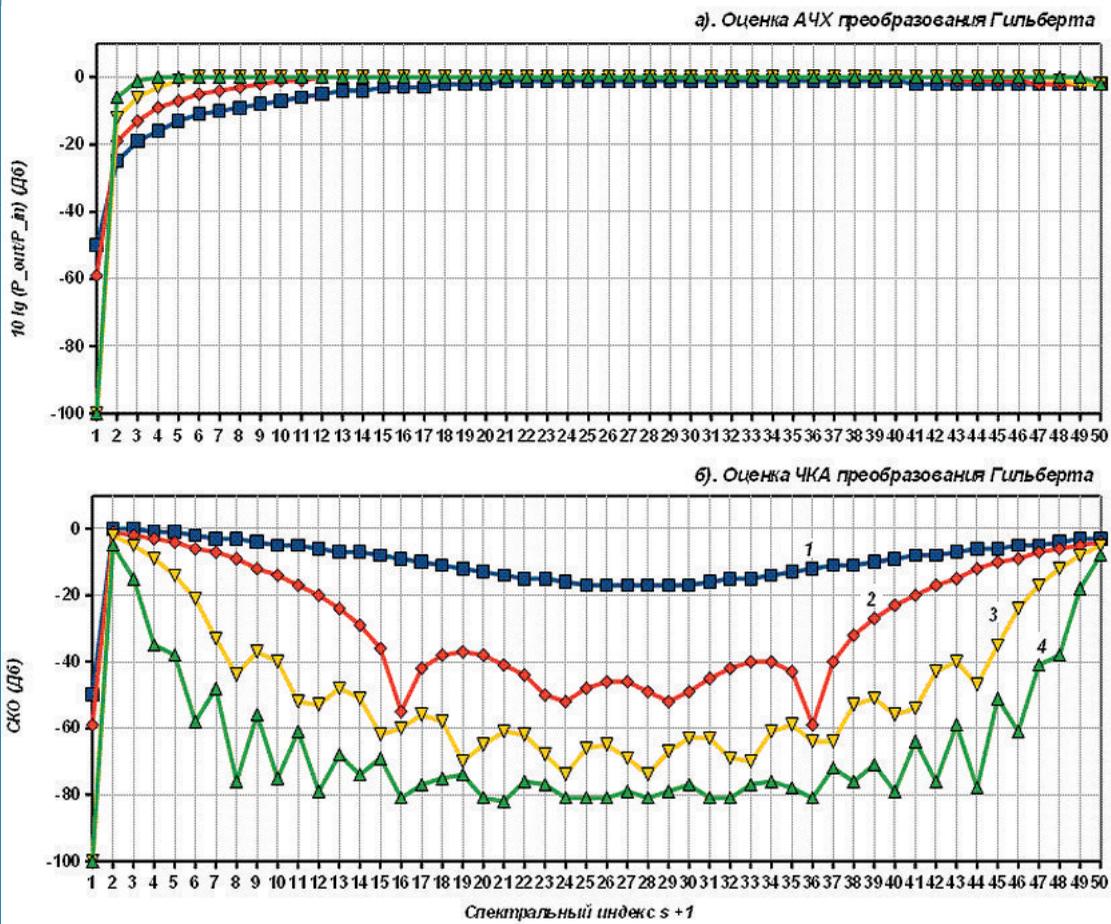


Рис. 3. Графики оценок АЧХ (а) и ЧКА (б) модели ДПГ ($\beta = 2$) при различных значениях апертуры. Кривые 1...4 соответствуют апертуре $M_a = 5, 10, 25, 50$ при $K_D = 33.3, L_0 = 50, A_0 = 10000$

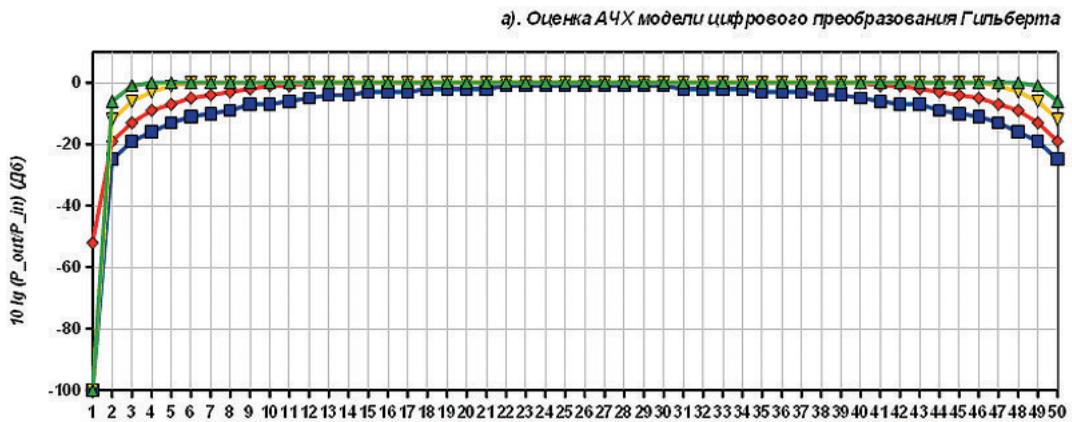


Рис. 4а. Графики оценок АЧХ (а) модели ДПГ ($\beta = 2$) при различных значениях апертуры. Кривые 1.4 соответствуют апертуре $M_a = 5, 10, 25, 50$ при $K_D = 1, L_0 = 50, A_0 = 10000$

б). Оценка ЧКА модели цифрового преобразования Гильберта

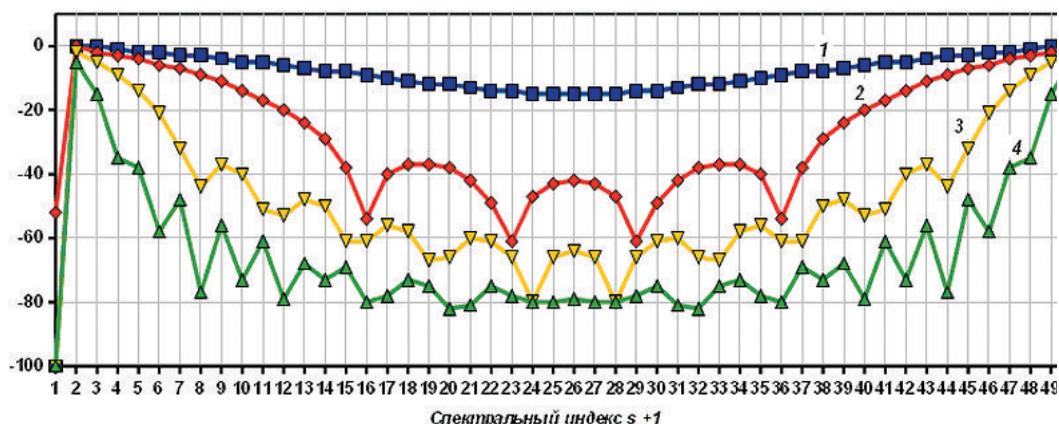


Рис. 4б. Графики оценок ЧКА (б) модели ДПГ ($\beta = 3$) при различных значениях апертюры. Кривые 1...4 соответствуют апертюре $M_a = 5, 10, 25, 50$ при $K_D = 1, L_0 = 50, A_0 = 10000$

Использование формирующих окон, повышающих «скорость затухания» исходной импульсной характеристики линейного фильтра, позволяет существенно уменьшить величину этого эффекта и повысить точность цифрового преобразования в средней полосе спектра частот. Заметим, что обнаружить подобный характер поведения вычислительных моделей ДПГ по графикам оценки АЧХ не так просто.

Сравнивая графики, показанные на рис.3 и рис.4, нетрудно заметить, что погрешность, обусловленная преобразованием передискретизации цифровых сигналов, не является значительной в полосе низких и средних частот. Подробное исследование оценки спектральной погрешности редискретизации цифровых сигналов можно найти в [5].

Выводы

В работе рассмотрен ряд алгоритмов дискретного преобразования Гильберта. Дано определение оценки ЧКА модели ДПГ, и приведены результаты серии вычислительных экспериментов, которые наглядно демонстрируют, что предложенная оценка ЧКА является достаточно информативным показателем качества или адекватности модели (реализации) преобразования определению (декларации) преобразования.

По результатам работы можно сделать вывод, что прежде чем использовать недостаточно апробированный алгоритм ЦОС, необходимо оценить адекватность предлагаемого алгоритма соответствующему цифровому преобразованию сигнала. Таблицы или графики оценок ЧКА вычислительных моделей преобразований цифровых сигналов могут предоставить существенно больше информации о поведении алгоритма/программы преобразования цифровых сигналов, чем интегральная (средняя по спектру) величина погрешности.

Чичагов А.В.

ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ ДИСКРЕТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ГИЛЬБЕРТА

Литература

1. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М: Мир, 1978. 848 с.
2. Самарский А.А. Компьютеры, модели, вычислительный эксперимент. Введение в информатику с позиций математического моделирования. М.: Наука, 1988. 176 с.
3. Чичагов А.В. Программа дискретного преобразования Гильберта (версия 1.0) // Свидетельство РФ о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2010614942. Зарегистрировано 29 июля 2010 г.
4. Чичагов А.В. Программа оценки точности дискретного преобразования Гильберта (версия 1.0) // Свидетельство РФ о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2010614943. Зарегистрировано 29 июля 2010 г.
5. Чичагов А.В. Метод оценки качества редискретизации цифровых сигналов // Речевые технологии/Speech Technology. 2009. № 4. С. 26–39.

Сведения об авторе

Чичагов Александр Владимирович —

закончил МГУ им. М.В. Ломоносова (физический факультет) и аспирантуру НИФХИ им. Л.Я. Карпова. Область интересов: цифровая обработка сигналов, автоматизация эксперимента, разработка математического, программного и информационного обеспечения имитационного моделирования нейро-лингвистических коммуникативных систем, кодирование со сжатием, распознавание и синтез речи.

E-Mail: mail2tchi@ya.ru