

АЛГОРИТМ АПОСТЕРИОРНОЙ ЦИФРОВОЙ КОРРЕКЦИИ АМПЛИТУДНО-ФАЗОЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК НИЗКОЧАСТОТНЫХ КАНАЛОВ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Штепа А.А.

Донецкий национальный технический университет, факультет КИТА, кафедра ЭТ

Abstract

Shtepa A.A. The algorithm of digital a posteriori correction to a amplitude-phase-frequency response of low-frequency channels in informational measuring systems. Analysis of a primary transducers's natural frequency response influence on the shape of a measuring signal with the help of mathematical model is carried out, the expedient of corrective action of distortions is given on the basis of a posteriori digital signal processing

Постановка проблемы и ее актуальность.

Низкочастотная диагностическая аппаратура имеет в своем составе пассивные или активные цепи фильтрации сигналов, параметры которых выбираются исходя из противоречивых требований обеспечения помехоустойчивости, необходимой избирательности и минимально возможных искажений формы сигналов.

Отметим, что для неискаженной передачи сигналов должно выполняться условие линейности фазовой характеристики цепей прохождения сигнала или постоянства группового времени задержки. Для пассивных фильтров частот это условие достаточно легко выполнить с приемлемой точностью. Однако пассивные фильтры не удовлетворяют повышенные требования современных диагностических систем к качеству фильтрации. Необходимость применения активных фильтров высокого порядка обусловлена потребностью подавления помех в частотном диапазоне вплотную прилегающему к частотному диапазону информационного сигнала. Иными словами от фильтра требуется высокая крутизна амплитудночастотной характеристики (АЧХ) в переходной области.

Для фильтров высоких частот обычно стараются найти компромисс между величиной фазовых искажений сигнала и необходимой степенью подавления низкочастотных гармоник в составе сигнала, сдвигая частоту среза фильтра высоких частот в низкочастотную область.

Существенное влияние на низкочастотные медикобиологические сигналы оказывают артефакты дыхания с типичной частотой 0,3 Гц, для которых желательно обеспечить достаточное ослабление, в этом случае сдвиг частоты среза фильтра высоких частот в низкочастотную область применять нельзя.

Следует отметить существование ряда однотипных диагностических медицинских приборов (например реографов, электрокардиографов и т. д.), в которых, в целях фильтрации сигнала и повышения помехоустойчивости применяются различные технические решения. Так как нормированию подвергают лишь АЧХ устройства, а фазовые характеристики не оговариваются, то полученные в идентичных условиях сигналы при использовании приборов с различными фазочастотными характеристиками (ФЧХ) будут различаться, что повлечет изменение скажения формы измерительного сигнала и, как следствие, вычисляемых диагностических показателей.

Анализ известных решений.

Вопрос о редукации к идеальному прибору, не искажающему полезный входной сигнал, был поставлен еще Рэлеем в 1871 г. в связи с некоторыми задачами спектроскопии и состоял в следующем: можно ли после опыта так обработать функцию, наблюдаемую на выходе некоторого реального прибора, чтобы полностью восстановить сигнал, поступивший на его вход. В такой постановке задача относится к классу некорректно поставленных, и в общем случае не может быть решена. Однако на практике при соблюдении некоторых требований (ограниченность спектра рассматриваемого сигнала по частоте, отсутствие в рассматриваемом диапазоне частот нулей в передаточной функции прибора и т.д.) она может быть решена с достаточной точностью и иметь практическое значение [1].

Известен ряд схемотехнических методов уменьшения амплитудных и фазовых искажений сигналов, ослабления побочных спектральных составляющих [2,3,4], которые не приводят к ухудшению энергетических показателей и широко применяются преимущественно в области радиосвязи.

Основными из них являются: схемно-режимные, с применением амплитудных и фазовых корректоров, аналоговые и цифровые авторегулировки усиления и фазы. Методы уменьшения искажений с помощью корректоров [5] наряду с процедурной простотой обладают существенными недостатками: требуют применения многобитных дискретных аттенюаторов, фазовращателей и тестового генератора ЛЧМ сигнала; имеют большую инерционность процесса авторегулировки; не могут корректировать тонкую структуру входного сигнала.

Методы восстановления искаженных изображений при известных характеристиках передающих систем сигнала развиты в области оптики и обработки изображений (например [6,7]), однако в других областях в настоящее время не получили широкого распространения из-за необходимости цифровой обработки сигнала и большого объема требуемых вычислений.

Постановка задачи исследования.

Выделение отдельных составляющих сигнала, соответствующих тем или иным свойствам исследуемого процесса, а также подавление помех осуществляется с помощью фильтрации. В электрических и электронных измерительных устройствах находят применение различные типы RLC-, а также активных фильтров. Высокие требования, предъявляемые к современной измерительной технике, заставляют разработчиков обращать пристальное внимание на фильтры, обладающие высококачественными характеристиками (крутизна спада АЧХ, уровень пульсаций в полосе пропускания и т.д.).

Для повышения качества характеристик необходимо повышать порядок используемого фильтра. Но увеличение порядка фильтра не только приближает АЧХ фильтра к идеальной (прямоугольной) форме, но и приводит к усложнению схемы и ужесточению требований к точности его элементов. В связи с этим на практике редко используют фильтры, порядок которых превышает 6-8 [8,9].

Для достижения лучшего качества фильтрации в условиях такого ограничения порядка разработчики вынуждены использовать такие типы фильтров, которые характеризуются более крутым спадом АЧХ в переходной полосе (например фильтр Кауэра или эллиптический). Однако, такие фильтры обычно имеют большее время установления выходного сигнала при скачкообразном изменении входного и весьма нелинейную ФЧХ [8,9]. И наоборот - фильтры, имеющие наиболее линейную ФЧХ (фильтр Бесселя) имеют довольно пологий спад

АЧХ, что является существенным недостатком в условиях ограничения порядка проектируемого фильтра.

Применяемые схемотехнические решения в измерительных устройствах преимущественно направлены на улучшения АЧХ фильтров, а это значит, что нелинейность ФЧХ измерительного тракта способна существенно исказить форму сигнала.

Разрешить это противоречие может применение цифровой фильтрации, при котором нет таких жестких ограничений порядка фильтра, а возможности современных вычислительных средств позволяют производить обработку с приемлемой скоростью [10].

Цель исследования.

Целью данной работы является исследование влияния собственных АФЧХ измерительного тракта, в состав которого входят активные фильтры высокого порядка на форму измерительного сигнала, предложение способа восстановления сигнала для коррекции искажений, связанных с неидеальностью АФЧХ измерительного тракта.

Основной материал и результаты исследования.

Исследуем влияние собственной АФЧХ измерительного тракта на форму сигнала в канале ИИС. Математическое моделирование прохождения сигнала по измерительному тракту позволит выделить причины искажений и обосновать метод их коррекции. Разобьем моделирование на 4 этапа:

1. Генерация тестового сигнала $x(t)$, поступающего на вход измерительной системы с некоторой ограниченной полосой частот.
2. Моделирование измерительного тракта звеном порядка не выше 6-8, что соответствует максимальному порядку реально применяемых активных фильтров. Моделью измерительного тракта может выступать полосовой цифровой фильтр, тип и параметры которого соответствуют типу и параметрам реально применяющихся активных фильтров. Если коэффициент усиления модели принять равным 1, а спектр входного сигнала $x(t)$ полностью помещается в полосе пропускания этого фильтра, то по степени отличия входного тестового сигнала $x(t)$ от сигнала обработанного фильтром-моделью $y(t)$ можно судить о степени и характере искажений, обусловленных неидеальностью АФЧХ измерительного тракта.
3. Моделирование алгоритма коррекции искажений и анализ его эффективности на основе сравнения формы тестового сигнала $x(t)$ с формой $y(t)$ и скорректированного сигнала $y_k(t)$.

Генерация тестового сигнала. Зададим тестовый сигнал в явной форме суммой гармоник:

$$x(t) = \sum_{i=1}^m A_i \sin(\omega_i t + \varphi_i), \quad (1)$$

где $x(t)$ – значение сигнала в момент t , A_i , ω_i , φ_i – амплитуда, частота и фаза гармоники, m – число гармоник. Выберем количество точек в обрабатываемой последовательности (объем выборки) n как степень числа 2: $n=2^{11}=2048$. Это позволит использовать алгоритм быстрого преобразования Фурье.

Частоту дискретизации выберем кратной n , чтобы упростить вид спектра моделируемого сигнала, и достаточно высокой, чтобы исключить влияние погрешности дискретизации на результат дальнейшего моделирования: $f_d=k*n$.

Выбираем $k=5$, тогда $f_d=k*n=5*2048=10240$. Амплитуду и фазу отдельных гармоник примем $A_i=1$, $\phi_i=0$.

Количество и частоты гармоник подберем так, чтобы гармоники образовывали достаточно широкую полосу сигнала, расположенную в области 0,1–0,2 нормированной частоты (частоты Найквиста $f_N=f_d/2=5120$) и располагались в ней равномерно. При этом желательно, чтобы сигнал имел характерные участки, легко локализуемые визуально.

Ограничившись $m=10$ и подобрав $\omega_1=600$, $\omega_2=630$ и т.д. кратные $k=5$ до $\omega_{10}=870$, получим нормированные $\omega_1=600/f_N=0,12$ и $\omega_{10}=870/f_N=0,17$.

Сигнал, сгенерированный таким образом, а также его спектр представлены на рис. 1.

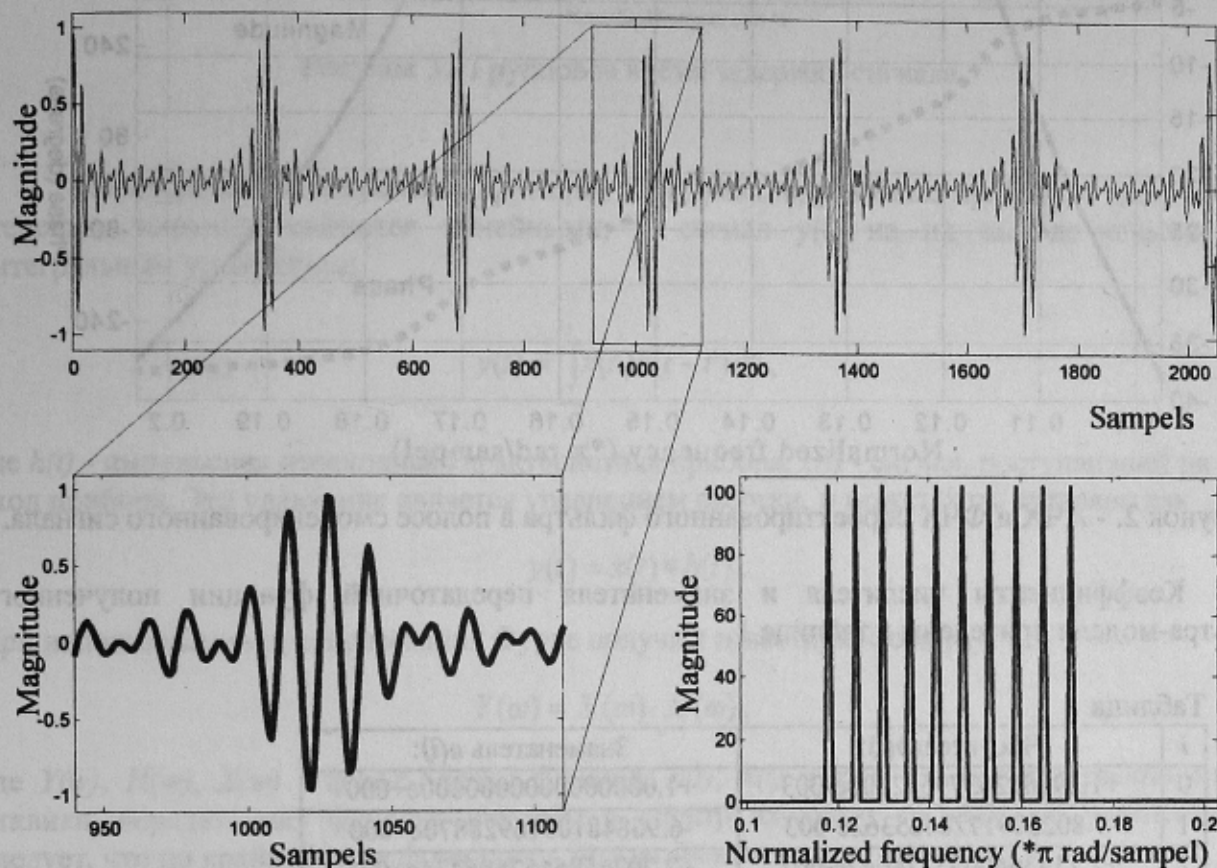


Рисунок 1.- Тестовый сигнал $x(t)$ и его спектр

В дальнейшем для исследования формы сигнала будем рассматривать период расположенный в центре реализации сигнала (рис 1) чтобы избежать влияния искажений, связанных с краевыми эффектами (эффект Гиббса).

Моделирование измерительного тракта с помощью цифрового полосового фильтра. В основе анализа цифровых фильтров лежит z -преобразование. Передаточные функции активных фильтров представляют собой в общем случае отношение двух операторных полиномов:

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b(1) + b(2)z^{-1} + \dots + b(\eta b + 1)z^{-\eta b}}{a(1) + a(2)z^{-1} + \dots + a(\eta a + 1)z^{-\eta a}}, \quad (2)$$

где ηa и ηb задают порядок полиномов числителя и знаменателя, в частном случае возможно $\eta a = \eta b = \eta$. Наиболее крутой спад АЧХ среди широко применяющихся типов активных

фильтров имеет эллиптический фильтр (фильтр Кауэра). Его цифровой аналог мы используем для моделирования измерительного тракта.

С помощью системы MATLAB 6.1 [11, 12] спроектируем полосовой эллиптический фильтр 8-го порядка ($\eta=8$) со следующими параметрами: границы полосы пропускания $\omega_{п1}=0,118$, $\omega_{п2}=0,172$, максимальный уровень пульсаций в полосе пропускания $A_{пп}=1$ дБ, минимальный уровень подавления в полосе заграждения $A_{пз}=60$ дБ. Общий вид АЧХ и ФЧХ спроектированного фильтра-модели представлен на рис.2.

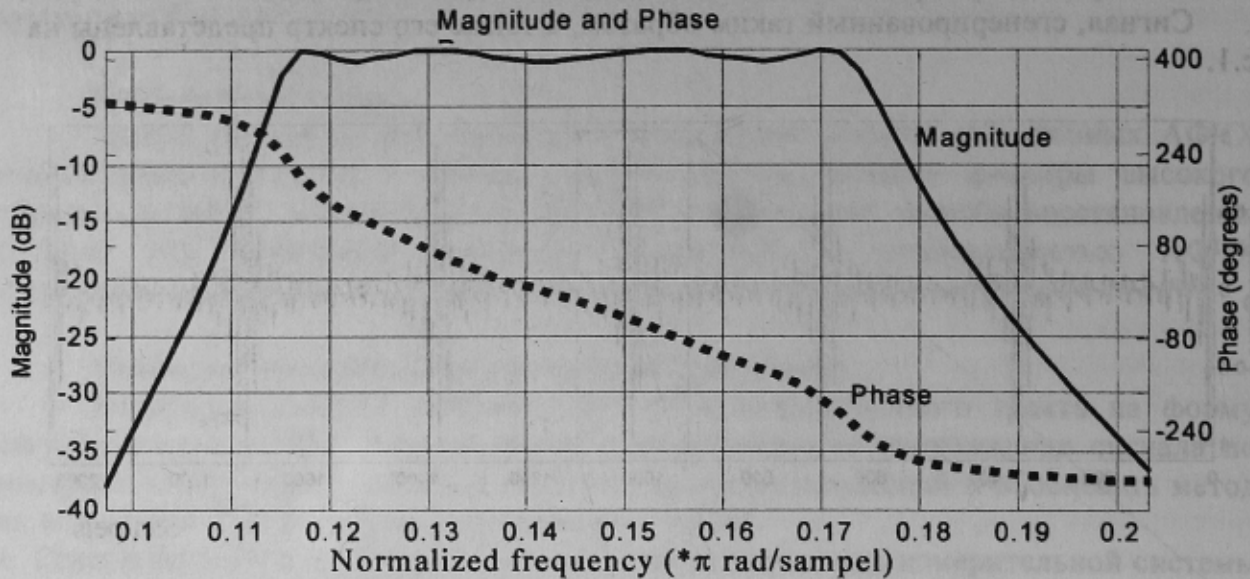


Рисунок 2. - АЧХ и ФЧХ спроектированного фильтра в полосе смоделированного сигнала.

Коэффициенты числителя и знаменателя передаточной функции полученного фильтра-модели приведены в таблице 1.

Таблица 1

i	Числитель $b(i)$:	Знаменатель $a(i)$:
0	+1.2926926379612500e-003	+1.0000000000000000e+000
1	-7.8023091728485362e-003	-6.9684810516928870e+000
2	+2.2143660093374647e-002	+2.2026596667686434e+001
3	-3.8938572563646502e-002	-4.1111192237655487e+001
4	+4.6610821842359117e-002	+4.9483463563315453e+001
5	-3.8938572563646537e-002	-3.9313630844548527e+001
6	+2.2143660093374679e-002	+2.0142733201953781e+001
7	-7.8023091728485500e-003	-6.0941185621310892e+000
8	+1.2926926379612526e-003	+8.3639320189245969e-001

ФЧХ фильтра-модели имеет выраженную нелинейность. Наглядное представление о фазовых соотношениях между отдельными гармониками сигнала можно получить и по виду группового времени задержки сигнала, которое служит мерой средней задержки сигнала как функции от частоты (рис. 3).

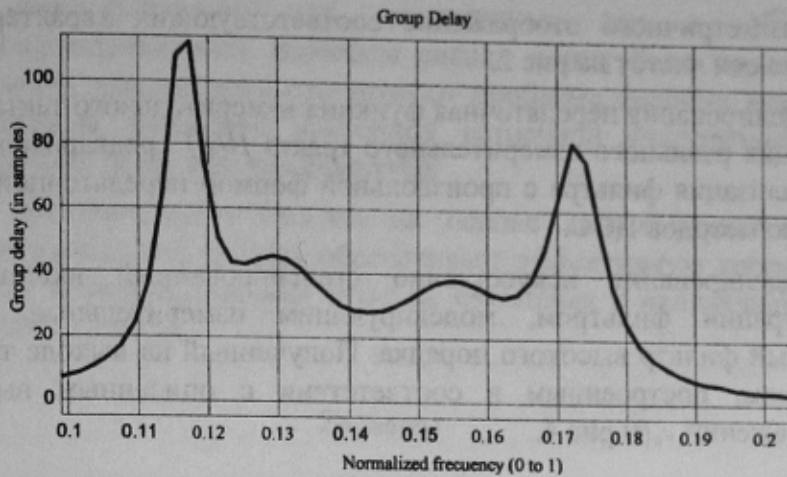


Рисунок 3.- Групповое время задержки сигнала

Моделирование алгоритма коррекции. Как правило, реальные приборы с достаточной степенью точности являются линейными, и сигнал $y(t)$ на их выходе описывается интегральным уравнением:

$$y(t) = \int_{-\infty}^t x(t')h(t-t')dt', \quad (3)$$

где $h(t)$ - импульсная переходная характеристика прибора, $x(t)$ - сигнал, поступающий на вход прибора. Это уравнение является уравнением свертки, и может быть записано как

$$y(t) = x(t) * h(t).$$

При использовании преобразования Фурье получим известную формулу:

$$Y(\omega) = X(\omega) \cdot H(\omega), \quad (4)$$

где $Y(\omega)$, $H(\omega)$, $X(\omega)$ - фурье-образы функций $y(t)$, $h(t)$ и $x(t)$, т.е. соответственно спектр отклика, передаточная функция системы и спектр входного сигнала. Из уравнения (4) следует, что по крайней мере формально, можно записать

$$X(\omega) = Y(\omega)/H(\omega), \quad (5)$$

откуда обратным преобразованием Фурье находим $x(t)$. То есть восстановление формы входящего сигнала возможно с помощью звена с передаточной функцией, обратной передаточной функции измерительного тракта. Действительно, если функция корректирующего (восстанавливающего) звена будет иметь вид:

$$H_c(\omega) = \frac{1}{H(\omega)}, \quad (6)$$

общая передаточная характеристика системы станет равна 1. Это обеспечит коррекцию как фазовых так и амплитудных искажений сигнала.

Таким образом алгоритм коррекции заключается в фильтрации сигнала фильтром, передаточная характеристика которого в полосе информационного сигнала соответствует выражению (6), где $H(\omega)$ - передаточная характеристика измерительного тракта. Представление о форме АЧХ и ФЧХ восстанавливающего фильтра-корректора можно

получить путем симметричного отображение соответствующих характеристик фильтра-модели относительно оси частот на рис 2.

В случае моделирования передаточная функция измерительного тракта известна точно. Передаточная функция реального измерительного тракта $H(w)$ предварительно вычисляется или измеряется. Реализация фильтра с произвольной формой передаточной характеристики возможна с помощью методов ЦОС.

В ходе моделирования искусственно сгенерированный входной сигнал $x(t)$ подвергался фильтрации фильтром, моделирующим измерительный тракт системы, содержащий активный фильтр высокого порядка. Полученный на выходе тракта сигнал $y(t)$ обрабатывался звеном, построенным в соответствии с описанным выше алгоритмом коррекции АФЧ искажений $y_k(t)$ рис 4.

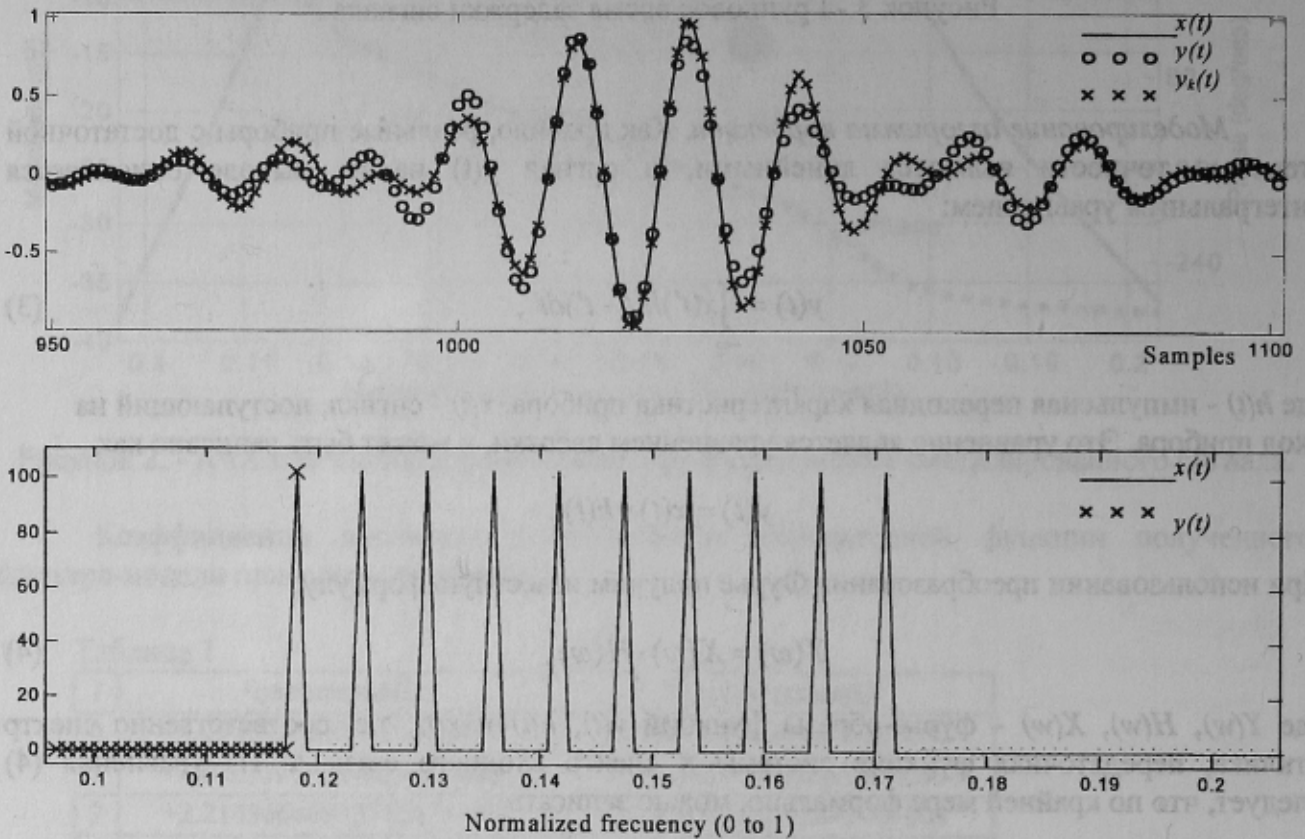


Рисунок 4 – Форма входного тестового сигнала $x(t)$, выходного сигнала $y(t)$, скорректированного сигнала $y_k(t)$ и их амплитудный спектр

Анализ результатов моделирования. Для анализа формы сигналов совместим соответствующие участки всех трех исследуемых сигналов на одном графике. Форма входного сигнала $x(t)$, сигнала после обработки фильтром-моделью (выходного сигнала) $y(t)$, и выходного сигнала, обработанного с помощью фильтра-корректора (скорректированный сигнал) $y_k(t)$ представлены на рис.4. Видно, что форма $y(t)$ существенно отличается от формы $x(t)$. При этом их спектральный состав идентичен (рис.4). Это можно объяснить значительной нелинейности ФЧХ фильтра высокого порядка, входящего в состав измерительного тракта. Полученный на выходе моделируемого измерительного тракта сигнал $y(t)$ подвергся процедуре коррекции и, как видно из рис 4, форма восстановленного сигнала $y_k(t)$ полностью совпадает с формой входного измерительного сигнала (в пределах погрешности округления), что подтверждает эффективность применяемого алгоритма

восстановления для коррекции как амплитудных так и фазовых искажений. Восстановленный предложенным способом сигнал может быть подвергнут дальнейшей цифровой фильтрации, при которой отсутствуют проблема фазовых искажений (она легко устраняется несложной операцией повторной встречной фильтрации [12]) и жесткие ограничения на порядок применяемых фильтров.

Алгоритм восстановления сигнала на основе апостериорной ЦОС с помощью современных вычислительных средств обеспечивает эффективную коррекцию как фазовых так и амплитудных искажений формы сигнала, связанных с неидеальностью собственных АФЧХ измерительного тракта.

Выводы

Применение алгоритма апостериорной коррекции АФЧХ измерительного канала приводит общую АФЧХ измерительной системы к единой идеализированной форме, что обеспечивает возможность адекватно сопоставлять результаты измерений проведенных приборами, реализующими различные схемотехническими решения.

Литература

1. Василенко Г.И. Теория восстановления сигналов: О редукации к идеальному прибору в физике и технике.–М.: Сов. радио, 1979.
2. Цифровая обработка сигналов: Опыт использования персональных ЭВМ / А.А. Иванько, В.И. Гордиенко, В.М. Соловьев, Я.А. Иванько. К.: Техника, 1990 г.
3. Волков В.М., Иванько А.А. Нестационарные процессы в элементах фазометрических систем.–М.: Техніка, 1977.
4. Воллерпер Н.Ф. Аппаратурный спектральный анализ сигналов.–М.: Сов. радио, 1977.
5. Карпралита В.А. Цифровая обработка случайных колебаний.–М.: Машиностроение, 1986.
6. Ярославский Л.П. Цифровая обработка сигналов в оптике и голографии.–М.: Радио и связь, 1987.
7. Федоров Б. Ф., Эльман Р. И. Цифровая голография.– М.: Наука, 1976.
8. Гутников В.С. Фильтрация измерительных сигналов.–Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990.
9. Хемминг Р.В. Цифровые фильтры/ Под ред. О. А. Потапова.–М.: Недра, 1987.
10. Штепа А.А., Чичикало Н.И. Методика оценки скоростной эффективности поблочной цифровой фильтрации реографического сигнала. Наукові праці ДонНТУ. Серія: Обчислювальна техніка та автоматизація. Випуск 58./Редкол.: Башков Є.О. (голова) та ін. – Доецьк: Вид-во ДонНТУ, 2003.
11. W. Smith The scientist and engineer's guide to digital signal processing. – California Technical Publishing, 1997.
12. Дьяконов В.П. MATLAB. Обработка сигналов и изображений. Специальный справочник –СПб.: Питер, 2002.