

Одной из актуальных задач цифровой обработки сигналов является коррекция линейных искажений в сигнальных и измерительных трактах различных аналого-цифровых систем. В своей работе я рассматривал возможность использования ЦФ для решения данной задачи. Цифровой фильтр является сложной системой, совокупное качество которой определяется, прежде всего, такими функциональными его показателями, как селективная способность, вычислительная сложность, динамический диапазон. Под селективной способностью понимают возможность удовлетворения совокупности требуемых характеристик фильтра в частотной области, таких как АЧХ, ФЧХ, ФЗ и ГВЗ при произвольной форме их задания и требуемой частотной шкале

Вычислительная сложность определяется реальным временем расчёта его отклика при реализации фильтра на выбранной цифровой платформе. К основным факторам, определяющим быстродействие, относятся алгоритм цифровой фильтрации (при этом наибольшее быстродействие имеет рекурсивный алгоритм), используемая арифметика вычислений (минимальное время расчёта отклика обеспечивают, как известно, целочисленные вычисления), разрядность представления данных (малая разрядность весьма существенно сокращает время расчёта отклика фильтра), способ реализации фильтра, а также построение ЦФ без умножителей и использование минимально-фазовых и полиномиальных структур.

При этом необходимо отметить, что линейные ЦФ являются диспергирующими системами обработки цифровых сигналов, что обычно является негативным фактором. Частотная дисперсия обусловлена различным временем обработки спектральных составляющих входного широкополосного сигнала. Так в физически реализуемых цифровых линейных фильтрах наблюдается сильная как положительная, так и отрицательная частотная дисперсия сигнала.

При определённых условиях возможна и минимальная, околонулевая дисперсия. Коэффициент частотной дисперсии для стационарной фильтрующей системы может быть введён по аналогии с волновыми структурами (волноводах, световодах), где существует хроматическая дисперсия.

Формально обработку спектральных составляющих в стационарной линейной системе определяет, как известно, групповое время запаздывания (ГВЗ), как производная фазовой характеристики фильтра по частоте, а формальной оценкой частотной дисперсии сигнала в цифровом фильтрующей системе является коэффициент дисперсии D , как скорость изменения группового времени запаздывания по частоте (2). Таким образом, коэффициент дисперсии является удобной количественной мерой оценки малых фазовых

девиаций и может быть с успехом использован для синтеза цифровых компенсаторов дисперсии.

Целью работы: является разработка методики синтеза корректоров и компенсаторов частотной дисперсии на основе цифровых фазовых фильтров для сигнальных видео и радиотрактов с учётом возможности их реализации на целочисленных цифровых платформах.

В соответствии с поставленной целью решались следующие **задачи диссертационной работы:**

- Разработка дискретных моделей цифровых фазовых БИХ-фильтров с учётом характеристик частотной дисперсии сигнала;
- Анализ систематических ошибок аналитического синтеза цифровых фазовых корректоров и компенсаторов частотной дисперсии;
- Постановка задачи синтеза цифровых фазовых корректоров и компенсаторов частотной дисперсии на дискретном множестве параметров методами нелинейного математического программирования с заданной системой прямых и функциональных ограничений;
- Дискретный синтез корректоров фазовых искажений сигнальных видео и радиотрактов, реализованных на фазовых БИХ-фильтрах;
- Дискретный синтез компенсаторов линейно возрастающей и линейно падающей частотной дисперсии в каналах высокоскоростной линии передачи;
- Тестовое модельное и экспериментальное исследование на реальном сигнале синтезированных квантованных корректоров фазовых искажений сигнального или измерительного видео и радиотрактов.

На первом этапе выполнения работы осуществлялась разработка дискретной модели рекурсивного ЦФ (рисунок 3).

В вещественной арифметике вычислений комплексный коэффициент передачи и разностные уравнения БИХ и КИХ-фильтров выглядят следующим образом. Все коэффициенты являются вещественными и по модулю не превосходят 1, а классический расчёт ЦФ осуществляется билинейным преобразованием аналогового прототипа. Основными недостатками описания и синтеза фильтра в непрерывном вещественном пространстве параметров являются: невозможность аналитического дифференцирования фазовой характеристики для расчёта коэффициента дисперсии, неустранимая ошибка квантования и высокие вычислительные затраты.

Указанные недостатки иллюстрирует пример синтеза рекурсивного ФНЧ по аналоговому прототипу в пакете OCTAVE. Фазовая нелинейность здесь видна невооружённым глазом, что определяет чрезвычайную частотную дисперсию в полосе пропускания фильтра. При квантовании до 8 бит ФЧХ в полосе пропускания изменяется, что, в свою очередь, вызовет весьма существенную модификацию и дисперсионной характеристики.

Неустраняемая ошибка квантования обусловлена тем, что при синтезе по аналоговому прототипу значения коэффициентов фильтра в интервале единицы получаются с бесконечной точностью и для их реализации заданным числом двоичных разрядов их необходимо округлять, то есть квантовать по известному алгоритму. Где ε – ошибка квантования. Эта ошибка квантования делает невозможным синтез БИХ-фильтров по их дисперсионным характеристикам, так как дисперсия, как вторая производная, очень чувствительна к малейшим отклонениям коэффициентов от их расчётного значения.

Однако систематическую ошибку квантования вполне можно устранить полностью, осуществив дискретизацию параметрического пространства коэффициентов только теми значениями, при которых ошибка квантования равна нулю. Наиболее целесообразна и практически значима целочисленная дискретизация коэффициентов, то есть кодирование дискретных значений целочисленным квантом C_{int} . Разрядность же представления при этом определяется интервалом изменения целочисленных коэффициентов фильтра. Такие целочисленные ЦФ могут быть физически реализованы на любых цифровых платформах (МК, ДСП, ПЛИС) и позволяют обеспечить максимальное быстродействие, так как целочисленные операции в алгоритме цифровой фильтрации намного короче вещественных.

Представим сигнальный тракт или некоторую его часть, вносящие искажения, в виде некоторого искажающего звена (рисунок 6), последовательно с которым включено корректирующее звено –корректор линейных искажений. Вся цепь не вносит искажений, если АЧХ в полосе постоянна, а ФЧХ линейна. И для коррекции только фазовых искажений фаза коэффициента передачи корректора должна удовлетворять соотношению. А модуль коэффициента передачи корректора для сохранения АЧХ сигнального тракта неизменной полагается равным единице в рабочем диапазоне частот.

Таким образом, при синтезе необходимо одновременно обеспечивать выполнение требований (5) и (6) к совокупности противоречивых частотных характеристик фазового корректора, что аналитическими подходами сделать весьма непросто. Указанные требования можно удовлетворить построением цифрового фазового корректора (ЦФК) на

основе БИХ-фильтра в стандартной топологии с передаточной функцией (5) для квантованных коэффициентов. Но при этом может возникнуть паразитная амплитудная искажение, так как строго единичный уровень передачи в таком фильтре выполнить не удастся. Однако более эффективным вариантом является построение ЦФК на основе цифровой фазовой цепи, в которой условие (6) выполняется автоматически. Фазовая цепь по определению воздействует только на фазовый спектр обрабатываемого широкополосного сигнала. Такой фазовый фильтр имеет строго единичный модуль коэффициента передачи на всем частотном интервале Найквиста и сложный закон изменения его аргумента, то есть ФЧХ. Возможность реализации требуемого сложного закона изменения ФЧХ позволяет эффективно использовать такой фильтр для коррекции фазовых искажений в сигнальных и измерительных трактах. Характерной особенностью является зеркальная симметрия коэффициенты числителя и знаменателя фильтра. С помощью данной модели возможен как расчёт дисперсионной характеристики фазового БИХ-фильтра численными методами, так и решение задачи его синтеза с учетом фазовых и дисперсионных требований.

Для практической реализации разработана программа расчёта отклика целочисленного ЦФК, реализованного на микроконтроллере или сигнальном процессоре. По коду Ассемблера данной программы проведена оценка вычислительных затрат при использовании МК МК MSP430F1611, а в таблице приведено время расчёта отклика корректора для тактовой частоты 8 МГц.

На первом этапе производилась оценка систематических ошибок аналитического синтеза. Это ошибки аппроксимации характеристик на стадии технического решения и ошибки квантования параметров на стадии практической реализации корректора.

Однако устранить эти ошибки вполне возможно применением современных методов дискретного программирования, дискретной оптимизации, которые позволяют заменить процедуру аналитической аппроксимации дискретным табулированным представлением характеристик, причём ошибка представления характеристик даже весьма сложной формы может быть минимизирована соответствующим выбором шага частотной дискретизации.

С другой стороны табулированное представление позволяет легко рассчитать дисперсию численными методами. Ошибки квантования также легко устранить полностью, осуществив дискретизацию параметрического пространства коэффициентов. Разрядность такого представления определяется интервалом изменения целочисленных коэффициентов, что имеет весьма существенные преимущества для практического

применения. Такое представление позволяет применять для синтеза технического решения эффективные методы многокритериальной оптимизации.

Поэтому в своей работе использовал известную методологию синтеза решения на дискретной сетке кода Грея, предложеную в 60-х годах проф. Б.С.Воиновым. Она состоит из двух принципиальных частей:

- постановки задачи синтеза, как задачи нелинейного МП с заданной системой прямых и функциональных ограничений;
- решение задачи НМП численными методами поиска на сетке с заданной дискретностью.

Что полностью соответствует требованиям дискретизации коэффициентов в формате фиксированной точки.

Поисковый алгоритм решения экстремальной задачи относится к классу глобальных алгоритмов направленного сканирования на детерминированной сетке. Таким образом, в данном алгоритме реализована именно необходимая для квантования коэффициентов по формату ФТ дискретность сетки. Для преобразования массива дискретных значений каждой i -ой переменной в кодовое пространство используется код Грея, который позволяет организовать построение минимизирующей последовательности на дискретной сетке при помощи так называемых сфер поиска с изменяющимися радиусами.

Характерными особенностями данного поискового алгоритма является высокая надёжность отделения глобального экстремума, малые потери на поиск, эффективная работа в пространстве высокой размерности, а также отсутствие априори настраиваемых параметров.

Таким образом, постановка дискретного синтеза ЦФК и ЦКД с учётом фазовых и дисперсионных требований в целочисленном пространстве параметров определялась следующей задачей ЦНП. Соотношения определяли прямые ограничения на целочисленные коэффициенты фазового БИХ-фильтра. Функциональные ограничения устойчивости рекурсивного фильтра определялись допустимым радиусом полюсов его передаточной функции, а целевая функция формировалась по критерию СКО при синтезе фазового корректора и в виде взвешенной суммы частных целевых функций, определяющих требования к ГВЗ и дисперсии синтезируемого компенсатора дисперсионных искажений. Целевая функция по совокупности требуемых частотных характеристик, когда частные целевые функции формировались по СКО или по минимизации максимальной ошибки.

На следующем этапе осуществлялся синтез корректора искажений видеотракта. Сигнальный видеотракт может быть адекватно смоделирован фильтром нижних частот с частотой среза до 20 – 30 кГц. В данном случае рассмотрен именно этот вариант коррекции фазовых искажений в полосе пропускания рекурсивного цифрового фильтра Баттерворта, расчёт которого осуществлялся в пакете OCTAVE по следующим требованиям. Видно сильную нелинейность φ^H фазочастотной характеристики с максимальным отклонением 48° от линейного φ^L закона.

На этом же рисунке приведена и требуемая фазовая характеристика из предположения, что фазовый набег на частоте среза $f_c=400$ Гц одинаков для искажающей и корректирующей цепи.

Постановка задачи дискретного синтеза корректора фазовых искажений низкочастотного видеотракта выглядит аналогично (11) – (14) при соответствующей ему спецификации требований.

На слайде показаны результаты дискретного синтеза ЦФК по данным спецификациям и приведены оптимальные 8-битовые коэффициенты корректора. Инерционность корректора составляла 4 семпла по задержке его импульсного отклика. Из характеристик скорректированного видеотракта видно, что фазовая нелинейность в полосе коррекции составляла 6 градусов, то есть уменьшилась в 8 раз, а инерционность не превышала до 10 семплов.

Приведена задачи синтеза методами дискретного программирования корректора фазовых искажений узкополосного радиотракта при следующей спецификации требований. Моделирование радиотракта было осуществлено узкополосным эллиптическим фильтром, расчёт которого осуществлялся в пакете OCTAVE по селективным требованиям полосно-пропускающего фильтра 12-го порядка. Нелинейность φ^H фазочастотной характеристики в полосе пропускания достигала 12°. И она могла быть скомпенсирована следующей фазовой характеристикой корректора.

Далее показаны результаты дискретного синтеза корректора радиотракта. В таблице 3 приведены оптимальные 8-битовые коэффициенты корректора в целочисленном и вещественном представлении. Верхние три графика показывают синтезированные характеристики корректора, а нижние — работа корректора в составе радиотракта. Требуемая фазовая характеристика была реализована с высокой точностью. Из характеристик скорректированного радиотракта видно, что фазовая нелинейность в полосе коррекции не превышала 2 градусов, то есть уменьшилась в 6 раз, при этом АЧХ

тракта осталась неизменной. Инерционность не превышала 6 семплов по задержке импульсного отклика.

На следующем этапе работы рассматривалась возможность синтеза фазового БИХ-фильтра с линейным законом изменения дисперсии в заданном частотном диапазоне, что позволяет использовать его для компенсации линейно возрастающей и линейно падающей дисперсии в многоканальной линии связи. Например, для волоконно-оптической линии длиной 50 км, использующей в качестве среды передачи волоконный световод SMF 28, хроматическая дисперсия в диапазоне 1309 – 1311 нм соответствует графику.

Таким образом, для компенсации дисперсии волны дисперсионная характеристика компенсатора должна соответствовать пунктирной линии 2. Очевидно, что для обеспечения линейной дисперсионной характеристики фазочастотная характеристика цифрового рекурсивного компенсатора должна соответствовать полиному 3-ей степени (кубической параболе), а первая её производная (то есть ГВЗ) – квадратичной параболе.

Топология каскадного фазового компенсатора 4-го порядка приведена на слайде. Спецификация требований к его синтезу были следующими. Задача синтеза ЦКД была поставлена следующим образом, при этом целевая функция формировалась в виде взвешенной суммы двух частных целевых функций $f_{ГВЗ}(IX)$ и $f_{дисп}(IX)$.

Представлен скриншот рабочей программы при синтезе компенсатора линейно возрастающей дисперсии в точке целочисленного оптимума. Как видно, коэффициент передачи имеет единичное значение на всем интервале Найквиста, а дисперсионная характеристика фазового фильтра в полосе компенсации линейна.

В данной таблице приведены квантованные параметры компенсатора в целочисленном и вещественном виде. Они определяли следующие характеристики. При данном законе изменения ФЧХ и ГВЗ дисперсионная характеристика имеет линейно возрастающий характер (рисунок 13), что позволяет осуществлять компенсацию линейно падающей частотной дисперсии в линии связи. Серым цветом показана возможность перестройки дисперсионной характеристики по частоте. Импульсная характеристика показывает высокую устойчивость рекурсивного фазового компенсатора, так как спадает до нуля всего за 12 семплов. В z -области фильтр имеет две пары вещественных комплексно-сопряженных нулей и полюсов.

На этом слайде показаны результаты синтеза компенсатора уже с линейно падающей дисперсией в рабочем диапазоне, что позволяет осуществлять компенсацию нормальной частотной дисперсии. Оптимальные 8-битовые коэффициенты приведены в таблице. При этом инерционность компенсатора не превышает 4 семпла, при высокой устойчивости

компенсатора. Нули и полюса локализованы вдоль мнимой оси. Таким образом, методологией дискретного программирования задачи синтеза компенсаторов линейно возрастающей и линейно падающей дисперсии успешно решены.

Экспериментальная часть исследовательской работы осуществлялась как в форме тестового моделирования синтезированных фазовых корректоров в пакете Матлаб на различных формах входных сигналов, так и форме прямого измерения частотных характеристик в реальном времени при программной реализации синтезированных корректоров на микроконтроллере. На рисунках показано прохождение последовательности прямоугольных видеоимпульсов через исходный и скорректированный сигнальный видеотракт, и прохождение ЛЧМ-сигнала скорректированных видео и радиотрактов.

Далее приведено измерение скорректированных видео и радио сигнальных трактов. Видно, что не хватает разрешения установке автоматизированного измерения ФЧХ в полосе 20Гц.

Среди наиболее важных результатов, характеризующих научную новизну данной квалификационной работы, можно отметить следующее:

- На основе всестороннего анализа систематических ошибок аналитических подходов к синтезу цифровых цепей коррекции фазовых искажений получена дискретная модель корректоров и компенсаторов дисперсии на основе цифровых фазовых фильтров, позволяющая устранить ошибки аппроксимации требуемых характеристик и ошибки квантования параметров при практической реализации устройства;

- Предложена методика синтеза рекурсивных фазовых фильтров непосредственно на квантованном целочисленном параметрическом пространстве с использованием поисковых методов нелинейного математического программирования, позволяющих находить технические решения фазовых корректоров и компенсаторов частотной дисперсии с учётом совокупности требований к их частотным характеристикам;

- Получены целочисленные решения с минимальными вычислительными затратами как цифровых корректоров фазовых искажений сигнальных видео и радиотрактов, так и компенсаторов линейно возрастающей и линейно падающей частотной дисперсии в линии связи;

- Разработана универсальная программа расчёта отклика рекурсивного фазового фильтра, с помощью которой проведена оценка вычислительных затрат при программной реализации фазовых корректоров и компенсаторов на микропроцессорном контроллере или сигнальном процессоре;

- Экспериментально установлена работоспособность синтезированных на дискретной сетке параметров фазовых корректоров, отсутствие ошибок квантования при их практической реализации, а также соответствие характеристик теоретическим расчетам.

Основные положения работы, выносимые на защиту:

1. Полученная дискретная модель корректоров и компенсаторов дисперсии на основе цифровых фазовых фильтров, позволяющая устранить ошибки аппроксимации требуемых характеристик и ошибки квантования параметров при практической реализации корректоров.

2. Методика синтеза рекурсивных фазовых корректоров и компенсаторов частотной дисперсии на дискретной сетке квантованных параметров с использованием поисковых методов нелинейного математического программирования, позволяющих находить технические решения с учётом совокупности требований к частотным характеристикам.

3. Алгоритм и универсальная программа расчёта отклика рекурсивного фазового фильтра, с помощью которой проведена оценка вычислительных затрат при программной реализации фазовых корректоров и компенсаторов на микропроцессорном контроллере или сигнальном процессоре.

По результатам работы сделаны следующие публикации, из которых 5 в журналах из списка ВАК.