

КОРРЕКЦИЯ ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ В СИГНАЛЬНОМ ТРАКТЕ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО ДАТЧИКА**Бугров Владимир Николаевич**

кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры радиотехники радиофизического факультета ФГАОУ ВО Национального исследовательского Нижегородского государственного университета имени Н.И. Лобачевского (ННГУ)¹.

E-mail: bug@rf.unn.ru

Фитасов Евгений Сергеевич

доктор технических наук, доцент, заведующий кафедрой радиотехники радиофизического факультета ФГАОУ ВО Национального исследовательского Нижегородского государственного университета имени Н.И. Лобачевского (ННГУ)¹.

E-mail: fitasoves@mail.ru

Морозов Никита Сергеевич

преподаватель кафедры радиотехники радиофизического факультета ФГАОУ ВО Национального исследовательского Нижегородского государственного университета имени Н.И. Лобачевского (ННГУ)¹.

E-mail: nsmorozov@rf.unn.ru

Сатаев Василий Валентинович

директор Филиала АО «Корпорация «Комета» - КБ «Квазар»².

E-mail: sataev2004@mail.ru

¹*Адрес:* 603022, Российская Федерация, г. Нижний Новгород, пр. Гагарина, д. 23.

²*Адрес:* 603022, Российская Федерация, г., г. Нижний Новгород, Окский съезд, д. 2А.

Аннотация: В работе рассматриваются вопросы моделирования и синтеза цифрового корректора, предназначенного для коррекции фазовых искажений в сигнальном тракте гидроакустического датчика с учётом возможностей реализации корректора на микропроцессорном контроллере с целочисленной арифметикой. Приводится постановка и решение задачи синтеза цифрового корректора на фазовом рекурсивном фильтре методами целочисленного нелинейного математического программирования. Рассмотрен пример решения задачи дискретного синтеза 8-битового фазового корректора для селективной системы гидроакустического датчика. Приводится сравнение его теоретических и экспериментальных характеристик.

Ключевые слова: гидроакустический датчик, цифровой фазовый корректор, многофункциональный синтез, целочисленное нелинейное программирование, целевая функция.

1. Постановка задачи

Гидроакустический датчик предназначен для приёма гидроакустических сигналов управления исполнительным устройством, установленным на автономных придонных объектах [1]. В современных средствах гидроакустической связи, предназначенных для передачи информации в различных гидрологоакустических условиях, применяют сложные шумоподобные сигналы (ШПС) [2, 3]. В условиях сложной помеховой обстановки гидроакустические приёмные устройства должны обладать

высокими избирательными свойствами. При синтезе данных устройств с цифровой обработкой ШПС задача избирательности приёмного тракта может быть решена цифровым фильтром. Для фильтрации ШПС наиболее целесообразно использовать цифровые фильтры с амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ), близкой к гауссовой кривой. Кроме хороших избирательных свойств, такой цифровой фильтр должен иметь линейную фазочастотную характеристику (ФЧХ) для минимизации искажений при приёме шумоподобных

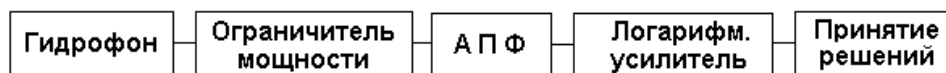


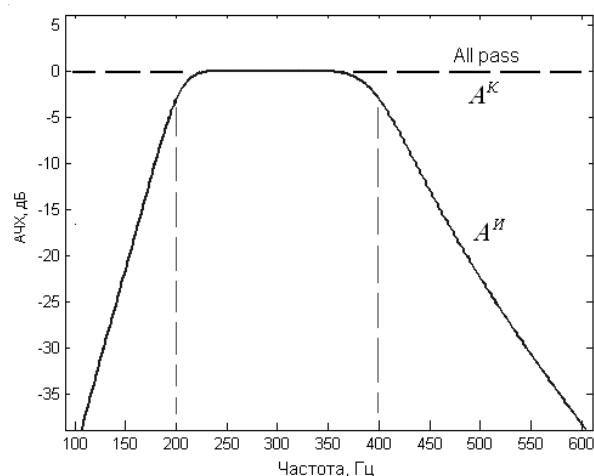
Рис. 1. Структура гидроакустического датчика

сигналов. Также весьма важным фактором является арифметика вычислений используемой цифровой платформы. Так, в сигнальных процессорах (DSP) имеется возможность вычислений в формате с плавающей точкой, в то время как микропроцессорные контроллеры (MCU) и программируемые логические схемы (FPGA) требуют принципиально целочисленных решений. При этом возможность целочисленных вычислений в формате с фиксированной точкой позволяет во много раз повысить быстродействие цифрового корректора (при прочих равных условиях). Кроме того, автономность работы гидроакустического датчика в течение продолжительного времени обуславливает требование минимального энергопотребления системы, что в свою очередь также может накладывать ограничения на использование высокопроизводительных сигнальных процессоров.

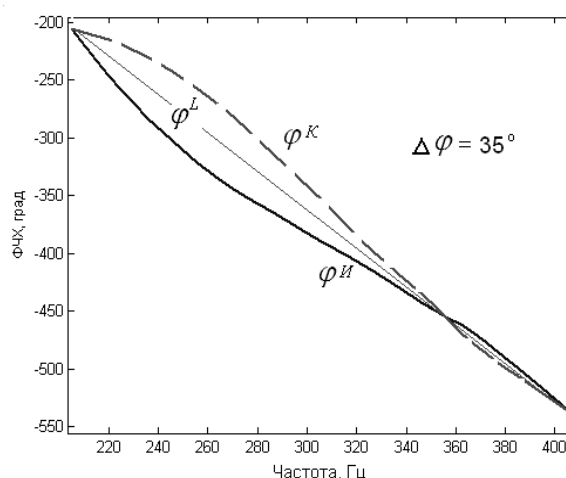
Рассмотрим типовую схему сигнального тракта гидроакустического датчика, состоящего из аналоговой и цифровой частей (рис. 1).

Аналоговая часть тракта состоит из гидроакустической антенны (гидрофона), ограничителя мощности, селективного активного полосового фильтра (АПФ) и логарифмического усилителя, который предотвращает блокировку канала в случае прихода сигнала, превышающего допустимое значение. Далее в цифровой части сигнального тракта выделенный полезный сигнал поступает в цифровой блок принятия решений.

Основные фазовые искажения в аналоговой части сигнального аналогового тракта гидроакустического датчика в основном обусловлены АПФ, расчёт которого осуществлялся по селективным требованиям фильтра Баттерворта 8-го порядка с единичным коэффициентом передачи в полосе пропускания 200–400 Гц и внеполосным подавлением 40 дБ (рис. 2 а). При малой неравномерности коэффициента передачи в заданной полосе и хорошей прямоугольности амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) аналоговый тракт датчика имеет



а)



б)

Рис. 2. Характеристики аналогового тракта и корректирующего фильтра: а) АЧХ и б) ФЧХ

сильную нелинейность φ'' фазочастотной характеристики в рабочей полосе пропускания (рис. 2 б) с максимальным отклонением 35° от линейного φ^L закона.

Скомпенсировать сильные фазовые искажения аналогового тракта датчика возможно применением цифрового фазового корректора (ЦФК), построенного на основе цифровой фазовой цепи. Фазовая цепь по определению воздействует только на фазовый спектр обрабатываемого широкополосного сигнала и в принятой классификации соответствует всепропускающему (all-pass) цифровому фильтру, состоящему обычно из каскада рекурсивных фазовых звеньев 1-го или 2-го порядка. Такой фазовый фильтр имеет 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 гидроакустических трактах.

В настоящее время построение рекурсивных фазовых фильтров и корректоров на их основе наиболее часто осуществляется в форме каскадного соединения фазовых звеньев второго порядка при целочисленном описании фильтра, необходимом для реализации фазового корректора на малоразрядном микропроцессорном контроллере с целочисленным RISC-ядром [4–6]. Характерно, что коэффициенты числителя и знаменателя передаточной характеристики фазового фильтра вещественны и зеркальны, что позволяет существенно уменьшить число варьируемых коэффициентов передаточной функции ЦФК и обеспечить возможность реализации требуемого закона изменения ФЧХ, необходимого для коррекции сложных форм фазовых искажений сигнального тракта. Общий порядок фазового фильтра N при этом определяется заданной фазовой характеристикой $\varphi''(\omega)$ искажающего аналогового тракта, её формой и раствором, то есть средним временем задержки сигнала в иска-

жающей части тракта. Если это время невелико и фазовый набег в рабочей полосе не превышает π , то и порядок корректирующего фазового фильтра должен быть малым и обычно в его структуре используют звенья первого порядка. В противном случае в структуре фазового корректора целесообразно использовать звенья второго порядка. С учётом зеркальности коэффициентов числителя и знаменателя передаточная функция рекурсивного фазового корректора, состоящего из каскадного соединения m -фазовых звеньев второго порядка ($m = N/2$), имеет следующий вид [5]:

$$H(z) = \prod_{i=1}^m \frac{a_{2i} + a_{1i}z^{-1} + a_{0i}z^{-2}}{a_{0i} + a_{1i}z^{-1} + a_{2i}z^{-2}}, \quad (1)$$

где комплексная переменная z при переходе к описанию частотной характеристики принимает значение $z = e^{j\omega T}$, T — период дискретизации.

Все коэффициенты передаточной функции являются целочисленными, а их интервал изменения определяется заданной длиной W_k битового слова (разрядностью) коэффициентов фильтра. Из соотношения (1) легко получается разностное уравнение для одного i -го звена целочисленного фазового фильтра:

$$y_n = \frac{1}{a_{0i}} (a_{2i}x_n + a_{1i}x_{n-1} + a_{0i}x_{n-2} - a_{1i}y_{n-1} - a_{2i}y_{n-2}) \quad (2)$$

где x_n, y_n — входная и выходная целочисленные временные последовательности, a_{0i} — нормирующий множитель.

Как видно, при вычислении отклика (2) должна выполняться операция деления на целочисленный коэффициент a_{0i} , которая может быть реализована операцией побитового сдвига при условии принадлежности каждого i -го коэффициента ряду степеней числа 2:

$$a_{0i} \in \{2^q\}, \quad q = \overline{0, W_k - 1}, \quad i = \overline{1, m}.$$

На рис. 3 приведена типичная структура звеньев рекурсивного целочисленного ЦФК, соответствующая разностному уравнению (2). Как видно, при вычислении отклика фильтра, кроме традиционных операций сложения, умно-

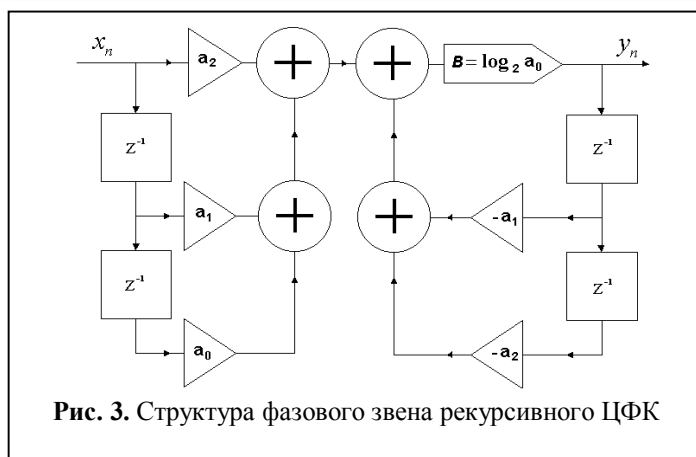


Рис. 3. Структура фазового звена рекурсивного ЦФК

жения и задержки на такт, присутствует операция сдвига на $B = \log_2 a_0$ бит, с помощью которой реализуется целочисленное деление на нормирующий power-of-two коэффициент a_{0i} .

Как известно, рекурсивный фазовый корректор будет устойчив, если все полюсы p_i передаточной функции (1) удовлетворяют следующему условию

$$|Zp_i| < r_{\max} < 1, \quad (3)$$

где r_{\max} — допустимый максимальный радиус полюсов передаточной функции в z -плоскости, при котором в системе не возникают предельные циклы [7, 8]. Синтез ЦФК методами дискретного программирования позволяет реализовать любое значения радиусов полюсов коэффициента передачи при решении конкретной проектной задачи.

Фазовая характеристика ϕ^K цифрового фазового корректора, включённого на входе цифровой части сигнального тракта датчика, очевидно, должна отвечать следующему требованию:

$$\phi^K(\omega) = \omega\tau - \phi^H(\omega) \quad (\tau = \text{const}), \quad (4)$$

а модуль коэффициента передачи корректора для сохранения АЧХ сигнального тракта неизменной полагается равным единице в рабочем диапазоне частот

$$A^K(\omega) = 1. \quad (5)$$

На рис. 2,б приведена требуемая, согласно (4), фазовая характеристика ЦФК, определяемая по соотношению $\phi^K = 2\phi^L - \phi^H$ из предположения, что фазовый набег на частоте среза

400 Гц одинаков для искажающей и корректирующей цепи. Таким образом, суммарный фазовый набег в скорректированном аналоговом тракте датчика будет равен $2\phi^L$. Соответствующие характеристики модулей коэффициентов передачи искажающего тракта A^H и корректирующего A^K фазового фильтра приведены на рис. 2,а.

Таким образом, синтез рекурсивного ЦФК на фазовых звеньях 2-го порядка в целочисленном пространстве 8-битовых параметров осуществлялся согласно следующим спецификациям:

- 1) полоса фазовой коррекции 200–400 Гц;
- 2) погрешность реализации требуемой ФЧХ 5°;
- 3) длина слова коэффициентов 8 бит;
- 4) порядок рекурсивного корректора 6;
- 5) максимально-допустимый радиус полюсов 0,95;
- 6) частота дискретизации 2 кГц;
- 7) реализация на микроконтроллере с целочисленным RISC-ядром.

2. Коррекция фазовых искажений методом дискретного нелинейного программирования

Как известно, классическая методология проектирования цифровых фазовых корректоров реального времени обычно осуществляется по их аналоговому прототипу [5, 9, 10] и содержит два основных этапа: аппроксимации и практической реализации корректора. Этапу аппроксимации при этом свойственна систематическая ошибка, которая ограничивает возможность реализации фазовых характеристик сложной формы приемлемым порядком аппроксимирующих полиномов. Основными задачами этапа практической реализации ЦФК как дискретной системы реального времени являются, прежде всего, выбор арифметики цифровых вычислений и приемлемой длины слова коэффициентов фазового фильтра для их реализации заданным числом двоичных разря-

дов. При реализации ЦФК, спроектированных через аналоговый прототип, так же, как известно, возникают систематические ошибки квантования вещественных коэффициентов фильтра и квантования промежуточных результатов умножения на сумматорах.

Однако ошибки аппроксимации и квантования могут быть устранены при проектировании ЦФК современными методами дискретного программирования [11, 12], позволяющими работать не с аналитическим, а с дискретным представлением характеристик корректора, когда как исходные требуемые, так и текущие характеристики табулированы с заданной дискретностью их представления в частотной области и в вычислительной системе представлены двумерными массивами. Это даёт возможность, с одной стороны, заменить процедуру аналитической аппроксимации простой оцифровкой требуемых частотных характеристик, причём ошибка оцифровки фазовых характеристик даже весьма сложной формы может быть минимизирована соответствующим выбором шага частотной дискретизации. С другой стороны, каждая j -ая характеристика, характеризующая совокупностью (вектором) скалярных частотных выборок $Y_j(y_1, y_2, \dots, y_m)$, позволяет применять для синтеза технического решения эффективные поисковые методы многокритериальной оптимизации.

Ошибку квантования также можно устранить, осуществив дискретизацию параметрического пространства коэффициентов ЦФК только теми значениями, при которых ошибка квантования равна нулю. При использовании в алгоритме цифровой коррекции вычислений в формате с фиксированной точкой (ФТ) наиболее целесообразно осуществлять дискретизацию параметрического пространства коэффициентов целочисленным кодом (квантом) данного представления [7, 12], который в варианте округления неквантованного коэффициента $|C| < 1.0$ определяется так:

$$C_{int} = \text{int}(C \cdot 2^{W_k-1} + 0,5). \quad (6)$$

Тогда вещественный квант C_{float} данного коэффициента равен

$$C_{float} = C_{int} / 2^{W_k-1}. \quad (7)$$

Разрядность такого представления в целочисленном параметрическом пространстве определяется интервалом изменения целочисленных коэффициентов фазового фильтра.

Ниже приведён пример решения задач синтеза 8-битового рекурсивного ЦФК, реализованного на звеньях второго порядка с учётом требуемого радиуса полюсов передаточной функции. Анализ характеристик синтезированного ЦФК во временной области осуществлялся средствами пакета MATLAB.

Целевая функция данной задачи формировалась по критерию минимума среднеквадратичного отклонения

$$F(\mathbf{IX}) = \frac{1}{p} \cdot \sum_{n=1}^p [Y_n(\mathbf{IX}) - Y_n^T]^2, \quad (8)$$

где $Y_n(\mathbf{IX})$ — текущее значение фазовой характеристики на n -ой дискретной частоте диапазона определения, а Y_n^T — требуемое значение фазовой характеристики.

Экстремальная задача целочисленного программирования для синтеза 8-битового ЦФК в форме каскадного соединения трёх фазовых звеньев прямой формы выглядит так:

$$F^0(\mathbf{IX}^0) = \min F(\mathbf{IX}), \quad \mathbf{IX} \in I^6, \quad (9)$$

$$-128 < a_{di} < 128, \quad d = \overline{1,2}, \quad i = \overline{1,3}, \quad (10)$$

$$a_{0i} = 128, \quad i = \overline{1,3}, \quad (11)$$

$$|Zp_j| < 0,95, \quad j = \overline{1,6}, \quad (12)$$

где \mathbf{IX} — вектор целочисленных варьируемых коэффициентов; $F(\mathbf{IX})$ — целевая функция.

Таким образом, минимизация целевого функционала (8) осуществлялась на 6-мерном целочисленном пространстве 8-битовых параметров в допустимой области (10) при выполнении функциональных ограничений устойчивости (12) по всем полюсам передаточной функции ЦФК с радиусами, не превышающими 0,95 в z -плоскости и нормирующими power-of-two коэффициентами (11). Как видно, в каждом фазовом звене корректора по условию

Таблица 1. Оптимальные 8-битовые коэффициенты ЦФК

| Звено фильтра | Целочисленные коэффициенты | | | Вещественные коэффициенты передаточной функции | | |
|------------------|----------------------------|-------|-------|---|------------|------------|
| | a_0 | a_1 | a_2 | a_0 | a_1 | a_2 |
| 1 | 128 | -118 | 86 | 0,9921875 | -0,9218750 | 0,6718750 |
| 2 | 128 | 15 | -47 | 0,9921875 | 0,1171875 | -0,3671875 |
| 3 | 128 | 37 | 84 | 0,9921875 | 0,2890625 | 0,6562500 |

зеркальности возможна вариация только двух коэффициентов a_{1i} и a_{2i} . В алгоритме минимизации реализация функциональных ограничений (12) осуществлялась применением штрафных функций [13].

Для численного решения экстремальной задачи (9) использовался эффективный алгоритм поиска на дискретной сетке кода Грея, предназначенной для решения дискретных задач оптимального проектирования [8, 14]. Данный алгоритм относится к классу глобальных итеративных алгоритмов направленного сканирования на детерминированной сетке, которая образуется путём равномерного разбиения интервала изменения каждой i -ой переменной на 2^{Q_i} дискретных значений, где параметр Q_i определяет дискретность сетки, равную числу двоичных разрядов, которыми в кодовом пространстве отображается каждая i -ая переменная. Как видно, в данном алгоритме реализована именно необходимая для квантования коэффициентов формата 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. Таким образом, при последовательном автоматическом расширении и сужении сфер поиска происходит направленное сканирование всей области поиска, без полного её перебора. Характерными особенностями данного поискового алгоритма является высокая надёжность отделения глобального экстремума, малые потери на поиск, эффективная работа в пространстве высокой

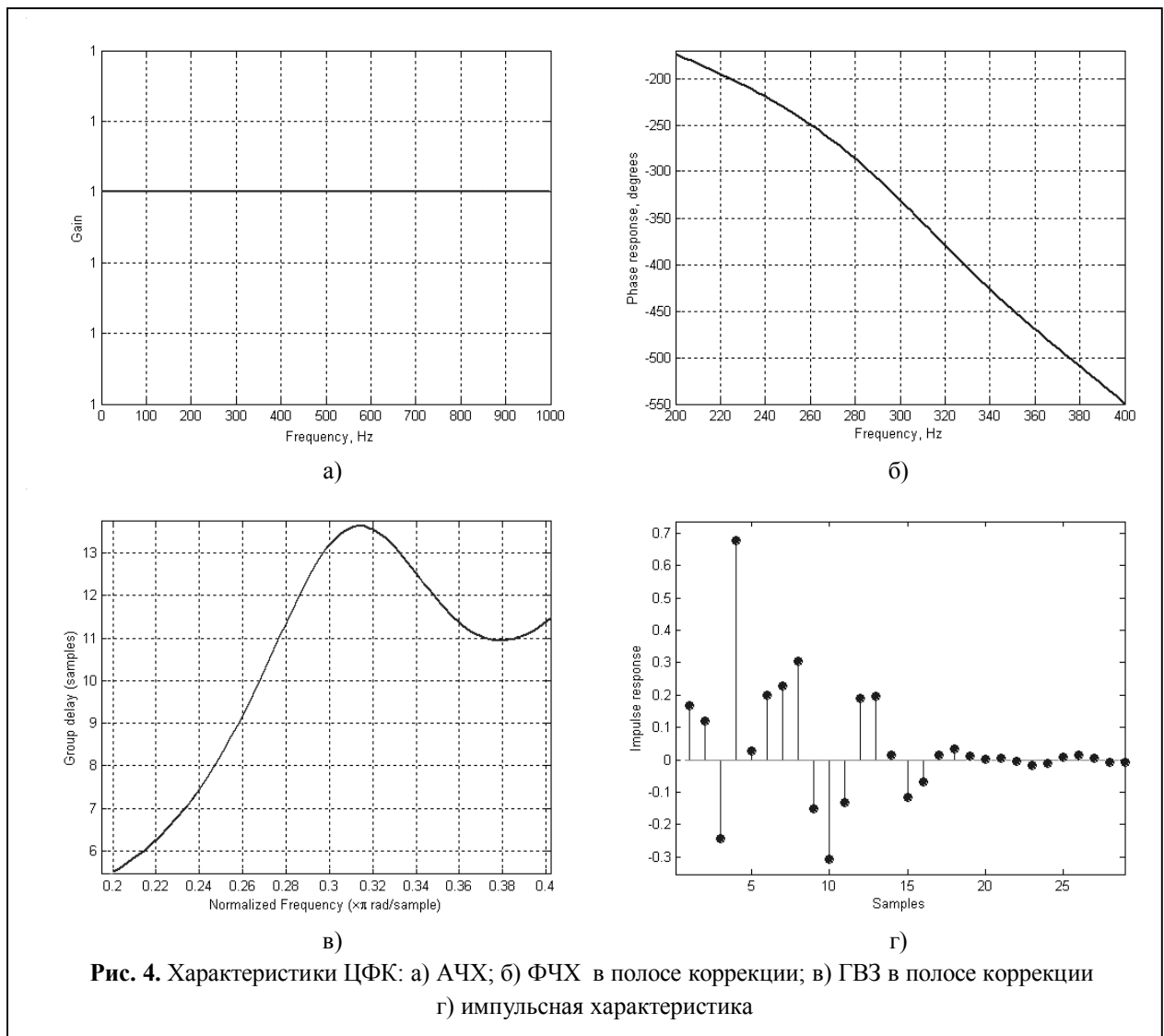
размерности, а также отсутствие априори настраиваемых параметров. Вектор \mathbf{IX}^0 , минимизирующий скалярную целевую функцию $F(\mathbf{IX})$ на множестве допустимых 8-битовых решений (10), является решением задачи синтеза ЦФК по требуемому закону изменения фазочастотной характеристики.

3. Результаты дискретного синтеза

В таблице 1 приведены оптимальные значения коэффициентов передаточной функции ЦФК. Квантованные 8-битовые вещественные коэффициенты формата 8.7 получены из целочисленных коэффициентов по соотношению (6), определяющему их однозначное соответствие.

Вещественные коэффициенты с помощью m-файла загружались в пакет MATLAB для анализа характеристик синтезированного 8-битового ЦФК во временной и частотной областях (рис. 4). Максимальное отклонение ФЧХ от требуемого для коррекции закона φ^k не превышало 3° . Инерционность корректора составляла 4 семпла по задержке его импульсного отклика (рис. 4, г). Таким образом, моделирование оптимального решения в пакете MATLAB полностью подтвердило соответствие частотных характеристик ЦФК, полученных дискретным поисковым синтезом.

Практическая реализация синтезированного ЦФК на микроконтроллере и экспериментальные результаты измерения его частотных характеристик вполне соответствовали данным ЦНП-синтеза. Анализ выходного сигнала при нулевом входе показал, что предельные циклы того или иного рода при максимальном радиусе полюсов 0,82 в синтезированном ЦФК отсутствуют.



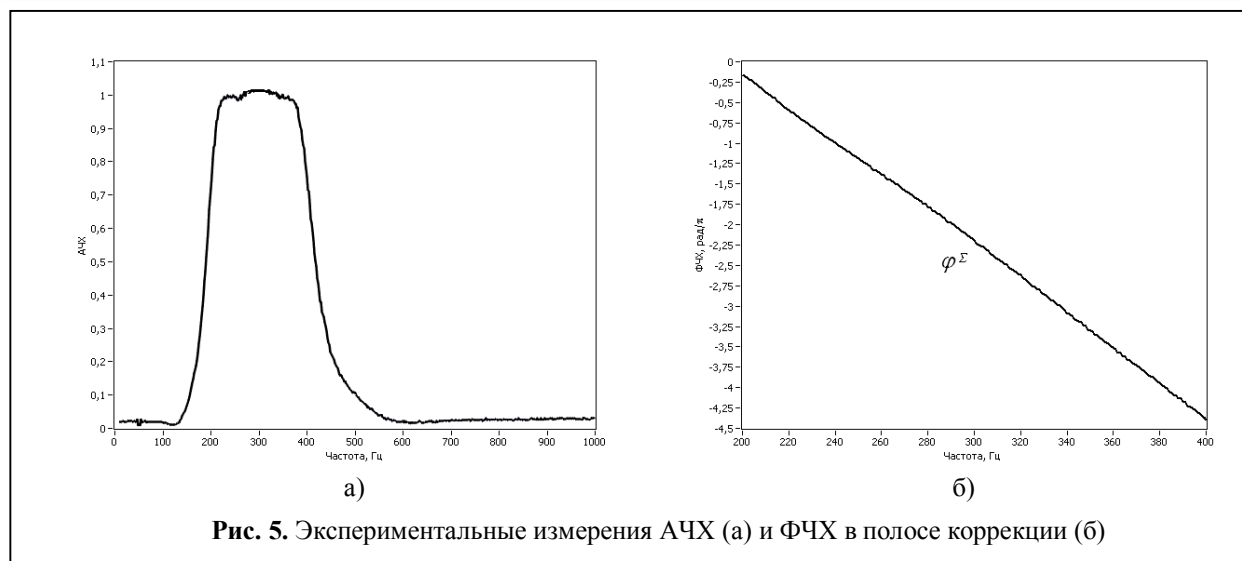
Экспериментальные графики частотных характеристик скорректированного аналогового тракта гидроакустического датчика для частоты дискретизации $f_s = 2$ кГц на всём интервале Найквиста для АЧХ и только в полосе пропускания для ФЧХ приведены на рис. 5.

Отклонение от линейного закона суммарной фазовой характеристики в полосе пропускания скорректированного сигнального тракта (рис. 5, б) не превышает 6° . При единичной передаче всепропускающего корректора АЧХ тракта осталась практически неизменной (рис. 5, а). Измерения проводилось на реальном сигнале с помощью панорамной автоматизированной измерительной системы, разработанной в среде виртуальных приборов

LabVIEW. Таким образом, экспериментальные результаты фазовой коррекции 8-разрядного фазового корректора вполне соответствуют данным моделирования и синтеза.

Заключение

1. В системах гидроакустической связи, использующих шумоподобные сигналы (ШПС), для фильтрации ШПС наиболее целесообразно использовать цифровые фильтры с амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ), близкой к гауссовой кривой. Кроме хороших избирательных свойств, такой цифровой фильтр должен иметь линейную фазочастотную характеристику (ФЧХ) для минимизации искажений при приёме шумоподобных сигналов.



2. В работе показано, что при проектировании цифровых фазовых корректоров на основе рекурсивных фазовых цепей использование методов дискретного нелинейного программирования является перспективной альтернативой традиционным методам синтеза корректирующих фильтров.

3. Принципиальная особенность дискретного синтеза состоит в применении современных численных методов машинного проектирования, позволяющих работать не с аналитическим, а с дискретным представлением характеристик проектируемого корректора, когда требуемые и текущие его характеристики табулированы с заданной дискретностью представления в частотной области и в вычислительной системе представлены двумерными массивами (векторами). Это даёт возможность рассчитывать с заданной точностью требуемые характеристики фазового фильтра (включая и дисперсионные характеристики) применением численных методов. С другой стороны — позволяет применять для синтеза технического решения эффективные поисковые методы дискретного программирования, позволяющие осуществлять проектирование непосредственно на квантованном пространстве параметров.

4. Применение алгоритма поиска на дискретной сетке квантованных параметров позволяет получать решения с нулевой ошибкой реализации на цифровой платформе или кристалле с

заданной длиной слова коэффициентов. Современные алгоритмические комплексы целочисленной минимизации позволяют решать такие проектные задачи надёжно и эффективно при выполнении всех внешних требований и ограничений к работе цифрового фазового фильтра, что даёт возможность существенно повысить качество корректирующих фильтров и сократить время их разработки.

Литература

1. Лукин Г.С. Система гидроакустической связи для управления автономными станциями // Естественные и технические науки. 2015. № 6 (84). С. 332–335.
2. Богданов Е.В., Вьюнг Х.Т., Давыдов В.С. Выбор модуляции сложных сигналов для гидроакустической подводной связи // Известия СПбГЭТУ ЛЭТИ. 2003. № 9. С. 6–8.
3. Бобровский И.В., Яготинец В.П. Метод частотной автоподстройки для гидроакустической подводной связи с шумоподобными сигналами // Гидроакустика. 2015. № 23 (2). С. 52–63.
4. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2002, 608 с.
5. Основные свойства и структурные схемы всепропускающих фильтров [Электронный ресурс]. URL: <http://www.dsplib.ru/content/allpass/allpass.html> (дата доступа 11.05.2021)
6. Regalia P., Mitra S., Vaidyanathan P. The Digital All-Pass Filter: A Versatile Signal Processing Building Block // Proceedings of the IEEE. 1988. Vol. 76, No. 1. Pp. 19–37
7. Iffachor E., Jervis B. Digital Signal Processing: A Practical Approach (2nd Edition). Harlow: Pearson Education, 2002.

8. Бугров В.Н. Целочисленные цифровые фильтры. Монография. Saarbrücken: Lambert Academic Publishing, 2017. 156 с.
9. Кисель В.А. Аналоговые и цифровые корректоры: Справочник. М.: Радио и связь, 1986. 184 с.
10. Попова Н.Э., Сильвинская К.А., Москвитин В.Д. и др. Коррекция искажений в трактах и каналах связи. Под редакцией Поповой Н.Э. М: Связь, 1979, 152 с.
11. Корбут А.А., Финкельштейн Ю.Ю. Дискретное программирование. М.: Наука, 1959. 370 с.
12. Бугров В.Н. Дискретный синтез минимально-фазовых и линейно-фазовых цифровых БИХ-фильтров. // Компоненты и технологии. 2019. № 10. С. 92–104.
13. Zangwill W. Non-linear programming via penalty functions. Management Science. Jan. 1967. Vol. 13. Iss. 5. Pp. 344–358.
14. Воинов Б.С., Бугров В.Н., Воинов Б.Б. Информационные технологии и системы: поиск оптимальных, оригинальных и рациональных решений. М.: Наука, 2007. 730 с.

Поступила 11 мая 2021 г.

English

CORRECTION OF PHASE DISTORTIONS IN THE SIGNAL PATH OF THE HYDROACOUSTIC SENSOR

Vladimir Nikolaevich Bugrov — PhD, Associate Professor, Associate Professor of the Radio Engineering Department of the Radiophysical Faculty, Nizhny Novgorod State University named after N.I. Lobachevsky (UNN)¹.

E-mail: bug@rf.unn.ru

Evgeniy Sergeevich Fitasov — Grand Dr. in Engineering, Professor, Head of the Department of Radio Engineering of the Radiophysical Faculty, Nizhny Novgorod State University named after N.I. Lobachevsky (UNN).

E-mail: fitasoves@mail.ru

Nikita Sergeevich Morozov — Lecturer at the Department of Radio Engineering of the Radiophysical Faculty, Nizhny Novgorod State University named after N.I. Lobachevsky (UNN).

E-mail: nsmorozov@rf.unn.ru

Vasily Valentinovich Sataev — Director of the KB Kvazar (branch of Kometa Corporation) JSC².

E-mail: sataev2004@mail.ru

¹*Address:* 603022, Russian Federation, Nizhny Novgorod, Gagarin Ave., 23.

²*Address:* 603022, Russian Federation, Nizhny Novgorod, Oksky St., 2A.

Abstract: Over recent years alongside with development of digital signal processing methods, functions of correcting linear distortions in signal hydroacoustic paths are increasingly transferred to digital devices that enables to solve such problems with much greater efficiency compared to analog linear distortion equalizers. Progress in developing phase and dispersion distortion digital equalizers is mainly defined by new alternative possibilities for their construction and implementation, improvement of mathematical models, as well as new synthesis methods for phase equalizers of hydroacoustic paths, and that makes the main content of this article.

It should be noted that developer faces a difficult task of implementing phase response of complex shape in narrow bandwidth of hydroacoustic channel during synthesizing digital phase equalizers. This can be done by using a tabulated frequency response representation of digital equalizer and that enables to replace analytical approximation procedure with a simple digitization of the required response, when digitization error of phase response, even of rather complicated shape, can be minimized through appropriate choice of frequency sampling interval. On the other hand, such a tabulated representation of frequency response enables using effective search methods of multi-objective optimization for technical solution synthesis. To eliminate quantization errors it makes sense to discretize parametric space of coefficients only with those values at which quantization error is zero. That enables to search for an optimal solution in quantized parametric set of coefficients using discrete mathematical programming methods with a preset system of direct and functional stability constraints. That said it is most appropriate to construct a digital correction device based on digital phase circuits. Choosing this very type of digital filters is justified by the reason that they enable to efficiently control the phase of frequency transfer coefficient of equalizer with a minimum number of variable parameters (filter coefficients), which enables to implement the required law of phase response variation necessary for correcting distortions in

hydroacoustic path. Such relatively simple digital devices are widely used in developing current hydroacoustic equipment, and thus the relevance of this work is beyond doubt.

Keywords: hydroacoustic sensor, digital phase equalizer, multifunctional synthesis, nonlinear integer programming, objective function.

References

1. *Lukin G.S.* System of hydroacoustic communication for controlling autonomous stations // Natural and Technical Sciences. 2015. No. 6 (84). Pp. 332–335.
2. *Bogdanov E.V., Vyung Kh.T., Davydov V.S.* The choice of complex signal modulation for hydroacoustic underwater communication. *Izvestiya SPBG TU LETI*. 2003. No. 9. Pp. 6–8.
3. *Bobrovsky I.V., Yagotinets V.P.* Method of frequency auto-tuning for hydroacoustic underwater communication with noise-like signals. *Gidroakustika*. 2015. No. 23 (2). Pp. 52–63.
4. *Sergienko A.B.* Digital processing of signals. St. Petersburg: Peter, 2002, 608 p.
5. Basic properties and structural schemes of all-permeable filters [Electronic source]. URL: <http://www.dsplib.ru/content/allpass/allpass.html> (access date 11.05.2021)
6. *Regalia P., Mitra S., Vaidyanathan P.* The Digital All-Pass Filter: A Versatile Signal Processing Building Block. *Proceedings of the IEEE*. 1988. Vol. 76, No. 1. Pp. 19–37
7. *Ifeachor E., Jervis B.* Digital Signal Processing: A Practical Approach (2nd Edition). Harlow: Pearson Education, 2002.
8. *Bugrov V.N.* Integer digital filters. Monograph. Saarbrücken: Lambert Academic Publishing, 2017. 156 p.
9. *Kisel V.A.* Analog and digital rectors: Handbook. Moscow: Radio i Svyaz', 1986. 184 p.
10. *Popova N.E., Silvinskaya K.A., Moskvitin V.D., etc.* Correction of distortions in communication paths and channels. Edited by Popova N.E. Moscow: Svyaz, 1979. 152 p.
11. *Korbut A.A., Finkelstein Yu.Yu.* discrete programming. Moscow: Nauka, 1959. 370 p.
12. *Bugrov V.N.* Discrete synthesis of minimal-phase and linear-phase digital IIR filters. *Components and technologies*. 2019. No. 10. Pp. 92–104.
13. *Zangwill W.* Non-linear programming via penalty functions. *Management Science*. Jan. 1967. Vol. 13. Iss. 5. Pp. 344–358.
14. *Voinov B.S., Bugrov V.N., Voinov B.B.* Information technologies and systems: search for optimal, original and rational solutions. Moscow: Nauka, 2007. 730 p.