

Поисковое проектирование цифровых фазовых корректоров

Владимир Бугров (bug@rf.unn.ru), Иван Воробьёв

В статье рассматриваются вопросы моделирования и синтеза цифровых фазовых корректоров на основе рекурсивных фазовых (все пропускающих) цепей. Приводятся постановка и пример решения задачи многофункционального синтеза 8-битового фазового корректора поисковыми методами нелинейного математического программирования в дискретном пространстве параметров. Также дано сравнение теоретических и экспериментальных характеристик.

Введение

Цифровые фазовые цепи или фильтры на их основе широко применяются в различных задачах цифровой обработки сигналов. Одной из таких задач является коррекция фазовых искажений в сигнальных трактах различных аналого-цифровых систем. Под искажениями обычно понимают изменение информационных параметров широкополосного сигнала в канале связи или сигнальном тракте. Амплитудно-частотные искажения при этом обусловлены изменением амплитудного спектра гармоник обрабатываемого широкополосного сигнала в сигнальном тракте, а фазо-частотные искажения – изменением фазового спектра. Условие отсутствия искажений сигнала в сигнальном тракте, записанное в частотной области, выглядит так [1, 2]:

$$K(j\omega) = A(\omega) \times e^{j\varphi(\omega)} = a \times e^{-j\omega\tau},$$

где $K(j\omega)$ – комплексный частотный коэффициент передачи тракта, $A(\omega)$ – его амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), $\varphi(\omega)$ – фазо-частотная характеристика (ФЧХ) тракта, а a и τ – некоторые константы.

Таким образом, фазовые искажения отсутствуют, если в рабочем диапазоне частот фазовая характеристика является линейной функцией частоты:

$$\varphi(\omega) = \omega \times \tau. \quad (1)$$

Количественная оценка фазовых искажений обычно производится по уровню нелинейности ФЧХ-тракта в рабочем диапазоне частот.

Представим сигнальный тракт, вносящий искажения, или некоторую часть трак-

та в виде искажающего звена (см. рис. 1), в котором последовательно включено корректирующее звено – корректор фазовых искажений. Согласно (1), вся цепь не вносит фазовых искажений, если:

$$\varphi_{(\omega)}^H + \varphi_{(\omega)}^K = \omega \times \tau \quad (\tau = const), \quad (2)$$

где φ^H и φ^K – фазы коэффициентов передачи искажающего и корректирующего звеньев.

Таким образом, для осуществления коррекции фазовых искажений фаза коэффициента передачи корректора в рабочей полосе частот должна удовлетворять соотношению:

$$\varphi_{(\omega)}^K = \omega \times \tau - \varphi_{(\omega)}^H, \quad (3)$$

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

$$A_{(\omega)}^K = 1. \quad (4)$$

В случае коррекции фазовых искажений в аналого-цифровых сигнальных трактах цифровая фазовая цепь удовлетворяет данным требованиям, так как она воздействует только на фазовый спектр обрабатываемого широкополосного сигнала и в принятой классификации соответствует все пропускающему (allpass) цифровому фильтру обычно из каскада рекурсивных или нерекурсивных фазовых звеньев 1-го или 2-го порядка. Фазовый фильтр имеет единичный модуль коэффициента передачи на всём частотном интервале Найквиста и работает по сложному закону изменения аргумента, то есть ФЧХ. Аналитический расчёт [3, 4, 5] позволяет определить коэффициент

передачи цифрового фазового фильтра заданного порядка применением билинейного z-преобразования к его аналоговому прототипу. Расчёт состоит из двух основных этапов: аппроксимации и практической реализации корректора. Характерно, что при аналитическом расчёте коэффициенты числителя и знаменателя передаточной характеристики фазового фильтра вещественны и зеркальны, что существенно ограничивает возможность соответствия сложным функциональным требованиям при синтезе фильтра. Как известно, при реализации фазовых фильтров, спроектированных с использованием аналогового прототипа, возникают систематические ошибки квантования коэффициентов, что может приводить к существенному искажению характеристик фазового корректора.

Однако эффективный синтез цифровых фазовых цепей и фазовых корректоров на их основе в настоящее время возможен благодаря применению современных численных методов машинного проектирования, позволяющих работать не с аналитическим, а с дискретным представлением характеристик фазовой цепи. В этом случае характеристики цепи табулированы с заданной дискретностью в частотной области и в вычислительной системе представлены двумерными массивами (векторами). Это позволяет реализовать требуемый закон изменения ФЧХ фазового фильтра, необходимого для коррекции сложных форм фазовых искажений сигнального тракта. Представление ФЧХ корректора совокупностью скалярных частотных выборок $Y_j(y_1, y_2, \dots, y_m)$ позволяет применять для синтеза технических решений эффективные поисковые методы многокритериальной (векторной) оптимизации, а также осуществлять проектирование ЦФК непосредственно в дискретном квантованном пространстве параметров (коэффициентов фазового фильтра). При использовании в алгоритме цифровой фильтрации вычислений в формате с фиксированной точкой (ФТ), дискретизация коэффициентов наиболее часто осуществляется вещественным кодом (квантом) данного представления [6–8]:

$$C_{float} = C_{int} / 2^{Mk-1} \quad (5)$$

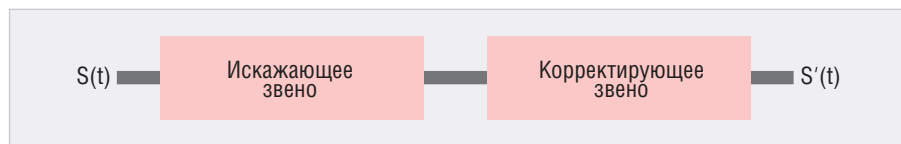


Рис. 1. Коррекция фазовых искажений в тракте

где W_k – длина битового представления коэффициентов (включая знак), C_{int} – целочисленный код (квант) коэффициента.

Таким образом, при проектировании ЦФК методами дискретного программирования осуществляется дискретизация как характеристик, так и коэффициентов фильтра, что позволяет устранить ошибки аналитической аппроксимации и квантования при практической реализации фазового корректора. Современные алгоритмические комплексы дискретной минимизации позволяют надёжно и эффективно решать подобные проектные задачи нелинейного программирования при соблюдении всех внешних требований и ограничений работы цифрового фазового корректора, что даёт возможность существенно повысить качество проектирования и сократить время разработки фазовых корректоров с заданной разрядностью представления данных.

Моделирование и синтез рекурсивных ЦФК

Основным ограничением аналитического синтеза фазового корректора является, как уже отмечено выше, требование зеркальной симметрии коэффициентов передаточной функции, что существенно ограничивает число варьируемых коэффициентов (например, всего четыре коэффициента для БИХ-фильтра 4-го порядка). Таким образом ограничивается и возможность реализации требуемых сложных законов изменения ФЧХ фазового фильтра, особенно при малой разрядности представления его коэффициентов. Однако при проектировании методами дискретного программирования вполне возможно обеспечить единичный модуль коэффициента передачи корректора как на всём частотном интервале Найквиста, так и в некоторой его части в стандартной топологии построения БИХ-корректора при снятии требования зеркальной симметрии коэффициентов, что повышает возможность реализации сложного закона изменения ФЧХ. Сравнение каскадных, параллельных, прямых и волновых структур [9, 10] показывает, что наилучшей структурой построения ЦФК является последовательная структура, поскольку:

- она позволяет реализовывать ряд передаточных функций небольшим набором функциональных звеньев низкого (обычно второго) порядка;
- она обеспечивает наименьшую чувствительность характеристик к изменению параметров (коэффициентов);

- каскадная структура удобна в случае необходимости подстройки коэффициентов после синтеза, поскольку каждое звено фазового фильтра изолировано друг от друга. Более того, в структуру каскадного фильтра могут быть легко добавлены предварительно рассчитанные звенья амплитудной или фазовой коррекции;

- при необходимости техническое решение в последовательной форме может быть легко конвертировано в прямую или параллельную структуры, например средствами пакета MATLAB. В связи с этим в настоящее время построение рекурсивных фильтров (в том числе и фазовых) в форме каскадного соединения звеньев второго порядка прямой или обращённой формы на практике используется наиболее часто.

Передаточная функция для рекурсивного ЦФК, состоящего из каскадного соединения m звеньев второго порядка ($m=N/2$, где N – общий порядок фазового фильтра), имеет следующий вид [7]:

$$H(z) = \prod_{i=1}^m \frac{b_{0i} + b_{1i} \times z^{-1} + b_{2i} \times z^{-2}}{1 + a_{1i} \times z^{-1} + a_{2i} \times z^{-2}}, \quad (6)$$

где комплексная переменная z при переходе к описанию частотной характеристики $K(e^{j\omega T}) = |K(e^{j\omega T})| \times e^{j\varphi(\omega T)}$ принимает значение $z = e^{j\omega T}$, где T – период дискретизации.

Все коэффициенты передаточной функции на единичном интервале их изменения определяются вещественным квантом (5) для заданной длины битового слова (разрядности) коэффициентов. Из соотношения (6) легко получается разностное уравнение для одного звена фазового фильтра:

$$y_n = b_0 \times x_n + b_1 \times x_{n-1} + b_2 \times x_{n-2} - a_1 \times y_{n-1} - a_2 \times y_{n-2}, \quad (7)$$

где x_n, y_n – входная и выходная целочисленные временные последовательности.

На рисунке 2 приведена типичная структура звеньев рекурсивного ЦФК, соответствующая разностному уравнению (7).

Как известно, рекурсивный фазовый фильтр будет устойчив, если все полюсы p_i передаточной функции (6) удовлетворяют следующему условию:

$$|Zp_i| < r_{\max}, \quad (8)$$

где r_{\max} – допустимый максимальный радиус полюсов передаточной функции фильтра в z -плоскости, при котором в системе не возникают предельные циклы [6].

Синтез методами дискретного программирования позволяет реализовать любые значения максимальных радиусов: как полюсов, так и нулей коэффициента передачи при решении конкретной про-

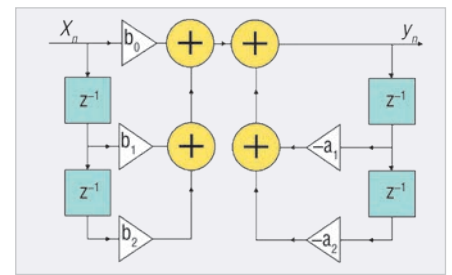


Рис. 2. Структура звена рекурсивного ЦФК

ектной задачи [6, 7]. Как показала практика, при синтезе с меньшим значением максимального радиуса полюсов практически всегда удаётся получить проектное решение без предельных циклов того или иного рода, хотя селективная способность рекурсивного корректора при этом, естественно, снижается.

Как известно, в каскадных формах построения фильтров необходима процедура масштабирования сигнала, то есть равномерной раскладки усиления по каскадам. Это позволяет фильтру работать в широком динамическом диапазоне входных сигналов. Однако в каскадных ЦФК расчёт такого масштабирования целочисленного звена гораздо легче осуществлять не стандартным применением Лр-нормы, а прямым введением требования обеспечения малого разброса коэффициентов передачи отдельных звеньев при синтезе фильтра [7, 8]. Как показывает практика, существенно сужения динамического диапазона не происходит, если максимальные коэффициенты передачи каскадов различаются не более чем в 5–7 раз. При более грубом покаскадном масштабировании сужение динамического диапазона становится заметным. Формально требования масштабирования сигнала записываются двусторонними функциональными ограничениями (12) экстремальной задачи дискретного синтеза.

В общем виде задачу синтеза рекурсивного ЦФК с заданной разрядностью представления коэффициентов можно записать так:

$$F^0(X^0) = \min F(X) \quad X \in R^{5m}, \quad (9)$$

$$\begin{aligned} -1 \leq a_{di} < 1 \quad d=1,2 \quad i=\overline{1,m} \\ -1 \leq b_{di} < 1 \quad d=0,2 \quad i=\overline{1,m}, \end{aligned} \quad (10)$$

$$|Zp_i| < r_{\max} \quad i=\overline{1,m}, \quad (11)$$

$$K_i^{\min} \leq |K_i(e^{j\omega T})| \leq K_i^{\max} \quad i=\overline{1,m}, \quad (12)$$

где m – число звеньев второго порядка, d – индекс коэффициента передаточной функции фазового звена (7), X – вектор многомерного пространства квантованных коэффициентов, $F(X)$ – целевая функция, K_i^{\min}, K_i^{\max} – допусти-

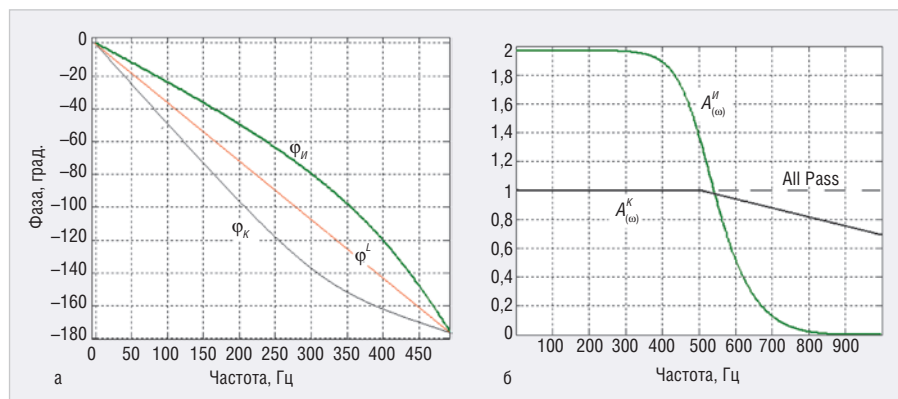


Рис. 3. ФЧХ (а) и АЧХ (б) искажающего и корректирующего фильтров

Оптимальные коэффициенты ЦФ

Звено фильтра	Коэффициенты передаточной функции					Усиление звена K_{max}
	a_1	a_2	b_0	b_1	b_2	
1	0,8984375	0,1640625	-0,1796875	-0,0390625	0,9687500	3,1
2	-0,1015625	-0,0156250	0,9687500	0,9218750	0,1484375	2,7

мые границы изменения коэффициента усиления i -го звена.

Экстремальная задача синтеза ЦФК (9) записана относительно вещественного квантованного пространства R^{5m} параметров (коэффициентов фазового фильтра) размерностью $5m$. Ограничения (10) задают границы изменения этих коэффициентов, функциональные ограничения (11) контролируют в процессе синтеза условие устойчивости рекурсивного корректора по всем полюсам коэффициента передачи с радиусами не выше r_{max} , а ограничения (12) масштабируют коэффициенты передачи звеньев в заданный интервал.

Для численного решения экстремальной задачи (9) использовался эффективный алгоритм поиска на дискретной сетке кода Грея, предназначенной для решения дискретных задач оптимального проектирования [6, 11]. 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. Таким образом, в данном алгоритме реализована именно необходимая для квантования коэффициентов формата ФТ дискретность сетки. Для преобразования массива дискретных значений каждой i -ой переменной в кодовое простран-

ство 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 являются высокая надёжность отделения глобального экстремума, малые потери на поиск, эффективная работа в пространстве высокой размерности, а также отсутствие априори настраиваемых параметров. Вектор X^0 , минимизирующий скалярную целевую функцию $F(X)$ на множестве допустимых целочисленных решений (10), является Парето-эффективным решением задачи синтеза рекурсивного ЦФК по совокупности противоречивых характеристик.

Ниже приведён пример решения задач синтеза 8-битового рекурсивного ЦФК с учётом требуемого радиуса полюсов передаточной функции фильтра. Эти задачи выполняются с помощью эксклюзивного компьютерного пакета дискретного синтеза [6, 7]. Анализ характеристик синтезированного ЦФК во временной области осуществлялся средствами пакета MATLAB.

Дискретный синтез ЦФК

Рассмотрим решение задачи синтеза 8-битового ЦФК на приме-

ре коррекции фазовых искажений рекурсивного фильтра Баттерворта, расчёт которого осуществлялся в пакете MATLAB по селективным требованиям фильтра нижних частот 4-го порядка с частотой среза $f_c=500$ Гц при квантовании коэффициентов до 8 бит. Как известно, аналитическое проектирование БИХ-фильтров билинейным преобразованием при любых аппроксимациях характеристик фильтров-прототипов осуществляется при фиксации нулей передаточной функции на единичной окружности в z -плоскости, что определяет сильную нелинейность ϕ^{II} фазо-частотной характеристики «искажающего» фильтра Баттерворта (см. рис. 3а) с максимальным отклонением 30° от линейного ϕ^L закона. На этом же рисунке приведена и требуемая согласно (3) фазовая характеристика ЦФК, определяемая по соотношению $\phi^K = 2\phi^L - \phi^{II}$ из предположения, что фазовый набег на частоте среза $f_c=500$ Гц одинаков для искажающей и корректирующей цепи, как это показано на рисунке 3а. Суммарный фазовый набег, таким образом, будет равен $2\phi^L$. Соответствующие характеристики модулей коэффициентов передачи «искажающего» A^{II} и «корректирующего» A^K фильтров приведены на рисунке 3б. Так как фазовая коррекция осуществляется не на всём интервале Найквиста, то модуль коэффициента передачи корректора равен единице только в полосе пропускания фильтра Баттерворта, а в переходной полосе и полосе непропускания вполне достаточно требования $A_{stop}^K < 1$, т.е. не превышения единичного значения, что только повысит суммарную амплитудную селективность.

Таким образом, синтез рекурсивного ЦФК в пространстве 8-битовых квантованных параметров осуществлялся согласно следующим спецификациям:

1. полоса пропускания: 0–500 Гц;
2. коэффициент передачи в полосе: $1 \pm 0,01$;
3. коэффициент передачи вне полосы пропускания: ≤ 1 ;
4. погрешность итоговой фазовой коррекции тракта: 10° ;
5. длина слова коэффициентов: 8 бит;
6. порядок рекурсивного корректора: 4;
7. максимально допустимый радиус полюсов: 0,95;
8. масштабирование коэффициентов передачи звеньев в интервал $\{2-4\}$;
9. частота дискретизации: 2 кГц.

Пример ввода требуемой АЧХ корректора в модуле функционального

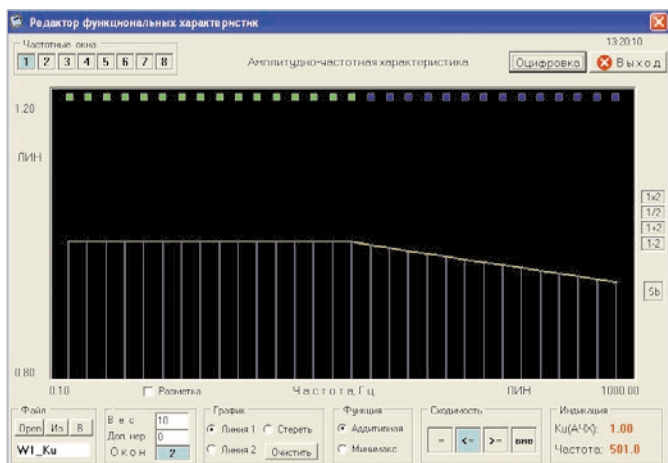


Рис. 4. Ввод требуемой АЧХ корректора

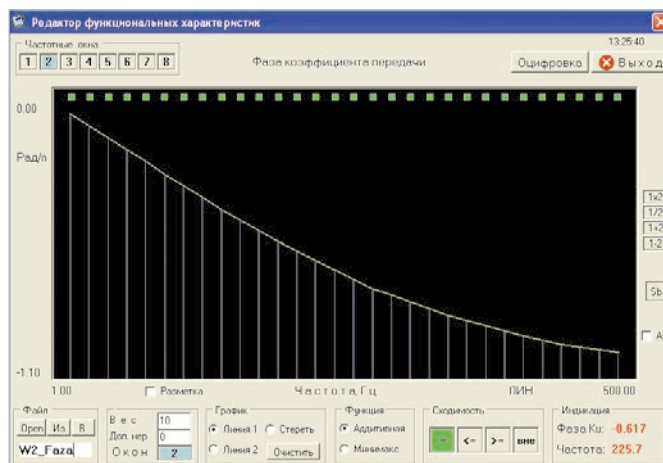


Рис. 5. Ввод требуемой ФЧХ фазового корректора

редактора пакета синтеза представлен на рисунке 4. Требуемая сложная форма фазо-частотной характеристики φ^k при этом задавалась графически непосредственно во втором окне функционального редактора (см. рис. 5), после чего характеристика оцифровывалась.

Таким образом, целевая функция данной задачи формировалась в виде взвешенной суммы двух частных (оконых) целевых функций $f_{АЧХ}(X)$ и $f_{ФЧХ}(X)$, обеспечивающих как необходимое значение модуля коэффициента передачи корректирующего фазового фильтра, так и требуемый закон изменения его фазы в полосе пропускания:

$F(X) = \beta_1 \times f_{АЧХ}(X) + \beta_2 \times f_{ФЧХ}(X)$, (13)
 где сами частные целевые функции формировались по критерию минимума среднеквадратичного отклонения:

$$f_i(X) = \frac{1}{p} \times \sum_{n=1}^p [Y_n(X) - Y_n^T]^2, \quad (14)$$

где $Y_n(X)$ – текущее значение характеристики фильтра на n-ой дискретной частоте диапазона определения, а Y_n^T – требуемое значение частотной характеристики.

Весовые коэффициенты частных целевых функций определялись практически в ходе решения следующей экстремальной задачи дискретного программирования для синтеза 8-битового ЦФК в форме каскадного соединения двух фазовых звеньев прямой формы:

$$F^0(X^0) = \min F(X) \quad X \in R^{10}, \quad (15)$$

$$-1 \leq a_{di}, b_{di} < 1 \quad i = \overline{1, 2}, \quad (16)$$

$$|Z_{pj}| < 0,95, \quad (17)$$

$$2.0 \leq |K_i(e^{j\omega T})| \leq 4.0 \quad i = \overline{1, 2}. \quad (18)$$

Итоговая минимизация целевого функционала осуществлялась на 10-мерном квантованном пространстве 8-битовых вещественных параметров в допустимой области (16) при выпол-

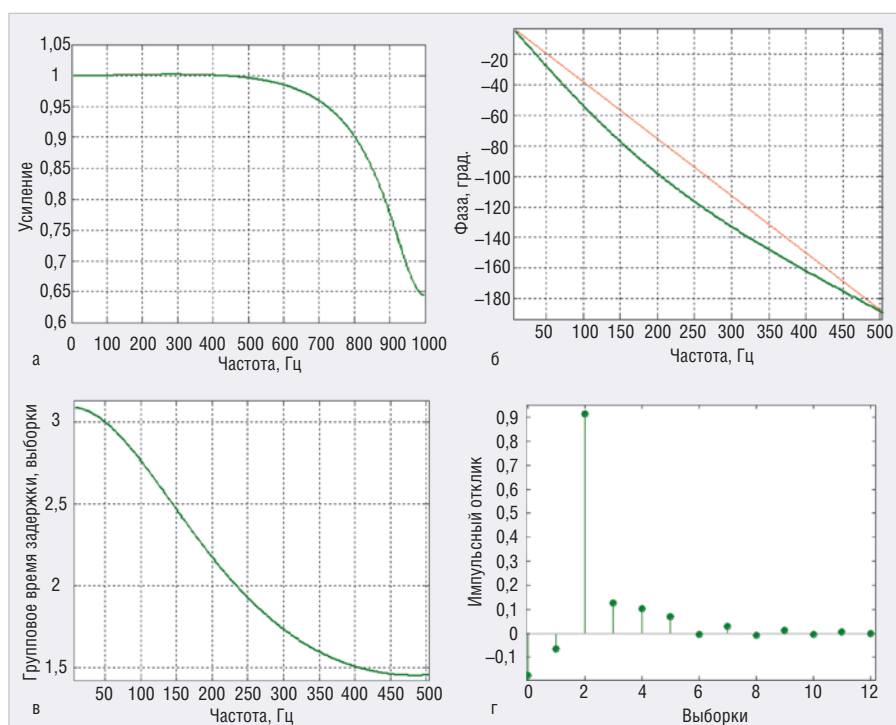


Рис. 6. Характеристики ЦФК: АЧХ (а), ФЧХ (б) и ГВЗ (в) в полосе пропускания, импульсная характеристика (г)

нении функциональных ограничений устойчивости фильтра (17) по всем полюсам передаточной функции ЦФК с радиусами, не превышающими 0,95 в z-плоскости, и масштабировании (18) коэффициентов усиления каскадов в заданный интервал.

В таблице приведены оптимальные значения 8-битовых коэффициентов передаточной функции ЦФК.

Для анализа характеристик синтезированного 8-битового ЦФК во временной и частотной области оптимальные коэффициенты с помощью m-файла загружались в пакет MATLAB. Как видно (см. рис. 6), требования амплитудной селекции были полностью выполнены, причём неравномерность АЧХ от единичного требуемого уровня в полосе пропускания «искажающего» филь-

тра Баттерворта составляла $\Delta k = 0,008$, а максимальное отклонение ФЧХ корректора от требуемого закона φ_k не превышало $\Delta \varphi = 3^\circ$. При этом характерна монотонно падающая зависимость группового времени задержки (ГВЗ) фазового корректора с ростом частоты. Масштабирование корректора осуществлено в заданном интервале.

На рисунке 7 приведено распределение полюсов и нулей передаточной функции в z-плоскости. Можно видеть, что в данном случае все полюса и нули передаточной функции ЦФК являются действительными.

Исследуем профиль целевого функционала в точке целочисленного оптимума путём построения координатных разрезов. Графики разреза (см. рис. 8) подтверждают, что целевые функции в

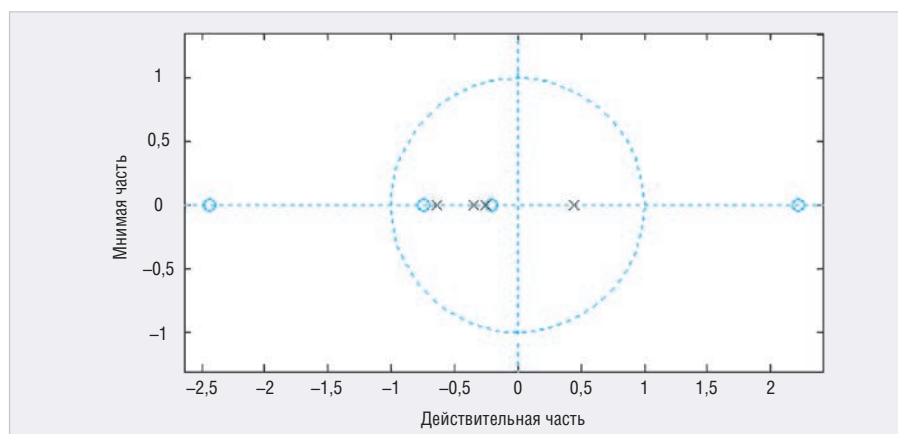


Рис. 7. Распределение полюсов и нулей корректора в z-плоскости

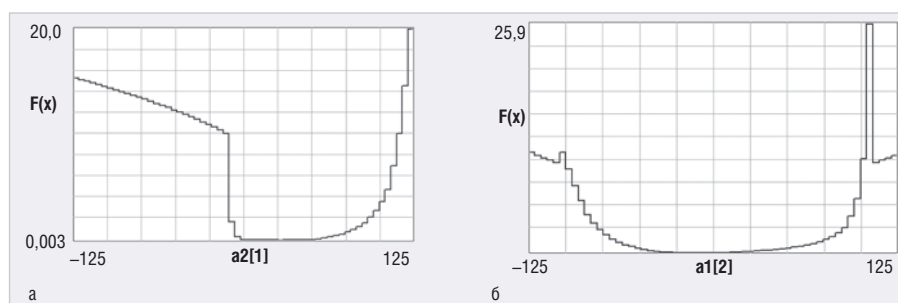


Рис. 8. Координатные разрезы целевой функции ЦФК в точке оптимума

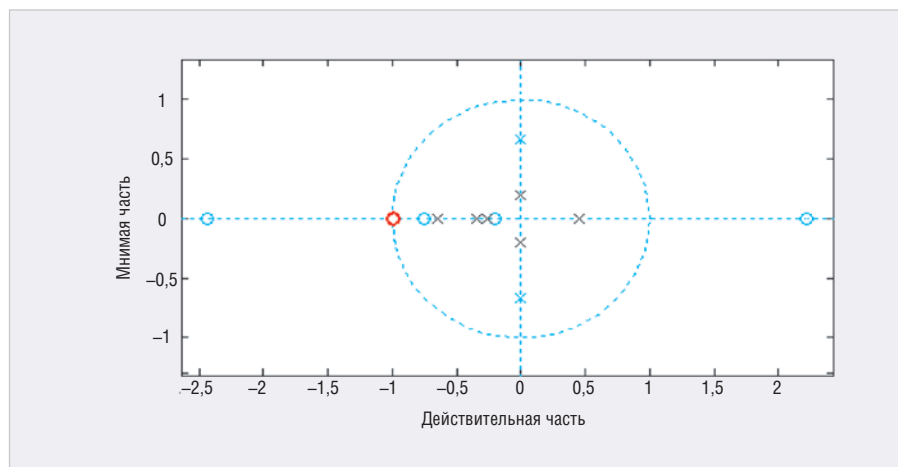


Рис. 9. Распределение полюсов и нулей в z-плоскости

задачах многофункционального синтеза ЦФК имеют сложный, полиномиальный характер. Дискретная минимизация таких функций является весьма непростой задачей. Тем не менее разработанный программно-алгоритмический поисковый комплекс пакета синтеза успешно справился с этой задачей, показав высокую надёжность и эффективность.

Практическая реализация синтезированного ЦФК и экспериментальные результаты измерения его частотных характеристик вполне соответствовали данным синтеза. Анализ выходного сигнала при нулевом входе показал, что предельные циклы того или иного рода при мак-

симальном радиусе полюсов, равном 0,64, в синтезированном ЦФК отсутствуют.

Однако независимость каскадов при последовательной структуре построения как «искажающего» фильтра Баттерворта, так и фазового корректора вполне позволяет практически оценить и суммарный эффект коррекции, то есть измерить АЧХ и ФЧХ скорректированного «сигнального тракта» на реальном сигнале. Для этого в программу расчёта отклика «искажающего» фильтра Баттерворта были добавлены два звена корректирующего фазового фильтра.

Распределение полюсов и нулей передаточной функции такого «суммарного» фильтра в z-плоскости при-

ведено на рисунке 9. Видно, что к действительным полюсам ЦФК добавились мнимые полюса фильтра Баттерворта с его единственным нулём единичного радиуса на частоте Найквиста.

На рисунке 10 приводится суммарная фазовая характеристика φ_2 скорректированного сигнального тракта и её фазовая нелинейность по результатам моделирования. Как видно, в полосе пропускания тракта на суммарном растре фазовой характеристики 380° отклонение от линейного закона не превышает 6° .

Экспериментальные графики частотных характеристик скорректированного сигнального тракта на всём интервале Найквиста для частоты дискретизации $f_s = 2$ кГц приведены на рисунке 11. На этом же рисунке показаны и экспериментальные фазовые характеристики искажающего и корректирующего фильтров. Измерение проводилось на реальном сигнале с помощью панорамной автоматизированной измерительной системы, разработанной в среде виртуальных приборов LabVIEW.

Как видно, экспериментальные результаты фазовой коррекции соответствуют данным моделирования и синтеза. Таким образом, все функциональные требования по синтезу 8-разрядного рекурсивного цифрового фазового корректора были выполнены. Аналогичным образом, естественно, может быть осуществлён синтез ЦФК и для других форм фазовых искажений в сигнальном тракте.

Заключение

Методы целочисленного нелинейного программирования в приложении к задачам проектирования цифровых фазовых корректоров на основе рекурсивных фазовых цепей являются перспективной альтернативой традиционным методам синтеза корректирующих фильтров по их аналоговому прототипу. 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 применять для синтеза технического решения эффективные поисковые методы дискретного программирования, позволяющие осуществлять проектирование непосредственно

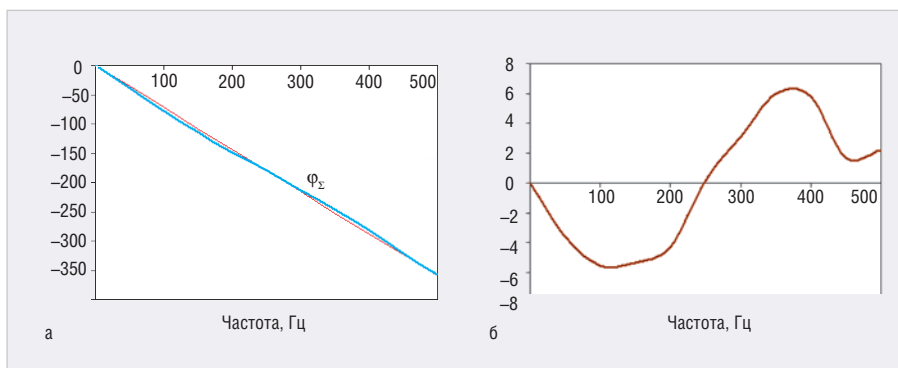


Рис. 10. ФЧХ скорректированного сигнального тракта (а) и фазовая нелинейность (б)

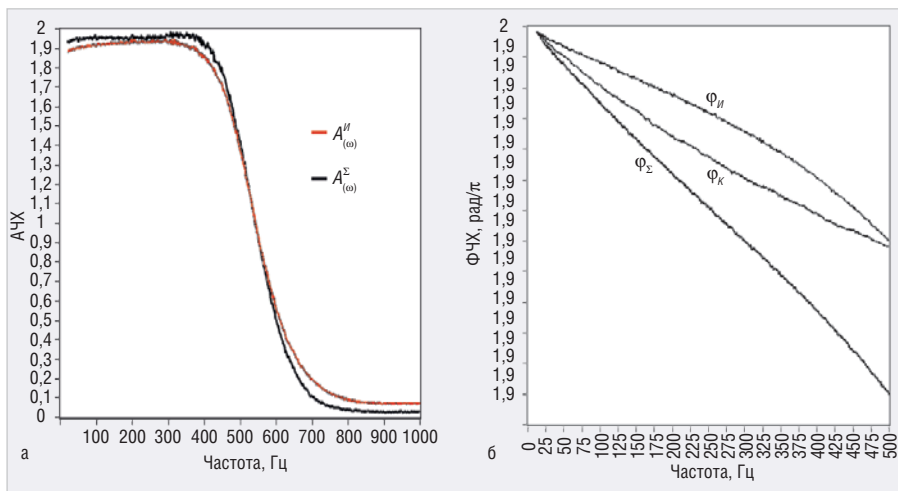


Рис. 11. Экспериментальные измерения АЧХ (а) и ФЧХ (б) исходного «искажающего» и суммарного скорректированного сигнального тракта

на квантованном пространстве параметров. Критерием поиска при этом является соответствие текущего функционирования синтезируемого цифрового корректора требуемому функционированию по совокупности частотных характеристик.

Современные алгоритмические комплексы целочисленной минимизации позволяют надёжно и эффективно решать проектные задачи при выполнении всех внешних требований и ограничений работы цифрового фильтра, что даёт возможность существенно повысить качество корректирующих фильтров и сократить время их разработки.

Литература

1. Кисель В.А. Аналоговые и цифровые корректоры. Справочник. М. Радио и связь. 1986. С. 184.
2. 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. С. 152.
3. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб. 2002.
4. Основные свойства и структурные схемы всепропускающих фильтров. URL: <http://www.ru.dsplib.org>.

5. Phillip A. Regalia, Sanjit K. Mitra, Vaidyanathan P.P. The Digital All-Pass Filter: A Versatile Signal Processing Building Block: Proceedings of the IEEE. Vol. 76. 17 January 1988. № 1. P. 19-37.
6. Бугров В.Н. Целочисленные цифровые фильтры. Монография. Saarbrucken: Lambert Academic Publishing. 2017. С. 156.
7. Бугров В.Н. Дискретный синтез минимально-фазовых и линейно-фазовых цифровых БИХ-фильтров. Компоненты и технологии. 2019. № 10.
8. Бугров В.Н. Проектирование мало-разрядных БИХ-фильтров в целочисленном пространстве параметров. Компоненты и технологии. 2017. № 11.
9. Dempster A.G., Macleod M.D. IIR digital filter design using minimum adder multiplier blocks. IEEE Trans.on Circuits and Systems-II. V. 45. 1998. № 6.
10. Ifeachor Emmanuel, Jervis Barrie. Digital Signal Processing: A Practical Approach (2nd Edition). Harlow: Pearson Education. 2002.
11. Воинов Б.С., Бугров В.Н., Воинов Б.Б. Информационные технологии и системы: поиск оптимальных, оригинальных и рациональных решений. М. Наука. 2007.

ПРОПОРЦИОНАЛЬНЫЕ И СТАБИЛИЗИРОВАННЫЕ МОДЕЛИ

Технические параметры

- Входное напряжение 5,12, 24 В
- Выходные напряжения от 2 до 10 кВ
- Мощность от 2 мВт до 15 Вт
- Диапазон температур от -55 до +70°C
- Длительный ресурс

Применение

- Медицинская диагностика
- Научное оборудование
- Авиационно-космическая техника

PROSOFT®



ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР

(495) 234-0636 • INFO@PROSOFT.RU • WWW.PROSOFT.RU

НОВОСТИ МИРА

В России заработала СИСТЕМА СЛЕЖКИ ЗА НОСИТЕЛЯМИ КОРОНАВИРУСА?

Минкомсвязи России по поручению премьер-министра России Михаила Мишустина разработало систему отслеживания перемещений россиян-носителей коронавируса. В настоящее время доступ к ней осуществляется через отдельный раздел официального сайта Министерства.

На создание такой системы у Министерства было всего несколько дней – Мишустин дал поручение 23 марта 2020 г. и назначил крайний срок его выполнения на 27 марта 2020 г. Решение было принято по итогам заседания президиума Координационного совета при правительстве РФ по борьбе с распространением новой коронавирусной инфекции. В заседании также принимали участие первый заместитель премьер-министра Андрей Белоусов, заместитель премьер-министра и глава аппарата правительства России Дмитрий Григоренко, заместитель премьер-министра Татьяна Голикова, заместитель премьер-министра Дмитрий Чернышенко, министр финансов России Антон Силуанов и мэр Москвы Сергей Собянин.

По информации «Ведомостей», работать система отслеживания будет на основе геолокационных данных, предоставляемых операторами связи, о чём говорится в письме главы Министерства Максима Шадаева руководителям регионов. Ведомство ещё 30 марта 2020 г. затребовало у региональных властей номера телефонов людей, больных коронавирусом.

Как пишет ресурс «Медуза», эту информацию Минкомсвязи получает в обезличенном виде. Дополнительно оно запросило номера телефонов россиян, оказавшихся на самоизоляции после контакта с инфицированными или после возвращения из других стран.

Номера телефонов, геолокация и другая информация по абонентам, собранная операторами связи, будет поступать в ситуационный центр Минкомсвязи. Если станет ясно, что отслеживаемый абонент отошёл слишком далеко от места самоизоляции, об этом узнают правоохранительные органы.

«Медуза» пишет, что отслеживания в реальном времени пока не будет, и что список нарушителей карантина или самоизоляции планируется составлять постфактум – к при-

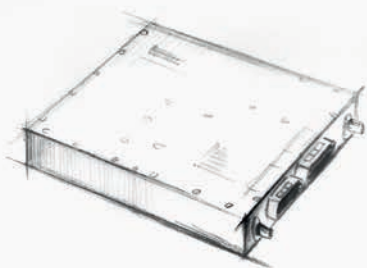
меру, по итогам дня. Вероятность возникновения ошибок в отслеживании текущего положения россиян Минкомсвязи планирует снизить путём увеличения расстояния, после которого жители России будут считаться нарушителями – оно может составить до нескольких километров.

В настоящее время операторы связи сотрудничают с Минкомсвязи – в последнюю неделю марта 2020 г. они передали ему перечень номеров телефонов всех россиян, находившихся в международном роуминге с последних чисел февраля 2020 г. Каждый номер из перечня сопровождался информацией о том, какие страны посещал его владелец за указанный период, и когда он вернулся обратно в Россию. В документе, подписанном Приезжевой, сказано, что предоставленный объём информации, не содержащий ФИО абонентов, не нарушает закон «О персональных данных».

Служка за заболевшими коронавирусом и теми, кто находится на самоизоляции по прибытии из-за границы – это первый этап развёртывания системы. В дальнейшем не исключена вероятность отслеживания с её помощью всех россиян, находящихся на карантине.

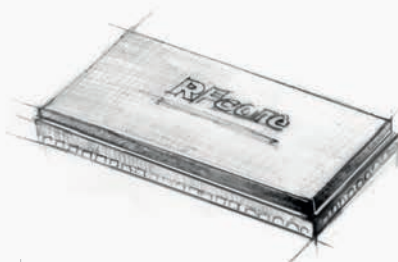


НОВЫЕ МОЩНОСТИ — НОВЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ



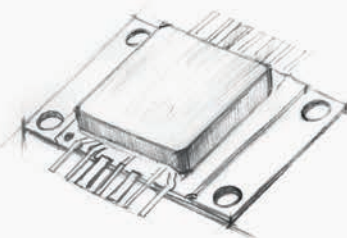
СВЧ-усилители мощности

- Диапазон частот: от HF до Ku
- Выходная мощность: 2...1000 Вт
- Типовое усиление: 25...65 дБ
- Рабочее напряжение: 28, 40 В



Многофункциональные CMOS MMIC

- Диапазон частот: S, C, X, Ku
- Выходная мощность: до 15 Вт
- Исполнение: QFN-корпус



GaN и GaAs MMIC

- Диапазон частот: 2...18 ГГц
- Выходная мощность: до 12 Вт
- Типовое усиление: 10...23 дБ
- Исполнение: QFN-корпус/кристалл



ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР

АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ ВАШЕГО БИЗНЕСА
(495) 232-2522 ■ INFO@PROCHIP.RU ■ WWW.PROCHIP.RU

Реклама

НОВОСТИ МИРА

При этом россияне должны будут самостоятельно заполнить на сайте госуслуг специальную анкету. В неё необходимо будет внести контактный номер телефона и адрес, по которому они будут находиться на самоизоляции.

Исключить возможность тотальной слежки за перемещениями и до нуля снизить вероятность попадания в список нарушителей можно лишь одним способом – нужно оставить телефон или смартфон дома. В этом случае система не сможет установить факт нарушения, и никакие санкции применены не будут.

Но всё это может не сработать на территории Москвы – в столице готовится к запуску система идентификации личности по лицу для выявления нарушителей карантина, в том числе и самоизолировавшихся людей, решивших выйти на улицу. Она сможет распознавать даже лица, на 40% закрытые маской или предметом одежды. Систему свяжут с камерами наблюдения по всему городу, количество которых превышает 175 тыс. и в обозримом будущем увеличится ещё на 9000, и данными сотовых операторов по геолокации. Необходимое

оборудование для системы полностью закуплено, однако на его развертывание потребуются дополнительные временные затраты. Сроки финального запуска системы слежки за москвичами и гостями столицы пока не установлены.

IDC: в этом году расходы на ИТ упадут на 2,7%

Специалисты аналитической компании IDC снова скорректировали свой прогноз относительно мировых расходов на информационные технологии (ИТ) в этом году. Рост отрасли прерван пандемией COVID-19.

Ещё недавно аналитики IDC полагали, что рост возможен, хотя и не на 4%, как прогнозировалось изначально, а на 1%, но сейчас пришли к выводу, что следует ждать сокращения расходов по сравнению с прошлым годом.

Пандемия COVID-19 влияет на мировую экономику, заставляя многие компании и организации во всём мире планировать действия на случай непредвиденных обстоятельств, в частности, сокращая расходы в краткосрочной перспективе. Как это было в случаях с предыдущими экономически-

ми спадами расходы на оборудование, программное обеспечение и услуги в сфере ИТ, вероятно, сократятся в большей степени, чем общий ВВП, так как участники рынка быстро сокращают капитальные расходы по мере уменьшения доходов, прибыли, прогнозов и численности персонала.

В этом году ожидается значительное сокращение расходов на ПК, планшеты, смартфоны и периферийные устройства. Общие расходы на устройства сократятся на 8,8%. Расходы на серверы, хранилища и сетевое оборудование тоже сократятся, несмотря на высокий спрос на облачные сервисы. Расходы на инфраструктуру (включая облачную) вырастут на 5,3%, но весь этот рост будет связан с расходами предприятий на инфраструктуру как услугу (IaaS) и расходами облачных провайдеров на серверы. В то же время расходы на серверное оборудование и хранилища сократятся на 3,3%, а расходы на сетевое оборудование – на 1,7%. Расходы на сервисы сократятся на 2,0%. И хотя расходы на ПО вырастут на 1,7%, этого будет недостаточно, чтобы изменить ситуацию в целом.

IDC





Вся суть в размере!

Компактный поворотный переключатель

77-й серии



23,22 мм




- 25 000 циклов переключения
- Соответствует: MIL-DTL-3786, MIL-STD-20
- Высота выступающей части с задней стороны панели — 4,5 мм



ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР

АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ ВАШЕГО БИЗНЕСА

(495) 232-2522 ▪ INFO@PROCHIP.RU ▪ WWW.PROCHIP.RU



ProChip