
МЕТОД СИНТЕЗА ДИСКРЕТНОЙ АВТОМАТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ, УЧИТЫВАЮЩИЙ ФИЗИЧЕСКУЮ РЕАЛИЗАЦИЮ ЦИФРОВОГО ФИЛЬТРА

Э. А. Кузьмин, Н. Я. Ситко
Киев

В настоящее время область применения принципов дискретного управления расширяется, что связано с развитием методов управления и достижениями цифровой вычислительной техники. Создание быстродействующих вычислительных устройств дает возможность использовать их непосредственно в замкнутом контуре управления для коррекции системы. В этом случае цифровое вычислительное устройство выполняет функции цифрового корректирующего фильтра.

Применение цифровой коррекции имеет ряд преимуществ даже для линейных систем. Цифровые фильтры способны реализовать любую передаточную функцию для обеспечения требуемой динамики системы. В то же время непрерывные корректирующие фильтры часто совершенно не могут решить поставленную задачу или же реализация их настолько сложна, что становится нецелесообразной. В результате этого используемые законы непрерывного управления, максимально упрощенные из условий технической реализуемости, часто не являются совершенными.

Важным преимуществом цифровых фильтров является гибкость изменения структуры и параметров. Благодаря этой гибкости возможно автоматическое изменение передаточной функции цифрового фильтра, что открывает широкие перспективы для самонастройки системы.

Преимущества цифровой коррекции еще более очевидны при реализации сложных, в том числе нелинейных законов управления.

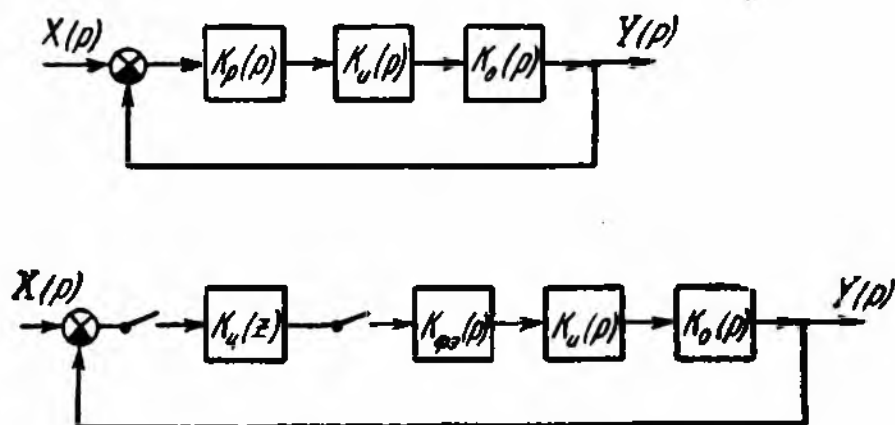
Применение цифровых фильтров в замкнутом контуре управления требует дальнейшего развития методов синтеза таких систем.

Ниже рассматривается один из возможных методов синтеза автоматических систем с цифровым фильтром, причем предполагается, что квантованием по уровню можно пренебречь.

Целью синтеза автоматической системы в любом случае является обеспечение требуемых показателей качества в соответствии с выбранным критерием. Если объект управления непрерывный, то удовлетворение заданному критерию качества означает наложение каких-либо ограничений на временные или частотные характеристики непрерывного выходного сигнала системы. В свою очередь (во всяком случае для линейных систем) характеристики выходного сигнала однозначно связаны с частотными характеристиками системы, если задан входной сигнал. При этом вид частотных характеристик системы практически не зависит от того, в какой форме преобразуются сигналы внутри системы, т. е. не зависит от того, является ли регулятор (или часть его) непрерывным или дискретным. От формы представления сигналов внутри системы

существенным образом зависят частотные характеристики отдельных частей системы, хотя общая ЧХ системы в целом должна оставаться неизменной.

Если для непрерывной системы при заданных частотных характеристиках объекта по желаемым частотным характеристикам системы можно однозначно определить передаточную функцию фильтра, то для дискретных систем эта задача не решается однозначно, так как частотные характеристики и регулятора, и объекта дискретной системы существенно зависят от периода квантования. Поэтому в принципе можно получить бесчисленное множество цифровых фильтров и периодов квантования, обеспечивающих желаемые частотные характеристики дискретной системы в целом. Таким образом, требуемые показатели качества



системы с непрерывным объектом могут быть обеспечены с помощью непрерывного фильтра либо с помощью бесконечного множества цифровых фильтров.

Структурные схемы простейших непрерывной и дискретной систем приведены на рисунке.

Здесь

$K_o(p)$ — передаточная функция объекта;

$K_u(p)$ — передаточная функция исполнительного элемента;

$K_\phi(p)$ — передаточная функция непрерывного фильтра;

$K_{ф.з}(p)$ — передаточная функция фиксатора;

$K_u^*(z)$ — передаточная функция цифрового фильтра;

$K_u(p) = K_u(p) \cdot K_o(p)$ — передаточная функция непрерывной части.

Если ставится задача синтеза именно дискретной системы, то окончательный выбор цифрового фильтра и периода квантования из их множества может быть произведен только на основании какого-либо дополнительного критерия.

В любом случае, очевидно, требуется многократное построение частотных характеристик дискретной системы. Эта многократность объясняется тем, что при изменении периода квантования изменяются частотные характеристики не только цифрового фильтра, но и непрерывной части системы.

Многократное построение частотных характеристик непрерывной части дискретной системы (импульсных частотных характеристик) для различных периодов квантования является достаточно трудоемкой задачей.

Импульсная частотная характеристика непрерывной части системы равна бесконечной сумме

$$K_{н.ч}^*(j\omega T) = \frac{\omega_0}{2\pi} \sum_{r=-\infty}^{\infty} K_{ф.з}[j(\omega + r\omega_0)] K_n[j(\omega + r\omega_0)]. \quad (1)$$

Из формулы (1) следует, что многократного построения импульсной характеристики $K_{н.ч}^*(j\omega T)$ можно избежать, если ограничить снизу частоту квантования $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$ таким образом, чтобы бесконечную сумму в (1) можно было заменить ее первым членом:

$$K_{н.ч}^*(j\omega T) \approx \frac{\omega_0}{2\pi} K_{ф.з}(j\omega) K_n(j\omega). \quad (2)$$

В этом случае зависимость импульсной частотной характеристики $K_{н.ч}^*(j\omega T)$ от периода квантования определяется зависимостью от периода квантования только частотной характеристики фиксатора. При этом, если частота квантования ω_0 изменяется в диапазоне от выбранного минимального значения $\omega_{0\min}$ до ∞ , обеспечение желаемых частотных характеристик дискретной системы сводится к многократному (при разных периодах квантования) синтезу передаточных функций цифрового фильтра. Передаточные функции цифровых фильтров находятся по их требуемым частотным характеристикам, которые определяются следующим образом:

$$K_n(j\omega) = \frac{K_{ж}^*(j\omega)}{\frac{\omega_0}{2\pi} K_{ф.з}(j\omega) K_n(j\omega)}, \quad (3)$$

где $K_{ж}^*(j\omega)$ — желаемая ЧХ системы.

Из (3) следует, что в данном случае задача синтеза цифрового фильтра при заданном периоде квантования аналогична синтезу непрерывного фильтра. В самом деле, частотная характеристика цифрового фильтра (выражение (3)) и непрерывного отличается только на частотную характеристику фиксатора. Поэтому для обеспечения одной и той же желаемой частотной характеристики всей системы цифровой фильтр должен, во-первых, реализовать все операции непрерывного фильтра и, во-вторых, скомпенсировать влияние фиксатора на частотные характеристики системы.

Следовательно, если бы мы имели частотные характеристики непрерывного фильтра, то с их помощью можно было бы получить частотные характеристики цифрового фильтра. Частотные характеристики и передаточная функция непрерывного фильтра могут быть получены в процессе синтеза непрерывной системы хорошо разработанными и вошедшими в инженерную практику частотными методами. Следует сразу оговориться, что поскольку эти частотные характеристики в дальнейшем реализуются цифровым фильтром, то здесь могут быть учтены все их особенности, которые обычно опускаются при реализации характеристик с помощью непрерывных фильтров с целью упрощения последних.

Очевидно, что синтез дискретной системы может быть проведен следующими этапами:

1. На основании какого-либо критерия качества производится синтез исходной непрерывной системы. При этом определяется частотная характеристика и передаточная функция непрерывного фильтра.
2. Определяется диапазон относительных частот $\{0, (\omega T)_{\max}\}$, внутри которого частотные характеристики дискретной системы отличаются от

частотных характеристик исходной системы только на частотные характеристики фиксатора.

3. Выбирается схема компенсации фиксатора.

4. Производится синтез цифрового фильтра, эквивалентного фильтру исходной непрерывной системы.

Так как методика синтеза непрерывных систем хорошо разработана и освещена в литературе, решение задач первого этапа не вызывает затруднений.

Возможность замены импульсной частотной характеристики непрерывной части дискретной системы ее первым членом (задача второго этапа) рассматривается в работах [2, 3].

Компенсация фиксатора может быть выполнена с помощью как непрерывных, так и цифровых фильтров. Простейшим цифровым фильтром, осуществляющим идеальную компенсацию фазовой характеристики фиксатора, является фильтр с передаточной функцией вида

$$K_k^*(z) = \frac{1}{1 + z^{-1}}.$$

При этом компенсация амплитудной характеристики фиксатора в диапазоне относительных частот от 0 до $\frac{\pi}{3}$ осуществляется с точностью до 10%. Улучшение компенсации амплитудной характеристики достигается усложнением фильтра.

Задача синтеза цифрового фильтра не может быть решена однозначно, так как цифровой фильтр реализует дифференциальные и интегральные зависимости непрерывного фильтра с некоторой погрешностью, величина которой определяется выбором программы цифрового фильтра и зависит от периода квантования. Поэтому исходному непрерывному фильтру можно поставить в соответствие множество цифровых фильтров с различными программами, имеющих одинаковые погрешности, но при различных периодах квантования. Очевидно, что диапазон относительных частот $[0, (\omega T)_{\max}]$, в котором частотные характеристики цифровых фильтров с требуемой точностью совпадают с частотными характеристиками непрерывного фильтра в одном и том же диапазоне абсолютных частот $[0, \omega_{\max}]$, для каждого цифрового фильтра будет различным. Значение абсолютной частоты $\omega_{\max}$ определяется непосредственно после первого этапа синтеза и обычно выбирается равным частоте, на которой амплитудная характеристика исходной непрерывной системы равна -15 дБ. Оценка погрешностей и определение относительных частот $(\omega T)_{\max}$ для простейших цифровых фильтров изложена в работах [4, 5].

Окончательный выбор цифрового фильтра и периода квантования производится на основании какого-либо дополнительного критерия. В качестве такого дополнительного критерия предлагается критерий минимально-возможного количества оборудования и быстродействия элементов схемы цифрового фильтра [6]. Количественно этот критерий определяется коэффициентом эффективности цифрового фильтра, равным отношению относительной частоты $(\omega T)_{\max}$ и времени счета Θ :

$$K_z = \frac{(\omega T)_{\max}}{\Theta}.$$

Система считается оптимальной, если она обладает требуемыми показателями качества при максимальном значении коэффициента эффективности.

Предлагаемый метод отличается сравнительной простотой и в отличие от других методов учитывает физическую реализацию цифрового

фильтра. Достоинством метода является отсутствие каких-либо дополнительных построений частотных характеристик после выполнения первого этапа синтеза (синтез непрерывной системы). Кроме того, весь синтез проводится в области относительных частот и период квантования выбирается на одном из последних этапов, что позволяет использовать его в качестве варьируемого переменного при выборе цифрового фильтра.

Синтез цифрового фильтра, практически тождественного исходному непрерывному, позволяет производить моделирование дискретной системы на аналоговых моделирующих установках. В этом случае дополнительными элементами являются схема ключа и фиксатора, которые могут быть реализованы на операционных усилителях.

При изложении метода запаздывание, вносимое цифровым фильтром, не учитывалось, так как предполагается, что цифровой фильтр выполняет ряд задач, и запаздывание, вносимое за счет каждой задачи, достаточно мало по сравнению с периодом квантования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Я. З. Цыпкин. Теория линейных импульсных систем. ГИФМЛ, М., 1963.
2. Э. А. Кузьмин. О возможности аппроксимации импульсной частотной характеристики конечным числом членов ряда (в настоящем сборнике).
3. Э. А. Кузьмин. Сравнительный анализ частотных характеристик дискретной системы и ее приведенной непрерывной части. Сб. «Автоматические системы с цифровыми вычислительными устройствами». КВАИУ, Киев, 1964.
4. Н. Я. Ситко. Оценка цифровых корректирующих устройств из условия их реализации. Сб. «Автоматические системы с цифровыми вычислительными устройствами», КВАИУ, Киев, 1964.
5. Н. Я. Ситко. Динамические погрешности типовых цифровых фильтров (в настоящем сборнике).
6. Э. А. Кузьмин, Н. Я. Ситко, Г. Н. Черкашин. Некоторые вопросы анализа и синтеза автоматических систем с применением цифровых вычислительных устройств. Доклад на IV Всесоюзной конференции — семинаре по теории и методам математического моделирования. Киев, 1964.
7. Cundall, Latham. Designing digital computer control systems. «Control Engineering», 1963, 10, № 1.