

# **Методики расчета параметров цифрового ПИ-регулятора в электроприводе**

## **Methods for Digital PI-controller Parameter Calculation**

к.т.н. Анучин А.С.

Alecksey Anuchin

ФГБОУ ВПО «Национальный исследовательский университет «МЭИ»

National Research University "Moscow Power Engineering Institute"

В статье рассматриваются различные методы расчета параметров цифрового ПИ-регулятора в составе микроконтроллерной системы управления. Показана адекватность замены широтно-импульсного преобразователя, системы измерения токов и микроконтроллера с цифровым регулятором эквивалентным инерционным звеном. Показана возможность реализации ПИ-регулятора предельного быстродействия с выходом на задание за один период ШИМ.

This article considers various methods for digital PI-controller parameters calculation for microcontroller systems. It is shown that PWM VSI, measurement of currents and digital controller implementation in microcontroller can be replaced with exponential approach transfer function for the purpose of PI-controller parameters calculation. The possibility of setting time reduction to one PWM period without overshoot and ringing with PI-controller is shown.

Ключевые слова:

ПИ-регулятор, цифровые системы управления, предельное быстродействие, микроконтроллер, контур тока, электропривод.

PI-controller, digital control, dead beat control, microcontroller, current loop, electric drive.

### **Введение**

ПИ-регулятор (или ПИД-регулятор) является наиболее распространенным типом регулятора для любых процессов. С развитием новых методов регулирования, таких как фаззи-логика или нейронные сети, он не уступил своего доминирующего положения, так как является простым в настройке и обладает понятным для специалистов принципом работы. Но если для аналогового регулятора имеется четкий алгоритм расчета параметров для заданной структуры объекта регулирования, то для его цифрового представления автор не смог найти в доступной литературе какой-либо строгой методики.

В данной статье будет рассмотрен вопрос синтеза параметров ПИ-регулятора для современных цифровых систем регулирования на примере контура тока электропривода постоянного тока с широтно-импульсным транзисторным преобразователем. Для представленных методик синтеза будут проведены эксперименты на модели, показывающие адекватность рассмотренных методов для современных микроконтроллерных систем управления электроприводов.

Выбор двигателя постоянного тока обусловлен необходимостью регулировать ток только в одной обмотке для упрощения условий проведения опытов. Результаты могут быть распространены на двигатели переменного тока.

### **Синтез параметров цифрового ПИ-регулятора для аналоговой модели**

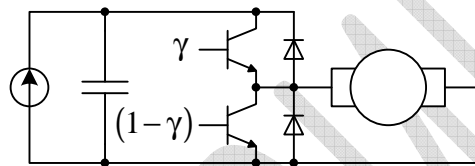
Пусть необходимо поддерживать ток в якоре двигателя постоянного тока, представленного эквивалентной  $RL$ -цепочкой с параметрами  $R = 1$  Ом и  $L = 0,01$  Гн, питаемой от управляемого широтно-импульсного преобразователя с периодом ШИМ,

равным 1000 Гц. Напряжение питания инвертора 110 В, а синтез непрерывного регулятора будет производиться из допущения, что преобразователь представляет собой инерционное звено с постоянной времени, равной периоду ШИМ:

$$W_{\Pi}(p) = \frac{U_{DC}}{T_{\Pi} p + 1}, \quad (1)$$

где  $T_{\Pi} = T_{\text{ШИМ}} = 0,001$  с. Замена преобразователя инерционным звеном часто использовалась для тиристорных электроприводов [1]. Хотя подобная замена не строга, она удобна для процедуры вычисления параметров регулятора и дает хороший результат на реальном объекте.

Функциональная схема системы «преобразователь — двигатель» представлена на рис. 1. Сквозность верхнего транзистора задается в режиме центрированной ШИМ. Верхний ключ включается в самом начале периода ШИМ и в конце, а суммарное время его проводимости определяется заданной сквозностью. Нижний транзистор работает в комплементарном режиме.



**Рис. 1. Функциональная схема системы «преобразователь — двигатель»**

Запишем допущения, которыми будем пользоваться, решая задачу синтеза регулятора:

- нет падения на ключах и «мертвого» времени;
- точно известно значение тока в любой момент времени;
- индуктивность и активное сопротивление якоря известны.

Зададимся желаемой разомкнутой передаточной функцией контура регулирования:

$$W_{\text{ЖР}}(p) = W_p(p) \cdot W_{\text{ОР}}(p) = \frac{1}{2T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1)}, \quad (2)$$

где  $W_p(p)$  — передаточная функция регулятора,  $W_{\text{ОР}}(p) = \frac{U_{DC}}{T_{\Pi} p + 1} \cdot \frac{1/R}{\frac{L}{R} p + 1}$  —

передаточная функция объекта регулирования с широтно-импульсным преобразователем, а  $T_{\mu} = T_{\Pi}$  — некомпенсируемая постоянная времени. Такая передаточная функция обеспечивает лучшее быстродействие в аналоговой системе регулирования при перерегулировании в 4,7%. Тогда передаточная функция регулятора тока выражается как:

$$W_p(p) = \frac{W_{\text{ЖР}}(p)}{W_{\text{ОР}}(p)} = \frac{(T_{\Pi} p + 1) \left( \frac{L}{R} p + 1 \right)}{2T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1) U_{DC} \cdot \frac{1}{R}} = \frac{L}{2T_{\mu} U_{DC}} + \frac{R}{2T_{\mu} U_{DC} p} = k_{\Pi} + \frac{k_{\text{И}}}{p}. \quad (3)$$

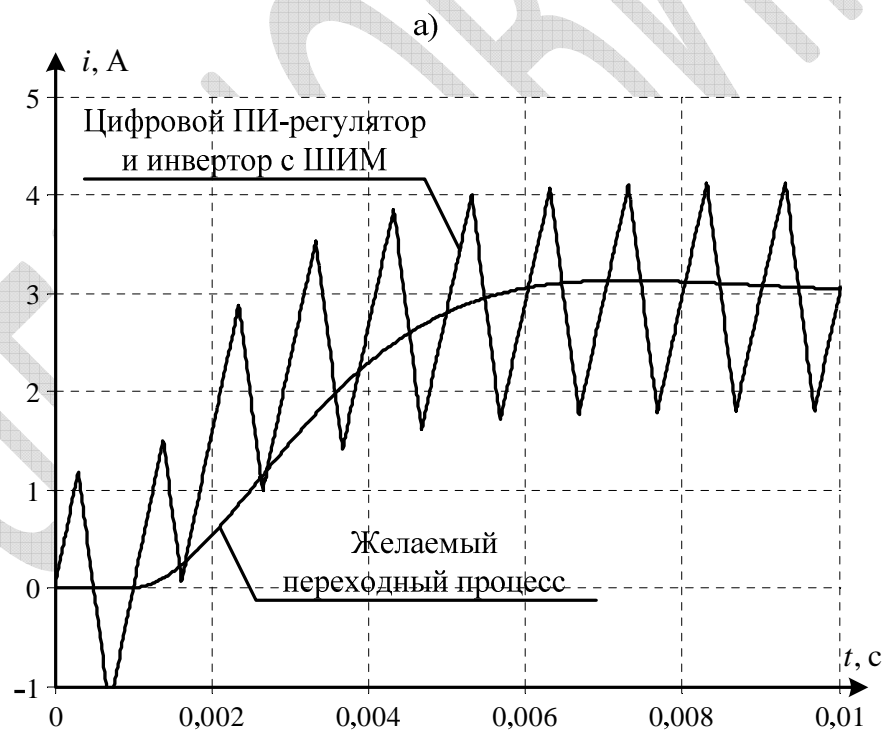
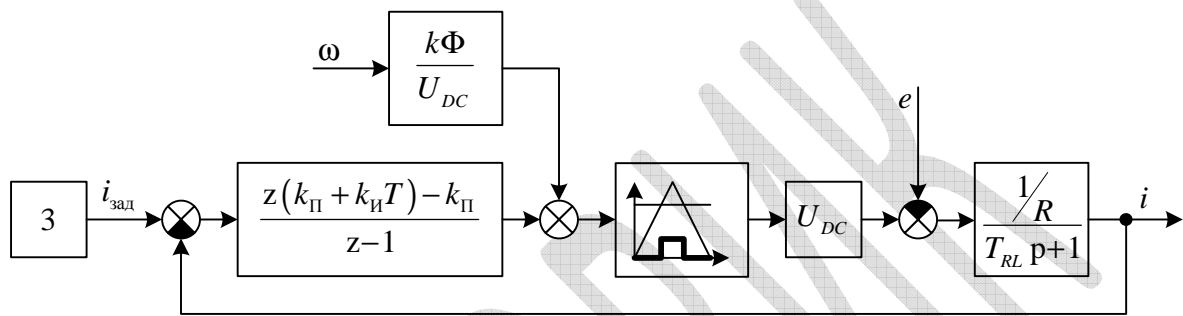
Получился пропорционально-интегральный регулятор. Пусть период квантования цифрового регулятора тока равен периоду ШИМ, тогда производим замену оператора дифференцирования по приближенной формуле  $p = \frac{z-1}{zT}$ :

$$W_p(z) = k_{\Pi} + \frac{k_{\text{И}}}{\frac{z-1}{zT}} = \frac{k_{\Pi} (z-1) + k_{\text{И}} T z}{z-1} = \frac{z(k_{\Pi} + k_{\text{И}} T) - k_{\Pi}}{z-1}. \quad (4)$$

Структура модели системы с цифровым ПИ-регулятором представлена на рис. 2а, а отработка скачка задания тока в 3 А в момент времени 0,001 с (то есть после первого

периода ШИМ) на рис. 2б. В структуре учтена ЭДС двигателя. Чтобы исключить ее влияние, к выходу регулятора добавлена компенсация ЭДС в виде положительной обратной связи по скорости. Первый период ШИМ выход регулятора равен нулю, а управляющее воздействие определяется блоком компенсации ЭДС двигателя, поэтому первый период ШИМ условий для изменения тока нет. Его мгновенные отклонения от нуля обусловлены работой ШИМ.

Следует отметить, что в статическом режиме при использовании центрированной ШИМ ток в начале периода равен среднему току на предыдущем периоде ШИМ. В полученном переходном процессе в качестве обратной связи использовался ток на стыке периодов ШИМ, а расчет ПИ-регулятора выполнялся в этот же момент мгновенно, что не может быть реализовано на практике в микроконтроллерной системе управления из-за конечного времени преобразования АЦП и конечного быстродействия программного обеспечения.



**Рис. 2. Структура модели исследуемой системы и обработка скачка задания**

Результаты моделирования, представленные на рис. 2б, показывают, что замены широтно-импульсного преобразователя инерционным звеном и аналогового регулятора цифровым привели к видимому отклонению реального переходного процесса от желаемого. Однако наблюдаемый процесс все равно получился устойчивым.

## Синтез регулятора в дискретной области

Второй способ синтеза регулятора требует перевода объекта регулирования в дискретную область, тогда расчет передаточной функции регулятора можно выполнить сразу в дискретной области, задавшись желаемым переходным процессом. Зададимся такой дискретной замкнутой передаточной функцией желаемого переходного процесса, чтобы регулируемая величина выходила на задание за один такт (период ШИМ), что будет являться предельно быстрым переходным процессом:

$$W_{\text{ж}}(z) = z^{-1}. \quad (5)$$

Известно, что

$$W_{\text{ж}}(z) = \frac{W_{\text{жр}}(z)}{1 + W_{\text{жр}}(z)}, \quad (6)$$

откуда дискретная желаемая разомкнутая передаточная функция:

$$W_{\text{жр}}(z) = \frac{1}{z-1}. \quad (7)$$

Дискретная передаточная функция объекта регулирования может быть получена аналитически с помощью таблицы преобразований Лапласа и Z-преобразований [2] или в каком-либо математическом пакете:

$$W_{\text{оп}}(z) = \frac{U_{\text{DC}}}{R} \frac{\left(1 - e^{-\frac{R}{L}T}\right)}{\left(z - e^{-\frac{R}{L}T}\right)}. \quad (8)$$

Она включает в себя инерционное звено якоря двигателя и коэффициент усиления  $U_{\text{DC}}$  силового широтно-импульсного преобразователя, а сам преобразователь является ЦАП или экстраполятором нулевого порядка дискретного сигнала регулятора. Как и в выражении (3), передаточная функция регулятора вычисляется как отношение желаемой разомкнутой функции к объекту регулирования:

$$W_{\text{р}}(z) = \frac{W_{\text{жр}}(z)}{W_{\text{оп}}(z)} = \frac{1}{z-1} \cdot \frac{R}{U_{\text{DC}}} \cdot \frac{\left(z - e^{-\frac{R}{L}T}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{R}{L}T}\right)} = \frac{z \frac{R}{U_{\text{DC}}} \frac{1}{\left(1 - e^{-\frac{R}{L}T}\right)} - \frac{R}{U_{\text{DC}}} \frac{e^{-\frac{R}{L}T}}{\left(1 - e^{-\frac{R}{L}T}\right)}}{z-1}. \quad (9)$$

В этом виде он очень похож на ПИ-регулятор (4). Разница наблюдается только в коэффициентах. Пропорциональный коэффициент  $k_{\text{п}} = \frac{R}{U_{\text{DC}}} \frac{e^{-\frac{R}{L}T}}{\left(1 - e^{-\frac{R}{L}T}\right)}$ , а интегральный

$k_{\text{и}}T = \frac{R}{U_{\text{DC}}}$ , что примерно в 2 раза больше рассчитанных классическим методом.

Переходный процесс в системе с таким регулятором представлен на рис. 3. По графику переходного процесса для ПИ-регулятора предельного быстродействия видно, что выход на заданный ток произошел за один период. Очевидно, что система с ПИ-регулятором, где коэффициенты рассчитаны классическим методом проигрывает в быстродействии из-за большей предполагаемой инерционности силового преобразователя, чем есть на самом деле.

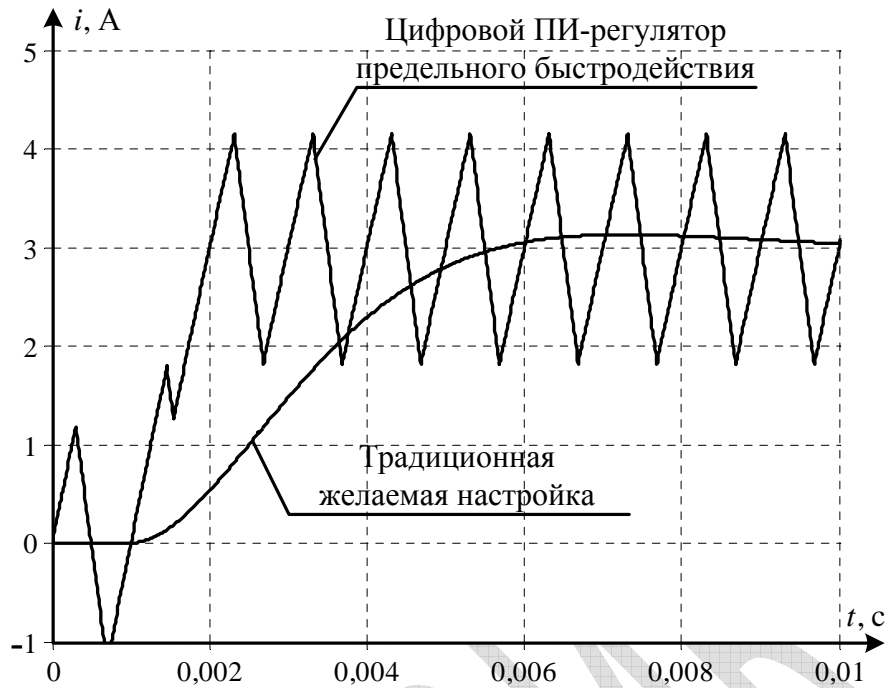


Рис. 3. Переходный процесс с цифровым ПИ-регулятором, настроенным на предельное быстродействие

### Синтез регулятора предельного быстродействия из уравнений электрического равновесия

Синтез регулятора, выполненный ранее, был построен исключительно на математике и не затрагивал понимание физических процессов, протекающих в системе. Попробуем на том же самом примере построения контура тока системы «транзисторный преобразователь – двигатель постоянного тока» разобраться, каким именно образом с точки зрения элементарной физики был получен регулятор, описанный выражением (9). В [3] уже был получен подобный регулятор, однако он является разомкнутым, что ограничивает его использование без системы автоподстройки параметров.

Уравнения электрического равновесия представленной на рис. 1 системы следует записать для двух режимов: включенного верхнего транзистора:

$$U_{DC} - e - iR = L \frac{di}{dt}, \quad (10)$$

и включенного нижнего транзистора:

$$-e - iR = L \frac{di}{dt}. \quad (11)$$

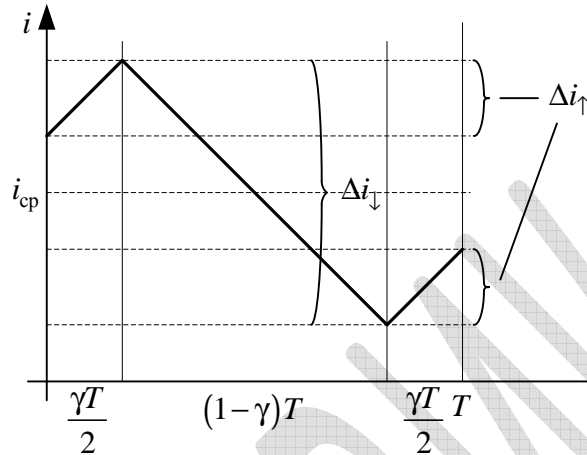
Запишем уравнения (10) и (11) через приращения за период ШИМ, заменив  $dt$  на  $\Delta t$  и приняв сопротивление якоря приблизительно равным нулю. Исключение падения напряжения на сопротивлении на данном этапе необходимо, поскольку в рассматриваемых формулах происходит расчет изменения тока, что не дает нам права считать составляющую  $iR$  постоянной величиной. Учет этой составляющей произведем позже, тогда:

$$\left. \begin{aligned} U_{DC} - e &= L \frac{\Delta i_{\uparrow}}{\Delta t_{\text{вкл}}}; \\ -e &= L \frac{\Delta i_{\downarrow}}{\Delta t_{\text{выкл}}}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Выразим приращения токов через скважность транзистора:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{\uparrow} &= \frac{U_{DC} - e}{L} \gamma T; \\ \Delta i_{\downarrow} &= -\frac{e}{L} (1 - \gamma) T, \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

где  $T$  — период ШИМ,  $\gamma$  — скважность верхнего транзистора. Процесс нарастания и спадания тока за период ШИМ показан на рис. 4.



**Рис. 4. Изменение тока за период ШИМ**

Изменение тока за период ШИМ определяется суммой уравнений системы (13):

$$\Delta i = \frac{U_{DC} - e}{L} \gamma T + \frac{-e}{L} (1 - \gamma) T = \frac{U_{DC}}{L} T \gamma - \frac{e}{L} T. \quad (14)$$

Определим подход к регулированию тока с предельным быстродействием: *при известных значениях начального и заданного токов всегда можно найти скважность сигнала управления, при которой среднее значение тока за период ШИМ будет равно заданному*, при условии физической реализуемости. Под «физической реализуемостью» имеется в виду достижимость заданного тока за период ШИМ при имеющемся напряжении питания инвертора.

Из выражения (14) можно выразить скважность, которая требуется для изменения тока на  $\Delta i$  за один период ШИМ при остальных заданных параметрах, как напряжение питания инвертора и ЭДС двигателя, теперь выраженное через измеряемую величину скорости:

$$\gamma[k] = \frac{k\Phi\omega}{U_{DC}} + \frac{L}{U_{DC}T} \Delta i = \frac{k\Phi\omega}{U_{DC}} + \frac{L}{U_{DC}T} (i_{\text{зад}}[k] - i[k-1]). \quad (15)$$

Следует отметить, что коэффициент  $\frac{L}{U_{DC}T}$  численно близок к пропорциональному

коэффициенту регулятора (9). Добавка  $\frac{k\Phi\omega}{U_{DC}}$  является компенсацией ЭДС или той

скважностью, при которой ток в системе не будет меняться.

В реальной системе имеется еще и сопротивление якоря. Для учета его влияния добавим к уравнению скважности (15) составляющую  $\frac{R}{U_{DC}} i$ . Эту составляющую лучше

всего записать через  $i_{\text{зад}}[k]$ , так как на периоде ШИМ, для которого задается ток, падение на сопротивлении будет скомпенсировано независимо от того, достигнут ли в системе заданный ток или нет:

$$\gamma[k] = \frac{k\Phi\omega}{U_{DC}} + \frac{L}{U_{DC}T}(i_{\text{зад}}[k] - i[k-1]) + \frac{R}{U_{DC}}i_{\text{зад}}[k]. \quad (16)$$

Данный регулятор получается пропорционального типа с компенсацией ЭДС и падения напряжения на активном сопротивлении якорной цепи. К его недостаткам следует отнести отсутствие интегральной составляющей, которая бы выправляла ошибки, связанные с неточным знанием  $k\Phi$ ,  $\omega$ , напряжения звена постоянного тока, сопротивления якорной цепи, падения на полупроводниковых элементах преобразователя и «мертвого» времени и обеспечивала астатические характеристики в контуре тока. Для устранения этого недостатка выполним некоторые преобразования. Предположим, что регулятор справляется с заданием достаточно хорошо, и задание тока на предыдущем периоде равно полученному в итоге току:

$$i_{\text{зад}}[k-1] \approx i[k-1], \quad (17)$$

тогда составляющую от падения на активном сопротивлении можно переписать следующим образом:

$$\gamma_{iR}[k] = \frac{R}{U_{DC}}(i_{\text{зад}}[k] - i[k-1] + i_{\text{зад}}[k-1]) = \gamma_{iR}[k-1] + \frac{R}{U_{DC}}(i_{\text{зад}}[k] - i[k-1]). \quad (18)$$

Полученное выражение является интегратором и вместе с выражением (16), переписанным как:

$$\gamma[k] = \frac{k\Phi\omega}{U_{DC}} + \frac{L}{U_{DC}T}(i_{\text{зад}}[k] - i[k-1]) + \gamma_{iR}[k], \quad (19)$$

представляет собой ПИ-регулятор. И в (18), и в (19) выход определяется ошибкой тока. Интегральный коэффициент этого ПИ-регулятора в точности совпадает с аналогичным коэффициентом уравнения (9). Интегратор в (18) предпочтительнее простой коррекции выражения (16), так как позволяет устранять ошибки, связанные с погрешностями инвертора, неточным знанием параметров двигателя и т.д. За счет того, что на вход интегральной составляющей поступает ошибка регулирования, интегратор будет накапливать ее, пока не сведет ошибку к нулю независимо от природы ее появления, хотя изначально он должен устранять влияние от падения на активном сопротивлении обмотки.

## Сводные формулы

Сводные формулы и значения коэффициентов регуляторов для рассмотренного объекта управления представлены в таблице 1. Все эти регуляторы эквивалентны и реализуются с помощью одной и той же формулы (4), а коэффициенты получились различными из-за различных принятых инерционностей преобразователей (инерционное звено или экстраполятор нулевого порядка) и разных методов численного интегрирования (строгий метод z-преобразования или приближенный с использованием метода Эйлера).

Таблица 1. Формулы и значения коэффициентов регуляторов

Тип регулятора	Формула $k_{\Pi}$	Значение $k_{\Pi}$	Формула $k_{\Pi}T$	Значение $k_{\Pi}T$
Регулятор по классической методике синтеза	$\frac{L}{2U_{DC}T}$	0,05	$\frac{R}{2U_{DC}}$	0,005
Регулятор предельного быстродействия по строгим выражениям дискретного преобразования	$\frac{R}{U_{DC}} \frac{e^{-\frac{R}{L}T}}{\left(1 - e^{-\frac{R}{L}T}\right)}$	0,0951	$\frac{R}{U_{DC}}$	0,01

Тип регулятора	Формула $k_{II}$	Значение $k_{II}$	Формула $k_{II}T$	Значение $k_{II}T$
Регулятор предельного быстрого действия по уравнениям электрического равновесия	$\frac{L}{U_{DC}T}$	0,1	$\frac{R}{U_{DC}}$	0,01

### Работа ПИ-регулятора в составе цифровой системы управления

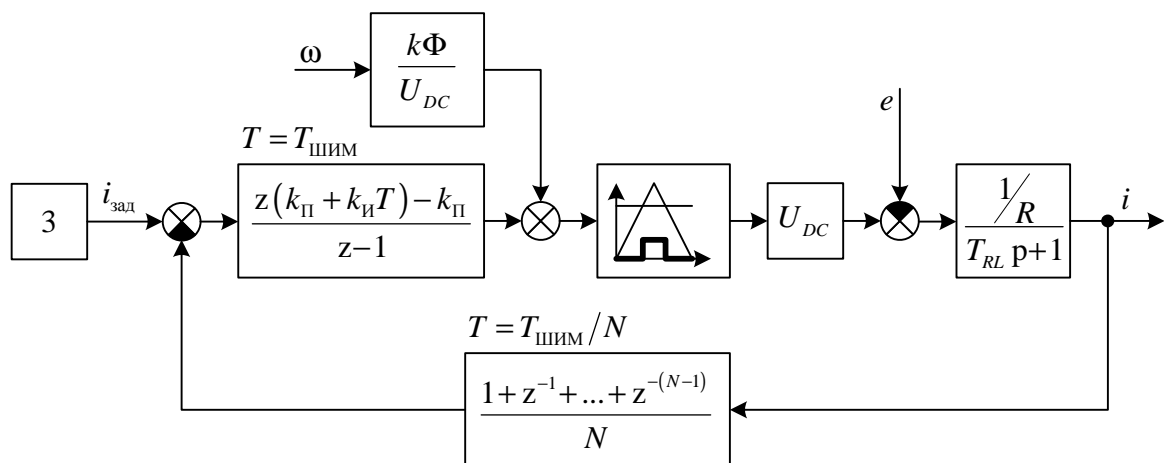
Цифровая система управления, как правило, реализуется на базе микроконтроллеров [4], хотя в настоящее время популярность приобретают и программируемые логические матрицы. Микроконтроллер управляется последовательно выполняемой программой и имеет АЦП конечного быстрого действия, что накладывает временные ограничения на структуру системы управления. При реализации алгоритмов на базе программируемой логической матрицы задержка в расчетах может быть пренебрежительно мала, что и обуславливает растущую популярность этого решения. Рассмотрим особенности работы микроконтроллерных систем управления.

ШИМ формируется с помощью встроенного таймера и модуля сравнения. Обычно применяется центрированная ШИМ. На всем периоде ШИМ действует одна уставка сравнения. Пока широтно-импульсный генератор работает с заданной скважностью, система управления производит опрос датчиков, вычисляет задание для ШИМ на следующий период и загружает его в регистр сравнения. Регистр сравнения является теневым, то есть записанные в него данные не применяются мгновенно, а начинают действовать только с начала нового периода ШИМ. То есть программист должен реализовать алгоритм управления таким образом, чтобы микроконтроллер успевал выполнить его за время меньше периода ШИМ.

Аналоговые сигналы, приходящие на АЦП микроконтроллера, как правило, преобразуют и считывают несколько раз за период ШИМ для дальнейшего усреднения фильтром скользящего среднего. Если же использовать только одно значение за период ШИМ, то из-за воздействия помех со стороны силовой части возникают ощутимые систематическая и псевдослучайная ошибки в измеренных значениях. Уже при двух выборках с АЦП за период ШИМ и усреднении большая часть помех компенсируется, так как при равномерном во времени опросе АЦП состояния инвертора в момент оцифровки оказываются комплементарными, и систематическая ошибка меняет знак. Для устранения псевдослучайных ошибок, связанных с псевдослучайным попаданием времени выборки АЦП на процессы коммутации ключей, в большинстве систем управления, разработанных в НИУ «МЭИ» для микроконтроллеров серии TMS320F28xxx применяется усреднение по 8 выборкам АЦП за период ШИМ, что дает удовлетворительный результат.

Таким образом, система управления производит считывание данных с АЦП несколько раз за период ШИМ, а после последнего считывания данных происходит усреднение сигнала обратной связи, расчет регулятора и загрузка управляющего воздействия в регистры сравнения. На рис. 5 представлена функциональная схема модели для исследования влияния запаздывания в измерительном канале обратной связи и на расчет управляющих воздействий.



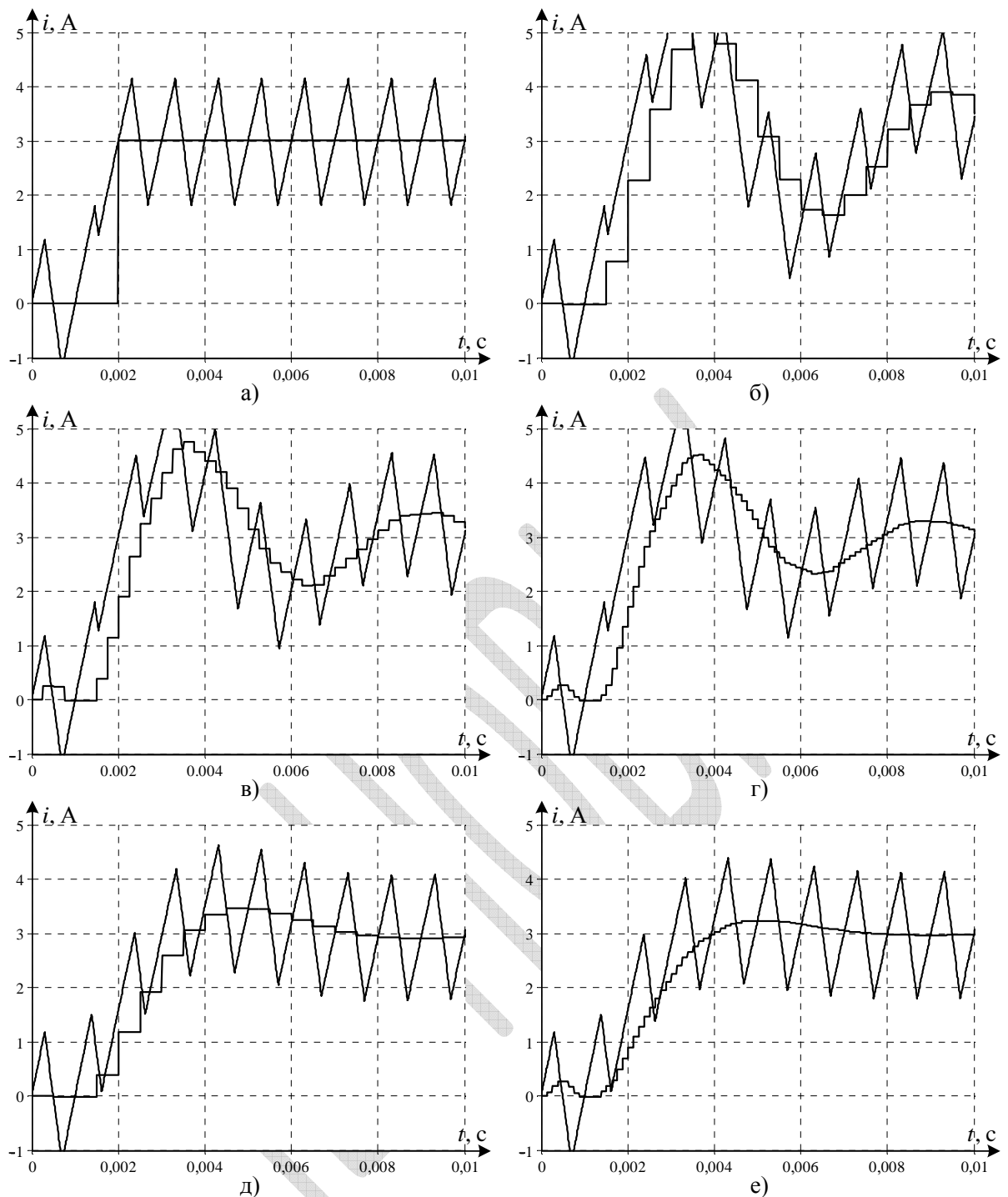


**Рис. 5. Функциональная схема системы «преобразователь — двигатель» с микроконтроллерной реализацией ПИ-регулятора**

Регулятор работает на частоте ШИМ, то есть имеет шаг дискретизации по времени, равный периоду ШИМ, а цифровой фильтр скользящего среднего для полученных с АЦП данных работает с шагом в  $N$  раз меньшим. При этом в момент обновления уставки сравнения ШИМ синхронная с началом периода выборка с АЦП еще не доступна.

На рис. 6 представлены графики работы системы с различными настройками коэффициентов регулятора и измерительной системы. Пилообразные кривые — это токи якоря, а ступенчатые — выход фильтра скользящего среднего — то значение обратной связи, которое доступно регулятору как конечный результат работы АЦП и цифрового фильтра. На рис. 6а представлен эталонный желаемый график с регулятором предельного быстродействия с настройками, как в опыте с рис. 3. В отличие от всех остальных графиков здесь выборка сигнала обратной связи, расчет регулятора и обновление уставки сравнения для ШИМ происходит мгновенно в начале каждого периода ШИМ. Ток выходит на заданный уровень за один период ШИМ.

В реальной системе, где АЦП преобразует данные  $N$  раз на периоде ШИМ, начиная с начала периода и заканчивая моментом времени  $\frac{(N-1)}{N} T_{\text{ШИМ}}$ , измерительный канал вносит задержку, которая не была учтена при синтезе регулятора, что приводит к большому перерегулированию. На рис. 6б изображен переходный процесс работы регулятора, настроенного на предельное быстродействие, с усреднением по двум выборкам ( $N = 2$ ), на рис. 6в — по четырем ( $N = 4$ ), а на рис. 6г — по восьми ( $N = 8$ ). Видно, что увеличение количества выборок на периоде ШИМ уменьшает колебательность переходного процесса, но при любом  $N$  качество не соответствует желаемому. Следует отметить, что разница между  $N = 2$  и  $N = 4$  заметна на глаз, в то же время разница между  $N = 4$  и  $N = 8$  практически не ощущается. Это позволяет сделать вывод, что усреднение по двум выборкам не так эффективно, и желательно делать  $N$  не меньше четырех. Вместе с тем, если производительность микроконтроллера не позволяет делать усреднение по восьми выборкам, то можно обойтись четырьмя.

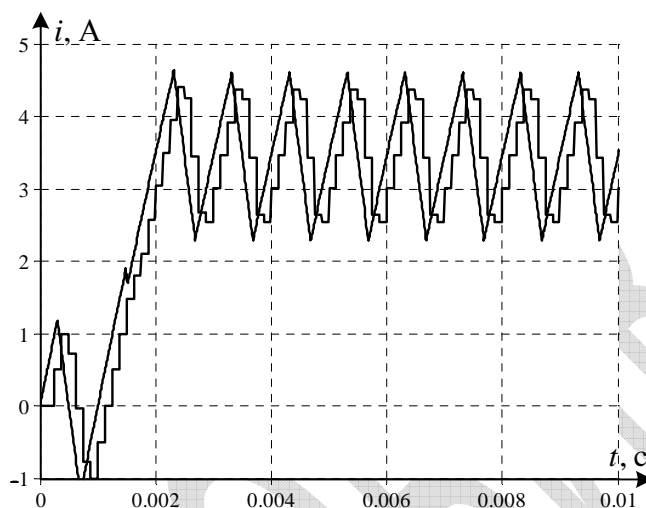


**Рис. 6. Обработка скачка задания ПИ-регулятором с различными настройками коэффициентов и измерительного канала обратной связи**

Графики рис. 6д и 6е показывают работу системы с настройками регулятора, выполненными по классической методике синтеза для количества выборок  $N = 2$  и  $N = 8$  за период ШИМ. Переходные процессы в этих случаях очень похожи на желаемый переходный процесс (2), что говорит об адекватности замены широтно-импульсного преобразователя инерционным звеном для синтеза регуляторов с учетом особенностей функционирования измерительной системы.

Последний эксперимент (рис. 7) производился с регулятором, настроенным на предельное быстродействие, где в качестве сигнала обратной связи использовалась последняя выборка с АЦП перед началом нового периода без какой-либо фильтрации при 8 преобразованиях АЦП за период. Результат моделирования показывает, что система

регулирования функционирует подобно эталонной, однако имеет систематическую ошибку, связанную с тем, что для регулирования используется мгновенное значение, которое даже в установившемся режиме сильно отличается от среднего. Использовать такой подход к регулированию тока опасно, так как существует вероятность получить помимо систематической ошибки в обратной связи еще и ошибку от коммутации ключей, наличие которой и степень влияния можно оценить, только анализируя временные диаграммы работы модуля сравнения во всех режимах и проводя натурные исследования. Однако данный эксперимент показывает принципиальную возможность получения переходного процесса предельного быстродействия на практике.



*Рис. 7. Отработка регулятора предельного быстродействия по последнему результату АЦП без усреднения*

## **Выводы**

Полученные результаты показывают, что замена преобразователя совместно с системой измерения сигнала обратной связи и микроконтроллера инерционным звеном является адекватной, и классический метод настройки ПИ-регулятора, известный из [1], может применяться для настройки контуров тока и является рабочим. С другой стороны этот метод не является оптимальным по быстродействию. Показанная теоретическая возможность регулирования тока за один такт требует дальнейшей проработки. ПИ-регулятор с настройкой коэффициентов на предельное быстродействие и правильно организованной обратной связью позволяет поднять частоту пропускания контура тока электропривода в 2-3 раза по сравнению с классической настройкой. Аналогичное улучшение достижимо во внешних контурах системы регулирования.

## **Список литературы**

1. Ключев В.И. Теория электропривода. Учебник для ВУЗов. М.: Энергоатомиздат, 2001. 560 с.
2. Поляков К.Ю. Основы теории цифровых систем управления. Учебное пособие. СПбГМТУ. – СПб.: 2006. 162 с.
3. Анучин А.С. Система управления с прогнозированием для реализации контура тока предельного быстродействия. Труды МЭИ. Электропривод и системы управления – 2010. – Вып.686. – С.69–76
4. Козаченко В.Ф., Перспективная микропроцессорная элементная база и опыт разработки современных систем управления электроприводами и силовыми преобразователями энергии, Известия Тульского государственного университета, Технические науки, вып. 3: в 5 ч. Тула: Издательство ТулГУ, 2010. Ч.1, с.14-28



Анучин Алексей Сергеевич, Заведующий кафедрой Автоматизированного электропривода ФГБОУ ВПО «НИУ «МЭИ», к.т.н., доцент.

Диссертация на соискание ученой степени к.т.н. выполнена на тему «Разработка системы управления многофазного вентильно-индукторного привода с промежуточным регулируемым звеном постоянного тока» и защищена в 2004 году.

Окончил Институт электротехники Московского энергетического института (Технического университета) в 2001 году.

111250, Москва, ул. Красноказарменная, д. 13, каф. АЭП, тел. (495)-362-70-21, +7-(905)-538-19-10

e-mail: [anuchinas@mpei.ru](mailto:anuchinas@mpei.ru)

ЦЕНТРОВУК