

Структуры цифрового ПИ-регулятора для электропривода

Structures of Digital PI-controller for Electric Drive

к.т.н. Анучин А.С.

Alecksey Anuchin

ФГБОУ ВПО «Национальный исследовательский университет «МЭИ»

"Moscow Power Engineering Institute"

Данная статья заканчивает цикл статей, посвященных вопросам реализации цифровых ПИ-регуляторов в современном электроприводе. В статье рассматриваются различные структуры ПИ-регуляторов и особенности их работы в режиме насыщения. Показано, что некоторые структуры цифрового ПИ-регулятора могут, работая в режиме насыщения, накапливать лишнюю интегральную составляющую, ухудшающую динамические свойства контуров регулирования. Проведен анализ известных структур ПИ-регуляторов с ограничением интегральной составляющей, и для наиболее популярной структуры сделано обобщение методов расчета коэффициента коррекции интегральной составляющей для режима насыщения. Автором была предложена оригинальная структура коррекции ошибки входа регулятора для исключения неправильного накопления интегральной составляющей. В этой структуре корректируется не накопление ошибки, а входной сигнал, который уменьшается обратно пропорционально возможному превышению выхода регулятора над ограничением. Показано, что и в режиме ограничения цифровой ПИ-регулятор может использоваться для создания контуров регулирования с предельным быстродействием.

This is the last of three articles about implementation of PI-controller in modern digital control system of electric drive. This article considers various structures of digital PI-controller and peculiarity of their behavior in the saturation mode. It is shown that some PI-controller structures can accumulate redundant integral component which has bad effect on control loop behavior. The analysis of PI-controller structures was made and generalization of anti-windup tracking coefficient calculation for the most popular structure were made. A structure of PI-controller with original anti-windup strategy is given. The strategy is based on reduction of the input error inversely proportional to the excess of output over the limit. It is shown that even in saturation PI-controller is suitable for implementation of deadbeat control.

Ключевые слова:

ПИ-регулятор, ограничение интегральной составляющей, цифровые системы управления, электропривод.

PI-controller, anti-windup, digital control, electric drive.

Введение

Данная статья заканчивает цикл из трех статей, посвященных вопросам реализации цифровых ПИ-регуляторов в современном электроприводе. В первой статье цикла «Методики расчета параметров цифрового ПИ-регулятора в электроприводе» [1] были показаны способы расчета коэффициентов на примере контура тока для системы «широкоимпульсный преобразователь – двигатель постоянного тока» и показано, что в цифровой системе регулирования переходный процесс можно закончить за один такт с выходом на заданное значение без перерегулирования и колебаний. Во второй статье «Прогнозирование сигнала обратной связи для ПИ-регулятора предельного быстродействия» [2] был показан способ прогнозирования сигнала обратной связи для системы управления, реализуемой на реальном микроконтроллере конечного быстродействия.

Все предыдущие исследования касались линейной системы, когда выход регулятора всегда оставался в пределах значений, реализуемых инвертором. В реальных условиях

регуляторам часто приходится работать в режиме насыщения. Например, в процессе пуска в системе подчиненного регулирования регулятор скорости большую часть времени находится в насыщении и только при приближении к заданной скорости из насыщения выходит. Аналогичная ситуация наблюдается с регулятором тока. Получив максимальное задание тока от регулятора скорости, регулятор старается получить этот ток, прикладывая к обмоткам двигателя максимальное напряжение, и тоже находится в насыщении, пока ток не будут созданы условия для линейного регулирования тока.

Рассмотрим вариант, когда регулятор выполнен без ограничения в соответствии с дискретной передаточной функцией, полученной в [1]:

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

Приведем пример. Пусть имеется структура с ПИ-регулятором скорости, задатчиком интенсивности, широтно-импульсным транзисторным преобразователем и двигателем постоянного тока, а напряжения питания преобразователя достаточно, чтобы двигатель достигал на холостом ходу частоты вращения 1000 об/мин. Предположим, что оператор задал скорость 1000 об/мин, а электропривод работает при номинальной нагрузке и смог разогнаться только до скорости 950 об/мин. Между тем, ПИ-регулятор уже выдал задание большее, чем может выдать широтно-импульсный преобразователь, однако скорость все равно не равна заданной. Выход ПИ-регулятора, описываемый формулой (1), продолжает расти, однако скорость и дальше остается меньше заданной.

Есть два потенциально возможных варианта развития событий. Может случиться, что оператор через некоторое время захотел уменьшить задание скорости, например, в два раза до 500 об/мин, но выход регулятора уже вырос так сильно, что он еще не скоро (минуты или часы) вернется в рабочий диапазон. Если же оператор долго не вмешивается в работу системы, то возможна ситуация, когда расчетные значения в выражении (1) превысят разрядность микроконтроллера, на котором реализован регулятор, и значение его выхода будет трудно предсказать — в зависимости от программной реализации выход может стать, например, отрицательным.

Данная ситуация никогда бы не произошла с аналоговыми регуляторами, имеющими естественное ограничение в виде напряжения питания, однако в цифровых системах регулирования это возможно, и в 90-х годах XX-го века выпускались преобразователи частоты, содержащие подобную грубую ошибку в своем программном обеспечении.

В данной статье автор преследовал цель показать все особенности, связанные с ограничением выхода регулятора, систематизировав имеющиеся наработки в этой области.

Регулятор с неявно выраженными составляющими

Дискретная передаточная функция ПИ-регулятора выражения (1) может быть представлена следующим образом:

$$y[k](z-1) = x[k](z(k_{\Pi} + k_{И}T) - k_{\Pi}), \quad (2)$$

понижаем степень оператора сдвига z в обеих частях уравнения и выражаем $y[k]$:

$$y[k] = y[k-1] + (k_{\Pi} + k_{И}T)x[k] - k_{\Pi}x[k-1], \quad (3)$$

что дает регулятор со структурой, представленной на рис. 1. В данном регуляторе нет явно выраженной интегральной и пропорциональной части. Они вместе включены в разностное уравнение и передаточную функцию. Можно заметить, что при любых изменениях ошибки, пропорциональная составляющая высчитывается и «прячется» в выходном сигнале, содержащем еще и интегральную составляющую. В структуру введено ограничение выхода, которое не будет давать накапливаться и неявно выраженной интегральной составляющей.

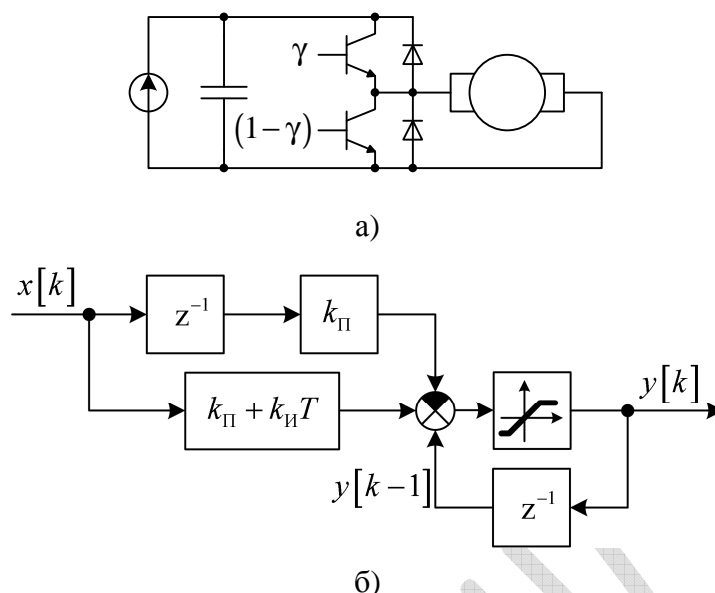


Рис. 1. Структура цифрового ПИ-регулятора с неявно выраженными составляющими

Для представленного регулятора проведем тест в схеме рис. 1а при следующих заданных условиях, которые немного изменены относительно условий моделей [1] и [2], так как там исследовалась система без насыщения преобразователя, а в данной статье необходимо рассмотреть именно работу в насыщении. Пусть в индуктивность якорной цепи 50 мГн, сопротивление — 1 Ом, частота ШИМ — 1 кГц, напряжение питания инвертора 110 В, задание тока — 20 А. Результат обработки задания структурой рис. 1. представлен на рис. 2.

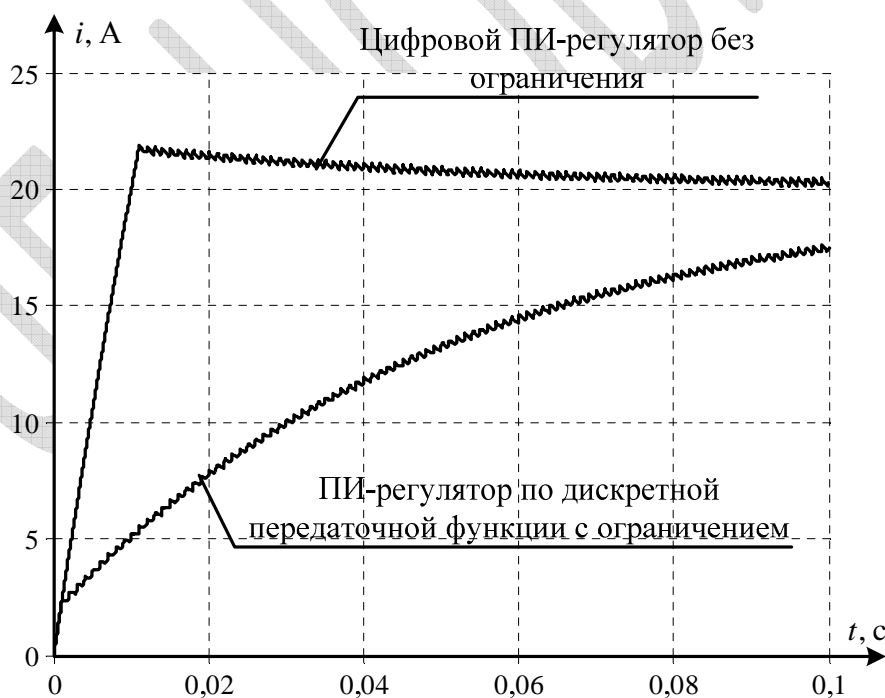


Рис. 2. Обработка задания с выходом в насыщение цифровыми ПИ-регуляторами

Наиболее быстрый переходный процесс наблюдается для ПИ-регулятора, который не имеет ограничения. В начальный момент времени он выдал большое управляющее воздействие (более 100% скважности по верхнему транзистору), которое было реализовано модулем ШИМ, как полностью открытый верхний ключ на всем периоде. Регулятор работал так, как будто бы ограничения по выходу в виде широтно-импульсного преобразователя не было, поэтому за более длительное время переходного процесса относительно

расчетного (настройка из расчета времени переходного процесса в один такт) он успел накопить больше, чем требуется для компенсации падения на активном сопротивлении, что привело к сильному перерегулированию.

Второй регулятор, содержащий ограничение сверху на уровне 100%, как показано на рис. 1, хранит пропорциональную составляющую вместе с интегральной. И когда произошло насыщение регулятора, эта составляющая была обнулена. Следующий за этим переходный процесс полностью определяется быстродействием интегрального коэффициента регулятора. Ни одна из этих структур не может быть рекомендована в качестве подходящей структуры.

ПИ-регулятор с отдельными пропорциональным и интегральными каналами и коррекцией в интегральном канале

Наиболее часто используется ПИ-регулятор с отдельными каналами, где отдельно рассчитываются пропорциональная и интегральная составляющие с последующим их суммированием.

Для предотвращения накопления интегральной составляющей применяют различные модификации структур регулятора. Так в [3] и [4] предлагается блокировать работу интегрального канала (подавать на интегратор ноль), если выход регулятора попадает в насыщение. Считая, что насыщение регулятора происходит в основном из-за доминирующей пропорциональной составляющей, можно анализировать не выход регулятора, а ошибку на его входе, и при большом значении ошибки блокировать работу интегральной части [4].

Полную блокировку интегральной составляющей можно назвать «крайней мерой» для предотвращения излишнего накопления интегральной составляющей, поэтому чаще применяют регулятор с коррекцией интегрального канала. Структура такого регулятора представлена на рис. 3. Для качественной работы регулятора в зоне насыщения введен контур коррекции интегральной составляющей по разнице между неограниченным и ограниченным значениями. Автор не смог найти первоисточник этой схемы, однако она является базовой для ПИ-регулятора в пакете MATLAB и описана в огромном количестве статей и учебников [5, 6, 7 и 8].

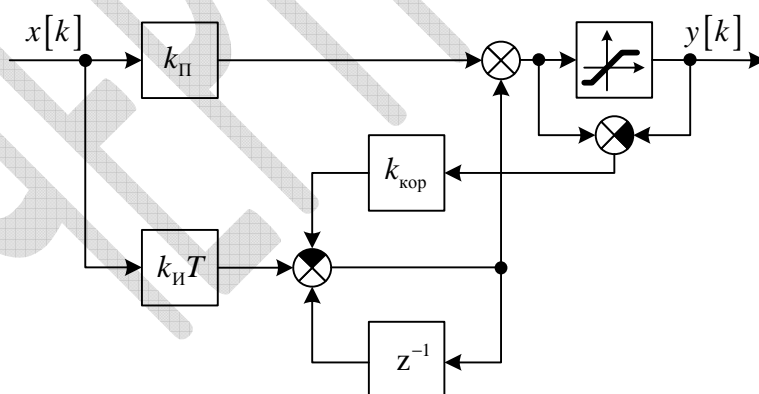


Рис. 3. ПИ-регулятор с отдельными каналами и коррекцией интегральной составляющей

Вместе с тем, многие решения по расчету $k_{кор}$ получены без должного обоснования. Так в [5] рассмотрено 9 способов коррекции или ограничения интегральной составляющей, из которых три способа относятся непосредственно к приведенной на рис. 3 схеме, но отличаются разными формулами расчета $k_{кор}$.

В [6] предлагается вычислять коэффициент по приближенной формуле (формула трансформирована в обозначения, принятые в настоящей статье):

$$k_{\text{кор}} = \sqrt{\frac{k_{\text{И}}k_{\text{Д}}}{k_{\text{П}}^2}}, \quad (4)$$

где $k_{\text{Д}}$ — коэффициент дифференциальной составляющей регулятора. Эта формула явно неправильная хотя бы по тому, что при отсутствии дифференциальной составляющей в регуляторе коэффициент всегда обращается в ноль.

В [7] предлагается рассчитать коэффициент с помощью выражения:

$$k_{\text{кор}} = \frac{k_{\text{И}}T}{k_{\text{П}}}. \quad (5)$$

Этот коэффициент фигурирует и в [8], однако из-за другой формы представления структуры ПИ-регулятора он выглядит иначе. Такое значение коэффициента определяется следующими простыми соображениями. Регулятор, попадая в насыщение, не обеспечивает требуемого управляющего воздействия на объект регулирования, в то время как интегральная составляющая увеличивается так, как будто насыщения не было. Основная причина выхода регулятора в насыщение — это пропорциональная составляющая. Если считать, что интегральная составляющая мала, то выход определяется как:

$$y[k] = k_{\text{П}}x[k]. \quad (6)$$

Если произошло насыщение, то необходимо изменить сигнал на входе интегратора таким образом, чтобы он работал, как если бы ошибка на входе была:

$$x'[k] = \frac{y_{\text{max}}}{k_{\text{П}}}, \quad (7)$$

где y_{max} — ограничение регулятора. В этом случае за весь переходный процесс интегратор увеличится до величины $\frac{iR}{u_{\text{DC}}}$ — теоретическому установившемуся значению для интегратора. Добавим к выражению (7) и вычтем $x[k]$, тогда

$$x'[k] = x[k] - \frac{k_{\text{П}}}{k_{\text{П}}}x[k] + \frac{y_{\text{max}}}{k_{\text{П}}} = x[k] - \frac{1}{k_{\text{П}}}(y[k] - y_{\text{max}}). \quad (8)$$

Данная формула приведена в [8] и справедлива, если сигнал коррекции изменяет непосредственно вход интегральной составляющей. Если же коррекция заведена на сумматор, после коэффициента интегратора, то выражение (8) следует помножить на $k_{\text{И}}T$, и коэффициент будет соответствовать выражению (5).

Схема рис. 3. содержит алгебраический цикл — значение интегральной составляющей нельзя рассчитать, пока не рассчитан выход регулятора, который, в свою очередь, не может быть рассчитан без расчета значения интегральной составляющей. В большинстве случаев [9, 10] предлагается сначала рассчитывать регулятор с предыдущим значением интегральной составляющей и выполнять ограничение, исходя из которого, потом рассчитать новое значение интегральной составляющей.

Алгебраический цикл можно разрешить, решив систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} y_{\text{И}}[k] &= y_{\text{И}}[k-1] + k_{\text{И}}Tx[k] - k_{\text{кор}}(y[k] - y_{\text{max}}); \\ y[k] &= k_{\text{П}}x[k] + y_{\text{И}}[k]. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Подставим в выражение для интегральной составляющей выражение расчета выхода регулятора и упростим:

$$\begin{aligned}
y_{\text{И}}[k] &= y_{\text{И}}[k-1] + k_{\text{И}}Tx[k] - k_{\text{кор}}k_{\text{П}}x[k] - k_{\text{кор}}y_{\text{И}}[k] + k_{\text{кор}}y_{\text{max}}; \\
&\downarrow \\
y_{\text{И}}[k](1 + k_{\text{кор}}) &= y_{\text{И}}[k-1] + k_{\text{И}}Tx[k] - k_{\text{кор}}k_{\text{П}}x[k] + k_{\text{кор}}y_{\text{max}}; \\
&\downarrow \\
y_{\text{И}}[k] &= \frac{1}{(1 + k_{\text{кор}})} y_{\text{И}}[k-1] + \frac{k_{\text{И}}T - k_{\text{кор}}k_{\text{П}}}{(1 + k_{\text{кор}})} x[k] - \frac{k_{\text{кор}}y_{\text{max}}}{(1 + k_{\text{кор}})}.
\end{aligned} \tag{10}$$

Данное выражение действительно только для случая $y[k] > y_{\text{max}}$, иначе расчет следует производить по выражениям:

$$\left. \begin{aligned}
y_{\text{И}}[k] &= y_{\text{И}}[k-1] + k_{\text{И}}Tx[k]; \\
y[k] &= k_{\text{П}}x[k] + y_{\text{И}}[k].
\end{aligned} \right\} \tag{11}$$

ПИ-регулятор с коррекцией ошибки на входе

Автором предложен иной способ поддержания регулятора на границе насыщенного состояния. В этом регуляторе, изображенном на рис. 4, первым делом дается оценка, каким бы был его выход, если бы не было ограничения. После этого рассчитывается, во сколько раз сигнал получился больше ограничения. Обратная величина этого отношения используется для масштабирования входного сигнала. Скорректированный сигнал поступает на линейный ПИ-регулятор, выполненный по уравнениям (11). К достоинству такого решения можно отнести простоту коэффициентов в уравнениях (по сравнению с алгебраически разрешенным регулятором) и отсутствие алгебраического цикла (по сравнению с классической системой с коррекцией). Недостатком решения является наличие операции деления.

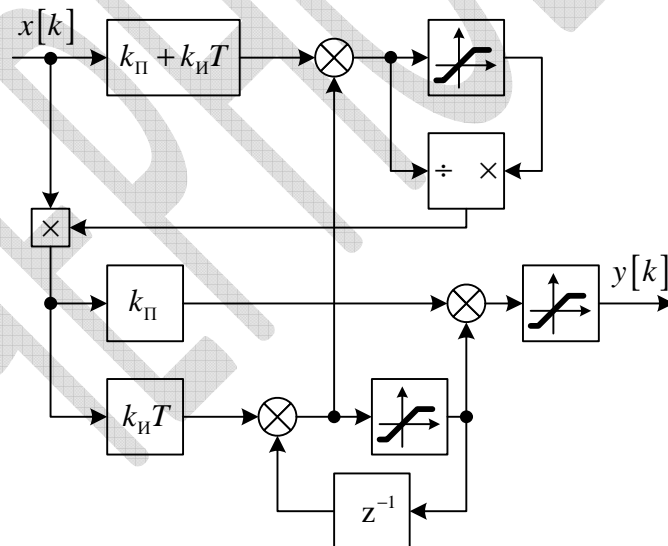


Рис. 4. ПИ-регулятор с коррекцией ошибки на входе

Результаты моделирования

Моделирование производилось для ПИ-регулятора без ограничения (широкоимпульсный генератор естественным образом ограничивает выход регулятора) и всех, разобранных выше типов регуляторов. Коэффициент коррекции (там, где это требуется) был настроен по выражению (5). Результаты показаны на рис. 5, откуда видно, что все типы регуляторов с коррекциями хорошо справились с регулированием тока. Чтобы понять, насколько оказались близки результаты, рассмотрим фрагмент в районе 0,01 секунды по временной оси в увеличенном масштабе по времени и амплитуде сигнала.

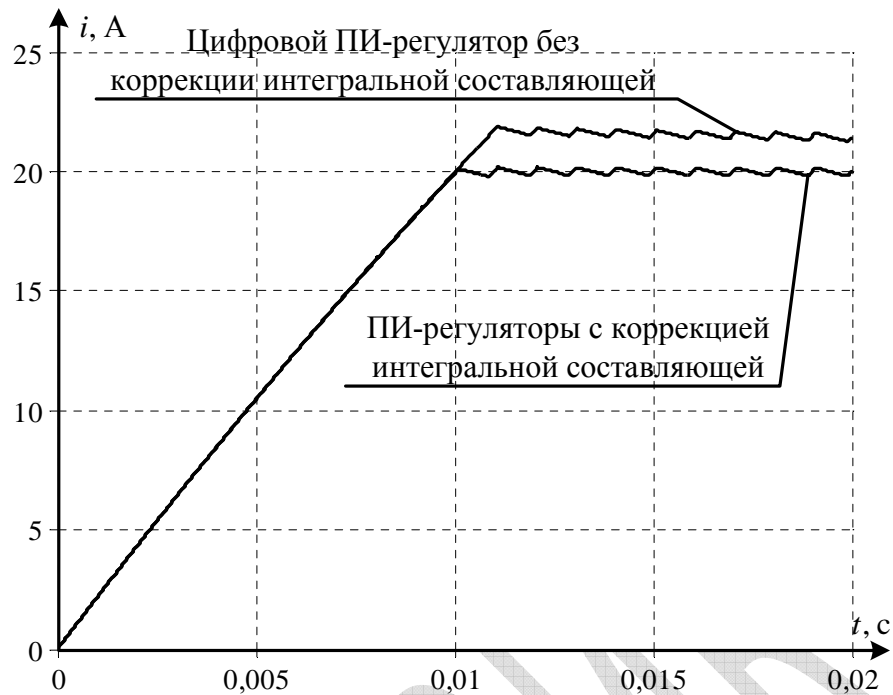


Рис. 5. Результаты моделирования регуляторов с разными структурами

На рис. 6 изображен фрагмент выхода регуляторов из насыщения в увеличенном масштабе. Наихудший результат показал регулятор с алгебраическим циклом, в котором первоочередным образом рассчитывается интегральная составляющая, а затем выполняется расчет цепи ограничения. Данный регулятор не вышел на задание и график тока находится ниже остальных графиков. Лучшие показатели по точности обеспечили регуляторы с разрешенным алгебраическим циклом и регулятор с алгебраическим циклом и первоочередным расчетом пропорциональной составляющей из [9, 10]. Регулятор с коррекцией ошибки на входе показал очень близкий результат с небольшим перерегулированием.

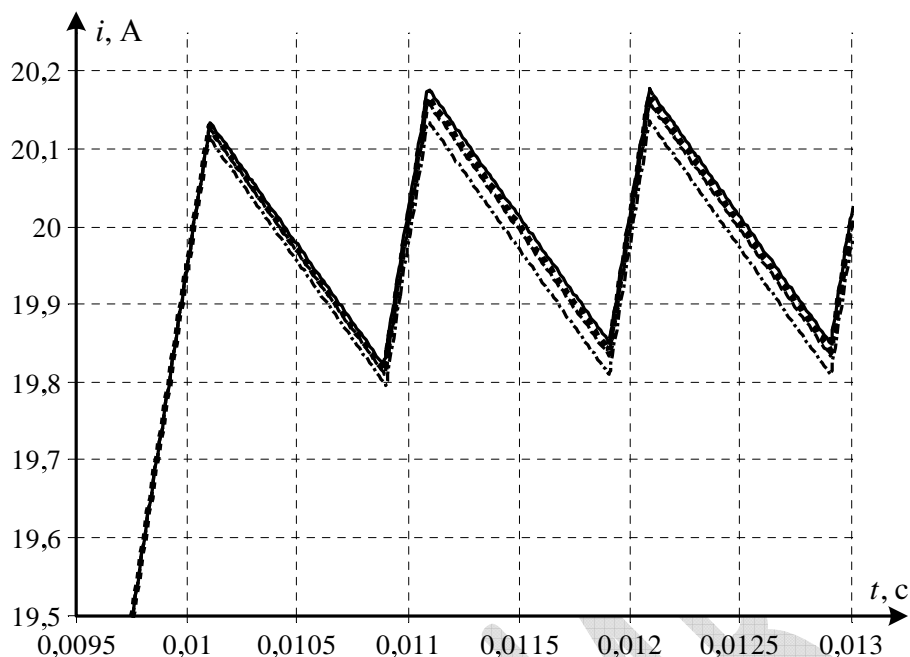


Рис. 6. Увеличение участка выхода на заданное значение (сплошная линия — регулятор с коррекцией ошибки на входе; прерывистая линия — регулятор с разрешенным алгебраическим циклом; штрих-пунктир — регулятор с первоочередным расчетом интегральной составляющей; точки — регулятор с первоочередным расчетом пропорциональной составляющей)

Вместе с тем, все приведенные регуляторы при настройке коэффициентов на предельное быстродействие показали правильную работу в режиме насыщения. Последним рассмотрим эксперимент по работе регулятора тока в режиме насыщения вследствие разгона двигателя и достижения инвертором максимального напряжения. Выводить регулятор тока из насыщения будем, прикладывая к валу больший момент сопротивления, чем может выдать двигатель при максимальном токе. Переходный процесс изображен на рис. 7. В момент времени 1 секунда был скачком приложен момент нагрузки в 40 Нм, в результате чего двигатель начинает останавливаться. Результаты отработки задания тока с двумя типами регулятора (с коррекцией ошибки на входе и с алгебраическим циклом и первоочередным расчетом пропорциональной составляющей) практически полностью совпадают.

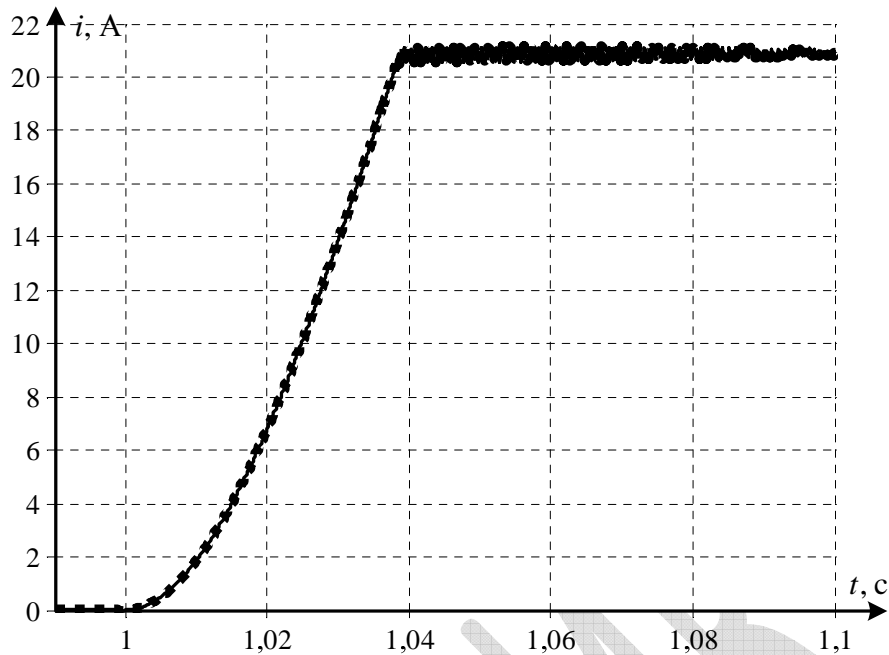


Рис. 7. Выход регулятора из насыщения вследствие торможения двигателя нагрузкой из состояния холостого хода (сплошная линия — регулятор с коррекцией ошибки на входе; крупные точки — регулятор с алгебраическим циклом и первоочередным расчетом пропорциональной составляющей)

Выводы

Полученные результаты показывают, что для организации ограничения цифровых ПИ-регуляторов надо применять методы коррекции интегральной составляющей, чтобы поведение регулятора соответствовало режиму работы без насыщения, то есть с таким заданием, которое соответствует порогу насыщения. Автором была предложена оригинальная структура ПИ-регулятора с коррекцией входной ошибки обратно пропорционально отношению предварительно рассчитанного выхода к порогу ограничения, которая показала работоспособность при отсутствии алгебраического цикла в своей структуре. Приведенные регуляторы одинаково хорошо работают при разных условиях насыщения и формируют переходные процессы предельного быстродействия при соответствующей настройке коэффициентов. Полученные результаты могут быть использованы при разработке быстродействующих контуров токов и скорости в электроприводах постоянного и переменного тока.

Список литературы

1. Анучин А.С. Методики расчета параметров цифрового ПИ-регулятора в электроприводе, *Электротехника*, №5/2014
2. Анучин А.С. Прогнозирование сигнала обратной связи для ПИ-регулятора предельного быстродействия, *Электротехника*, №6/2014
3. Johnson M.A., Moradi M.H., *PID Control. New Identification and Design Methods*, Springer London, 2005, P.543
4. Hippe P. *Windup in Control. Its Effects and Their Prevention*, Springer London, 2006, P.315
5. Visioli A. *Practical PID Control*, Springer London, 2006, P.310
6. Astrom K., Hagglund T. *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*, Instrument Society of America, 1995, P.343
7. Bohn C., Atherton D.P., *An Analysis Package Comparing PID Antiwindup Strategies*, *IEEE Control System Magazine*, 1995, pp. 34-40

8. Vrancic D., Peng Y., Juricic D., Some aspects and design of anti-windup and conditioned transfer, J. Stefan Institute, Report DP-7169, (1995)
9. Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors / Literature Number: BPRA073 / Texas Instruments Europe / February 1998
10. Implementation of a Speed Field Orientated Control of Three Phase AC Induction Motor using TMS320F240 / Literature Number: BPRA076 / Texas Instruments Europe / March 1998



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