

Прогнозирование сигнала обратной связи для ПИ-регулятора предельного быстродействия

Feedback Signal Prediction for Dead Beat PI-control

к.т.н. Анучин А.С.

Alecksey Anuchin

ФГБОУ ВПО «Национальный исследовательский университет «МЭИ»

National Research University "Moscow Power Engineering Institute"

Исследование является логическим продолжением статьи «Методики расчета параметров цифрового ПИ-регулятора в электроприводе». В данной статье показан алгоритм прогнозирования сигнала обратной связи для реализации контура тока с ПИ-регулятором, настроенным на предельное быстродействие. В алгоритме учтены ошибки неверного задания индуктивности и наличие фильтра в сигнале обратной связи, реализован алгоритм коррекции значения индуктивности модели объекта регулирования и пропорционального коэффициента ПИ-регулятора тока. Работоспособность проверена с учетом дискретности измерительного канала.

This research continues the previous article "Methods of digital PI-controller parameters calculation for electric drive". This article considers an algorithm for feedback signal prediction in current loop with PI-controller tuned for one PWM period setting time without overshoot and ringing. The error in known inductance value and analog filter delay are taken into account. Inductance value correction and PI-controller coefficient correction algorithms are shown. Final algorithm was tested with discrete-valued ADC data.

Ключевые слова:

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

Prediction, feedback, PI-controller, digital control, deadbeat control, microcontroller, current loop, electric drive.

Введение

Как было показано в статье «Методики расчета параметров цифрового ПИ-регулятора в электроприводе» [1], существует возможность создать цифровой ПИ-регулятор предельного быстродействия, который будет обеспечивать выход регулируемой величины на задание за один такт без перерегулирования. Основная проблема увеличения быстродействия ПИ-регулятора до предельного значения или $W_{ж}(z) = z^{-1}$ заключается в конечном времени системы измерения тока и расчета регулятора.

На примере контура тока системы «широотно-импульсный преобразователь – двигатель постоянного тока» было показано, что если взять значение тока в момент начала периода ШИМ и в это же время рассчитать новое управляющее воздействие для этого периода, то с ПИ-регулятором, настроенным на предельное быстродействие, переходный процесс заканчивается за один такт без перерегулирования. Если в качестве обратной связи взять выборку с АЦП, отстоящую на 1/8 от конца периода, то при тех же настройках ПИ-регулятора получается такой же быстрый процесс, однако из-за того, что точка измерения тока не совпадает со средним значением тока на данном периоде, выходная величина стабилизируется с систематической ошибкой, определяемой формой тока.

Если же в качестве обратной связи для следующего периода ШИМ брать средний ток за предыдущий период, что, как правило, и делается в цифровых микроконтроллерных системах управления, то быстродействие снижается приблизительно в два раза.

Таким образом, необходимо иметь некоторый метод прогнозирования для обратной связи по току, позволяющий использовать регулятор с предельными настройками и обеспечивающий выход на заданный ток за один такт.

Для компенсации задержек в канале измерения применяются разные способы. Например, в [2] предлагается использовать конечно-разностное уравнение, в котором к текущему значению сигнала добавляется половина от разницы текущего и предыдущего значения:

$$x_{fbk}[k] = 1,5x[k] - 0,5x[k-1], \quad (1)$$

где x — измеренные значения, а x_{fbk} — значение для замыкания обратной связи.

Применение данного выражения действительно несколько улучшает динамические показатели переходного процесса в контуре тока, но его качество остается еще далеко до желаемого.

Другой способ, который может быть применим для данной задачи — это предиктор Смита [3]. Этот метод был разработан для объектов, содержащих в своей структуре чистое запаздывание, на подобии того, что мы имеем с временем преобразования АЦП и расчета регулятора. Однако данное решение требует достаточно точного знания параметров системы, иначе качество процесса будет далеко от эталонного [4].

В данной статье предложен метод прогнозирования сигнала обратной связи по модели объекта и доступным к измерению значениям тока для контура тока системы «широотно-импульсный преобразователь – двигатель постоянного тока». Двигатель постоянного тока может быть заменен машиной переменного тока, однако для простоты изложения материала выбрана система с меньшим количеством параметров.

Функционирование микроконтроллерной цифровой системы управления

Цифровая система управления строится преимущественно на микроконтроллерах с последовательно исполняемой программой. Кроме того, микроконтроллеры имеют развитую систему прерываний, когда события, происходящие в системе, могут обрабатываться специальными подпрограммами, называемыми процедурами обработки прерываний. Это определяет некоторые важные свойства цифровых систем. Управление инвертором ведется от цифрового широтно-импульсного генератора. Сигнал задания на широтно-импульсный генератор обновляется один раз на периоде ШИМ.

Таким образом, можно разделить три этапа работы цифровой системы управления:

- считывание данных с АЦП,
- выполнение алгоритма регулятора,
- выдача управляющих воздействий на ШИ-генератор.

Видно, что время отработки регулятора складывается из следующих временных интервалов:

- время преобразования АЦП,
- расчет регулятора,
- время между записью управляющего воздействия в регистры ШИ-генератора и началом периода ШИМ, на котором произойдет применение результата регулирования.

Для общепромышленных применений, где частота ШИМ не превышает 10 кГц, АЦП позволяет производить измерения несколько раз за период ШИМ всех имеющихся каналов. Минимально за период ШИМ рекомендуется выполнять два съема данных с каждого канала АЦП, причем для центрированной ШИМ первый раз делать это в начале периода, а второй раз — в середине. Это связано с тем, что в этих точках в статическом режиме ток будет равен среднему значению. Кроме того, состояние инвертора в начале и середине периода близко к комплементарному, то есть токи в стойках имеют разное направление. Направление тока инвертора в момент преобразования АЦП определяет си-

стематическую погрешность измерения, поэтому, если преобразовывать аналоговые сигналы с последующим усреднением два раза за период ШИМ при противоположных состояниях инвертора и направлениях тока, удастся практически полностью ее исключить. Преобразование аналогового сигнала лишь один раз может привести к появлению большой систематической погрешности (на практике автором была зафиксирована максимальная погрешность в 5% от полного диапазона АЦП).

Многokратный съем данных с АЦП с последующим усреднением позволяет повысить точность преобразования. Этот метод называется “oversampling”. Известно, что увеличение количество выборок по каналу в два раза добавляет половину разряда к паспортной разрядности АЦП [5]. Так, усреднение 4-х выборок с 10-разрядного АЦП позволяет рассчитывать на 11 достоверных разрядов результата. Наилучшие показатели получаются при 8-кратном преобразовании за период и усреднении:

$$x_{cp}[k] = \frac{1}{8} \left(\begin{array}{l} x[k-1] + x\left[k - \frac{7}{8}\right] + x\left[k - \frac{6}{8}\right] + x\left[k - \frac{5}{8}\right] + \\ + x\left[k - \frac{4}{8}\right] + x\left[k - \frac{3}{8}\right] + x\left[k - \frac{2}{8}\right] + x\left[k - \frac{1}{8}\right] \end{array} \right). \quad (2)$$

Следует отметить, что использовать для фильтрации более сложные алгоритмы не следует. Основные помехи в аналоговом тракте от коммутации силовых ключей должны минимизироваться аналоговыми фильтрами. Систематические помехи, связанные с направлением протекания тока в инверторе, практически сводятся на нет с использованием усреднения по нескольким выборкам, и применять фильтры с постоянной времени более периода ШИМ нет необходимости. Если же помехи в системе управления все-таки проходят через аналоговый тракт при 8-кратном усреднении, то следует пересмотреть конструкцию силового преобразователя и системы управления, а не пытаться выстроить фильтр более высокого порядка.

Для системы управления с 8-кратным преобразованием АЦП и усреднением задачи управления разделяют на быстрые и медленные. Так, работа регуляторов тока, которые должны иметь максимальное быстродействие следует выполнять после 8-ого преобразования непосредственно в конце периода ШИМ (см. рис. 1), а все остальные контура регулирования и функции системы управления размещаются в начале периода ШИМ в процедурах обработки прерываний АЦП. Рассмотрим диаграмму работы программного обеспечения (ПО) микроконтроллера рис. 1 подробнее.

ПО микроконтроллера строится по правилам, обеспечивающим выполнение программы в режиме реального времени. Оно состоит из фоновой программы, и прерываний разного уровня приоритета.

Фоновая программа — это функция, которая выполняется в цикле, никогда не заканчивается и не имеет привычного «конца программы». Действия, осуществляемые фоновой программой, ни как не связаны с реальным временем. В фоновой программе могут решаться «неспешные» задачи, такие как загрузка и сохранение параметров системы управления в энергонезависимую память, интерфейсные функции (например, обслуживание встроенного пульта управления), дискретные автоматы работы программы. В идеале, ни одна функция, привязанная к времени выполнения цикла фоновой программы, не должна там находиться.

Такие функции системы управления, как коммуникации и дискретные управляющие автоматы, рационально размещать в низкоприоритетном прерывании, работающем на частоте, например, 1 кГц.

Ядро системы управления размещается в высокоприоритетных прерываниях. Иногда, это могут быть прерывания таймеров по началу или середине периода ШИМ, однако при оптимизации системы по минимальному времени задержки от момента преобразования до применения новых уставок модуля сравнения, следует использовать прерывание готовности данных с АЦП.

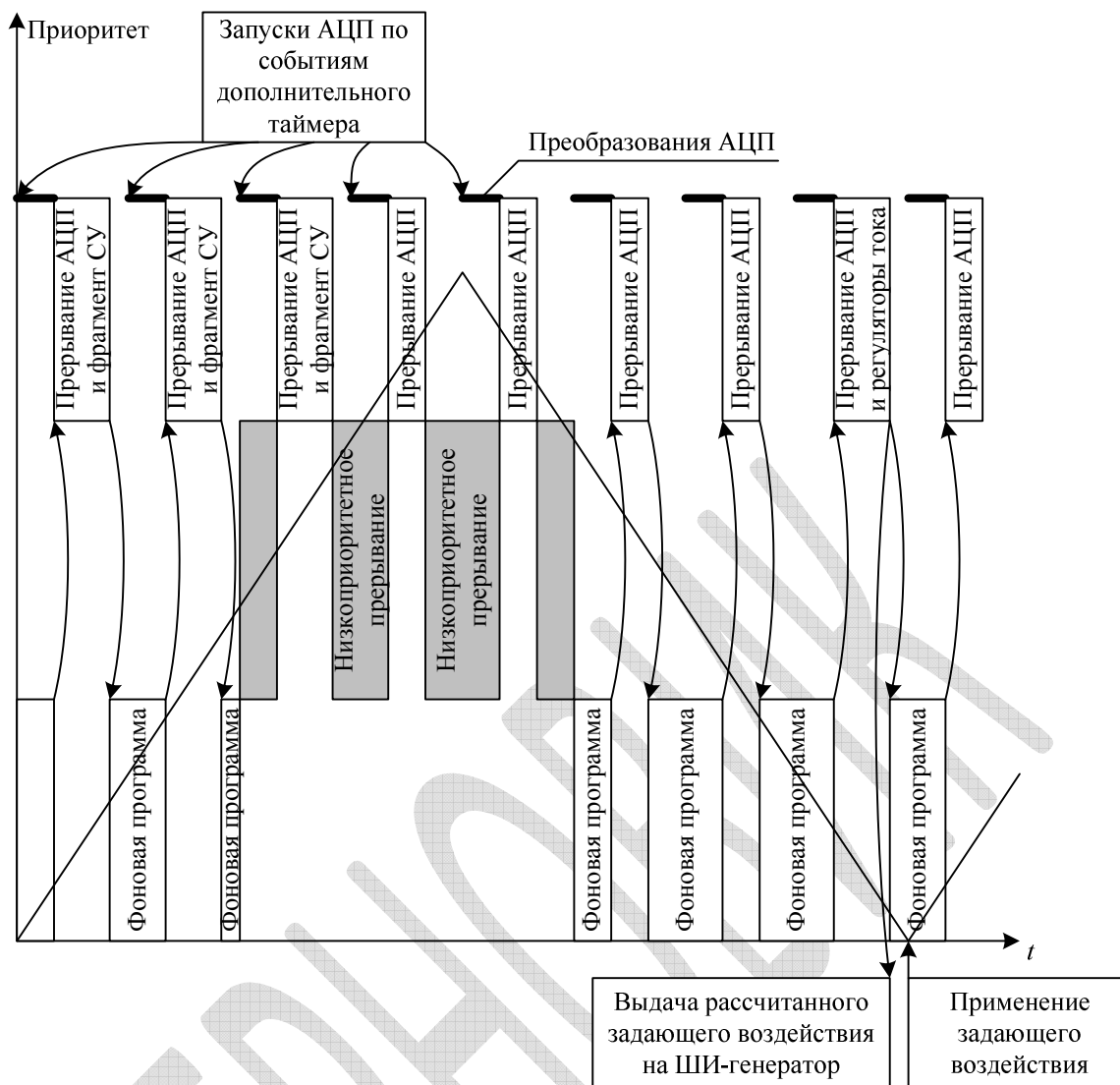


Рис. 1. Работа программного обеспечения системы управления на базе микроконтроллера относительно опорного таймера ШИМ

Принцип построения системы прогнозирования

Для оптимальной работы регулятора необходимо обеспечить его таким сигналом обратной связи, какой будет в системе на конец периода ШИМ. Для этого можно сделать прогноз изменения тока в системе на текущем периоде при известных параметрах объекта регулирования и управляющего воздействия регулятора:

$$\begin{aligned}
\hat{i}\left[k-\frac{7}{8}\right] &= \begin{cases} \hat{i}[k-1] + (u_{DC} - e - \hat{i}[k-1]R) \frac{T_{\text{ШИМ}}}{8L}, & \gamma > 0,25; \\ \hat{i}[k-1] + (4u_{DC}\gamma - e - \hat{i}[k-1]R) \frac{T_{\text{ШИМ}}}{8L}, & \gamma \leq 0,25. \end{cases} \\
\hat{i}\left[k-\frac{6}{8}\right] &= \begin{cases} \hat{i}\left[k-\frac{7}{8}\right] + \left(-e - \hat{i}\left[k-\frac{7}{8}\right]R\right) \frac{T_{\text{ШИМ}}}{8L}, & \gamma < 0,25; \\ \hat{i}\left[k-\frac{7}{8}\right] + \left(4u_{DC}(\gamma - 0,25) - e - \hat{i}\left[k-\frac{7}{8}\right]R\right) \frac{T_{\text{ШИМ}}}{8L}, & 0,25 \leq \gamma \leq 0,5; \\ \hat{i}\left[k-\frac{7}{8}\right] + \left(u_{DC} - e - \hat{i}\left[k-\frac{7}{8}\right]R\right) \frac{T_{\text{ШИМ}}}{8L}, & \gamma > 0,5. \end{cases} \\
\hat{i}\left[k-\frac{5}{8}\right] &= \begin{cases} \hat{i}\left[k-\frac{6}{8}\right] + \left(-e - \hat{i}\left[k-\frac{6}{8}\right]R\right) \frac{T_{\text{ШИМ}}}{8L}, & \gamma < 0,5; \\ \hat{i}\left[k-\frac{6}{8}\right] + \left(4u_{DC}(\gamma - 0,5) - e - \hat{i}\left[k-\frac{6}{8}\right]R\right) \frac{T_{\text{ШИМ}}}{8L}, & 0,5 \leq \gamma \leq 0,75; \\ \hat{i}\left[k-\frac{6}{8}\right] + \left(u_{DC} - e - \hat{i}\left[k-\frac{6}{8}\right]R\right) \frac{T_{\text{ШИМ}}}{8L}, & \gamma > 0,75. \end{cases} \\
&\dots \\
\hat{i}[k] &= \begin{cases} \hat{i}\left[k-\frac{1}{8}\right] + \left(u_{DC} - e - \hat{i}\left[k-\frac{1}{8}\right]R\right) \frac{T_{\text{ШИМ}}}{8L}, & \gamma > 0,25; \\ \hat{i}\left[k-\frac{1}{8}\right] + \left(4u_{DC}\gamma - e - \hat{i}\left[k-\frac{1}{8}\right]R\right) \frac{T_{\text{ШИМ}}}{8L}, & \gamma \leq 0,25. \end{cases} \quad (3)
\end{aligned}$$

Приведенные уравнения описывают оценку токов для восьми точек на периоде ШИМ в те же моменты времени, когда производятся измерения АЦП. Так, для первой точки спустя $1/8$ от начала периода ШИМ рассчитывается $\hat{i}\left[k-\frac{7}{8}\right]$. В зависимости от текущей скважности верхнего транзистора, это значение может быть вычислено разными способами. Если скважность больше 0,25, то верхний транзистор за расчетный период всегда включен, и выражение не зависит от скважности — ток увеличивается под действием полного напряжения звена постоянного тока u_{DC} . Если скважность меньше или равна 0,25, то к цепи приложено напряжение пропорциональное скважности и напряжению звена постоянного тока u_{DC} , поэтому выражение меняет свой вид. Аналогичным образом, в зависимости от текущей скважности, записываются уравнения для вычисления оценки тока для других моментов времени. Последнее вычисленное значение оценки тока $\hat{i}[k]$ и будет являться сигналом обратной связи для ПИ-регулятора тока.

Рассмотрим, какие ошибки исходных параметров оказывают влияние на точность оценки тока. В уравнения входят напряжение звена постоянного тока и ЭДС двигателя. Эти величины определяют значение равновесной скважности равной $\gamma_{\text{равн}} = \frac{e}{u_{DC}}$ — скважности, при которой ток в индуктивной цепи якоря двигателя не будет меняться. Компенсация ошибки в этом отношении подробно рассмотрена в [6, 7]. Кроме этого в системе присутствует составляющая от падения на сопротивлении якорной цепи, однако для большинства объектов ее влияние не превышает 5% от напряжения питания. Неточное знание индуктивности также может вызывать ошибку.

Для коррекции оценки тока можно использовать измеренные значения, полученные с помощью АЦП. Так, удобно сравнить средние значения оценок и измерений, чтобы скорректировать оценку:

$$\hat{i}_{oc}[k] = \hat{i}[k] \frac{\sum_{j=1}^8 i \left[k - \frac{j}{8} \right]}{\sum_{l=1}^8 \hat{i} \left[k - \frac{l}{8} \right]}, \quad (4)$$

где скорректированное значение оценки тока для обратной связи вычисляется с использованием оценки по модели, помноженной на отношение суммы от измеренных за период значений к сумме значений, оцененных по модели. Переходный процесс в системе регулирования со всеми достоверными параметрами представлен на рис. 2. Здесь и во всех опытах далее задание для первого периода было равно нулю, а для второго периода оно стало 3 А. Сплошной линией на графике показан ток якоря, круглыми маркерами — оценки тока по модели в восьми точках на периоде, закрашенными круглыми маркерами — среднее значение оценок тока (на данном графике полностью совпало с закрашенными квадратами), закрашенными квадратными — измеренное с помощью АЦП среднее значение и не закрашенными квадратными — сигнал обратной связи для регулятора, полученный по результату прогнозирования. Из графика видно, что переходный процесс соответствует желаемому.

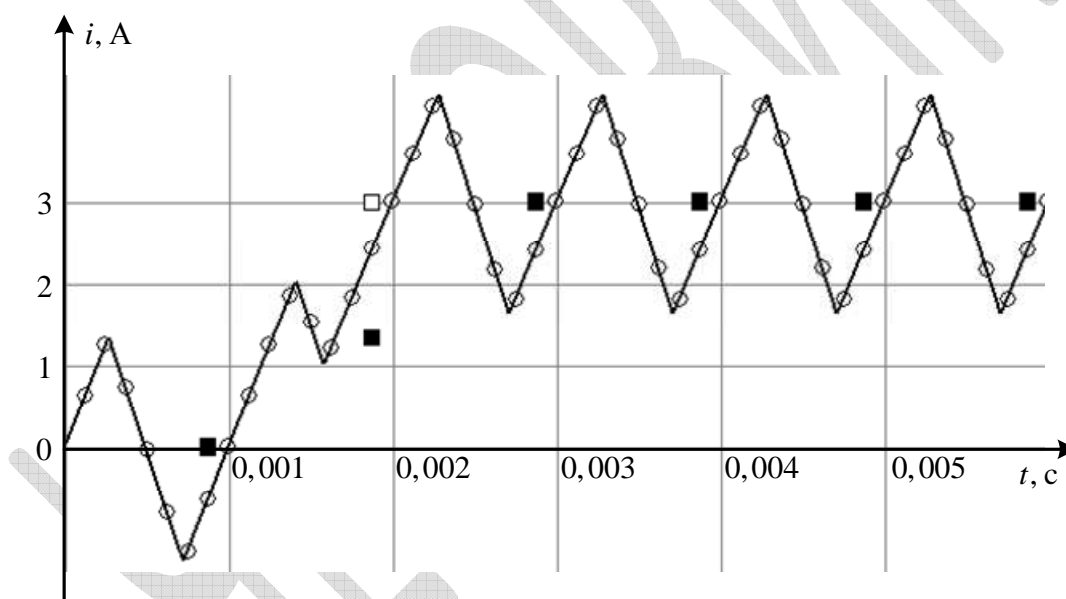


Рис. 2. Переходный процесс в системе с прогнозированием и регулятором предельного быстродействия

Влияние неточности задания параметров и погрешности измерений на работу системы предельного быстродействия

В полученном на рис. 2 переходном процессе все параметры модели якорной цепи были точно известны, и измерения токов производились абсолютно точно. Так не может быть в действительности, поэтому для определения применимости данного алгоритма на практике важно произвести опыты при заложенных ошибках.

Ошибка в значении индуктивности

Пусть модельная индуктивность якорной цепи будет в 2 раза меньше реальной. Пропорциональный коэффициент регулятора будет также настроен с ошибкой, то есть мы

не сможем получить предельное быстродействие. Переходный процесс представлен на рис. 3.

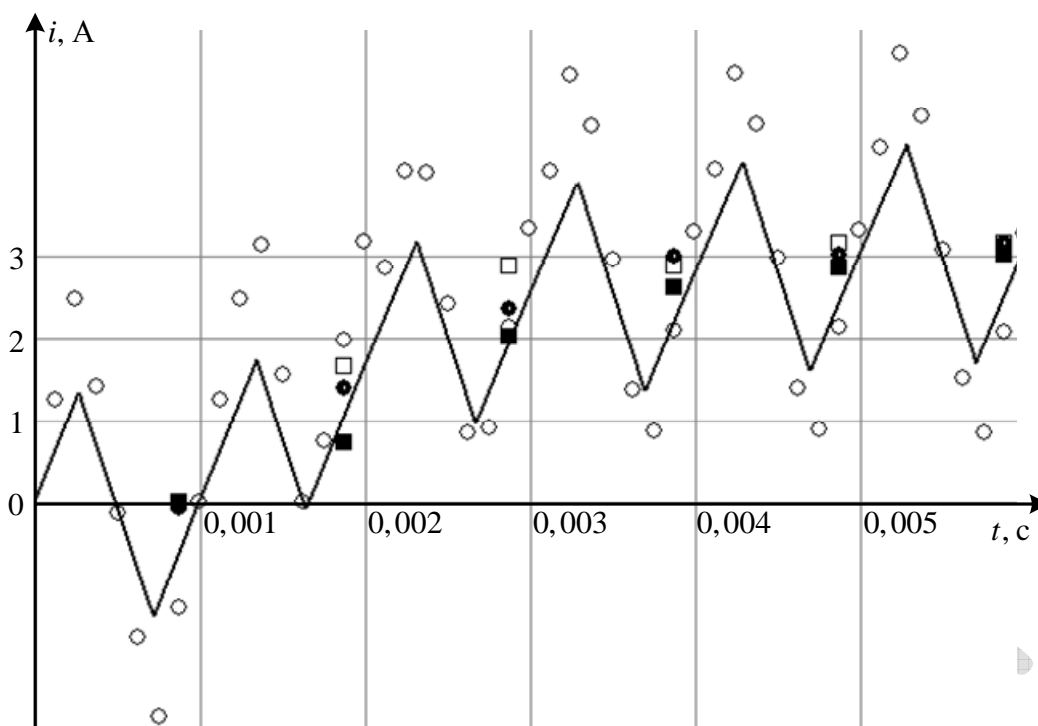


Рис. 3. Переходный процесс при неправильном задании индуктивности для регулятора и прогноза обратной связи

Из-за того, что индуктивность модели оказалась меньше, коэффициент регулятора тока также оказался пропорционально меньше оптимального значения. Переменная составляющая оценки тока получилась в два раза больше, чем у реального тока. Проанализируем работу системы прогнозирования тока на втором периоде ШИМ с момента времени 0,001 по 0,002 секунды. Среднее значение оценки тока (закрашенные круглые маркеры), оказалось значительно выше измеренного среднего значения (закрашенные квадратные маркеры). По прогнозу ток в конце периода (0,002 секунды) должен быть равен 3,2 А (белый круглый маркер), однако данное значение было скорректировано в соответствии с уравнением (4), и в обратную связь поступило скорректированное значение прогноза 1,7 А (белый квадратный маркер). Это значение достаточно близко к реальному току в начале следующего периода ШИМ (чуть правее маркера). Отсюда можно сделать вывод, что коррекция прогноза по формуле (4) работает достаточно эффективно.

Вместе с тем, имеется достаточно данных для определения индуктивности якорной цепи уже в процессе эксперимента и подстройки коэффициента регулятора. При центрированной ШИМ переменная составляющая тока имеет хорошо выраженную первую гармонику ШИМ. Если выполнить разложение в ряд Фурье по первой гармонике токов, полученных с АЦП и по прогнозу, то, сравнив их, можно внести коррекцию в индуктивность модели и параметры регулятора. Дискретное преобразование Фурье по 8 точкам выполняется с помощью следующих выражений:

$$\left. \begin{aligned}
I_{sin}[k] &= \sum_{j=0}^7 i \left[k - \frac{8-j}{8} \right] \sin \left(\frac{2\pi}{8} j \right) = \\
&= \sin \left(\frac{2\pi}{8} \right) i \left[k - \frac{7}{8} \right] + \sin \left(2 \frac{2\pi}{8} \right) i \left[k - \frac{6}{8} \right] + \dots + \sin \left(7 \frac{2\pi}{8} \right) i \left[k - \frac{1}{8} \right]; \\
\hat{I}_{sin}[k] &= \sin \left(\frac{2\pi}{8} \right) \hat{i} \left[k - \frac{7}{8} \right] + \sin \left(2 \frac{2\pi}{8} \right) \hat{i} \left[k - \frac{6}{8} \right] + \dots + \sin \left(7 \frac{2\pi}{8} \right) \hat{i} \left[k - \frac{1}{8} \right].
\end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Представленные формулы не учитывают коэффициента $\frac{2}{N}$, имеющегося в преобразовании, однако в данном случае важно лишь понимать отношение между измеренной величиной и прогнозом.

Если первая гармоника оценки тока получилась больше, чем первая гармоника измеренных токов, то это означает, что индуктивность модели, использованная для оценки, меньше реальной, а значит, ее необходимо увеличить. Увеличение необходимо во столько раз, во сколько оценка относится к измеренному значению:

$$\hat{L}[k] = \hat{L}[k-1] \cdot \frac{\hat{I}_{sin}[k]}{I_{sin}[k]}. \quad (6)$$

Данное выражение нельзя использовать на практике, так как при малых значениях измеренной первой гармоники и неточности измерений будет возникать большая ошибка в оценке индуктивности (вплоть до деления на ноль). Формулу необходимо загрузить, сделав приближение к истинному значению итерационным, тогда коррекцию можно выполнить, например, по следующей формуле:

$$\hat{L}[k] = \hat{L}[k-1] \cdot \left(1 + \frac{\hat{I}_{sin}[k] - I_{sin}[k]}{\hat{I}_{sin}[k] + I_{sin}[k]} \right). \quad (7)$$

Результат работы системы с автоподстройкой индуктивности прогнозирующей модели представлен на рис. 4. Из графика видно, что всего за несколько тактов была произведена коррекция значения индуктивности. На практике скорость работы такого наблюдателя индуктивности следует сделать значительно меньше, чем в эксперименте на математической модели, чтобы не учитывать случайные отклонения измеренных величин из-за помех или низкой разрешающей способности сигнала. В данном модельном эксперименте не учтена фильтрация сигнала обратной связи аналоговыми фильтрами в тракте «датчик тока – схема согласования – АЦП микроконтроллера» и дискретизация по уровню, которая для малых изменений тока при больших индуктивностях будет значимой.

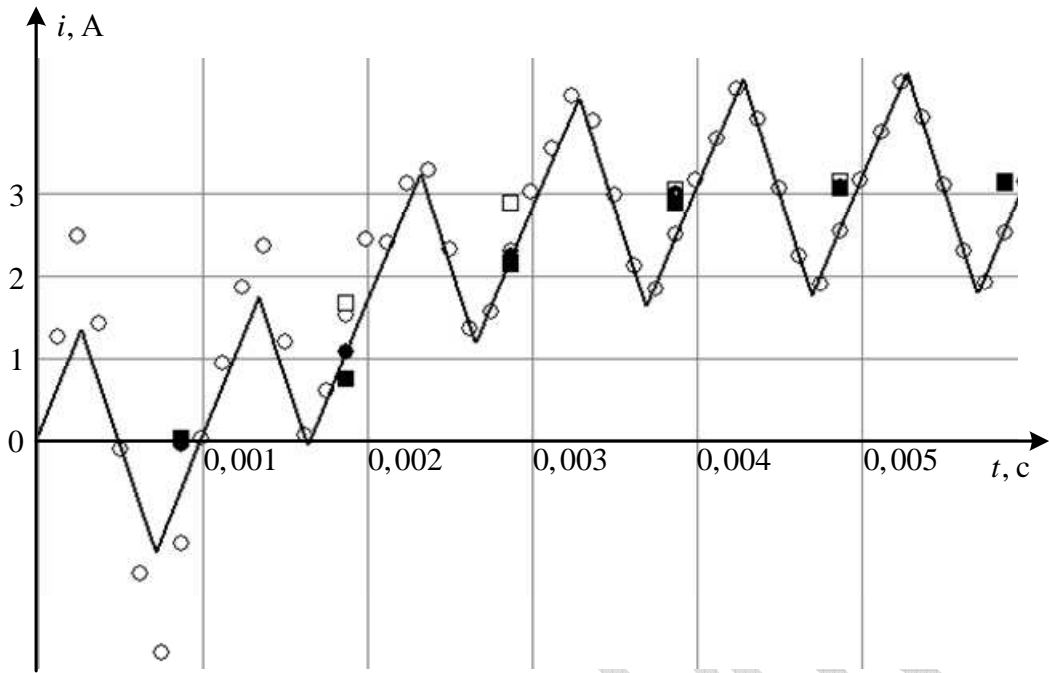


Рис. 4. Работа системы с автоподстройкой индуктивности

Влияние фильтрующих свойств канала измерения тока «датчик тока – схема согласования – АЦП микроконтроллера»

Подключение датчика тока к микроконтроллеру производится по схеме рис. 5. В данной схеме выполняется преобразование токового сигнала датчика тока с помощью операционного усилителя в дифференциальном включении, который согласует уровни сигналов датчика и АЦП микроконтроллера. Кроме этого, выполняется фильтрация сигнала от импульсных помех. Выходной RC-фильтр служит для обеспечения стабильного напряжения на входе АЦП, что требуется для зарядки емкости выборки/хранения. Постоянная времени представленного на схеме фильтра составляет:

$$T_{\phi} = RC = 510 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} = 51 \text{ мкс.} \quad (8)$$

Постоянная времени, образуемая $C_{\text{вх}}$ и $R_{\text{изм}}$, значительно меньше постоянной времени выходного фильтра.

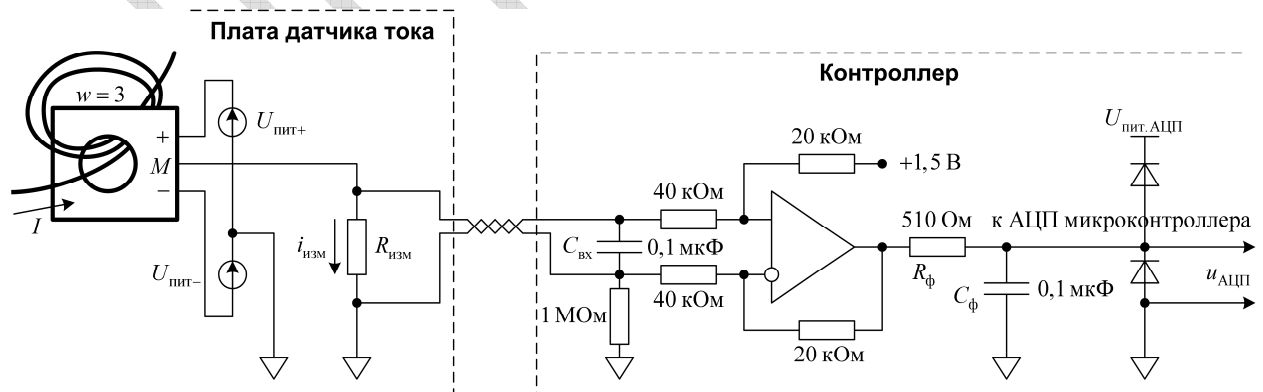


Рис. 5. Подключение датчика фазного тока с разнополярным выходом к микроконтроллеру с однополярным входом

Использование RC-цепочки в качестве фильтра неизбежно повлияет на амплитуду измеренного сигнала и фазу первой гармоники. Система автоподстройки индуктивности должна учитывать эти искажения. Для первой гармоники амплитуда и угол могут быть рассчитаны по формулам:

$$A = \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2 T^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi \cdot 1000)^2 \cdot (51 \cdot 10^{-6})^2}} = 0,952; \quad (9)$$

$$\varphi = -\arctg(\Omega T) = -\arctg(2\pi \cdot 1000 \cdot 51 \cdot 10^{-6}) = 17,8^\circ.$$

Тогда изменение синусоидальной составляющей по первой гармонике можно вычислить как:

$$A_{sin} = A \cos \varphi = 0,952 \cdot \cos(17,8^\circ) = 0,91. \quad (10)$$

С учетом наличия фильтра, формула оценки индуктивности (7), должна содержать коэффициент, учитывающий уменьшение измеренной первой гармоники:

$$\hat{L}[k] = \hat{L}[k-1] \cdot \left(1 + \frac{\hat{I}_{sin}[k] - I_{sin}[k]}{A_{sin} \hat{I}_{sin}[k] + I_{sin}[k]} \right), \quad (11)$$

а результат работы системы коррекции с учетом рассмотренных выше факторов представлен на рис. 6.

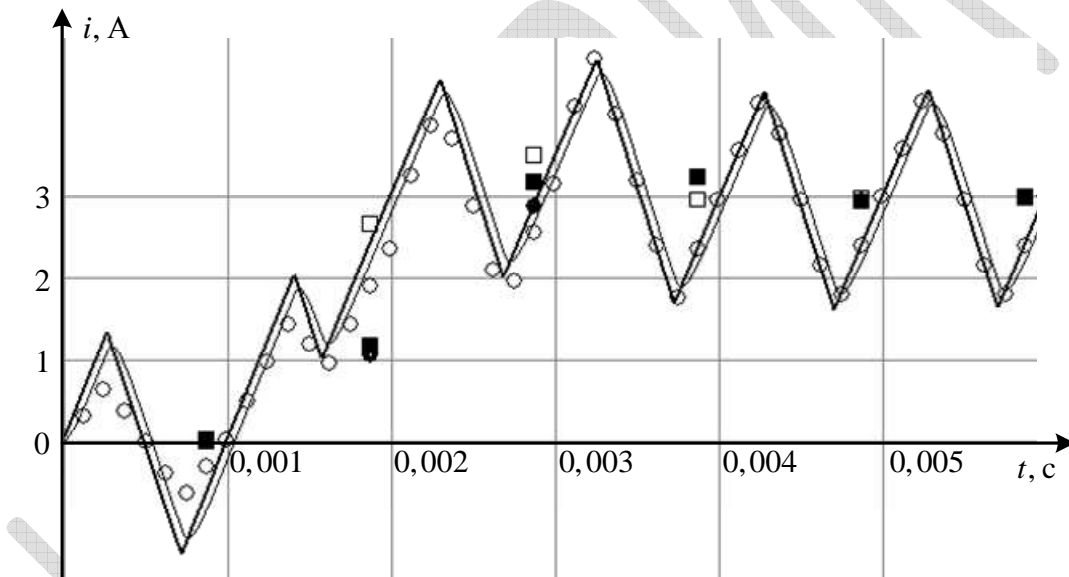


Рис. 6. Система автоподстройки значения индуктивности с учетом влияния фильтра канала АЦП

Анализ влияния дискретности по уровню на работу системы регулирования

Всё полученное к данному моменту преимущество системы с предсказанием обратной связи может быть не реализуемо, если изменение тока за период ШИМ, измеряемое АЦП не может быть проанализировано для наблюдения за индуктивностью из-за малой разрядности АЦП. Поэтому важно провести исследование процессов с учетом реальной дискретности АЦП и шума.

Зададимся следующими параметрами. АЦП имеет 12 разрядов, выходной сигнал содержит белый шум ± 2 значения. АЦП не имеет нелинейности и ошибки коэффициента усиления, так как эти погрешности не скажутся на динамике процесса. Кроме того, АЦП не имеет пропущенных бит. Диапазон входного сигнала может изменяться от -100 , до $+100$ А, то есть в рассмотренном примере регулирование тока осуществляется на уровне 1,5% от полного диапазона, а переменная составляющая не превышает 0,6 %. Для провер-

ки запаса устойчивости выполним моделирование при диапазоне датчика тока от -500 до $+500$ А. Осциллограммы работы системы в этих двух случаях представлены на рис. 7. Импульсами, следующими через $1/8$ периода ШИМ, показаны значения измеренного тока с учетом дискретности АЦП по уровню и белого шума.

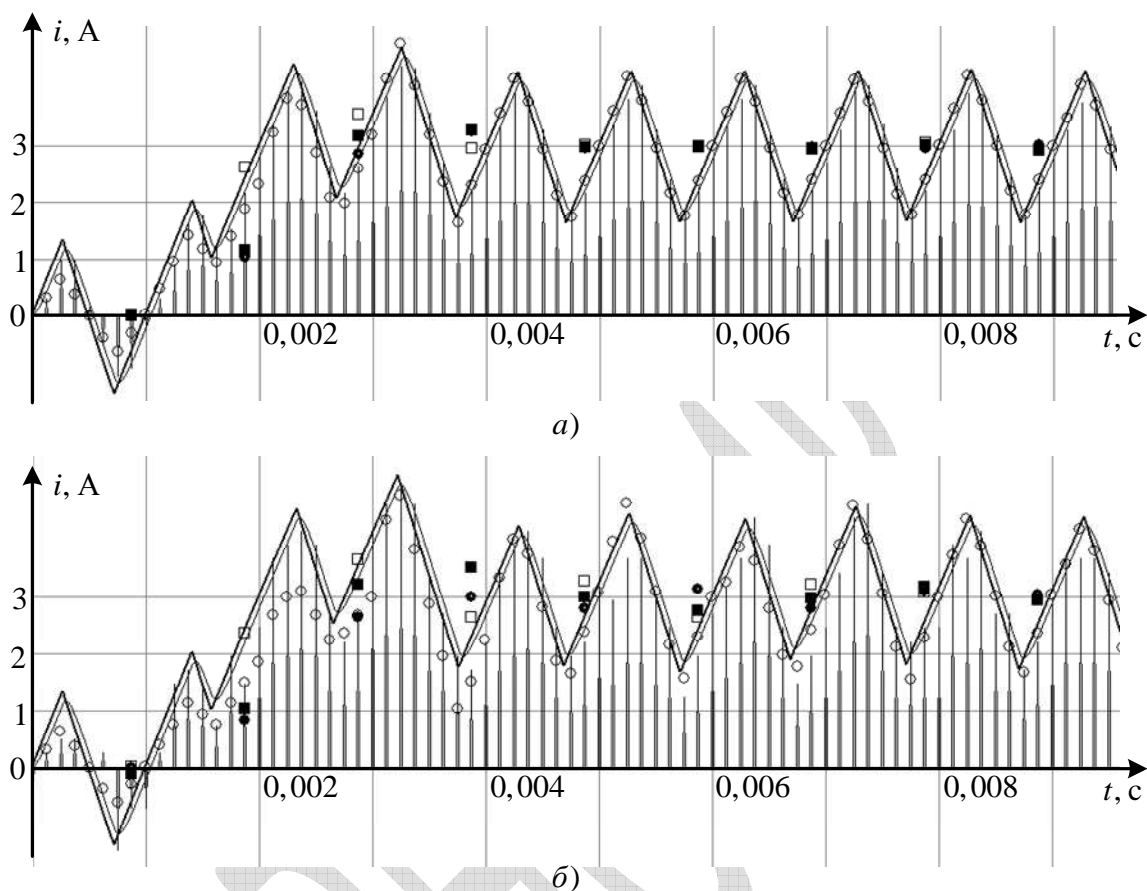


Рис. 7. Работа системы прогнозирования и регулирования с дискретностью датчиков по уровню (а — полный диапазон датчика и АЦП ± 100 А, б — полный диапазон датчика и АЦП ± 500 А)

В обоих случаях пуск производился с ошибкой в индуктивности в два раза. В случае с большим диапазоном датчика тока дискретность по уровню сказывается сильнее, однако в среднем все равно оказалось возможным вычислить индуктивность цепи и предсказать поведение тока по прогнозирующей модели.

Реализация на микроконтроллере

Описанный алгоритм будет пригодным для использования только в том случае, если он является достаточно простым для реализации на микроконтроллере. Моделирование системы производилось на языке Си. Модель вычислялась для каждого тика таймера ШИМ, поэтому все переменные модели были выбраны формата `double(64)`, чтобы исключить влияние дискретности по уровню, наблюдаемой у стандартных чисел `float(32)` при очень малом шаге дискретизации по времени. Уравнения прогнозирующего контроллера не используют столь малый шаг интегрирования, поэтому для нее может быть использован формат `float(32)` без существенного ухудшения точности вычислений. Тип `float(32)` в настоящее время поддерживается в микроконтроллерах фирмы Texas Instruments семейств Delfino [8] и Concerto [9]. При необходимости данный алгоритм может быть реализован и в IQ-математике [10] на целочисленных 32-разрядных микроконтроллерах.

Фрагмент для расчета прогноза тока представлен в лист. 1. Фрагмент содержит проверку условий и расчет прогноза по формулам из системы (3). Всего в программном

обеспечении имеется 8 таких фрагментов, выполняющихся в моменты готовности данных с АЦП, равномерно распределенных по периоду ШИМ (см. рис. 1). В представленном фрагменте используются следующие переменные:

controller_out — скважность управления инвертором, действующая на текущем периоде ШИМ;

imod — ток модели или прогноз значения тока;

imodm[] — массив токов модели в точках измерения АЦП;

em — ЭДС двигателя модели;

rm — активное сопротивление цепи модели;

Ts — шаг интегрирования модели, равный 1/8 периода ШИМ;

Ts_invLm — отношение шага интегрирования модели, равного 1/8 периода ШИМ, к индуктивности модели;

lm — индуктивность модели;

im[] — массив измеренных токов с АЦП;

iADC — текущее значение тока с АЦП;

iAv — средний измеренный ток;

imodAv — средний ток по прогнозирующей модели;

sinim — сумма ряда Фурье по синусу первой гармоники для измеренных токов;

sinimodm — сумма ряда Фурье по синусу первой гармоники для токов модели;

sint[] — массив значений синусов для преобразования Фурье по первой гармонике, содержит значения {sin(0); sin(π/4); sin(π/2); sin(3π/4); sin(π); sin(5π/4); sin(3π/2); sin(7π/4)}.

В третьей ветви алгоритма вычисление тока производится в двух выражениях для наглядного разделения на нарастающий и спадающий ток. Данные выражения могут быть

объединены в одно. Отношение $\frac{T_s}{L}$, где $T_s = \frac{T_{\text{ШИМ}}}{8}$ — шаг квантования по времени для

АЦП, заменено одной переменной, характеризующей обратную величину индуктивности цепи для фиксированного времени интегрирования. Эту величину можно пересчитывать один раз для всего периода ШИМ после очередной переоценки индуктивности далее по алгоритму. Для худшего варианта фрагмент содержит:

- 2 сравнения;
- 2 условных перехода;
- 7 сложений/вычитаний;
- 5 умножений;
- 1 деление.

Кроме этого фрагмент вычисляет промежуточные результаты суммы измеренных и оцененных токов для алгоритмов расчета обратной связи регулятора и коррекции индуктивности модели.

Листинг 1. Прогноз тока для оценки в третьей точке

```

Ts_invLm=Ts/lm;
if (controller_out<0.25)
    imod+=(-em-imod*rm)*Ts_invLm;
else if (controller_out>0.5)
    imod+=(uDC-em-imod*rm)*Ts_invLm;
else
{
    imod+=(uDC-em-imod*rm)*4*Ts_invLm*(controller_out-0.25);
    imod+=(-em-imod*rm)*(Ts_invLm-4*Ts_invLm*(controller_out-0.25));
}
imodm[2]=imod;
im[2]=iADC;
iAv+=im[2];
imodAv+=imodm[2];
sinim+=im[2]*sint[2];
sinimodm+=imodm[2]*sint[2];

```

Следующий фрагмент для расчета прогноза тока для обратной связи регулятора представлен в лист. 2. Он выполняется на последнем за период ШИМ восьмом прерывании. Этот фрагмент должен спрогнозировать ток в соответствии с (4). В представленном фрагменте используются следующая переменная:

fbk — сигнал обратной связи для ПИ-регулятора тока.

Фрагмент производит коррекцию прогноза с использованием измеренного и спрогнозированного средних значений и обновляет значение обратной связи ПИ-регулятора тока. Фрагмент содержит:

- 1 умножение;
- 1 деление.

Лист. 2. Расчет обратной связи регулятора

```
imod=imod*iAv/imodAv;  
fbk=imod;
```

Следующий фрагмент, представленный в лист. 3 производит коррекцию индуктивности прогнозирующей модели по формуле (11) и пересчет пропорционального коэффициента регулятора. В приведенном фрагменте используются следующие переменные:

$invAsin$ — обратная величина от значения (10);

kp — пропорциональный коэффициент регулятора тока;

uDC — напряжение звена постоянного тока;

$invTpwM$ — частота ШИМ.

Фрагмент содержит:

- 3 сложения/вычитания;
- 3 умножения;
- 2 деления.

Листинг 3. Коррекция индуктивности модели и коэффициента регулятора тока

```
lm+=lm*(sinimodm-sinim*invAsin)/(sinim+sinimodm);  
kp=lm/uDC*invTpwM;
```

После запускается ПИ-регулятор тока и загрузка результата его работы в регистры модуля сравнения микроконтроллера. Суммарное время выполнения данного алгоритма составляет 805 тактов в режиме симуляции TMS320F28335. На реальном микроконтроллере данные могут получаться другими, при размещении программы во Flash-памяти или ОЗУ с разными тактами ожидания. Если частота ШИМ составляет 10 кГц, то на микроконтроллере с частотой 150 МГц 1/8 периода ШИМ — это 1875 тактов. Основное время занимают операции деления, каждая из которых выполняется 189 тактов. Если необходимо прогнозировать обратные связи для двух или трехфазной системы, то для каждой следующей фазы необходимо выполнять только одну операцию деления. Кроме того, операции деления выполняются компилятором Си в общем виде с проверками знаков, нулевых и бесконечных значений. Для ускорения вычислений их можно переписать на ассемблере, сократив время выполнения деления приблизительно до 60 тактов.

Выводы

Рассмотренный в данной статье алгоритм прогнозирования сигнала обратной связи для ПИ-регулятора контура тока показал свою работоспособность на модели с возможными неточностями задания параметров системы и ошибками квантования измеряемых сигналов по уровню и времени. Прогнозирование сигнала обратной связи позволяет использовать настройку ПИ-регулятора тока, обеспечивающую выход на задание за один такт. В свою очередь, оценка индуктивности позволяет осуществлять автоподстройку коэффициентов ПИ-регулятора. Рассмотренные алгоритмы могут быть переложены для двигателей переменного тока, при этом производительности современных микроконтроллеров вполне достаточно для выполнения всех необходимых расчетов в реальном времени.

Список литературы

1. Анучин А.С., Методики расчета параметров цифрового ПИ-регулятора в электроприводе, Электротехника, №5/2014
2. Quang N.P., Dittrich J-A., Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice (Power Systems), Springer, 2008, P.340
3. Smith, O. J. M., Closed Control of Loops with Dead Time, Chemical Engineering Progress, vol. 53, pp. 217-219, 1957.
4. A. Ingimundarson and T. Hagglund, "Robust Tuning Procedures of Dead-Time Compensating Controllers," Control Engineering Practice, 9, 2001, pp. 1195-1208.
5. Grewal H., Oversampling the ADC12 for Higher Resolution, Application Report, Texas Instruments, P.8, SLAA323, July 2006
6. Анучин А.С., Арискина Л.В., Синтез двухконтурной системы управления DCDC-преобразователя напряжения в режиме непрерывного тока для приводов с регулируемым промежуточным звеном постоянного тока, Труды МЭИ. Электропривод и системы управления – 2002. – Вып.679. – С.52–65
7. Анучин А.С., Силаев Ф.А., Блок регулирования напряжения для автономной системы электроснабжения пассажирских вагонов поездов дальнего следования, Электрооборудование: эксплуатация и ремонт, №6/2010, с.55-64
8. http://www.ti.com/lstds/ti/microcontroller/32-bit_c2000/c28x_delfino/overview.page?paramCriteria=no
9. http://www.ti.com/lstds/ti/microcontroller/32-bit_c2000/c28x_arm_cortex-m3/overview.page?paramCriteria=no
10. Алямкин Д.И., Анучин А.С., Дроздов А.В., Козаченко В.Ф., Тарасов А.С., Встраиваемые высокопроизводительные системы управления, Учебное пособие, Издательский дом МЭИ, Москва, 2010. – 270 с.



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