

doi: 10.17586/2226-1494-2023-23-1-192-201

УДК 62-83

Применение обратной связи переменной точности для повышения быстродействия контура тока в инверторах на базе GaN-транзисторов

Алексей Сергеевич Анучин¹, Мария Андреевна Гуляева²✉,
Максим Михайлович Лашкевич³, Александр Александрович Жарков⁴, Хао Чен⁵,
Антон Николаевич Дианов⁶

^{1,2,4} Национальный исследовательский университет «МЭИ», Москва, 111250, Российская Федерация

^{3,4} ООО «НПФ ВЕКТОР», Москва, 111396, Российская Федерация

⁵ China University of Mining & Technology, Суйчжоу, 100083, Китай

⁶ Daeyoung R&D Center, Сеул, 03140, Южная Корея

¹ Anuchin.alecksey@gmail.com, <https://orcid.org/0000-0002-1019-756X>

² tilgivelse@yandex.ru ✉, <https://orcid.org/0000-0002-2326-1153>

³ maxsoftpage@yandex.ru, <https://orcid.org/0000-0002-9699-7145>

⁴ zarckov@mail.ru, <https://orcid.org/0000-0001-5628-8101>

⁵ hchen@cumt.edu.cn, <https://orcid.org/0000-0001-9056-3760>

⁶ anton.dianov@ieee.org, <https://orcid.org/0000-0002-9778-6817>

Аннотация

Предмет исследования. С появлением силовых электронных устройств на полупроводниках с широкой запрещенной зоной, таких как SiC (карбид кремния) и GaN (нитрид галлия), частота широтно-импульсной модуляции увеличилась. В современных сервоприводах, использующих транзисторы на базе GaN, частота коммутации может достигать 100 кГц и более. В этом случае быстродействие электропривода ограничивается не частотой широтно-импульсной модуляции, а задержкой в измерении обратной связи по току. Однако при использовании в электроприводе датчиков тока с дельта-сигма модуляцией, задержку в обратной связи можно регулировать соответствующим изменением точности измерения. **Метод.** Рассмотрено применение менее точной, но более быстрой обратной связи в случае, когда ошибка между заданным и реальным значениями тока двигателя велика. В случае небольшой ошибки значения тока предложено использование более медленной, но точной обратной связи. Изменение скорости отработки задания требует одновременного изменения параметров регулятора тока. **Основные результаты.** Выполнено исследование представленного алгоритма на виртуальной модели сервопривода. Проведено сравнение адаптивного регулятора тока со стандартным регулятором при разных настройках. Показано, что за счет применения предложенного алгоритма быстродействие контура тока увеличивается вдвое без потери точности поддержания сигнала по сравнению со стандартным вариантом. Применение алгоритма позволило вдвое повысить частоту среза контура тока. Результаты получены для сигнала с линейной частотной модуляцией в качестве регулируемой величины. **Практическая значимость.** Предложенный способ измерения обратной связи в контуре тока позволяет увеличить быстродействие сервопривода в целом за счет увеличения быстродействия его внутреннего контура без потери точности регулирования.

Ключевые слова

контур тока, шунтовой датчик тока, GaN, сервопривод, дельта-сигма модуляция, адаптивный регулятор

Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 21-19-00696).

Ссылка для цитирования: Анучин А.С., Гуляева М.А., Лашкевич М.М., Жарков А.А., Чен Х., Дианов А.Н. Применение обратной связи переменной точности для повышения быстродействия контура тока в инверторах на базе GaN-транзисторов // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2023. Т. 23, № 1. С. 192–201. doi: 10.17586/2226-1494-2023-23-1-192-201

Using variable-precision feedback to improve operational speed of the current loop in GaN-inverters

Alecksey S. Anuchin¹, Maria A. Gulyaeva²✉, Maxim M. Lashkevich³,
Alexandr A. Zharkov⁴, Hao Chen⁵, Anton N. Dianov⁶

^{1,2,4} National Research University “Moscow Power Engineering Institute” (MPEI), Moscow, 111250, Russian Federation

^{3,4} R&D Company “Vector”, LLC, Moscow, 111396, Russian Federation,

⁵ China University of Mining & Technology, Xuzhou, 100083, China

⁶ Daeyoung R&D Center, Seoul, 03140, South Korea

¹ Anuchin.alecksey@gmail.com, <https://orcid.org/0000-0002-1019-756X>

² tilgivelse@yandex.ru✉, <https://orcid.org/0000-0002-2326-1153>

³ maxsoftpage@yandex.ru, <https://orcid.org/0000-0002-9699-7145>

⁴ zarckov@mail.ru, <https://orcid.org/0000-0001-5628-8101>

⁵ hchen@cumt.edu.cn, <https://orcid.org/0000-0001-9056-3760>

⁶ anton.dianov@ieee.org, <https://orcid.org/0000-0002-9778-6817>

Abstract

With the advent of wide band-gap semiconductors like SiC and GaN, the frequency of pulse-width modulation has increased. In modern electric drives, the switching frequency can reach 100 kHz or more. In this case the performance of the drive is limited by the delay in the current feedback measurement. This delay can be changed by using delta-sigma modulators. This type of current sensors allows setting the measurement time. However, as the measurement time decreases, the accuracy of the feedback reduces. This paper proposes the algorithm in which the current controller uses variable-precision feedback. When the error between the reference and feedback is large, it uses faster but less accurate current feedback. When the error is small, it uses slower but accurate feedback. Changing the feedback measurement time requires changing the current controller gains. The algorithm was investigated on a virtual servo drive model. To evaluate the performance of the proposed regulator, the results were compared with standard regulators with different settings. It was proved that this approach allows increasing the speed of the current loop without loss in the transient performance. Besides, the algorithm increases the cut-off frequency in comparison with the standard slow and accurate controller.

Keywords

current loop, shunt current sensor, GaN, servo drive, delta-sigma modulation, adaptive controller

Acknowledgements

The research was carried out at the expense of a grant from the Russian Science Foundation (project No. 21-19-00696).

For citation: Anuchin A.S., Gulyaeva M.A., Lashkevich M.M., Zharkov A.A., Chen H., Dianov A.N. Using variable-precision feedback to improve operational speed of the current loop in GaN-inverters. *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*, 2023, vol. 23, no. 1, pp. 192–201 (in Russian). doi: 10.17586/2226-1494-2023-23-1-192-201

Введение

В большинстве промышленных электроприводов используются системы управления с подчиненным регулированием. Контуры тока и скорости в таких системах являются внутренними, а контур положения, используемый в сервоприводах, — внешним. Быстродействие каждого внешнего контура ограничивается быстродействием внутреннего и обычно в два раза медленнее. Таким образом, быстродействие внутреннего контура определяет быстродействие всего электропривода, поэтому крайне важно сделать его максимально быстрым.

Быстродействие контура тока в электроприводе с цифровым управлением ограничено задержками: временем измерения тока и расчета контура управления, а также периодом широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Распределение данных задержек менялось в течение долгого времени. С момента изобретения в 1980-х годах кремниевых IGBT-транзисторов на смену станочным приводам с тиристорными выпрямителями пришли прецизионные привода с частотами коммутаций до 10 кГц и более. В середине 90-х годов XX века системы управления, реализованные на цифровых сигнальных микроконтроллерах, при использовании

оптимизации программного кода смогли рассчитать контур тока за 20 мкс. В настоящее время библиотека функций «Fast Current Loop», разработанная компанией «Texas Instruments», позволяет сократить время расчета до 1 мкс. В связи с этим наибольшая задержка, варьирующаяся от 50 до 500 мкс, обусловлена ограниченной частотой коммутации IGBT-транзисторов.

С изобретением полупроводников с широкой запрещенной зоной, таких как SiC (карбид кремния) и GaN (нитрид галлия), частота ШИМ выросла. Наибольших частот достигают сервоприводы, разработанные с использованием GaN-транзисторов и напряжением звена постоянного тока 310 В, в которых частота ШИМ может достигать 200 кГц. Для увеличения быстродействия электропривода задаваемое значение тока следует обновлять дважды за период ШИМ: вверху и внизу несущего сигнала таймера перед применением уставок сравнения. Соответственно, время расчета контура тока и его измерение в обратной связи не должно превышать 2,5 мкс. Таким образом, важные факторы, ограничивающие быстродействие электропривода — время расчета системы управления и задержка на измерение тока.

Применение GaN-транзисторов способствует уменьшению объема и веса инвертора, размер которого определяется датчиками тока, которые обычно

представлены датчиками на основе эффекта Холла компенсационного типа. Датчики на эффекте Холла прямого измерения более компактны, однако, чем меньше их конструкция, тем сильнее электромагнитные помехи влияют на точность измерения. По этой причине датчики прямого измерения практически не используются в прецизионных приводах. В качестве альтернативного решения в настоящее время популярны шунтовые датчики, использующие дельта-сигма модуляцию ($\Delta\Sigma$ -модуляцию) [1–4]. Они измеряют ток непосредственно в фазе двигателя и обеспечивают высокую помехозащищенность. Проблема заключается в том, что точность таких датчиков зависит от времени измерения, необходимого для демодуляции битового потока, полученного от $\Delta\Sigma$ -модулятора. Так, сигнал с точностью 5 бит может быть получен за 1,2 мкс на максимальной частоте тактирования $\Delta\Sigma$ -модулятора равной 20 МГц, 8-битный — за 2,4 мкс и т. д., что сопоставимо с периодом ШИМ-инвертора на базе GaN-транзисторов [5, 6].

В нормальном режиме работы для точного поддержания тока требуется время измерения 4,8 мкс, если номинальный ток не превышает $\pm 50\%$ диапазона аналого-цифрового преобразователя (АЦП) [7]. Но если разница между заданным значением тока и обратной связью достаточно велика, то точность измерения тока не влияет на качество регулирования тока. Другими словами, точность может быть снижена ради получения более быстрого отклика в контуре тока.

В настоящей работе рассмотрен способ регулирования тока с переменным временем измерения обрат-

ной связи, которое зависит от рассогласования между заданным значением и обратной связью регулятора тока. При этом пропорциональный и интегральный коэффициенты регулятора меняются для поддержания максимальной полосы пропускания контура тока.

Контур тока и его настройка

Общая структура контура тока в виртуальной модели сервопривода показана на рис. 1. Разница между заданным значением тока и обратной связью поступает на пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор, выход которого является заданием напряжения, которое подается на модуль ШИМ. На следующем периоде ШИМ-инвертор реализует задание напряжения (экстраполятор нулевого порядка на рис. 1), а значение тока считывается с помощью датчика и передается на регулятор тока.

Быстродействие контура тока ограничивается суммой задержек, которые не могут быть скомпенсированы регулятором тока. Например, если значение обратной связи точно известно в начале периода ШИМ и регулятор тока считается мгновенно, задание напряжения рассчитывается по формуле [8]:

$$v_{ref} = \frac{L}{T_{PWM}}(i_{ref} - i_{fbk}),$$

где L — индуктивность обмотки двигателя; T_{PWM} — период ШИМ (Pulse-Width Modulation, PWM); i_{ref} — задание на ток; i_{fbk} — обратная связь по току. Такой

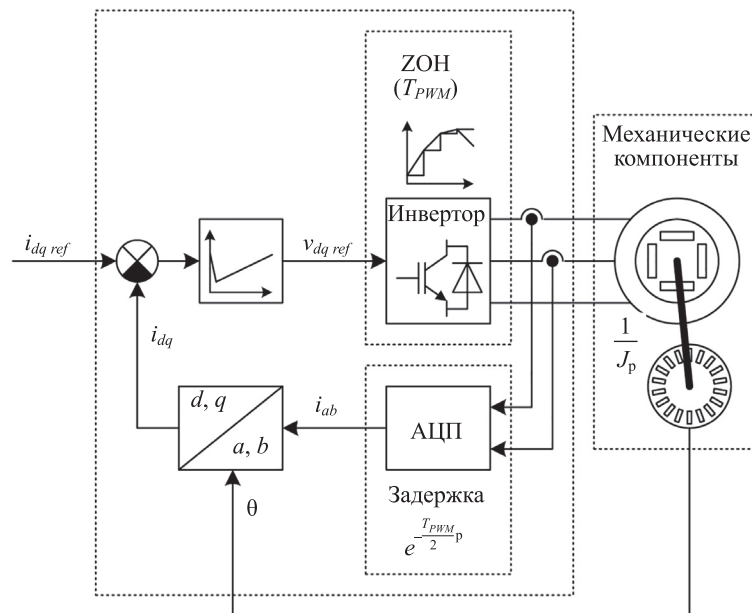


Рис. 1. Структура стандартного контура тока: ZOH — экстраполятор нулевого порядка; $i_{dq\ ref}$ — задания на ток по осям d и q ; $v_{dq\ ref}$ — задания на напряжение по осям d и q ; i_{dq} — токи по осям d и q ; i_{ab} — токи фаз A и B ; d, q — вращающиеся оси, связанные с ротором двигателя; a, b — фазы A и B ; θ — угол положения ротора; p — оператор дифференцирования; J — момент инерции двигателя

Fig. 1. Structure of the conventional current loop: ZOH — zero order hold; $i_{dq\ ref}$ — current references along d and q axes; $v_{dq\ ref}$ — voltage references along d and q axes; i_{dq} — currents along d and q axes; i_{ab} — currents of phases A and B ; d, q — rotating axes connected with the rotor; a, b — phases A and B ; θ — rotor position angle; p — differentiation operator; and J — inertia moment

подход предполагает, что задержки, обычно присущие системе, отсутствуют.

В этом случае заданный ток достигается через один период ШИМ, если напряжение не касается ограничений. Для упрощения представления регулятора компенсация обратной связи по ЭДС не учитывается. Сопротивление обмотки будет учтено в интегральной составляющей регулятора:

$$v_{ref}[k] = v_{ref}[k-1] + \frac{R}{T_{PWM}}(i_{ref} - i_{fbk})h,$$

где R — сопротивление обмотки; h — шаг интегрирования, равный периоду расчета регулятора тока; $[k]$ — обозначение значения напряжения, полученного на текущем шаге расчета; $[k-1]$ — обозначение значения напряжения, полученного на предыдущем шаге расчета.

Однако в реальных условиях система содержит задержки, перечисленные ранее. Для стандартных систем, у которых время измерения тока (k_p) и последующий расчет регулятора тока (k_I) синхронизированы с серединой периода ШИМ, пропорциональный и интегральный коэффициенты ПИ-регулятора снижаются в два раза.

$$\begin{cases} k_p = \frac{L}{2T_{PWM}} \\ k_I = \frac{R}{2T_{PWM}} \end{cases} \quad (1)$$

Такая настройка обеспечивает устойчивое поведение контура тока со временем переходного процесса около 5 периодов ШИМ и перерегулированием 5%. Множитель «2» в знаменателе (1) учитывает то, что измерение тока не совпадает с концом периода ШИМ, а рассчитывается в середине периода, а также задержку

приложения напряжения, равную $0,5 T_{PWM}$ от начала периода ШИМ. Временная диаграмма представлена на рис. 2.

В контуре тока (рис. 2), показаны следующие задержки: измерение тока (1); время расчета регулятора тока (2); задержка между рассчитанным заданием напряжения и началом следующего периода ШИМ, где оно будет применено (3); задержка, которая составляет половину периода ШИМ, так как среднее значение задания напряжения приложено к обмоткам двигателя после половины периода ШИМ (4).

За последние десятилетия величины этих задержек изменялись. Например, долгое время расчет регуляторов тока занимал много времени из-за отсутствия цифровых сигнальных микроконтроллеров и слабой оптимизации кода. В настоящее время расчет контура тока с помощью библиотеки функций «Fast Current Loop» от компании «Texas Instruments» занимает 1 мкс и может быть дополнительно оптимизирован. Прорыв в развитии полупроводников с широкой запрещенной зоной, таких как GaN и SiC, содействовал получению частоты ШИМ 100 кГц и более [9–12], ранее недостижимой в электроприводе. Время измерения тока за последние годы уменьшилось с 500 до 150 нс, и новые принципы измерения продолжают появляться.

Шунтовое измерение тока с применением $\Delta\Sigma$ -модуляции становится все более популярным благодаря своей простоте, цене и точности. Это наиболее компактное решение по сравнению с датчиками на эффекте Холла компенсационного типа при аналогичной точности и помехозащищенности. Появляются силовые модули с уже встроенными шунтами [13]. Однако, чем большая точность требуется, тем больше времени необходимо для демодуляции битового потока, выходная частота которого в настоящее время ограничена на уровне 20 МГц. Частота $\Delta\Sigma$ -модулятора определяет

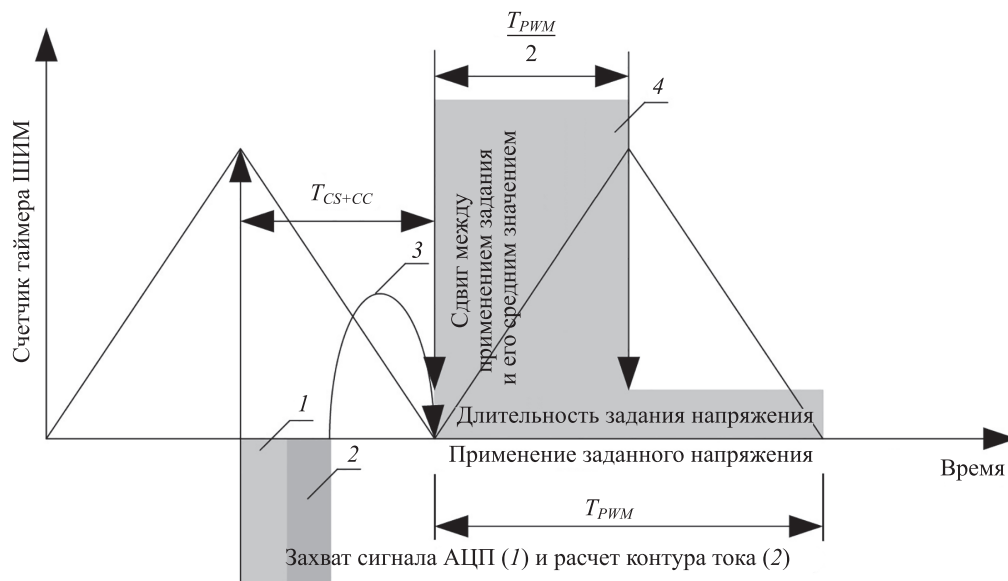


Рис. 2. Временная диаграмма контура управления тока: T_{PWM} — период ШИМ; T_{CS+CC} (current sensing — измерение тока, current controller — регулятор тока) — время на измерение тока и расчет контура тока

Fig. 2. Time diagram of the current loop control: T_{PWM} — duration of PWM cycle, T_{CS+CC} — current sensing and current controller execution time

время, необходимое для измерения тока: например, для 10,5-битного разрешения АЦП оно равно 4,8 мкс, для 12-битного — 9,6 мкс, что слишком долго по сравнению с другими задержками в контуре тока.

Когда времена расчета системы управления и измерения тока близки или больше, чем период ШИМ, они должны быть учтены в некомпенсируемой постоянной времени регулятора. Учитывая это, формулу (1) перепишем в виде:

$$\begin{cases} k_P = \frac{L}{1(T_{PWM} + T_{CS+CC})}, \\ k_I = \frac{R}{2(T_{PWM} + T_{CS+CC})} \end{cases}$$

где T_{CS+CC} — время на измерение тока и расчет контура тока.

Шунтовое измерение тока

Токовый шунт подключается между выходом инвертора и фазой двигателя. Источник питания верхнего драйвера IGBT-транзистора может быть использован для питания интегральной схемы $\Delta\Sigma$ -модулятора (рис. 3). Такая схема обычно реализует $\Delta\Sigma$ -модуляцию второго порядка (рис. 4, а) [14], которая имеет лучшее

распределение единиц и нулей генерируемого битового потока по сравнению с $\Delta\Sigma$ -модуляцией первого порядка [15]. Выходной битовый поток (рис. 4, б) содержит информацию о токе, протекающем через фазу двигателя. Схема $\Delta\Sigma$ -модулятора синхронизируется тактовой частотой 20 МГц — f_{CLK} (clock frequency, CLK). Демодуляция битового потока осуществляется с помощью специального периферийного устройства современных микроконтроллеров. Битовый поток отфильтруем с помощью фильтра нижних частот. В общем случае Sinc-фильтр первого порядка является фильтром скользящего среднего и может быть представлен уравнениями фильтра с бесконечной или конечной импульсными характеристиками, при этом результат работы остается тем же:

$$H_{FIR}(z) = \frac{1}{N}(1 + z^{-1} + z^{-2} + \dots + z^{-(N-1)}),$$

где H_{FIR} — функция фильтра с конечной импульсной характеристикой (finite impulse response, FIR); z — оператор сдвига во времени; N — коэффициент передискретизации (Oversampling Ratio, OSR) или количество битов битового потока, обрабатываемых в фильтре.

Точность измерения тока зависит от количества битов в битовом потоке, используемом для одного измерения, и от порядка цифрового фильтра. Чем больше

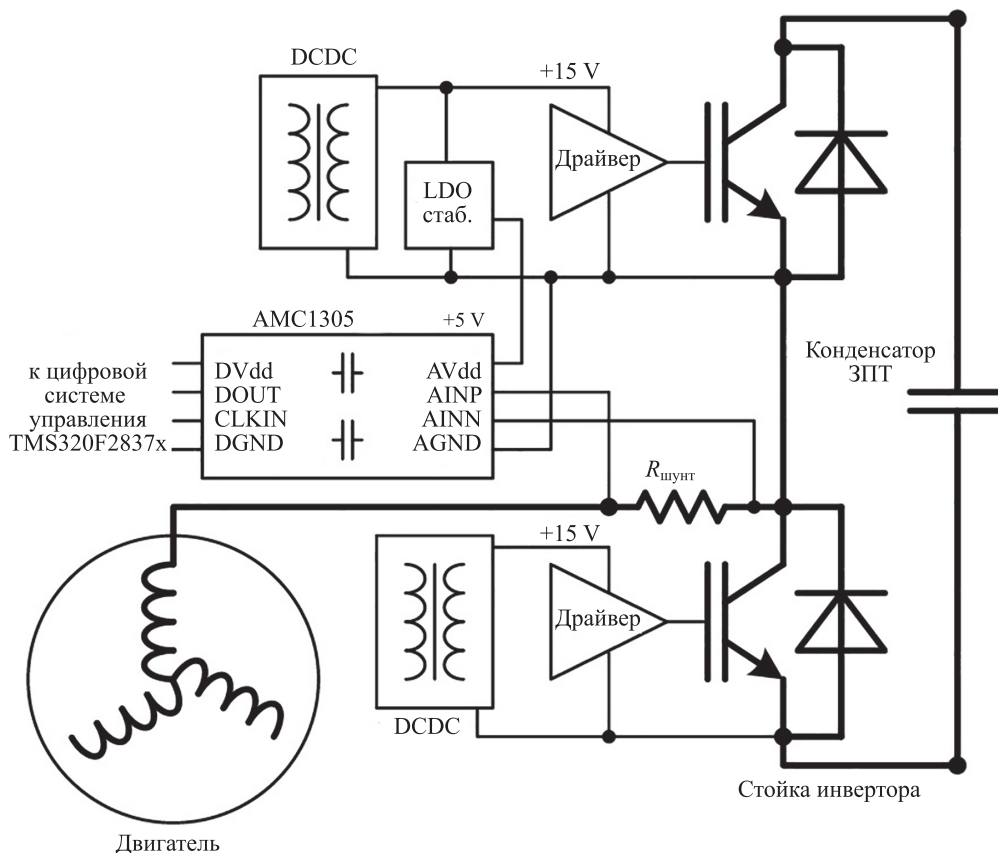


Рис. 3. Стандартная топология схемы измерения тока с помощью шунтового датчика для электроприводов:

DCDC — преобразователь уровней постоянного напряжения; LDO (low-dropout regulator — регулятор с низким перепадом) — линейный стабилизатор напряжения; ЗПТ — звено постоянного тока; $R_{шунт}$ — сопротивление шунта

Fig. 3. Basic shunt current sensing topology for electric drives: DCDC — DC-to-DC converter; LDO — low-dropout regulator; ЗПТ — DC link; $R_{шунт}$ — shunt resistance

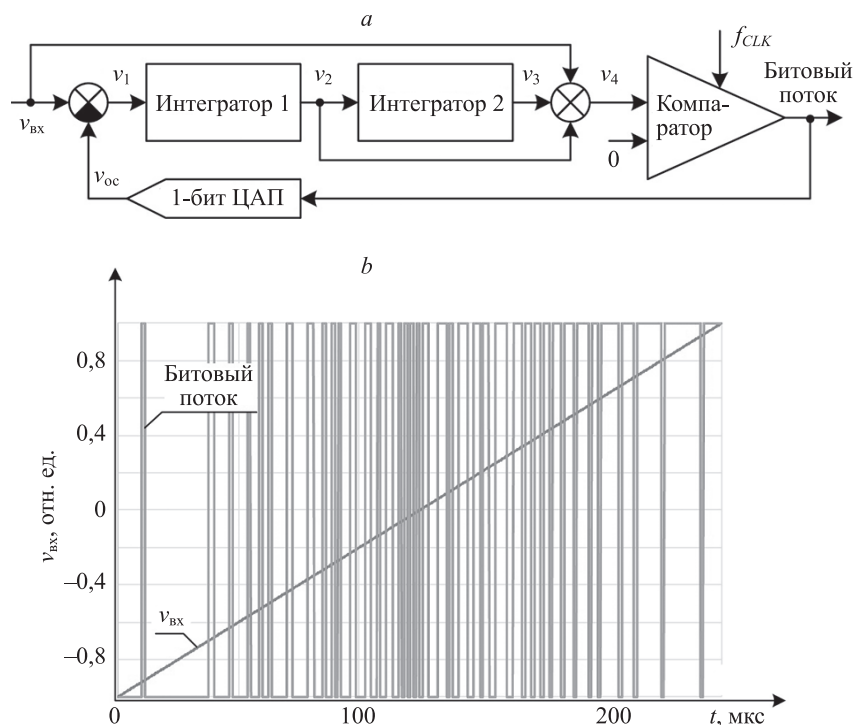


Рис. 4. Структура $\Delta\Sigma$ -модулятора второго порядка (a) и его работа (b): $v_{вх}$ — входное напряжение, измеряемое шунтовым датчиком тока; v_{oc} — обратная связь по напряжению; v_1 — ошибка между входным напряжением и обратной связью; v_2, v_3 — напряжения после последовательных интеграторов; v_4 — сумма напряжений; ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь

Fig. 4. Second-order delta-sigma modulator structure (a) and its operation (b): $v_{вх}$ — input voltage measured by a shunt current sensor; v_{oc} — voltage feedback; v_1 — error between input voltage and feedback; v_2, v_3 — voltages after series integrators; v_4 — the sum of voltages; ЦАП — digital-to-analog converter

количество битов или коэффициент передискретизации, тем выше будет точность. Sinc3-фильтр имеет наиболее предпочтительный порядок фильтрации, обеспечивающий наибольшую точность в большом диапазоне коэффициентов передискретизации. При этом с увеличением точности, за счет увеличения количества обрабатываемых бит, увеличивается и продолжительность измерения. Следовательно, настройка цифрового фильтра должна быть компромиссной между точностью и скоростью измерения. Время измерения тока вычислим с помощью уравнения:

$$t = \frac{OSR}{f_{CLK}} F_{order},$$

где F_{order} — порядок Sinc-фильтра. Стандартные времена измерения — 1,2 мкс, 2,4 мкс, 4,8 мкс и 9,6 мкс. В два раза большая продолжительность времени обеспечивает примерно в 6 раз большую точность. Сравнение погрешностей измерения показано на рис. 5 [2].

Адаптивный регулятор тока с переменной точностью обратной связи

Чем быстрее измерение тока и меньше период ШИМ, тем выше может быть пропорциональный коэффициент регулятора тока и меньше время регулирова-

ния. С уменьшением времени точность измерения тока снижается, а шум в обратной связи влияет на работу контура тока, приводя к колебаниям вокруг заданного значения. Однако, если разница между заданным значением и обратной связью по току достаточно велика и недостижима в одном периоде расчета системы управления, то необходимости в высокой точности измерения для регулирования тока нет.

Другими словами, время измерения может быть выбрано путем анализа ошибки между заданием и обратной связью, а коэффициенты регулятора должны быть пересчитаны относительно времени измерения. Такой подход способен повысить быстродействие контура тока, сократив время регулирования. Блок-схема предлагаемого регулятора тока показана на рис. 6. Для простоты схема показана только для тока одной оси, при этом компенсация противо-ЭДС исключена.

Измеряемый ток преобразуется $\Delta\Sigma$ -модулятором в битовый поток, поступающий на три фильтра с тремя разными временами демодуляции. Самый быстрый из них получает данные за 2,4 мкс (рис. 6: Sinc3-фильтр, $OSR = 16$). В самом медленном фильтре $OSR = 64$, а время измерения тока 9,6 мкс. Разница между заданным значением тока и самым быстрым сигналом обратной связи сравнивается с двумя пороговыми значениями (установками 1 и 2), определяющими, какие параметры обратной связи и коэффициенты регулятора тока должны быть использованы. Соответствующие параметры

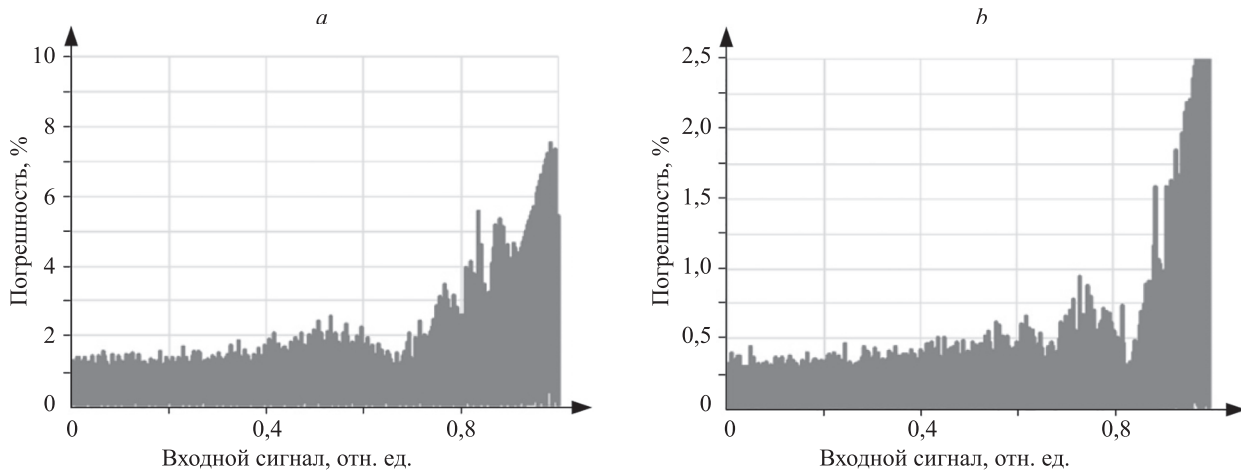


Рис. 5. Погрешность измерения тока при использовании Sinc3-фильтра и OSR = 8 (а), и OSR = 16 (б). Отрицательные значения не показаны, поскольку являются симметричными положительным

Fig. 5. Error of the measurement using Sinc3-filter with OSR = 8 (a) and OSR = 16 (b)

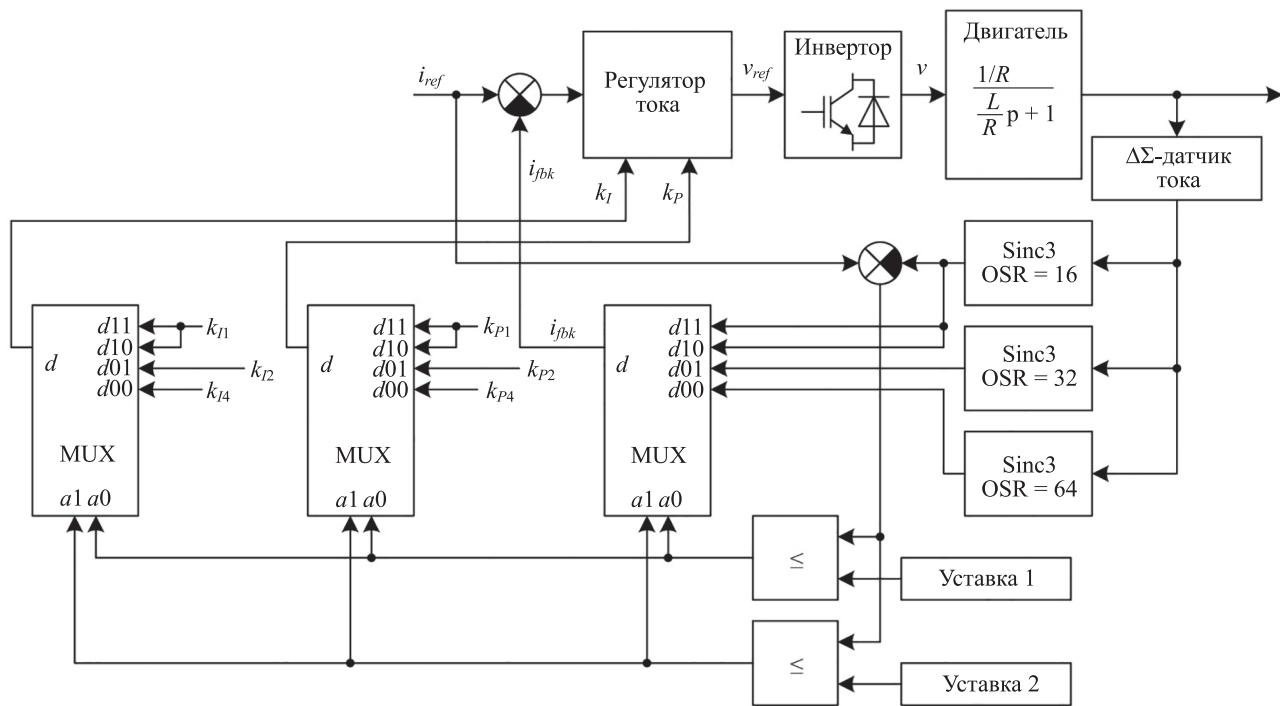


Рис. 6. Блок-схема адаптивного регулятора тока: a_0, a_1 — двоичные результаты сравнения значения обратной связи по току с уставками 1 и 2 соответственно; $d_{00}, d_{01}, d_{10}, d_{11}$ — наборы параметров (интегральный и пропорциональный коэффициенты, обратная связь), выбираемые в зависимости от результатов сравнения a_0 и a_1

Fig. 6. Adaptive current controller block diagram: a_0, a_1 — binary results of comparing the current feedback value with thresholds 1 and 2, respectively; $d_{00}, d_{01}, d_{10}, d_{11}$ — sets of parameters (integral and proportional coefficients, feedback) selected depending on the results of comparison of a_0 and a_1

регулятора и источник обратной связи тока выбираются мультиплексором и подаются на блок регулятора.

Результаты моделирования

Реакция на скачок. Параметры моделируемого привода показаны в таблице. Инвертор представлен экстраполятором нулевого порядка. Первый экспери-

мент выполнен при подаче задания скачком, которое изменялось от 0 до 10 А. При эксперименте выполнено исследование трех настроек. Первая — с точным измерением тока и «медленным» регулятором. Во второй настройке использовано самое быстрое измерение тока с низкой точностью и большими коэффициентами регулятора тока («быстрый» регулятор). Третья настройка является предложенным адаптивным регулятором тока

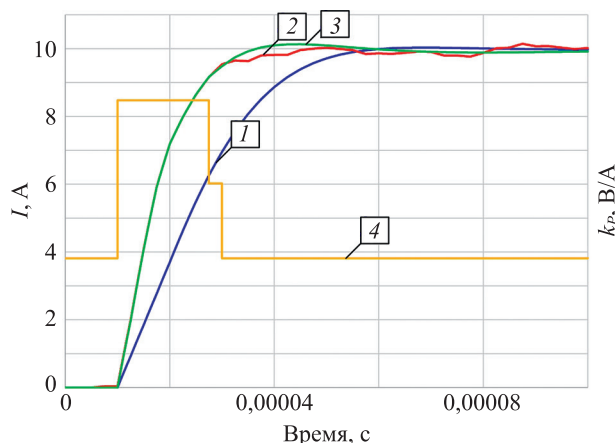


Рис. 7. Переходная характеристика регулятора тока при различных настройках: 1 — «медленный» регулятор тока; 2 — «быстрый» регулятор тока; 3 — адаптивный регулятор тока с переменными коэффициентами и точностью измерения; 4 — пропорциональный коэффициент адаптивного регулятора тока

Fig. 7. Step response of the current controller with various tunings: 1 — accurate current measurement and slow current controller tuning; 2 — fast current measurement with rapid current controller tuning; 3 — adaptive current controller with variable gains and measurement accuracy; 4 — proportional gain of the adaptive current controller

с переменными точностью обратной связи и параметрами регулятора. Результаты моделирования представлены на рис. 7.

В результате моделирования, видно, что самый затянутый процесс соответствует «медленному» регулятору с наибольшим временем измерения и наименьшими коэффициентами регулятора тока. Отметим, что данный регулятор продемонстрировал высокую точность регулирования. «Быстрый» регулятор показал низкое качество поддержания тока из-за значительных погрешностей в измерении. Регулятор пытается стабилизировать обратную связь, но из-за сильных помех ток колеблется вокруг заданного значения.

Адаптивный регулятор тока изменил свои коэффициенты усиления во время работы. При высокой ошибке между заданным значением и обратной связью использованы самые большие коэффициенты регу-

лятора k_{p1} и k_{I1} с наиболее быстрой обратной связью (OSR = 16).

В установившемся режиме применена самая медленная настройка (k_{p3} и k_{I3}), но наиболее точное измерение тока (OSR = 64), что помогло стабилизировать ток. Время регулирования с адаптивным регулятором тока аналогично времени регулирования с самой быстрой настройкой.

Реакция на сигнал с линейной частотной модуляцией. Второй эксперимент проведен для сравнения частот среза «медленного» регулятора и предложенного адаптивного регулятора (третья настройка). В качестве задания на регулятор тока установлен сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) с амплитудой 10 А и возрастающей частотой. Результаты моделирования представлены на рис. 8. Стандартный регулятор тока достиг частоты среза через 0,004 с при входной частоте

Таблица. Параметры моделируемого электропривода
Table. Parameters of the drive model

Параметр		Значение
Частота ШИМ, кГц		400
Напряжение звена постоянного тока, В		310
Индуктивность фазы, мкГн		100
Сопротивления фазы, Ом		3
Время расчета контура тока, мкс		1
Время измерения при OSR, мкс	16	2,4
	64	9,6
Пропорциональный коэффициент, В/А	«быстрого» регулятора при OSR = 16 k_{p1}	8,5
	регулятора при OSR = 32 k_{p2}	6,0
	«медленного» регулятора при OSR = 64 k_{p3}	3,8
Интегральный коэффициент, В/(А·с)	«быстрого» регулятора тока при OSR = 16 k_{I1}	$0,25 \cdot 10^6$
	регулятора тока при OSR = 32 k_{I2}	$0,18 \cdot 10^6$
	«медленного» регулятора тока при OSR = 64 k_{I3}	$0,11 \cdot 10^6$

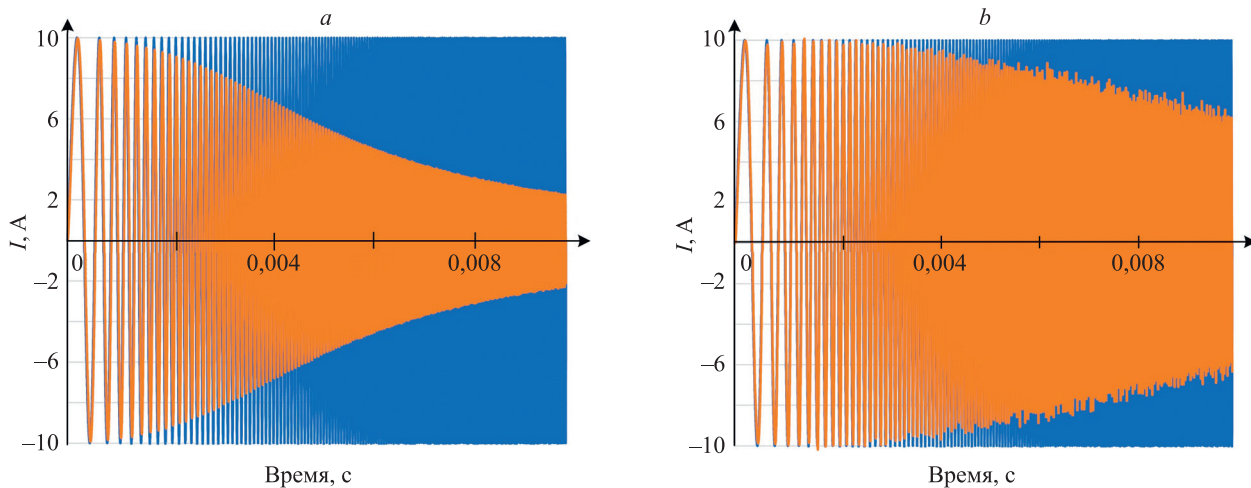


Рис. 8. Реакция медленного (а) и адаптивного (б) регуляторов на ЛЧМ-сигнал. Задание тока (кривая голубого цвета) и обратная связь (кривая оранжевого цвета)

Fig. 8. Chirp signal response of slow and accurate current controller (a) and adaptive current controller (b): blue — current reference; orange — actual current

заданного сигнала около 13 кГц. Для адаптивного регулятора тока такое же ослабление реализуемого тока относительно задания в $1/\sqrt{2}$ было достигнуто за 0,009 с при входной частоте 27 кГц. В данном эксперименте показатели предложенного решения оказались в два раза выше, чем у стандартного регулятора.

Заключение

В работе получено, что с увеличением частоты коммутации устройств с широкой запрещенной зоной влияние задержек в системе управления меняется. Преобладавшая ранее задержка, связанная с ограниченной частотой широтно-импульсной модуляции в силовых преобразователях, оказывается меньше, чем задержка в управлении и измерении тока. Сделан вывод, что традиционный подход к синтезу регуляторов

тока не может обеспечить оптимальную работу контура тока.

Предложен адаптивный регулятор тока, который изменяет свои коэффициенты в зависимости от ошибки между заданным и фактическим током, а также настраивает точность и время измерения обратной связи по току, получаемой с помощью шунтового датчика тока и $\Delta\Sigma$ -модуляции. Такой способ управления значительно повышает быстродействие контура тока. Для конкретных параметров привода в два раза улучшены как время регулирования, так и частота среза контура тока.

Описанные результаты получены на виртуальной модели электропривода. Дальнейшие исследования будут направлены на экспериментальную проверку предлагаемого регулятора с использованием GaN сервопривода с системой управления на программируемой логической интегральной схеме.

Литература

1. Homann M., Schumacher W. High bandwidth phase voltage and phase current control loop of a permanent magnet synchronous motor based on delta sigma bitstreams // Proc. of the 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), 2016. P. 1–10. <https://doi.org/10.1109/EPE.2016.7695308>
2. Hirota A., Saha S., Mun S.-P., Nakaoka M. An advanced simple configuration delta-sigma modulation three-phase inverter implementing space voltage vector approach // Proc. of the 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference. 2007. P. 453–457. <https://doi.org/10.1109/PESC.2007.4342030>
3. Jarzbowicz L. Impact of low switching-to-fundamental frequency ratio on predictive current control of PMSM: A simulation study // Proc. of the 2018 25th International Workshop on Electric Drives: Optimization in Control of Electric Drives (IWED), 2018. P. 1–5. <https://doi.org/10.1109/IWED.2018.8321400>
4. Li C., Vankayalapati B., Akin B. Latency compensation of SD-ADC for high performance motor control and diagnosis // Proc. of the IEEE 13th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), 2021. P. 289–294. <https://doi.org/10.1109/SDEMPED51010.2021.9605522>
5. Anuchin D., Surnin D., Lashkevich M. Accuracy analysis of shunt current sensing by means of delta-sigma modulation in electric drives

References

1. Homann M., Schumacher W. High bandwidth phase voltage and phase current control loop of a permanent magnet synchronous motor based on delta sigma bitstreams. Proc. of the 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), 2016, pp. 1–10. <https://doi.org/10.1109/EPE.2016.7695308>
2. Hirota A., Saha S., Mun S.-P., Nakaoka M. An advanced simple configuration delta-sigma modulation three-phase inverter implementing space voltage vector approach. Proc. of the 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2007, pp. 453–457. <https://doi.org/10.1109/PESC.2007.4342030>
3. Jarzbowicz L. Impact of low switching-to-fundamental frequency ratio on predictive current control of PMSM: A simulation study. Proc. of the 2018 25th International Workshop on Electric Drives: Optimization in Control of Electric Drives (IWED), 2018, pp. 1–5. <https://doi.org/10.1109/IWED.2018.8321400>
4. Li C., Vankayalapati B., Akin B. Latency compensation of SD-ADC for high performance motor control and diagnosis. Proc. of the IEEE 13th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), 2021, pp. 289–294. <https://doi.org/10.1109/SDEMPED51010.2021.9605522>
5. Anuchin D., Surnin D., Lashkevich M. Accuracy analysis of shunt current sensing by means of delta-sigma modulation in electric drives.

- // Proc. of the 2018 17th International Ural Conference on AC Electric Drives (ACED), 2018. P. 1–5. <https://doi.org/10.1109/ACED.2018.8341706>
6. Zhuo Y.-C., Hsu C.-J., Qiu Z.-H., Lai Y.-S. Bandwidth boost method of current control for servo motor drives with current observer // Proc. of the 2021 IEEE International Future Energy Electronics Conference (IFEEC), 2021. P. 1–6. <https://doi.org/10.1109/IFEEC53238.2021.9661769>
 7. Anuchin A., Lashkevich M., Shpak D., Aliamkin D., Zharkov A., Briz F. Current control of ac drives using shunt current sensors and delta-sigma modulation // Proc. of the IECON 2018 — 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2018. P. 445–449. <https://doi.org/10.1109/IECON.2018.8591705>
 8. Anuchin A., Kozachenko V. Current loop dead-beat control with the digital PI-controller // Proc. of the 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications, 2014. P. 1–8. <https://doi.org/10.1109/EPE.2014.6910795>
 9. Ohta K., Kanazawal Y., Akatuka H., Hori S., Doki S., Tadano H., Shiozaki K. Variable switching frequency control for efficiency improvement of motor drive system by using GaN three phase inverter // Proc. of the 2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), 2020. P. 119–123. <https://doi.org/10.1109/ICIT45562.2020.9067266>
 10. Lu J., Hou R., Di Maso P., Styles J. A GaN/Si hybrid T-Type Three-level configuration for electric vehicle traction inverter // Proc. of the 2018 IEEE 6th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA), 2018. P. 77–81. <https://doi.org/10.1109/WiPDA.2018.8569194>
 11. Shang S., Yang M., Xu D. Design and research of servo drive system based on GaN power device // Proc. of the 2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2018. P. 1313–1317. <https://doi.org/10.23919/ICEMS.2018.8549260>
 12. Kurniawan A.W., Firmansyah E., Wijaya F.D. Experiment result of high frequency switching SiC mosfet gate driver // Proc. of the 2022 14th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering (ICITEE), 2022. P. 54–57. <https://doi.org/10.1109/ICITEE56407.2022.9954115>
 13. Spang M., Hofstoetter N. Evaluation of current measurement accuracy for a power module with integrated shunt resistors // Proc. of the PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2017. P. 1–8.
 14. AMC1305x Small High-Precision Reinforced Isolated Delta-Sigma Modulators Datasheet Texas Instruments, 2017.
 15. Schreier R. Second and Higher-Order Delta-Sigma Modulators. MEAD, March 2008.

Авторы

Анучин Алексей Сергеевич — доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой, Национальный исследовательский университет «МЭИ», Москва, 111250, Российская Федерация, [sc 56168843400](https://orcid.org/0000-0002-1019-756X), <https://orcid.org/0000-0002-1019-756X>, Anuchin.alecksey@gmail.com

Гуляева Мария Андреевна — ассистент, Национальный исследовательский университет «МЭИ», Москва, 111250, Российская Федерация, [sc 57195258176](https://orcid.org/0000-0002-2326-1153), <https://orcid.org/0000-0002-2326-1153>, tilgivelse@yandex.ru

Лашкевич Максим Михайлович — кандидат технических наук, ведущий инженер-программист, ООО «НПФ ВЕКТОР», Москва, 111396, Российская Федерация, [sc 56168455000](https://orcid.org/0000-0002-9699-7145), <https://orcid.org/0000-0002-9699-7145>, maxsoftpage@yandex.ru

Жарков Александр Александрович — кандидат технических наук, доцент, доцент, Национальный исследовательский университет «МЭИ», Москва, 111250, Российская Федерация; главный конструктор, ООО «НПФ ВЕКТОР», Москва, 111396, Российская Федерация, [sc 57112011700](https://orcid.org/0000-0001-5628-8101), <https://orcid.org/0000-0001-5628-8101>, zarckov@mail.ru

Чен Хао — кандидат технических наук, старший инженер-исследователь, China University of Mining & Technology, Сюйчжоу, 100083, Китай, [sc 57112011700](https://orcid.org/0000-0001-9056-3760), <https://orcid.org/0000-0001-9056-3760>, hchen@cumt.edu.cn

Дианов Антон Николаевич — кандидат технических наук, старший инженер-исследователь, Daeyoung R&D Center, Сеул, 03140, Южная Корея, [sc 24483283500](https://orcid.org/0000-0002-9778-6817), <https://orcid.org/0000-0002-9778-6817>, anton.dianov@ieee.org

Authors

Alecksey S. Anuchin — D.Sc., Professor, Head of Department, National Research University “Moscow Power Engineering Institute” (MPEI), Moscow, 111250, Russian Federation, [sc 56168843400](https://orcid.org/0000-0002-1019-756X), <https://orcid.org/0000-0002-1019-756X>, Anuchin.alecksey@gmail.com

Maria A. Gulyaeva — Assistant, National Research University “Moscow Power Engineering Institute” (MPEI), Moscow, 111250, Russian Federation, [sc 57195258176](https://orcid.org/0000-0002-2326-1153), <https://orcid.org/0000-0002-2326-1153>, tilgivelse@yandex.ru

Maxim M. Lashkevich — PhD, Leading Software Engineer, R&D Company “Vector”, LLC, Moscow, 111396, Russian Federation, [sc 56168455000](https://orcid.org/0000-0002-9699-7145), <https://orcid.org/0000-0002-9699-7145>, maxsoftpage@yandex.ru

Alexandr A. Zharkov — PhD, Associate Professor, Associate Professor, National Research University “Moscow Power Engineering Institute” (MPEI), Moscow, 111250, Russian Federation; Chief Designer, R&D Company “Vector”, LLC, Moscow, 111396, Russian Federation, [sc 57112011700](https://orcid.org/0000-0001-5628-8101), <https://orcid.org/0000-0001-5628-8101>, zarckov@mail.ru

Hao Chen — PhD, Senior Research Engineer, China University of Mining & Technology, Xuzhou, 100083, China, [sc 57112011700](https://orcid.org/0000-0001-9056-3760), <https://orcid.org/0000-0001-9056-3760>, hchen@cumt.edu.cn

Anton N. Dianov — PhD, Senior Research Engineer, Daeyoung R&D Center, Seoul, 03140, South Korea, [sc 24483283500](https://orcid.org/0000-0002-9778-6817), <https://orcid.org/0000-0002-9778-6817>, anton.dianov@ieee.org