

Совместная идентификация активного сопротивления статора и ротора асинхронного двигателя на интервале широтно-импульсной модуляции

ОДНОЛЬКО Д.С.

Синтезирован алгоритм идентификации активного сопротивления статора и ротора асинхронного двигателя непосредственно в рабочем режиме частотно-регулируемого электропривода. Алгоритм основан на применении рекуррентного метода наименьших квадратов на интервале широтно-импульсной модуляции, который гарантирует высокое быстродействие. Результаты имитационного моделирования свидетельствуют об эффективности предложенного метода идентификации.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, идентификация параметров, метод наименьших квадратов.

Современный частотно-регулируемый электропривод (ЧРЭП) представляет собой симбиоз достижений в области силовой электроники, электромеханики и микропроцессорной техники. Реализация сложных алгоритмов управления стала возможной благодаря мощным вычислительным ресурсам современных микроконтроллеров, которые позволили сделать электропривод интеллектуальной системой. Контроль за его состоянием выполняют быстродействующие и высокоточные датчики, при этом задача параметрической определённости асинхронной машины возлагается на устройства оперативной идентификации электромагнитных параметров [1].

Асинхронная машина характеризуется переменными электромагнитными параметрами, к которым относят активные сопротивления и индуктивности цепей статора и ротора и индуктивность намагничивающего контура. Значения параметров оказывают существенное влияние на точность расчётов процессов и режимов работы асинхронного двигателя (АД). Прямое измерение параметров невозможно при работе привода, а их отклонения от установленных значений ухудшают качество управления. Однако не все идентифицируемые параметры одинаково важны для построения модели поведения двигателя. Данное обстоятельство связано как с несущественным влия-

Synthesized algorithm for the identification of the active resistance stator and rotor induction motor directly to the working mode variable-frequency drive. The algorithm is based on the use of recursive least squares method in the range of pulse width modulation, which guarantees high performance. Simulation results show the effectiveness of the proposed method of identification.

Key words: induction motor, parameter identification, the method of least squares.

нием неточной информации об отдельных параметрах на качество процессов регулирования, так и относительно малым диапазоном изменения некоторых из них в рабочих режимах электропривода. Анализ научных публикаций позволяет сделать некоторые выводы о пределах изменений отдельных параметров схемы замещения АД, работающего в составе ЧРЭП, и даёт возможность сформировать оптимальный набор параметров для процедуры оперативной параметрической идентификации АД.

Так, в рабочих режимах электропривода возможно 50%-е изменение активного статорного R_s и роторного R_r сопротивлений двигателя. При этом дрейф сопротивлений в основном связан с переменными температурными режимами в машине и наиболее явно проявляется у электроприводов с частыми пуско-тормозными режимами. Дополнительное 1–16% увеличение активных сопротивлений обусловлено наличием частот высших модуляционных гармоник тока [2].

Активное сопротивление R_r и индуктивность рассеяния ротора L_{os} изменяются также при увеличении частоты тока ротора. В [3] авторами получены соответствующие зависимости и отмечено, что в зоне скольжений, соответствующих рабочему участку механической характеристики АД, влиянием рассматриваемых факторов практически можно пренебречь.

Изменение индуктивностей рассеяния $L_{\sigma s}$, $L_{\sigma r}$ в связи с насыщением зубцовой зоны двигателя потоками рассеяния заметным образом проявляется при кратностях тока статора, превышающих 2–3 номинального значения и, как правило, не превышает 20%-го снижения относительно ненасыщенного значения, даже при токах прямого пуска двигателей на номинальное напряжение [4]. Также возможно 10%-е увеличение взаимной индуктивности L_m , вызванное ослаблением поля, относительно значений, полученных для номинального режима. Из анализа видно, что в распространённом частном случае частотного и векторного управления АД с ограниченными значениями частоты тока ротора (обычно $f_r < 5$ Гц) и перегрузочной способности преобразователя по току на уровне $I_{\max} < 2I_{\text{ном}}$ индуктивности машины могут быть с высокой степенью точности приняты постоянными в процессе штатной работы электропривода.

Таким образом, наиболее подвержены изменениям активные сопротивления статорных и роторных обмоток. Поэтому в качестве базовых параметров для синтеза системы параметрической идентификации частотно-регулируемого электропривода в процессе штатной работы выбраны активные сопротивления статора R_s и ротора R_r , оценка которых позволит эффективно выполнять задачу адаптации к переменным условиям эксплуатации АД.

Задача построения идентификатора параметров АД широко представлена в литературе [1–5]. При этом хочется отметить, что в большинстве случаев, при решении задач оценки параметров принимаются во внимание усреднённые во времени значения наблюдаемых переменных фазного тока статора и напряжения вне зависимости от способа идентификации. В таких условиях для получения качественных оценок необходимо применение фильтров, выделяющих главные гармоники выходных напряжений и токов преобразователя частоты. Полученные же значения, являясь исходными для вычисления параметров, не учитывают явную дискретность системы электропривода. В [6] представлен алгоритм идентификации параметров асинхронного электропривода, базирующийся на анализе мгновенных значений токов статора с использованием процедуры сплайсинга кусочно-экспоненциальной функции отобранной «трубки» фазного тока статора. Недостатком данного алгоритма является сложное аналитическое ре-

шение, применение которого сопряжено с громоздкими математическими вычислениями.

В данной работе предлагается алгоритм идентификации активных сопротивлений статора и ротора АД на малых интервалах времени, в качестве которых взяты интервалы коммутации силовых ключей инвертора, при этом полученные выражения адаптированы для реализации на микропроцессорной технике и не требуют сложных и громоздких вычислений. Появляется возможность корректировать управляющее воздействие на каждом периоде широтно-импульсной модуляции (ШИМ) с учётом переменных состояний АД.

Математическая модель АД с короткозамкнутым ротором и синтез идентификатора параметров

Динамическая модель электромагнитных процессов в идеализированной двухфазной машине описывается уравнениями электрического равновесия для замкнутых контуров, образованных обмотками и источниками их питания. Уравнения работы АД в статорном базисе $\alpha-\beta$ с учётом общепринятых упрощающих предположений [1, 5, 6] имеют следующий вид:

$$\sigma \frac{di_{s\alpha}}{dt} = u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - k_r \frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt}; \quad (1)$$

$$\sigma \frac{di_{s\beta}}{dt} = u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - k_r \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt}; \quad (2)$$

$$\frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} = -\alpha \Psi_{r\alpha} - n_p \omega_r \Psi_{r\beta} + \alpha L_m i_{s\alpha}; \quad (3)$$

$$\frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} = -\alpha \Psi_{r\beta} + n_p \omega_r \Psi_{r\alpha} + \alpha L_m i_{s\beta}, \quad (4)$$

где $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$ – токи и напряжения статора в осях $\alpha-\beta$; $\Psi_{r\alpha}$, $\Psi_{r\beta}$ – потокосцепления ротора в осях $\alpha-\beta$; ω_r – механическая угловая скорость ротора; n_p – число пар полюсов; $\alpha = R_r / L_r$ – величина, обратная электромагнитной постоянной времени короткозамкнутого ротора; k_r – коэффициент связи ротора; L_r , L_s , L_m – индуктивность ротора, статора и цепи намагничивания; $\sigma = L_s (1 - L_m^2 / L_s L_r)$ – общепринятое определение положительной константы.

В динамической модели АД (1)–(4) необходимо выразить недоступные для измерения переменные $\Psi_{r\alpha}$, $\Psi_{r\beta}$, $d\Psi_{r\alpha}/dt$, $d\Psi_{r\beta}/dt$ через доступные переменные $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$. Для этого выражения (3), (4) подставляем соответ-

ственно в (1), (2) и дифференцируем обе части полученных уравнений:

$$\sigma \frac{d^2 i_{s\alpha}}{dt^2} = \frac{du_{s\alpha}}{dt} - R_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - k_r \left(-\alpha \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} - n_p \frac{d\omega_r}{dt} \Psi_{r\beta} - n_p \omega_r \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} + \alpha L_m \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right); \quad (5)$$

$$\sigma \frac{d^2 i_{s\beta}}{dt^2} = \frac{du_{s\beta}}{dt} - R_s \frac{di_{s\beta}}{dt} - k_r \left(-\alpha \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} + n_p \frac{d\omega_r}{dt} \Psi_{s\alpha} + n_p \omega_r \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} + \alpha L_m \frac{di_{s\beta}}{dt} \right). \quad (6)$$

Далее, из уравнений (1), (2) выражаем переменные $d\Psi_{r\alpha}/dt$, $d\Psi_{r\beta}/dt$ и подставляем в (5), (6), при этом в качестве упрощающего допущения принимаем постоянство угловой скорости $\omega_r \approx \text{const}$ ($d\omega_r/dt \approx 0$):

$$-\alpha u_{s\alpha} + R_s n_p \omega_r i_{s\beta} + \sigma n_p \omega_r \frac{di_{s\beta}}{dt} + \sigma \frac{d^2 i_{s\alpha}}{dt^2} + (R_s + \alpha\sigma + k_r \alpha L_m) \frac{di_{s\alpha}}{dt} + (\alpha R_s) i_{s\alpha} = \frac{du_{s\alpha}}{dt} + n_p \omega_r u_{s\beta}; \quad (7)$$

$$-\alpha u_{s\beta} - R_s n_p \omega_r i_{s\alpha} - \sigma n_p \omega_r \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \sigma \frac{d^2 i_{s\beta}}{dt^2} + (R_s + \alpha\sigma + k_r \alpha L_m) \frac{di_{s\beta}}{dt} + (\alpha R_s) i_{s\beta} = \frac{du_{s\beta}}{dt} - n_p \omega_r u_{s\alpha}. \quad (8)$$

Каждое уравнение полученной системы может рассматриваться отдельно друг от друга, так как содержит все переменные, обусловленные состоянием асинхронной машины ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, ω_r) и характером управляющего воздействия ($u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$), а также полный вектор переменных параметров (R_s , R_r , L_s , L_r , L_m). Далее рассматривается лишь выражение (7). Для выражения (8) порядок синтеза идентификатора аналогичен и может быть задействован для выполнения параллельных оценок.

Для построения модели идентификатора активного сопротивления статора и ротора АД принимаются следующие допущения:

1. Текущей параметрической идентификации R_s и R_r предшествует их предварительная идентификация, выполненная единоразово перед запуском электропривода в технологиче-

ский процесс одним из известных методов, например [7,8].

2. Индуктивности обмоток машины известны и изменяются в процессе работы идентификатора несущественно. Справедливость этого допущения была отмечена выше. Допускается оценка индуктивностей также при предварительном тестировании согласно [7,8].

Уравнение (7) позволяет записать регрессионную модель АД относительно активного сопротивления статора в виде:

$$Z_s(k\Delta t) = Q_s(k\Delta t)R_s; \quad (9)$$

$$Q_s(k\Delta t) = -\frac{di_{s\alpha}(k\Delta t)}{dt} - \alpha i_{s\alpha}(k\Delta t) -$$

$$-n_p \omega_r(k\Delta t) i_{s\beta}(k\Delta t) + \alpha u_{s\alpha}(k\Delta t);$$

$$Z_s(k\Delta t) = \sigma \frac{d^2 i_{s\alpha}(k\Delta t)}{dt^2} + \alpha(\sigma + L_m k_r) \frac{di_{s\alpha}(k\Delta t)}{dt} +$$

$$+ \sigma n_p \omega_r(k\Delta t) \frac{di_{s\beta}(k\Delta t)}{dt} - \frac{du_{s\alpha}(k\Delta t)}{dt} -$$

$$-n_p \omega_r(k\Delta t) u_{s\beta}(k\Delta t),$$

где k – номер измерительного интервала; Δt – период дискретизации.

Переход к идентификации с учётом мгновенных значений наблюдаемых переменных тока и напряжения позволяет выявить на интервалах дискретного времени (период ШИМ) линейные участки изменения переменных, что даёт возможность успешно дифференцировать данные сигналы согласно выражениям:

$$\frac{dx(k\Delta t)}{dt} \approx \frac{x(k\Delta t) - x((k-1)\Delta t)}{\Delta t};$$

$$\frac{d^2 x(k\Delta t)}{dt^2} \approx \left(\frac{dx(k\Delta t)}{dt} - \frac{dx((k-1)\Delta t)}{dt} \right) / \Delta t^2,$$

где $x = [x_\alpha; x_\beta]^T$ – какой-либо вектор, заданный проекциями на оси базиса $\alpha - \beta$.

Для синтеза алгоритма идентификации активного сопротивления статора воспользуемся регрессионной моделью (9). Параметр R_s оценивается таким образом, чтобы его оценка минимизировала среднеквадратичный критерий $J_m^2(R_s)$:

$$J_m^2(R_s) = \sum_{k=1}^m (Z_s(k\Delta t) - Q_s(k\Delta t)R_s)^2, \quad (10)$$

где m – число измерений.

Функция $J_m^2(R_s)$ обладает минимумом в точке

$$\partial J_m^2(R_s) / \partial R_s = 0. \quad (11)$$

Решение оптимизационной задачи (11) позволяет получить аналитическое выражение для оценки активного сопротивления статора рекуррентным методом наименьших квадратов за период ШИМ. Учитывая, что метод реализуется на микропроцессорной технике, аналитическое выражение имеет вид (подробный вывод в [9]):

$$R_{s,\Delta R_r}(k\Delta t) = R_{s,\Delta R_r}((k-1)\Delta t) + P_s(k\Delta t)Q_s^T(k\Delta t) \times \\ \times (Z_s(k\Delta t) - Q_s(k\Delta t)R_{s,\Delta R_r}((k-1)\Delta t)); \quad (12)$$

$$P_s(k\Delta t) = P_s((k-1)\Delta t) - P_s((k-1)\Delta t)Q_s^T(k\Delta t) \times \\ \times (I + Q_s^T(k\Delta t)P_s((k-1)\Delta t)Q_s(k\Delta t))^{-1}Q_s^T(k\Delta t)P_s(k\Delta t).$$

Получаемая оценка $R_{s,\Delta R_r}(k\Delta t)$ содержит составляющую приращения активного сопротивления ротора на текущем периоде ШИМ. Поскольку температуры обмоток статора и ротора в некоторой степени коррелированы, то и сопротивления обмоток статора и ротора коррелированы в той же степени. Отмеченное обстоятельство с учётом предварительно определённых значений омических сопротивлений статора R_{s0} и ротора R_{r0} обеспечивает возможность разделения полученной оценки $R_{s,\Delta R_r}(k\Delta t)$ на составляющую текущего значения активного сопротивления статора R_s и приращения активного сопротивления ротора ΔR_r на текущем периоде модуляции. При этом текущее значение омического сопротивления ротора

$$R_r = R_{r0} + \Delta R_r.$$

Несмотря на возможность оценки сопротивлений на каждом периоде ШИМ в условиях реальной эксплуатации ЧРЭП столь высокая частота переоценки не требуется. Временной интервал изменения сопротивлений в режиме штатной работы занимает от нескольких минут до десятков минут в зависимости от мощности привода. Поэтому избыточное быстрое действие идентификатора целесообразно обратить в повышение точности результирующих оценок. Для этого предлагается осуществлять последующую «векторную фильтрацию» (аналогично описанной в [10]) выходных оценок идентификатора в соответствии со следующими зависимостями:

$$R'(n) = [R(n) + R(n-1) + \dots + R(n-\lambda)] / (\lambda + 1),$$

где $R'(n)$ – усреднённое значение получаемых оценок; $R(n)$, $R(n-1)$, $R(n-\lambda)$ – вычисленные оценки соответственно на n -, $(n-1)$ - и $(n-\lambda)$ -м

периодах ШИМ; $(\lambda + 1)$ – количество интервалов усреднения ($\lambda \geq 1$ – натуральное число, обозначающее максимальный номер «опережающего» интервала при усреднении).

Результаты моделирования

Для оценки работоспособности предложенного идентификатора активных сопротивлений АД проведено имитационное моделирование работы наблюдателя. При моделировании динамических процессов рассматривался АД типа АИР132М4 с номинальной угловой скоростью ротора 1500 об/мин, мощностью 11 кВт, номинальным моментом нагрузки 74 Н·м и моментом инерции 0,04 кг·м². Параметры схемы замещения: $L_m = 0,0857$ Гн; $L_r = 0,0885$ Гн; $L_s = 0,0885$ Гн; $R_s = 0,523$ Ом; $R_r = 0,394$ Ом. АД получает питание от АИН с частотой импульсов ШИМ 1 кГц.

Структура имитационной модели: модель трёхфазного АД с короткозамкнутым ротором, АИН с синусоидальной ШИМ, подсистема идентификации активных сопротивлений АД, устройство регистрации переменных, блок квантования измеряемых сигналов по времени и блок дифференцирования. Подсистема идентификации организована в виде отдельно написанного m -файла, который имитирует работу микроконтроллера, выполняющего алгоритм оценки. Для имитации дрейфа активных сопротивлений статора и ротора была разработана пользовательская подсистема переменного сопротивления (используя результаты [11]), которая позволяет обрабатывать различные характеры изменения сопротивлений. Для исследования был задан линейный характер изменения сопротивлений с существенным форсированием реального изменения: 20%-е увеличение относительно каталожного значения за 0,5 с.

На рис. 1, 2 показаны переходные процессы тока статора в осях α - β и представлен процесс разгона АД под нагрузкой $M_c = 0,2M_{ном}$ до номинальной скорости (0–0,1 с) и работа в статическом режиме под нагрузкой (0,1–0,5 с).

На рис. 3 представлен процесс идентификации сопротивления статора и ротора при его изменении в процессе работы АД на каждом периоде ШИМ.

На рис. 4 показана связь между режимом работы АД и ошибкой идентификации. В процессе разгона ошибка наибольшая и составляет около 8%. Это связано с допущением о постоянстве угловой скорости при синтезе идентификатора, а также погрешностями дифференцирования сигналов. При этом стоит отме-

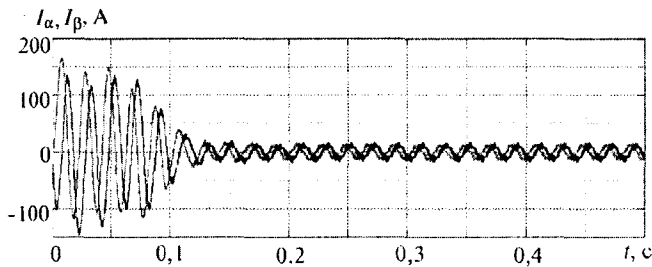
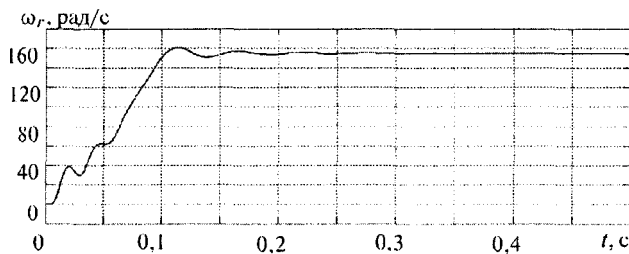
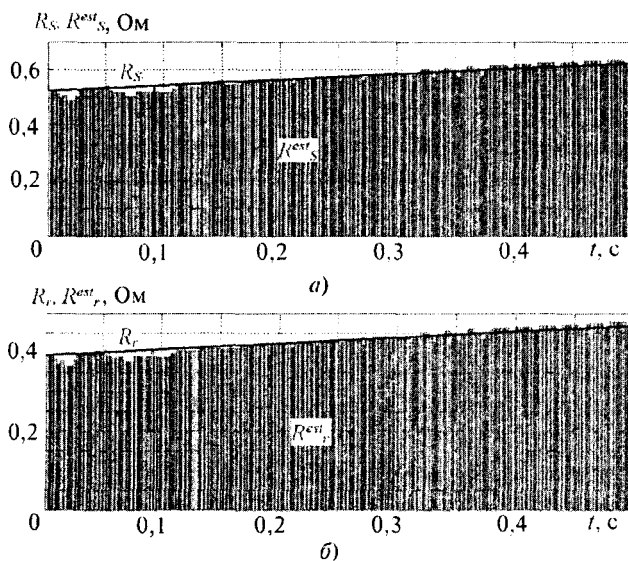
Рис. 1. Временные диаграммы токов статора в осях $\alpha - \beta$ 

Рис. 2. Временная диаграмма угловой скорости ротора

Рис. 3. График изменения истинного омического сопротивления статора R_s (а) и ротора R_r (б) и их оценки R_s^{est} (а) и R_r^{est} (б) на каждом периоде ШИМ

тить, что в процессе разгона двигателя происходит некоторое увеличение индуктивностей машины, которое не учитывалось при реализации предложенного алгоритма.

Поэтому рекомендуется выполнять идентификацию в установившихся режимах работы привода, при этом погрешность снижается до 3–4%, а в моменты пуска-торможения оценку приостанавливать.

Выводы

1. Разработанный алгоритм параметрической идентификации асинхронного двигателя за период ШИМ питающего напряжения, основанный на измерении мгновенных значений

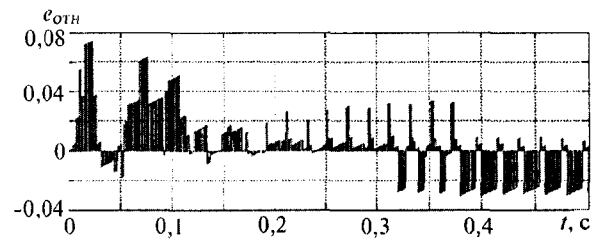


Рис. 4. График изменения относительной ошибки оценивания

токов фаз статора позволяет вычислять непосредственно в рабочем режиме частотно-регулируемого электропривода изменяющиеся активные сопротивления обмоток двигателя.

2. Отмеченные неблагоприятные для оценок режимы работы АД и рекомендованные условия для применимости синтезированной структуры позволяют снизить погрешность идентификации до 4% и менее.

3. Анализ функционирования алгоритма методом имитационного моделирования подтверждает его эффективность в качестве процедуры параметрической идентификации в процессе штатной работы электропривода.

Список литературы

1. Потапенко Е.М., Потапенко Е.Е. Робастные алгоритмы векторного управления асинхронным приводом. Запорожье: ЗНТУ, 2009.
2. Волков А.В. Потери мощности асинхронного двигателя в частотно-управляемых электроприводах с широтно-импульсной модуляцией // Электротехника. 2002. №8. С. 2–9.
3. Масандилов Л.В., Новиков С.Е., Кураев Н.М. Особенности определения параметров асинхронного двигателя при частотном управлении // Вестник МЭИ. 2011. №2. С.54–60.
4. Виноградов А.Б. Учет потерь в стали, насыщения и поверхностного эффекта при моделировании динамических процессов в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе // Электротехника. 2005. № 5. С. 57–61.
5. Kaiyu W., Chiasson J., Bodson M., Tolbert L. An online rotor time constant estimator for the induction machine // IEEE Trans. on Control Systems Technology. 2007. Vol. 15, No. 2. P. 339–348.
6. Андреев М.А. Параметрическая идентификация асинхронного электропривода в режиме реального времени: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03. Вологда, 2010.
7. Пересда С.М., Серeda А.Н. Новый алгоритм идентификации электрических параметров асинхронного двигателя на основе адаптивного наблюдателя полного порядка // Технічна електродинаміка. 2005. №5. С. 32–40.
8. Виноградов А.Б., Чистосердов В.Л., Сибирцев А.Н. Адаптивная система векторного управления асинхронным электроприводом // Электротехника. 2003. №7. С. 7–17.
9. Цыпкин Я.З. Основы информационной теории идентификации. М.: Наука, 1984.
10. Волков А.В. Идентификация потокоцепления ротора частотно-регулируемого асинхронного двигателя // Электротехника. 2002. №6. С. 40–46.
11. Анохин В.В. Переменное сопротивление в MATLAB/Simulink // Exponenta Pro. 2003. №1. С. 91–92.

Однолько Дмитрий Сергеевич — аспирант кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок и технологических комплексов» Белорусского национального технического университета (БНТУ). Окончил факультет информационных технологий и робототехники БНТУ в 2010 г.