

doi: 10.17586/2226-1494-2026-26-1-196-206

УДК 681.51:621

## Синтез регулятора напряжения автономного инвертора асинхронного электропривода с использованием ненормированных полиномов Филипп Владимирович Перовицков<sup>1</sup>, Виктор Григорьевич Букреев<sup>2</sup>

<sup>1,2</sup> Томский политехнический университет, Томск, 634050, Российская Федерация

<sup>1</sup> [fvp2@tpu.ru](mailto:fvp2@tpu.ru), <https://orcid.org/0000-0002-7932-2744>

<sup>2</sup> [bukreev@tpu.ru](mailto:bukreev@tpu.ru), <https://orcid.org/0000-0001-9861-9765>

### Аннотация

**Введение.** В настоящее время актуальной задачей является разработка новых подходов к регулированию асинхронных электроприводов с повышенными требованиями к виброшумовым характеристикам и спектральному составу выходных токов автономного инвертора. Основные проблемы, с которыми сталкивается разработчик данного класса электроприводов: относительно низкая результативность известных технических решений вследствие ограничений применяемых методов синтеза регуляторов; жесткие требования к энергомасштабным показателям. Представлен оригинальный метод генерации управляющих сигналов автономным инвертором электропривода переменного тока. **Метод.** Предлагается использование регулирования по отклонению величины амплитуды обобщенного вектора выходного напряжения автономного инвертора. В качестве отправной точки процедуры синтеза регулятора — формируется желаемая передаточная функция замкнутой системы. Динамические процессы в рассматриваемой системе будут определять характеристический полином, тип которого может быть произвольным. Сравниваются два вида регуляторов: на основе фильтра Баттерворда и полинома Ньютона. Предложено использовать билинейное преобразование для реализации полученных непрерывных функций в дискретной форме записи для программной реализации в MATLAB Simulink и дальнейшей микропроцессорной обработки. **Основные результаты.** Благодаря разработанной модели, учитывающей дискретное формирование сигналов управления, получен спектральный состав выходных токов преобразователя электропривода и вольт-частотные выходные характеристики при параметрических возмущениях, создаваемых возмущениями в объекте управления. Показано, что наибольшей эффективностью обладает регулятор, в основе которого используется фильтр Баттерворда в сравнении как с разомкнутой, так и замкнутой системой с регулятором на базе полинома Ньютона. **Обсуждение.** Полученные результаты могут быть использованы при разработке малозумных электроприводов, применяемых в объектах специального назначения.

### Ключевые слова

асинхронный электропривод, скалярное управление, мостовой силовой преобразователь, широтно-импульсное регулирование, фильтр Баттерворда

**Ссылка для цитирования:** Перовицков Ф.В., Букреев В.Г. Синтез регулятора напряжения автономного инвертора асинхронного электропривода с использованием ненормированных полиномов // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2026. Т. 26, № 1. С. 196–206. doi: 10.17586/2226-1494-2026-26-1-196-206

## Voltage controller synthesis for an induction electric drives autonomous inverter using non-normalized polynomials

Filipp V. Perevoshchikov<sup>1</sup>✉, Victor G. Bukreev<sup>2</sup>

<sup>1,2</sup> National Research Tomsk Polytechnic University, Tomsk, 634050, Russian Federation

<sup>1</sup> fvp2@tpu.ru✉, <https://orcid.org/0000-0002-7932-2744>

<sup>2</sup> bukreev@tpu.ru, <https://orcid.org/0000-0001-9861-9765>

### Abstract

Currently, the development of new control approaches for asynchronous electric drives with stringent requirements for vibration-acoustic performance and spectral composition of autonomous inverter output currents represents a highly relevant research challenge. The key challenges in designing this class of electric drives stem from the relatively low effectiveness of existing technical solutions. This limitation arises either from constraints in current controller synthesis methods or from rigorous demands regarding power-to-weight and dimensional parameters. This paper presents an original method for generating control signals in an alternating current electric drive autonomous inverter. The proposed approach utilizes regulation based on the deviation of the generalized output voltage vector amplitude in the autonomous inverter. The synthesis procedure for such a controller begins with defining the desired closed-loop system transfer function. The system dynamic processes are determined by a characteristic polynomial that can be of arbitrary type. For comparative analysis, two controller types are examined: one based on a Butterworth filter and another utilizing a Newton polynomial. The study proposes employing bilinear transformation to implement the derived continuous functions in discrete form, enabling software implementation in Simulink and subsequent microprocessor-based execution. The developed model, which accounts for discrete control signal generation, has yielded the spectral composition of the drive converter output currents and voltage-frequency characteristics under parametric disturbances introduced by the control object. Results demonstrate that the Butterworth filter-based controller shows superior efficiency compared to both open-loop systems and closed-loop systems with Newton polynomial-based controllers. The obtained results can be effectively applied in the development of low-noise electric drives for specialized applications.

### Keywords

induction motor drive, scalar control, full-bridge power converter, pulse-width modulation, Butterworth filter

**For citation:** Perevoshchikov F.V., Bukreev V.G. Voltage controller synthesis for an induction electric drives autonomous inverter using non-normalized polynomials. *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*, 2026, vol. 26, no. 1, pp. 196–206 (in Russian). doi: 10.17586/2226-1494-2026-26-1-196-206

### Введение

В последние годы импульсная техника широко интегрируется в состав асинхронных электроприводов в связи с развитием микропроцессорной техники [1–5]. Но подобные новшества порождают ряд проблем, связанных с обеспечением высоких требований по виброшумовым характеристикам комплектного электропривода. Также при использовании подобных решений возникают повышенные тепловые потери в электрической машине и эффекты старения изоляции обмоток статора [6–8]. Отметим, что перечисленные проблемы можно ослабить путем введения в силовую часть электропривода фильтрующих устройств, но действие их ограничено по причине массогабаритных и тепловых ограничений, наложенных на дроссели и конденсаторы фильтра, что обуславливает закономерное расширение полосы пропускания этих устройств.

В качестве дополнительных мер можно использовать некоторые алгоритмические приемы — оптимизация вольт-частотной характеристики (ВЧХ) задания; введение зависимости несущей частоты широтно-импульсного модулятора, управляющего автономным инвертором, от режима работы электропривода [9]. Однако, как показывает практика, подобные процедуры не всегда дают удовлетворительный результат для гарантированного улучшения спектрального состава выходных токов мостового преобразователя и улучшения виброшумовых характеристик электропривода при сохранении показателей качества регулирования ввиду отсутствия обратной связи по выходному напряжению

преобразователя. В связи с этим весьма актуальна организация такого управления, которая позволяла бы контролировать координаты регулирования и помимо этого совершенствовать спектральный состав и, как следствие, виброшумовые характеристики электропривода.

Один из подобных современных методов управления автономным инвертором является метод прогнозирующих моделей [10, 11]. Несмотря на гибкость данного подхода к настройке параметров качества регулирования выходного напряжения сам метод обладает существенным недостатком — несущая частота коммутаций силовых ключей является величиной переменной, что накладывает сложности при проектировании силовых частей преобразователя, обеспечения тепловых режимов дросселей и конденсаторов, а также получения нормальной электромагнитной обстановки внутри и вне корпуса прибора. Описанные проблемы проектирования также относятся к системам, работающим под управлением регуляторов в скользящем режиме [12, 13].

Интересной альтернативой является метод активной фильтрации и компенсации высших гармоник в основе которого лежит дискретное преобразование Фурье. Метод весьма эффективен, но требователен к вычислительному устройству [14]. В условиях импортозамещения продукции и применения отечественных контроллеров, с возможностью их работы в осложненных условиях, не найдется такого устройства, которое может осуществлять подобные вычисления и реализацию алгоритма даже после существенной оптимизации

вычислений. Также отметим, что современным трендом является использование гибридных структур, в основе которых лежат принципы нечеткой логики или алгоритмы искусственного интеллекта [15, 16]. Однако такие подходы также дают существенную вычислительную нагрузку и труднореализуемы в нынешней действительности.

В настоящей работе предлагается использование стабилизированного импульсного преобразователя, питающего асинхронный двигатель, с использованием оригинального подхода к синтезу регулятора напряжения, который позволяет минимизировать описанные выше негативные эффекты и сократить количество дополнительных мер при организации управления этим преобразователем.

### Методика синтеза регулятора

Предлагаемая структура регулирования представлена на рис. 1. По силовому тракту она включает в себя синус-фильтр, автономный инвертор напряжения (АИН), LC-фильтр по сети постоянного напряжения.

Пространственно-векторный модулятор осуществляет генерацию управления  $s_a(t), s_b(t), s_c(t)$  на ключи преобразователя при помощи  $f(t)$  — задания на частоту, который в свою очередь формирует электрический угол  $\theta(t)$  и напряжение на задание  $U_3(t)$  с помощью пропорционального коэффициента преобразования частота-напряжения  $k_{пчн}$ . Сигнал обратной связи вычисляется как  $U_{oc}(t) = \sqrt{U_a^2(t) + U_b^2(t)}$ , где  $U_a(t) = U_a(t)$  и  $U_b(t) = \frac{U_a(t) + 2U_b(t)}{\sqrt{3}}$  — проекции обобщенного вектора напряжения в координатной системе  $\alpha\beta$ , получаемые из измеряемых фазных напряжений  $U_a(t)$  и  $U_b(t)$  с помо-

щью датчика напряжения (ДН);  $U_{dc}(t)$  — напряжение, измеряемое в звене постоянного тока;  $U_m(t)$  — сигнал, сформированный регулятором напряжения;  $N$  — нейтраль;  $M$  — двигатель.

Объектом управления в структуре (рис. 1), является АИН, который представляет собой звено запаздывания в чистом виде. Для упрощения процедуры синтеза регулятора передаточную функцию можно разложить в ряд Тейлора и в первом приближении использовать первые его члены:

$$W_{\text{аин}} = k_{\text{аин}} e^{-pT_{\text{аин}}} \approx \frac{k_{\text{аин}}}{1 + T_{\text{аин}}p}, \quad (1)$$

где  $W_{\text{аин}}$  — передаточная функция АИН;  $k_{\text{аин}}$  — коэффициент усиления АИН;  $T_{\text{аин}} = \frac{1}{3f_{\text{шим}}}$  — постоянная времени инвертора, которая зависит от частоты широтно-импульсной модуляции (ШИМ)  $f_{\text{шим}}$ ;  $p$  — оператор Лапласа.

В свою очередь синус-фильтр описывается колебательным звеном, так как содержит в себе два реактивных элемента (емкость фильтра и индуктивность синус-фильтра):

$$W_{\phi} = \frac{k_{\phi}}{k_{\phi} + \zeta p + p^2}, \quad (2)$$

где  $W_{\phi}$  — передаточная функция синус-фильтра;  $k_{\phi} = \frac{1}{L_{\phi}C_{\phi}}$ ;  $\zeta = \frac{R_{\phi}}{L_{\phi}}$  — коэффициенты передаточной функции синус-фильтра;  $L_{\phi}, C_{\phi}, R_{\phi}$  — индуктивность, емкость и сопротивление синус-фильтра.

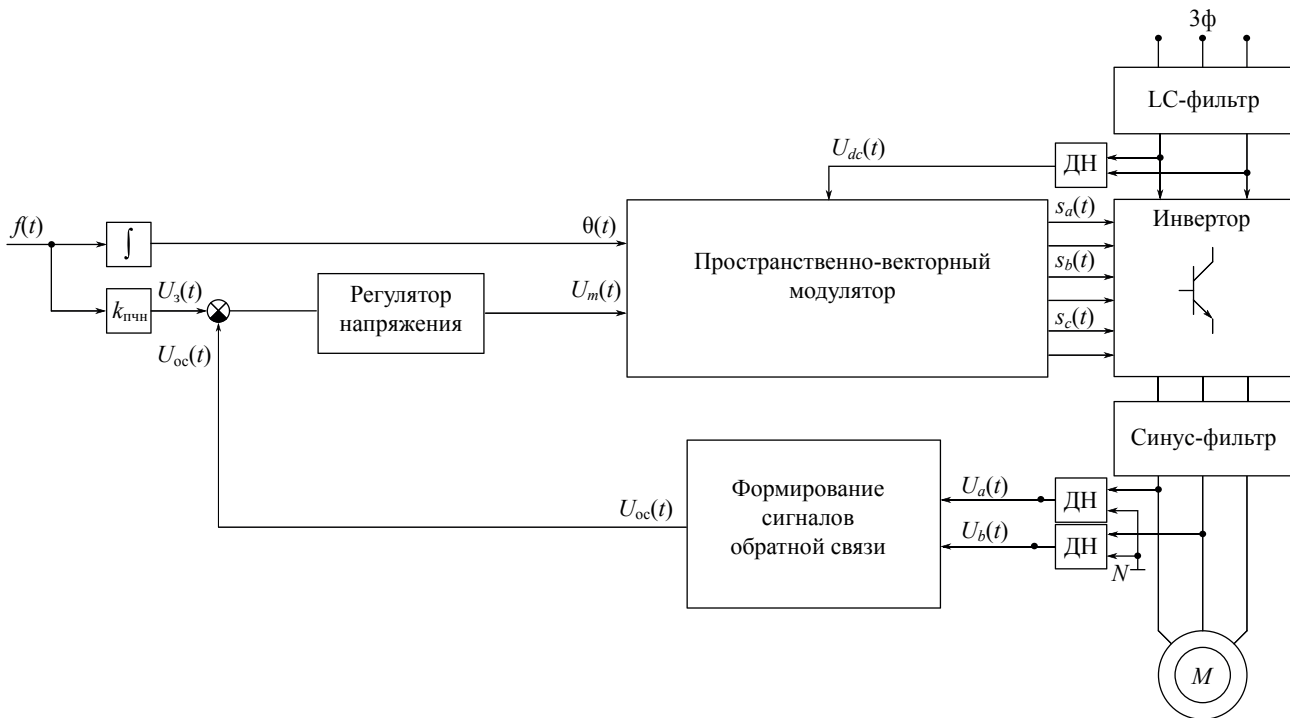


Рис. 1. Структура рассматриваемого электропривода  
Fig. 1. Structure of the considered electric drive

Также в контуре обратной связи находятся ДН, которые тоже можно представить как звено чистого запаздывания с некоторым усилением. Подчеркнем, что современные датчики, применяемые в разработках актуальных приборов, имеют весьма широкую полосу пропускания (от 100 кГц). Данный факт обуславливает возможность упрощения и приведения передаточной функции ДН к обычному звену усиления:

$$W_{\text{дн}} = k_{\text{дн}} e^{-pT_{\text{дн}}} \approx \frac{k_{\text{дн}}}{1 + T_{\text{дн}}p} \approx k_{\text{дн}}, \quad (3)$$

где  $W_{\text{дн}}$  — передаточная функция синус-фильтра;  $k_{\text{дн}}$  и  $T_{\text{дн}}$  — коэффициент усиления и постоянная времени задержки ДН.

Для непосредственной процедуры настройки регулятора зададим итоговую передаточную функцию замкнутой системы, коэффициенты характеристического полинома которой будут обеспечивать необходимую динамику регулирования:

$$W_{\text{анн.з}} = \frac{1}{B^*(p)}, \quad (4)$$

где  $B^*(p)$  — ненормированный полином, характеризующий расположение полюсов системы на комплексной плоскости. В его качестве могут выступать различные варианты, например, такие как полиномы Баттерворда, Ньютона, Бесселя, Чебышева и другие [17, 18].

Для получения итогового выражения передаточной функции регулятора необходимо привести систему к форме с единичной обратной связью. Тогда уравнение (4) примет вид:

$$W_{\text{рег}}(p) = [W_{\text{об}}(B^*(p) - 1)]^{-1}, \quad (5)$$

где  $W_{\text{об}} = \frac{k_{\text{анн}}}{1 + T_{\text{анн}}p} \cdot \frac{k_{\text{ф}}k_{\text{дн}}}{k_{\text{ф}} + \zeta p + p^2} = \frac{1}{T_3p^3 + T_2p^2 + T_1p + T_0}$  — эквивалентная передаточная функция разомкнутого объекта управления, полученная из выражений (1)–(3). В результате постоянные времени и коэффициент усиления  $W_{\text{об}}$  выразим как  $T_3 = T_{\text{анн}}$ ,  $T_2 = T_{\text{анн}}\zeta + 1$ ,  $T_1 = T_{\text{анн}}k_{\text{ф}}\zeta$ ,  $T_0 = k_{\text{ф}}$  и  $R = k_{\text{анн}}k_{\text{ф}}k_{\text{дн}}$ .

В связи с тем, что передаточная функция объекта имеет 3-й порядок то, для физической реализуемости регулятора необходимо использование нормированного полинома с порядком не менее, чем у объекта управления. Рассмотрим пример синтеза системы, используя полином 3-го порядка  $B^*(p) = \gamma^3p^3 + \gamma^2A_2p^2 + \gamma A_1p + 1$ , где  $A_1$  и  $A_2$  — коэффициенты полинома;  $\gamma$  — нормировочный параметр. Тогда итоговое выражение в непрерывном виде (5) примет вид:

$$W_{\text{рег}}(p) = \frac{T_3p^3 + T_2p^2 + T_1p + T_0}{R\gamma^3p^3 + R\gamma^2A_2p^2 + R\gamma A_1p} = \frac{a_3p^3 + a_2p^2 + a_1p + a_0}{b_3p^3 + b_2p^2 + b_1p}, \quad (6)$$

где  $a_3 = T_3$ ;  $a_2 = T_2$ ;  $a_1 = T_1$ ;  $a_0 = T_0$ ;  $b_3 = R\gamma^3$ ;  $b_2 = R\gamma^2A_2$ ;  $b_1 = R\gamma A_1$  — параметры непрерывной формы регулятора.

Для использования (6) в реальных преобразовательных устройствах, базирующихся на микропроцессорном исполнении, необходимо привести выражение, описывающее регулятор в цифровую форму. Для этого воспользуемся билинейным преобразованием

$$p = 2f_{\text{д}} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad [19, 20].$$

В данном случае  $f_{\text{д}}$  — частота дискретизации;  $z$  — оператор Лорана.

В результате преобразования получим дискретную передаточную функцию регулятора:

$$W_{\text{рег}}(z) = \frac{a_{z3}z^{-3} + a_{z2}z^{-2} + a_{z1}z + a_{z0}}{b_{z3}z^{-3} + b_{z2}z^{-2} + b_{z1}z + b_{z0}}, \quad (7)$$

где  $a_{z3} = -8a_3f_{\text{д}}^3 + 4a_2f_{\text{д}}^2 - 2a_1f_{\text{д}} + a_0$ ,  $a_{z2} = 24a_3f_{\text{д}}^3 - 4a_2f_{\text{д}}^2 - 2a_1f_{\text{д}} + 3k_{\text{ф}}$ ,  $a_{z1} = -24a_3f_{\text{д}}^3 - 4a_2f_{\text{д}}^2 + 2a_1f_{\text{д}} + 3k_{\text{ф}}$ ,  $a_{z0} = 8a_3f_{\text{д}}^3 + 4a_2f_{\text{д}}^2 + 2a_1f_{\text{д}} + k_{\text{ф}}$ ,  $b_{z3} = -8b_3f_{\text{д}}^3 + 4b_2f_{\text{д}}^2 - 2b_1f_{\text{д}}$ ,  $b_{z2} = 24b_3f_{\text{д}}^3 - 4b_2f_{\text{д}}^2 - 2b_1f_{\text{д}}$ ,  $b_{z1} = -24b_3f_{\text{д}}^3 - 4b_2f_{\text{д}}^2 + 2b_1f_{\text{д}}$ ,  $b_{z0} = 8b_3f_{\text{д}}^3 + 4b_2f_{\text{д}}^2 + 2b_1f_{\text{д}}$  — коэффициенты дискретной формы регулятора. Если использовать соотношения (6) и (7) без предварительной нормировки, то их значения приобретают весьма большие значения. Для этого необходимо «вынести» свободные члены  $a_{z0}$  и  $b_{z0}$  числителя и знаменателя выражения (7). В результате получим нормированную передаточную функцию регулятора:

$$W_{\text{рег}}(z) = K \frac{a_{nz3}z^{-3} + a_{nz2}z^{-2} + a_{nz1}z + 1}{b_{nz3}z^{-3} + b_{nz2}z^{-2} + b_{nz1}z + 1}, \quad (8)$$

где  $K = \frac{a_{z0}}{b_{z0}}$ ;  $a_{nz3} = \frac{a_{z3}}{a_{z0}}$ ;  $a_{nz2} = \frac{a_{z2}}{a_{z0}}$ ;  $a_{nz1} = \frac{a_{z1}}{a_{z0}}$ ;  $b_{nz3} = \frac{b_{z3}}{b_{z0}}$ ;  $b_{nz2} = \frac{b_{z2}}{b_{z0}}$ ;  $b_{nz1} = \frac{b_{z1}}{b_{z0}}$ .

Для реализации выражения (8) на микроконтроллере необходимо знать конечно-разностную форму регулятора. Эквивалент (8) для программного исполнения имеет вид:

$$U_m[k] = K \left( \sum_{j=1}^3 a_{nz,j} \Delta U[k-j] + U[k] \right) - \left( \sum_{j=1}^3 b_{nz,j} U_m[k-j] \right),$$

где  $j, k$  — порядковые номера элемента для процедуры суммирования  $j = [1; 3]$ ,  $k = [1; 3]$ ;  $\Delta U$  — входной сигнал для регулятора;  $U_m$  — выходной сигнал регулятора;  $a_{nz,j}$ ,  $b_{nz,j}$  — коэффициенты дискретного регулятора с соответствующими порядковыми номерами  $j$  и  $k$ .

Описанный алгоритм (1)–(8) визуализируем в виде структурной схемы (рис. 2).

### Моделирование алгоритма регулирования

Для исследования режимов работы разработанного регулятора напряжения асинхронного электропривода насосного агрегата создана имитационная модель (рис. 3) его системы управления с использованием закона скалярного управления [21].

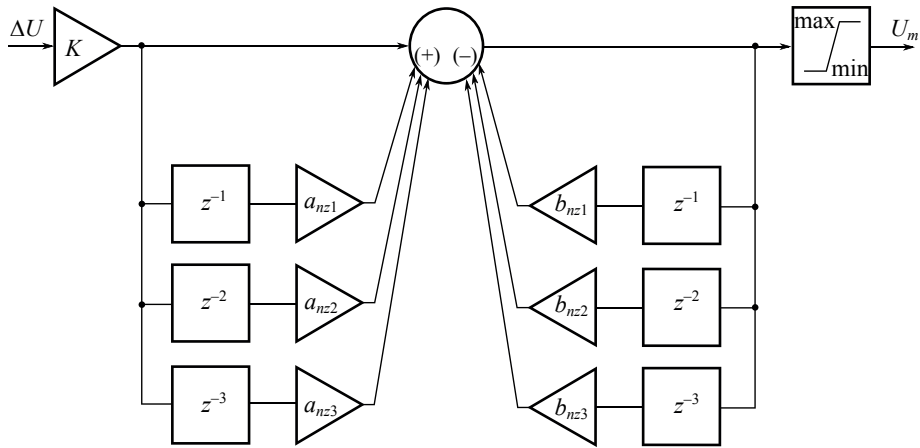


Рис. 2. Структурная схема кубической ячейки регулятора

Fig. 2. Structural scheme of the cubic cell controller

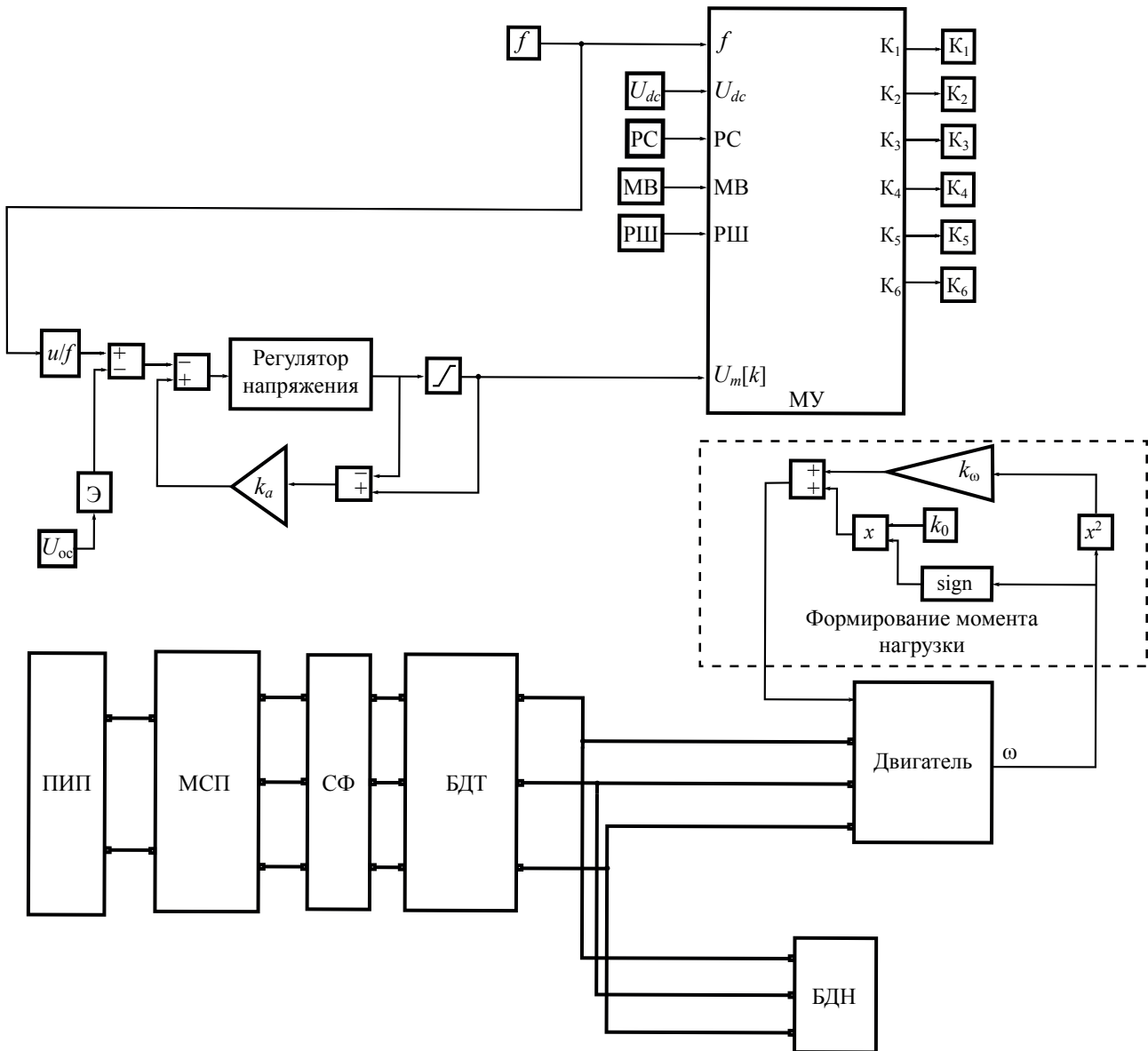


Рис. 3. Имитационная модель скалярной системы управления асинхронного электропривода с интегрированным регулятором напряжения

Fig. 3. Simulation model of a scalar control system for an induction motor drive with an integrated voltage regulator

Модель включает следующие модули: МУ — модуль управления — блок содержащий в себе S-функцию, которая формирует управляющие импульсы S1-S6; ПИП — первичный источник питания, представляющий собой имитацию реального источника напряжения; МСП — модуль силового преобразователя (классический мостовой инвертор напряжения); СФ — синус-фильтр, характер работы которого описывается (2); БДТ — блок датчиков тока; БДН — блок датчиков напряжения;  $U_{oc}$  — сигнал обратной связи по выходному напряжению;  $U_{dc}$  — сигнал обратной связи по напряжению питания МСП; Э — экстраполятор нулевого порядка;  $k_0 = 0,05M_n$  — момент холостого хода;  $k_\omega = \frac{0,95M_n}{\omega_n^2}$  — коэффициент усиления квадрата угловой скорости;  $\omega_n$  — номинальная угловая скорости двигателя;  $M_n$  — номинальный момент электродвигателя;  $k_a$  — коэффициент компенсации насыщения регулятора (его значение подбирается опытным путем);

РС — режим счетчика (центрированный, фронтной); МВ — величина «мертвого времени»; РШ — режим ШИМ (пространственно-векторная модуляция, метод фазных потенциалов) [22];  $K_1-K_6$  — сигналы управления на ключевые элементы мостового преобразователя, входящего в состав электропривода;  $U_m[k]$  — последовательность значений, сформированная дискретным регулятором напряжения;  $x$  — аргумент функции (в данном случае функция возведения в квадрат).

### Результаты и обсуждение

В результате моделирования получены переходные процессы угловой скорости  $\omega(t)$ ; электромагнитного момента  $M_{эм}(t)$ ; тока в фазе А  $i_a(t)$  при работе электропривода с нагрузкой при различных частотах задания (рис. 4). Получены зависимости коэффициента гармонических искажений (КГИ) от свободного параметра регулятора  $\gamma$  выходных токов инвертора (рис. 5),

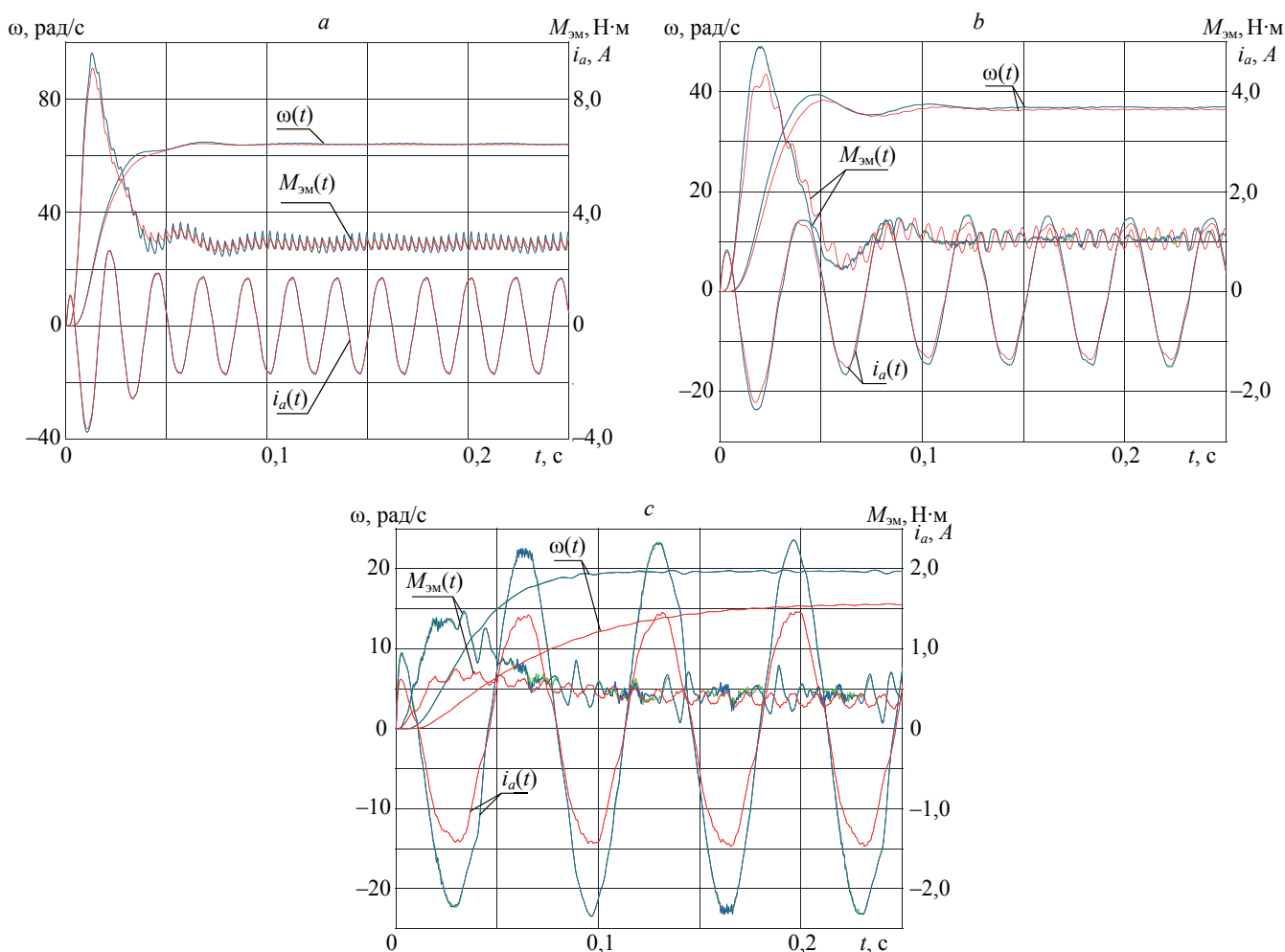


Рис. 4. Переходные процессы при пуске электропривода на нагрузку для заданных частот: 45 Гц (а); 25 Гц (б); 15 Гц (с).

Красные линии — разомкнутая система; зеленые — замкнутая система при использовании полинома Баттерворда; синие — замкнутая система при использовании полинома Ньютона

Fig. 4. Transient processes during the start-up of an electric drive under load at the specified frequencies: 45 Hz (a); 25 Hz (b); 15 Hz (c).

Red lines — open-loop system; green — closed-loop system using the Butterworth polynomial; blue — closed-loop system using the Newton polynomial

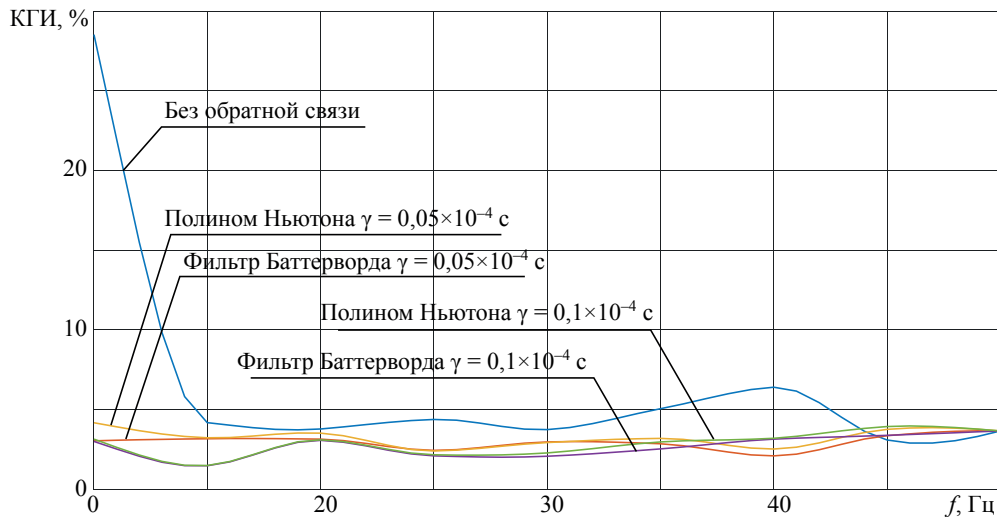


Рис. 5. Зависимости коэффициента гармонических искажений от свободного параметра регулятора напряжения коэффициента  $\gamma$  для наиболее популярных полиномов — Баттерворда и Ньютона

Fig. 5. Dependencies of the total harmonic distortion coefficient on the free parameter of the voltage controller  $\gamma$  for the most popular polynomials — Butterworth and Newton

с целью определения эффективности регулятора по критерию минимизации КГИ для наиболее популярных полиномов — Баттерворда и Ньютона.

Из рис. 5 видно, что фильтр Баттерворда наиболее эффективен с точки зрения улучшения спектрального состава фазного тока АИН, как относительно разомкнутой системы, так и по сравнению с регулятором, в основе которого лежит полином Ньютона практически во всем диапазоне частот. В качестве критерия качества регулирования применим относительное отклонение

$$\Delta = \left(1 - \frac{x^*}{x}\right) \cdot 100\%, \text{ где } x^* \text{ — величина КГИ или на}$$

пряжения при использовании регулятора;  $x$  — исходная величина. Например, для  $\gamma = 0,05 \cdot 10^{-4}$  с снижение КГИ составит 10,63–27,1 % по отношению к регулятору с полиномом Ньютона.

Отметим, что для частот 30 и 25 Гц фильтр Баттерворда при значении  $\gamma = 0,05 \cdot 10^{-4}$  с проявил себя несколько хуже, увеличив КГИ на 1,37–1,67 %. Однако при увеличении свободного параметра регулятора вплоть до  $\gamma = 0,1 \cdot 10^{-4}$  с фильтр Баттерворда во всем диапазоне частот имеет КГИ ниже, чем у регулятора на основе полинома Ньютона (до 14,8 %).

Немаловажным фактом является то, что по сравнению с разомкнутой системой любая модификация регулятора показывает себя наилучшим образом, сокращая КГИ до 89,48 % практически при всех частотах (кроме 45 Гц, где КГИ возрастает на 9,34 %).

Ввиду того, что разработанный регулятор является полипараметрическим объектом, то для оценки локального минимума КГИ необходимо варьировать значения частоты дискретизации  $f_d$ , частоты задания  $f$  и характеристического сопротивления силового фильтра  $r$ . Полученные графики для ряда частот представлены на рис. 6.

Как следует из рис. 6, оптимальные значения  $\gamma$  находятся в диапазоне  $\gamma = (0,05–0,1) \cdot 10^{-4}$  с. Исходя из минимальных значений искажений, анализ показал, что наилучшие результаты регулятора с точки зрения улучшения гармонического состава, соответствуют частоте дискретизации 40 кГц. Ввиду этого дальнейшие модельные эксперименты выполнены со значениями  $\gamma = 0,05 \cdot 10^{-4}$  с и  $f_d = 40$  кГц.

Для последующей оценки работоспособности регулятора, в том числе и по непосредственно регулируемой величине, были построены ВЧХ  $U_{\text{вых}}(f)$  различных компоновок регулятора (рис. 7) в сравнении с идеальной ВЧХ задания.

Из рис. 7 следует, что работа АИН в классическом исполнении управления сопровождается снижением жесткости ВЧХ. Рассогласование между заданным и выходным напряжениями монотонно увеличивается от 8,06 % при задании 50 Гц до 87,86 % при 10 Гц. Очевидно, что использование регулирующих структур вносит позитивное изменение в работу системы. Численно это можно выразить в снижении величины рассогласования между заданным и выходным напряжениями до величин от 0,23 % до 42,85 %. В свою очередь ВЧХ регуляторов (при различных компоновках) не различаются между собой существенно (отклонения до 1 % в пользу фильтра Баттерворда по качеству регулирования напряжения).

Особо важным вопросом при построении любого вида регулятора является робастность разработанного устройства управления, так как в условиях работы прибора в широком диапазоне температур параметры самого прибора могут существенно изменяться. Так как при численной настройке регулятора используются параметры синус-фильтра, то необходимо исследовать робастность регулятора при изменении именно этих параметров. В состав синус-фильтра входят дроссели

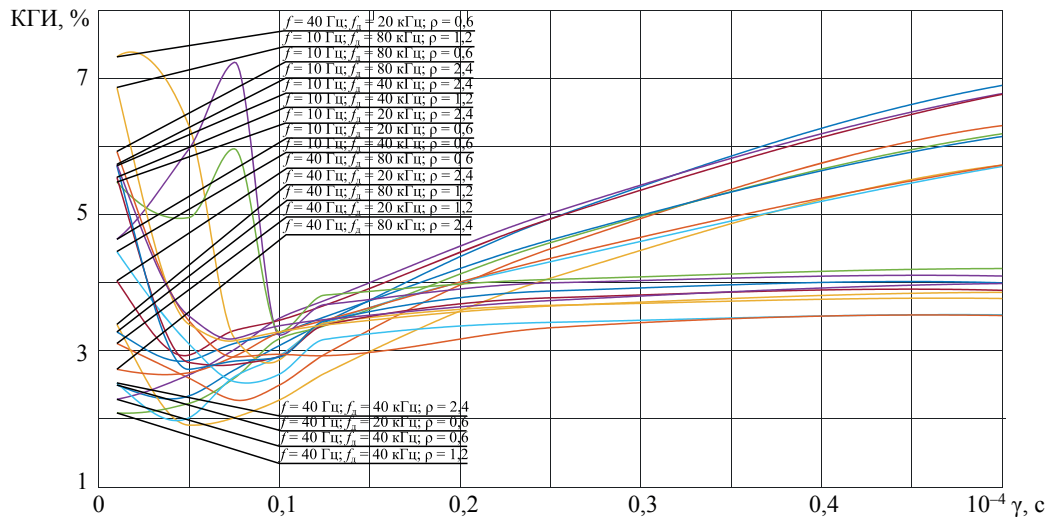


Рис. 6. Зависимости коэффициента гармонических искажений от свободного параметра регулятора напряжения коэффициента  $\gamma$  при изменении частот дискретизации  $f_d$  и задания  $f$  и характеристического сопротивления силового фильтра  $\rho$

Fig. 6. Dependencies of the total harmonic distortion coefficient on the free parameter of the voltage controller coefficient  $\gamma$  with variations in the sampling frequency, reference frequency, and characteristic impedance of the power filter

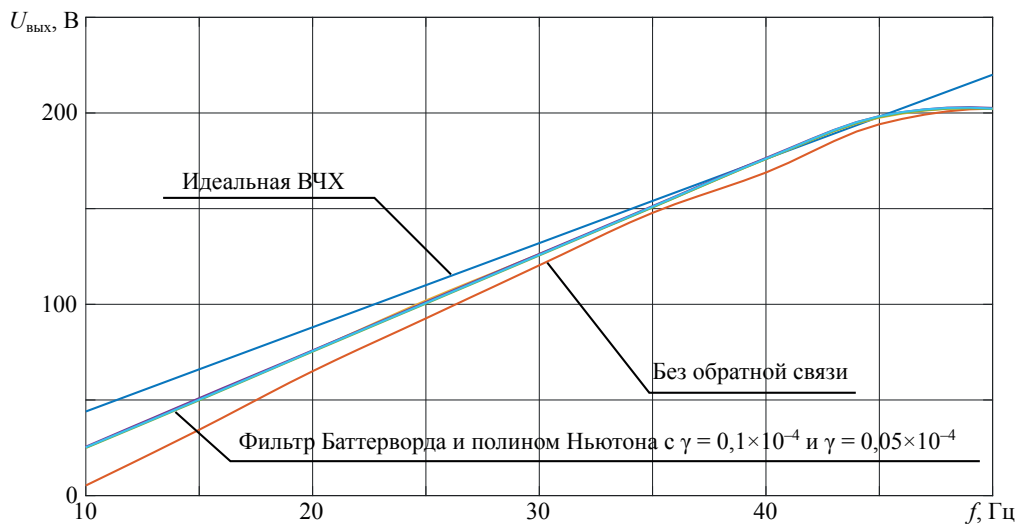


Рис. 7. Вольт-частотные характеристики преобразователя

Fig. 7. Volt-frequency characteristic of the converter

и емкости. Их проницаемость, относительное изменение емкости и эквивалентное сопротивление в течении наработки и температурных воздействий может изменяться в среднем на  $\pm 20\%$ . На рис. 8 приведены выход-

ные ВЧХ при таких воздействиях, из которых можно сделать вывод, что они не сказываются на выходную величину напряжения преобразователя и регулятор является робастным.

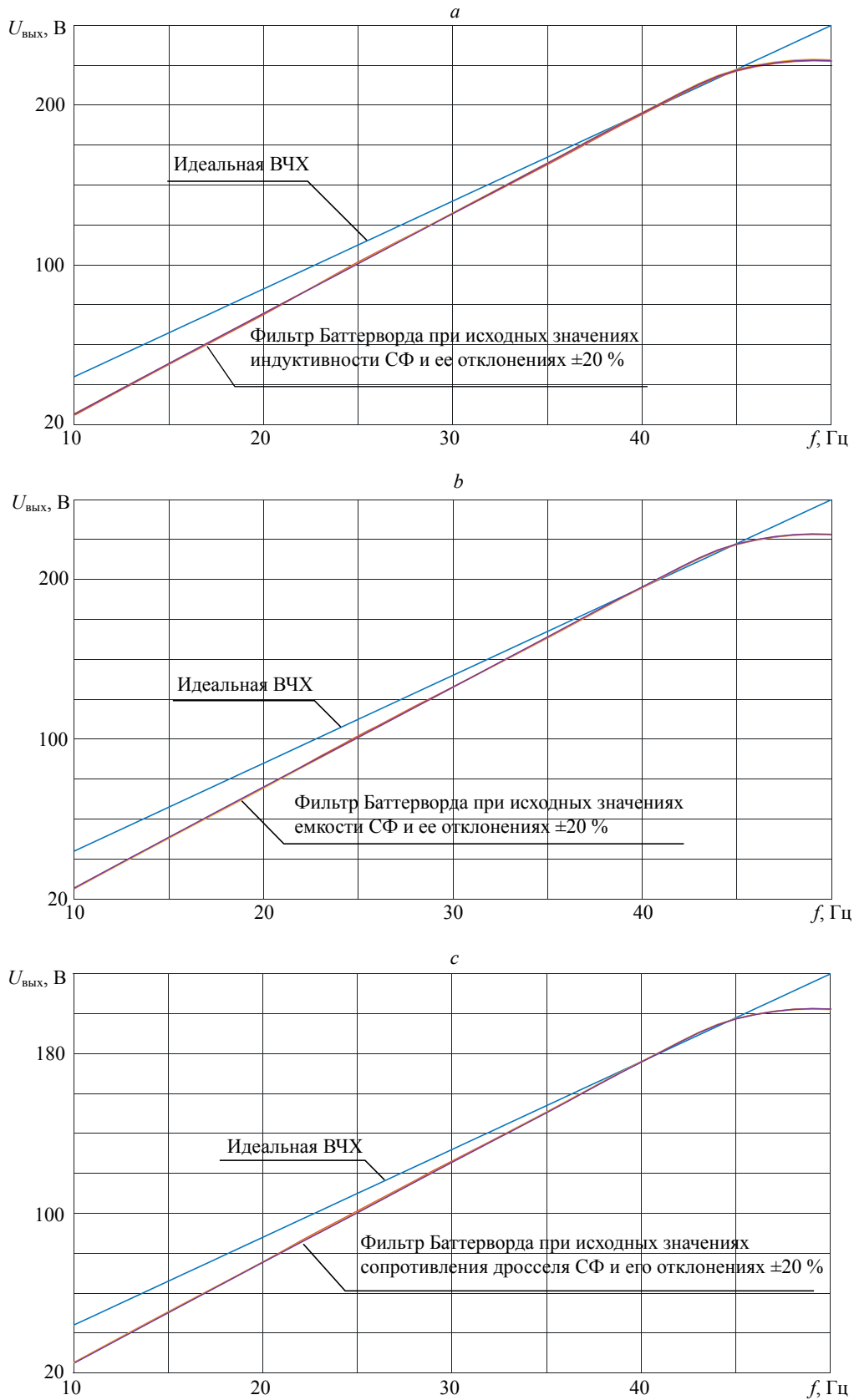


Рис. 8. Вольт-частотные характеристики стабилизированного преобразователя при изменении индуктивности (a) емкости (b) и эквивалентного сопротивления дросселя (c) синус-фильтра

Fig. 8. Volt-frequency characteristics of a stabilized converter when changing the inductance (a) of the capacitance (b) and the equivalent resistance of the choke (c) of the sine filter

### Заключение

Исследован асинхронный электропривод, в составе которого находится стабилизированный по напряжению мостовой преобразователь. Создана имитационная модель с системой управления электропривода, учитывающая различные аспекты реальной микропроцессорной реализации.

Для решения задачи улучшения спектрального состава выходных токов силового преобразователя электропривода реализованы принципы построения замкнутых систем по отклонению, с внедрением ненормированных полиномов Баттерворда и Ньютона, позволяющие стабилизировать выходное напряжение и улучшить спектральный состав выходных токов.

В процессе вычислительных экспериментов выявлено, что наилучшие результаты по качеству регулирования и улучшения спектрального состава обеспечивает регулятор, включающий в себя фильтр Баттерворда при соответствующей настройке его свободных коэффициентов, практически во всем частотном диапазоне. Исключением являются частоты 45 и 50 Гц, где ввиду невозможности алгоритма широтно-импульсной модуляции при фиксированном уровне входного напряжения выдать большее выходное напряжение. В ходе отработки регулятора был сделан вывод о его высоких робастных свойствах, так как при параметрических возмущениях регулятор полностью их отработал в статике.

### Литература

1. Al Rakib M.A., Rahman M.M., Hossain M.M., Rahman M.A., Samad M., Abbas F.I. Induction motor based speed and direction controller // *European Journal of Engineering and Technology Research*. 2022. V. 7. N 6. P. 82–86. <https://doi.org/10.24018/ejeng.2022.7.6.2868>
2. Jumaa F.A., Aljanabi M., Duhis A.H., Abed J.K. PWM inverter with digital microcontroller for speed control applications // *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. 2021. V. 1076. N 1. P. 012003. <https://doi.org/10.1088/1757-899x/1076/1/012003>
3. Richardson M.T., Patterson V., Parchment A. Microcontroller based space vector pulse width modulation speed control of three-phase induction motor // *Proc. of the SoutheastCon*. 2021. P. 1–6. <https://doi.org/10.1109/southeastcon45413.2021.9401922>
4. Pietrzak P., Pietrzak P., Wolkiewicz M. Microcontroller-based embedded system for the diagnosis of stator winding faults and unbalanced supply voltage of the induction motors // *Energies*. 2024. V. 17. N 2. P. 387. <https://doi.org/10.3390/en17020387>
5. Rajeswaran N., Thangaraj R., Mihet-Popa L., Krishna Vajjala K.V., Ozer O. FPGA implementation of AI-based inverter IGBT open circuit fault diagnosis of induction motor drives // *Micromachines*. 2022. V. 13. N 5. P. 663. <https://doi.org/10.3390/mi13050663>
6. Zhou X., Giangrande P., Ji Y., Zhao W., Ijaz S., Galea M. Insulation for rotating low-voltage electrical machines: degradation, lifetime modeling, and accelerated aging tests // *Energies*. 2024. V. 17. N 9. P. 1987. <https://doi.org/10.3390/en17091987>
7. Chirindo M., Mushenya J., Khan M.A., Barendse P.S. Non-intrusive efficiency estimation of inverter-fed induction motors // *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2023. V. 38. N 3. P. 1845–1854. <https://doi.org/10.1109/tec.2023.3242173>
8. Amirpour S., Soltanipour S., Thiringer T., Katta P. Adaptive determination of optimum switching frequency in SiC-PWM-based motor drives: a speed-dependent core loss correction approach // *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*. 2025. V. 6. P. 883–897. <https://doi.org/10.1109/ojies.2025.3569349>
9. Богданов А.А., Быстров Е.А. Анализ влияния алгоритма и режимов работы трехфазного инвертора на спектральный состав выходных токов // *Современные проблемы машиностроения*. 2021. С. 57–58.
10. Гарганеев А.Г., Абуэльсауд Р.С. Система электроснабжения на основе управления автономным инвертором с прогнозирующей моделью // *Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники*. 2018. Т. 21. № 1. С. 106–111. <https://doi.org/10.21293/1818-0442-2018-21-1-106-111>
11. Cortes P., Rodrigues J., Quevedo D.E., Silva C. Predictive current control strategy with imposed load current spectrum // *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2008. V. 23. N 2. P. 612–618. <https://doi.org/10.1109/tpel.2007.915605>
12. Shilin A.A., Bukreev V.G., Perevoshchikov F.V. Synthesis and implementation of  $\lambda$ -approach of slide control in heat-consumption system // *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*. 2022. V. 22. N 3. P. 501–508. <https://doi.org/10.17586/2226-1494-2022-22-3-501-508>

### References

1. Al Rakib M.A., Rahman M.M., Hossain M.M., Rahman M.A., Samad M., Abbas F.I. Induction motor based speed and direction controller. *European Journal of Engineering and Technology Research*, 2022, vol. 7, no. 6, pp. 82–86. <https://doi.org/10.24018/ejeng.2022.7.6.2868>
2. Jumaa F.A., Aljanabi M., Duhis A.H., Abed J.K. PWM inverter with digital microcontroller for speed control applications. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2021, vol. 1076, no. 1, pp. 012003. <https://doi.org/10.1088/1757-899x/1076/1/012003>
3. Richardson M.T., Patterson V., Parchment A. Microcontroller based space vector pulse width modulation speed control of three-phase induction motor. *Proc. of the SoutheastCon*, 2021, pp. 1–6. <https://doi.org/10.1109/southeastcon45413.2021.9401922>
4. Pietrzak P., Pietrzak P., Wolkiewicz M. Microcontroller-based embedded system for the diagnosis of stator winding faults and unbalanced supply voltage of the induction motors. *Energies*, 2024, vol. 17, no. 2, pp. 387. <https://doi.org/10.3390/en17020387>
5. Rajeswaran N., Thangaraj R., Mihet-Popa L., Krishna Vajjala K.V., Ozer O. FPGA implementation of AI-based inverter IGBT open circuit fault diagnosis of induction motor drives. *Micromachines*, 2022, vol. 13, no. 5, pp. 663. <https://doi.org/10.3390/mi13050663>
6. Zhou X., Giangrande P., Ji Y., Zhao W., Ijaz S., Galea M. Insulation for rotating low-voltage electrical machines: degradation, lifetime modeling, and accelerated aging tests. *Energies*, 2024, vol. 17, no. 9, pp. 1987. <https://doi.org/10.3390/en17091987>
7. Chirindo M., Mushenya J., Khan M.A., Barendse P.S. Non-intrusive efficiency estimation of inverter-fed induction motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2023, vol. 38, no. 3, pp. 1845–1854. <https://doi.org/10.1109/tec.2023.3242173>
8. Amirpour S., Soltanipour S., Thiringer T., Katta P. Adaptive determination of optimum switching frequency in SiC-PWM-based motor drives: a speed-dependent core loss correction approach. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, 2025, vol. 6, pp. 883–897. <https://doi.org/10.1109/ojies.2025.3569349>
9. Bogdanov A.A., Bystrov E. A. Analysis of the influence of the algorithm and operating modes of a three-phase inverter on the spectral composition of output currents. *Sovremennye Problemy Mashinostroeniya*, 2021, pp. 57–58. (in Russian)
10. Garganeev A.G., Aboelsaud A.R. Power supply system based on the predictive model autonomous inverter control. *Proceedings of the TUSUR University*, 2018, vol. 21, no. 1, pp. 106–111. (in Russian). <https://doi.org/10.21293/1818-0442-2018-21-1-106-111>
11. Cortes P., Rodrigues J., Quevedo D.E., Silva C. Predictive current control strategy with imposed load current spectrum. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008, vol. 23, no. 2, pp. 612–618. <https://doi.org/10.1109/tpel.2007.915605>
12. Shilin A.A., Bukreev V.G., Perevoshchikov F.V. Synthesis and implementation of  $\lambda$ -approach of slide control in heat-consumption system. *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*, 2022, vol. 22, no. 3, pp. 501–508. <https://doi.org/10.17586/2226-1494-2022-22-3-501-508>

13. Utkin V.I. *Sliding Modes in Control and Optimization*. Springer, 1992. 286 p.
14. Анучин А.С., Кульманов В.И., Стжелецки Р., Демидова Г.Л. Силовой преобразователь с активным подавлением высших гармоник для систем электроснабжения летательных аппаратов // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2020. Т. 63. № 5. С. 417–428. <https://doi.org/10.17586/0021-3454-2020-63-5-417-428>
15. Swami R.K., Kumar V., Joshi R.R. FPGA-based Implementation of Fuzzy Logic DTC for induction motor drive fed by matrix converter // IETE Journal of Research. 2022. V. 68. N 2. P. 1418–1426. <https://doi.org/10.1080/03772063.2019.1649212>
16. Аббас М.Х.А., Косарева-Володько О.В. Обзор исследований надежности электропитания за счет использования контроллеров на основе алгоритмов искусственного интеллекта // Горное оборудование и электромеханика. 2023. № 3 (167). С. 29–34. <https://doi.org/10.26730/1816-4528-2023-3-29-34>
17. Самойлов Л.К., Денисенко Д.Ю., Титов А.Е. Максимальные динамические погрешности фильтров лежандра в системах контроля и управления // Известия ЮФУ. Технические науки. 2024. № 2 (238). С. 164–175. <https://doi.org/10.18522/2311-3103-2024-2-164-175>
18. Анучин А.С. Системы управления электроприводов: учебник для вузов. М.: Издательский дом МЭИ, 2015. 373 с.
19. Малёв Н.А. Исследование цифровых моделей чувствительности следящего электропривода // Вестник Казанского государственного энергетического университета. 2024. Т. 16. № 1 (61). С. 52–69.
20. Стрижнев А.Г., Русакович А.Н. Автоматизированный синтез цифровых регуляторов на основе дискретных передаточных функций объектов управления // Информатика. 2013. № 3 (39). С. 105–114.
21. Пиляев С.Н., Труфанов В.В., Афоничева Д.Д. Повышение энергоэффективности технологических установок на основе скалярного управления асинхронным электроприводом // Тенденции развития технических средств и технологий в АПК. 2021. Т. 2. С. 127–132.
22. Анучин А.С. Широотно-импульсная модуляция методом реализации мгновенных фазных потенциалов для трехфазных инверторов напряжения // Труды V Международной (16 Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2007. 2007. С. 263–265.
23. Utkin V.I. *Sliding Modes in Control and Optimization*. Springer, 1992. 286 p.
24. Anuchin A.S., Kulmanov V.I., Strzelecki R., Demidova G.L. Power converter with active suppression of higher harmonics for aircraft power supply systems. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii. Priborostroenie*, 2022, vol. 63, no. 5, pp. 417–428. (in Russian). <https://doi.org/10.17586/0021-3454-2020-63-5-417-428>
25. Swami R.K., Kumar V., Joshi R.R. FPGA-based Implementation of Fuzzy Logic DTC for induction motor drive fed by matrix converter. *IETE Journal of Research*, 2022, vol. 68, no. 2, pp. 1418–1426. <https://doi.org/10.1080/03772063.2019.1649212>
26. Abbas M.H.A., Kosareva-Volodko O.V. Review of studies on reliability of power supply through the use of controllers based on artificial intelligence algorithms. *Mining Equipment and Electromechanics*, 2023, no. 3 (167), pp. 29–34. (in Russian). <https://doi.org/10.26730/1816-4528-2023-3-29-34>
27. Samoilov L.K., Denisenko D.Y., Titov A. E. Maximum dynamic errors of legendre filters in control and control systems. *Izvestiya SFedU. Engineering Sciences*, 2024, no. 2 (238), pp. 164–175. (in Russian). <https://doi.org/10.18522/2311-3103-2024-2-164-175>
28. Anuchin A.S. *Control Systems for Electric Drives*. Moscow, MEI Publ., 2015, 373 p. (in Russian)
29. Maliev N.A. Research of digital sensitivity models of a servo drive. *Kazan State Power Engineering University Bulletin*, 2024, vol. 16, no. 1 (61), pp. 52–69. (in Russian)
30. Stryzhniou A.G., Rusakovich A.N. Computer-aided synthesis of digital controllers based on the discrete transfer function of the control objects. *Informatics*, 2013, no. 3 (39), pp. 105–114. (in Russian)
31. Pilyaev S.N., Trufanov V.V., Afonicheva D.D. Improving energy efficiency of process units based on scalar control of induction motor drives. *Trends in Development of Technical Means and Technologies in Agriculture*, 2021, vol. 2, pp. 127–132. (in Russian)
32. Anuchin A. S. Pulse-width modulation by implementation of instantaneous phase potentials for three-phase voltage inverters. *Proc. of the 5th International (16th All-Russian) Conference on Automated Electric Drive AEP-2007*. 2007, pp. 263–265 (in Russian)

#### Авторы

**Перевошиков Филипп Владимирович** — аспирант, Томский политехнический университет, Томск, 634050, Российская Федерация, [sc 57216875510](https://orcid.org/0000-0002-7932-2744), <https://orcid.org/0000-0002-7932-2744>, [fvp2@tpu.ru](mailto:fvp2@tpu.ru)  
**Букреев Виктор Григорьевич** — доктор технических наук, профессор, профессор, Томский политехнический университет, Томск, 634050, Российская Федерация, [sc 7005611043](https://orcid.org/0000-0001-9861-9765), <https://orcid.org/0000-0001-9861-9765>, [bukreev@tpu.ru](mailto:bukreev@tpu.ru)

Статья поступила в редакцию 22.05.2025  
 Одобрена после рецензирования 15.12.2025  
 Принята к печати 25.01.2026

#### Authors

**Filipp V. Perevoshchikov** — PhD Student, National Research Tomsk Polytechnic University, Tomsk, 634050, Russian Federation, [sc 57216875510](https://orcid.org/0000-0002-7932-2744), <https://orcid.org/0000-0002-7932-2744>, [fvp2@tpu.ru](mailto:fvp2@tpu.ru)  
**Victor G. Bukreev** — D.Sc., Full Professor, National Research Tomsk Polytechnic University, Tomsk, 634050, Russian Federation, [sc 7005611043](https://orcid.org/0000-0001-9861-9765), <https://orcid.org/0000-0001-9861-9765>, [bukreev@tpu.ru](mailto:bukreev@tpu.ru)

Received 22.05.2025  
 Approved after reviewing 15.12.2025  
 Accepted 25.01.2026



Работа доступна по лицензии  
 Creative Commons  
 «Attribution-NonCommercial»