

УДК 621.51.621

Шифр специальности ВАК: 2.4.2

Ф.В. Перевощиков, В.Г. Букреев

Применение адаптивного регулятора напряжения автономного инвертора асинхронного электропривода для улучшения спектральных характеристик фазного тока двигателя

Актуальность. В статье анализируются проблемы вибрации, шума в асинхронных электроприводах, вызванные высшими гармониками импульсных преобразователей. Существующие методы компенсации ограничены массогабаритными показателями силового фильтра, переменной частотой коммутации транзисторов преобразователей или высокими требованиями к вычислительным ресурсам управляющего контроллера. **Цель исследования.** Разработка новой структуры импульсного преобразователя и оригинального метода синтеза адаптивного регулятора напряжения, направленных на целенаправленное улучшение спектрального состава выходных токов для минимизации виброакустических эффектов в асинхронных электроприводах. **Методы.** В работе применяются принципы и методы линейной теории управления и моделирования электромеханических систем. **Научная новизна.** Предлагается структура импульсного преобразователя, замкнутого по выходному напряжению, с оригинальным методом синтеза адаптивного регулятора напряжения автономного инвертора. Разработанное управление обеспечивает контроль координат регулирования и целенаправленное улучшение спектрального состава выходных токов. **Результаты.** Показано, что применение такого подхода позволяет улучшить спектральный состав выходных токов преобразователя, что позволяет минимизировать виброакустические эффекты электропривода. **Практическая значимость.** Разработанная система управления может быть внедрена в промышленные, транспортные и бытовые электроприводные системы, где критичны требования к уровню акустического комфорта, надёжности и компактности оборудования.

Ключевые слова: асинхронный электропривод, автономный инвертор напряжения, широтно-импульсная модуляция, адаптивный регулятор напряжения, спектральный состав фазного тока двигателя, виброакустические характеристики.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-169-177

Введение

В условиях интенсивного развития микропроцессорной техники и силовой электроники наблюдается устойчивая тенденция интеграции импульсных законов управления в структуру асинхронных электроприводов (АЭП). Широкое внедрение широтно-импульсной модуляции (ШИМ) и высокочастотных преобразователей частоты обусловлено их способностью обеспечить заданную точность регулирования координат, динамическую отзывчивость систем управления электроприводов [1, 2]. Вместе с тем переход к импульсным принципам формирования управляющих воздействий порождает комплекс технических проблем [3], требующих детального анализа и внедрения специализированных решений.

К числу наиболее значимых негативных эффектов следует отнести ухудшение виброакустических характеристик комплектного асинхронного электропривода, что обусловлено наличием высших гармонических составляющих в фазных токах и напряжениях двигателя [4–7]. Пульсации электромагнитного момента, вызванные дискретным характером коммутации силовых ключей, возбуждают механические резонансы в кинематической цепи АЭП, приводя к повышению уровня вибрации и акустического шума. Дополнительно высокочастотные составляющие выходного напряжения преобразователя индуцируют повышенные потери в стали и меди электрической машины, что ведет к росту рабочей температуры и, как следствие, к интенсификации процессов термиче-

ского старения изоляции обмоток статора [8]. Указанные факторы существенно снижают ресурс электрооборудования и ограничивают области его применения, особенно в условиях повышенных требований к надежности и экологичности.

Обоснование структуры АЭП с адаптивным регулятором напряжения автономного инвертора

Традиционный подход к минимизации гармонических искажений предполагает использование пассивных фильтрующих устройств (LC - или LCL -фильтров), включаемых в силовую цепь между инвертором и двигателем. Однако эффективность данных решений ограничена рядом конструктивных и эксплуатационных факторов: массогабаритные показатели дросселей и конденсаторов, тепловые режимы их работы, а также необходимость компромисса между глубиной фильтрации и динамическими свойствами системы [9]. Расширение полосы пропускания фильтра, обусловленное указанными ограничениями, снижает его способность подавлять высокочастотные составляющие спектра, что делает пассивную фильтрацию недостаточной для обеспечения требуемого качества выходных переменных состояния АЭП.

В качестве дополнения к аппаратным методам применяются алгоритмические приемы управления, такие как оптимизация формы вольт-частотной характеристики, введение нелинейных зависимостей несущей частоты ШИМ от режима работы привода, а также использование методов пространственно-векторной модуляции с селективной минимизацией гар-

моник [9]. Тем не менее практика эксплуатации АЭП с такими решениями демонстрирует, что данные подходы, реализуемые в разомкнутой по выходному напряжению структуре, не обеспечивают гарантированного улучшения спектрального состава токов и виброшумовых показателей при сохранении высоких динамических характеристик регулирования. Отсутствие обратной связи по напряжению на выводах двигателя препятствует оперативной компенсации возмущений, связанных с нелинейностями силовых ключей, падениями напряжения в кабелях и параметрической неопределенностью объекта управления.

Современные методы синтеза систем управления, включая стратегию прогнозирующего управления на основе моделей (Model Predictive Control – MPC) [10], предоставляют гибкие инструменты для оптимизации качества регулирования выходного напряжения. Однако существенным ограничением MPC-подходов является переменный характер частоты коммутации транзисторов, что затрудняет проектирование силовых фильтров, прогнозирование развития тепловых режимов полупроводниковых приборов и пассивных компонентов, а также обеспечение электромагнитной совместимости оборудования. Аналогичные проблемы присущи и системам с регуляторами в скользящих режимах [4], где высокочастотные переключения, необходимые для удержания траектории системы на поверхности скольжения, генерируют широкий спектр электромагнитных помех.

Альтернативным направлением является применение методов активной фильтрации на базе дискретного преобразования Фурье (DFT), позволяющих в реальном времени выделять и компенсировать высшие гармонические составляющие тока и напряжения [11,12]. Несмотря на высокую эффективность данного подхода в отношении улучшения спектральных характеристик, его практическая реализация тре-

бует значительных вычислительных ресурсов: выполнения операций комплексной арифметики, обработки данных с высокой частотой дискретизации и реализации адаптивных алгоритмов идентификации параметров. В условиях импортозамещения и ориентации на отечественную элементную базу, характеризующуюся ограниченными производительностью и тактовой частотой микроконтроллеров, реализация подобных алгоритмов даже после их алгоритмической оптимизации представляется затруднительной, особенно при работе в условиях повышенной температуры и электромагнитных помех.

Учитывая изложенные ограничения существующих подходов, в настоящей работе предлагается структура импульсного преобразователя напряжения, замкнутого по выходному напряжению и предназначенного для питания асинхронного двигателя. Ключевой особенностью разработанного решения является оригинальный метод синтеза параметров регулятора напряжения, базирующийся на комбинированном использовании принципов инвариантности к возмущениям и частотно-зависимой коррекции динамических свойств контура управления. Данный подход позволяет обеспечить подавление гармонических искажений в заданном частотном диапазоне, минимизировать пульсации электромагнитного момента и, как следствие, улучшить виброакустические показатели электропривода без необходимости применения сложных пассивных фильтров или ресурсоемких вычислительных алгоритмов обработки сигналов. Кроме того, предложенная структура регулятора обеспечивает устойчивость системы при вариациях параметров нагрузки и двигателя, что повышает надежность эксплуатации АЭП в реальных условиях. Структурная схема разработанного регулятора напряжения представлена на рис. 1.

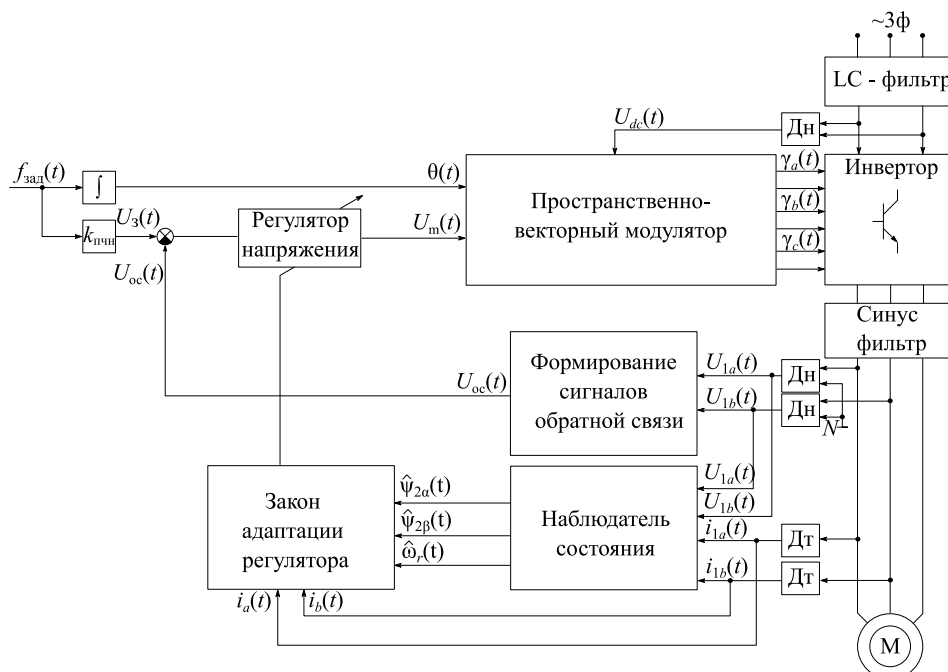


Рис. 1. Структура системы управления АЭП с адаптивным регулятором напряжения

Принятые обозначения: $U_3(t)$ – сигнал задания на величину амплитуды выходного напряжения АИН; $U_{oc}(t)$ – сигнал обратной связи, формируемый согласно уравнению

$$U_{oc}(t) = \sqrt{U_{1\alpha}^2(t) + U_{1\beta}^2(t)}, \quad (1)$$

где $U_{1\alpha}(t) = U_{1a}(t)$ и $U_{1\beta}(t) = \frac{U_{1a}(t) + 2U_{1b}(t)}{\sqrt{3}}$ – проек-

ции обобщенного вектора напряжения в координатной системе $\alpha\beta$; $U_{1a}(t)$, $U_{1b}(t)$ – измеряемые фазные напряжения; $k_{пчн}$ – коэффициент усиления передаточной функции частота-напряжение; $U_m(t)$ – сигнал задания, являющийся продуктом работы регулятора напряжения, передаваемый на пространственно-векторный модулятор с целью формирования модулирующих сигналов $U_{m.1\alpha}(t)$, $U_{m.1\beta}(t)$ в координатах $\alpha\beta$; $\theta(t) = \int f_{зад}(t)dt$ – формируемый электрический угол; $i_{1a}(t)$, $i_{1b}(t)$ – измеряемые фазные токи; $i_{1\alpha}(t) = i_{1a}(t)$ и $i_{1\beta}(t) = \frac{i_{1a}(t) + 2i_{1b}(t)}{\sqrt{3}}$ – проекции обобщенного

вектора тока в стационарной системе координат; $\hat{\psi}_{2\alpha}(t)$, $\hat{\psi}_{2\beta}(t)$ – оценка вектора потокосцепления ротора в стационарной системе координат; $\hat{\omega}_r(t)$ – оценка угловой скорости вращения двигателя

Из вышеприведенной схемы (см. рис. 1) видно, что регулятор имеет двухуровневую структуру, а именно: основной регулятор напряжения и структуры адаптации. Подход к синтезу основного регулятора напряжения описан в [13]. Рассмотрим методику построения закона адаптации регулятора напряжения.

Синтез закона адаптации регулятора напряжения

Как было сказано выше, для улучшения спектральных характеристик необходимо использование дополнительных структур. Вполне логичным подходом является метод сигнальной адаптации регулятора. Его суть состоит в том, что структура или параметры регулятора не изменяются в процессе функционирования АЭП. Изменяется же непосредственно выходной сигнал, генерируемый регулятором.

Для получения сигнала адаптации необходимо получить корректные коэффициенты передачи регуляторов тока. Для этого рассмотрим электромагнитное уравнение равновесия напряжений статора [14,15] асинхронной машины (2).

$$F \left[U_m^{(\alpha\beta)} \right] = R_e(f_{зад}) I_1^{(\alpha\beta)} + L_e(f_{зад}) \frac{dI_1^{(\alpha\beta)}}{dt} + j\omega_r Z_p K_r(f_{зад}) \Psi_2^{(\alpha\beta)} - A_r K_r(f_{зад}) \Psi_2^{(\alpha\beta)}, \quad (2)$$

где F – отображение, формирующее из сигналов $U_{m.1\alpha}(t)$, $U_{m.1\beta}(t)$ импульсное входное напряжение асинхронного двигателя в координатах $\alpha\beta$; $U_m^{(\alpha\beta)}$ – вектор модулирующего сигнала, имеющий компоненты $U_{m.1\alpha}(t)$, $U_{m.1\beta}(t)$; $I_1^{(\alpha\beta)}$ – вектор тока статора в координатах $\alpha\beta$; $\Psi_2^{(\alpha\beta)}$ – вектор потокосцепления в

координатах $\alpha\beta$; ω_r – частота вращения ротора; Z_p – количество пар полюсов асинхронного двигателя; $R_e(f_{зад})$, $L_e(f_{зад})$, $K_r(f_{зад})$, $A_r(f_{зад})$ – коэффициенты математической модели двигателя.

Для конструирования регулятора представим в проекциях электрохимические процессы на «быстрые» и «медленные» в соответствии со значениями постоянных времени (3)–(5) каждой из переменных состояния двигателя (параметры двигателя определены для нашего примера):

– для токов

$$T_i = \frac{L_e(f_{зад})}{R_e(f_{зад})} = \frac{(L_m(f_{зад}) + L_{1\sigma}) - \frac{L_m(f_{зад})^2}{L_m(f_{зад}) + L_{2\sigma}'}}{R_1 + R_2 \left[\frac{L_m(f_{зад})}{L_m(f_{зад}) + L_{2\sigma}'} \right]^2} = 0,0011 \text{ с}; \quad (3)$$

– для потокосцеплений

$$T_\psi = \frac{L_r(f_{зад})}{R_2} = \frac{L_m(f_{зад}) + L_{2\sigma}}{R_2} = 0,0287 \text{ с}; \quad (4)$$

– для угловой скорости

$$T_\omega = \frac{2\pi f_{зад} Z_p J_\Sigma}{M_{эм}} = \frac{L_m(f_{зад}) + L_{2\sigma}}{R_2} = 0,9127 \text{ с}. \quad (5)$$

Таким образом, равенство (2) принимает следующий вид при группировании ω_r и $\Psi_2^{(\alpha\beta)}$ в одну систему уравнений:

$$\begin{cases} F[U_{m.1\alpha}] = R_e(f_{зад}) i_{1\alpha} + L_e(f_{зад}) \frac{di_{1\alpha}}{dt} + f_\alpha(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t); \\ F[U_{m.1\beta}] = R_e(f_{зад}) i_{1\beta} + L_e(f_{зад}) \frac{di_{1\beta}}{dt} + f_\beta(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t), \end{cases} \quad (6)$$

где (7) – функции, описывающие «медленные» электрохимические процессы.

$$\begin{cases} f_\alpha(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) = -\omega_r Z_p K_r(f_{зад}) \psi_{2\beta} - A_r K_r(f_{зад}) \psi_{2\alpha}; \\ f_\beta(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) = \omega_r Z_p K_r(f_{зад}) \psi_{2\alpha} - A_r K_r(f_{зад}) \psi_{2\beta}. \end{cases} \quad (7)$$

Конечной целью проектируемого регулятора является улучшение гармонического спектра фазных токов асинхронного двигателя. В связи с этим целесообразно рассмотреть вектор тока статора как линейную комбинацию

$$I_1^{(\alpha\beta)} = I_1^{(\alpha\beta)}(\omega_j) + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq j}}^N I_1^{(\alpha\beta)}(\omega_k), \quad (8)$$

где $I_1^{(\alpha\beta)}(\omega_j)$ – вектор, соответствующий основной частоте вращения $\omega_j = 2\pi f_{зад}$; $I_1^{(\alpha\beta)}(\omega_k)$ – вектор, соответствующий частоте $\omega_k = 2\pi f_k$. Если данную линейную комбинацию (8) разложить в базисе [1 j] стационарной системы координат и применить к формуле (6), то получим (9)

$$\begin{aligned} F[U_{m.1\alpha}] &= R_e(f_{\text{зад}})i_{1\alpha=} + R_e(f_{\text{зад}})i_{1\alpha\approx} + \\ &+ L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\alpha=}}{dt} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\alpha\approx}}{dt} + f_{\alpha}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t); \\ F[U_{m.1\beta}] &= R_e(f_{\text{зад}})i_{1\beta=} + R_e(f_{\text{зад}})i_{1\beta\approx} + \\ &+ L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\beta=}}{dt} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\beta\approx}}{dt} + f_{\beta}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t), \end{aligned} \quad (9)$$

где $i_{1\alpha=}(t)$ и $i_{1\beta=}(t)$ – составляющие проекции вектора тока статора, учитывающие весь гармонический состав тока за исключением основной частоты, вычисляемые путем пропускания исходного сигнала через режекторный фильтр, передаточная функция которого имеет вид (10).

$$W_{\text{фп}}(p) = \frac{p^2 + \omega_p^2}{p^2 + p\frac{\omega_p}{Q_p} + \omega_p^2}, \quad (10)$$

где $\omega_p = 2\pi f_{\text{зад}}$ – частота режекции, Q_p – добротность режекции; $i_{1\alpha=}(t)$ и $i_{1\beta=}(t)$ – проекции вектора тока статора описывающие основную частоту спектра.

Для минимизации $i_{1\alpha\approx}(t)$ и $i_{1\beta\approx}(t)$ инжектируем в управление определенное воздействие по проекциям стационарной системы координат $U_{m.1\alpha}^*$ и $U_{m.1\beta}^*$. Результирующее управление $U_{m.1\alpha\Sigma}(t)$ и $U_{m.1\beta\Sigma}(t)$; тогда примет вид (11):

$$\begin{cases} U_{m.1\alpha\Sigma} = U_m \cos \theta - U_m \sin \theta + U_{m.1\alpha}^*, \\ U_{m.1\beta\Sigma} = U_m \sin \theta + U_m \cos \theta + U_{m.1\beta}^*. \end{cases} \quad (11)$$

Руководствуясь вышеописанным принципом, определим конкретное выражение (12), описывающее инжекцию путем модернизации уравнений (9) подстановкой формируемого воздействия в управление $F[U_{m.1\alpha\Sigma}]$ и $F[U_{m.1\beta\Sigma}]$:

$$\begin{aligned} F[U_{m.1\alpha} + U_{m.1\alpha}^*] &= R_e(f_{\text{зад}})i_{1\alpha=} + R_e(f_{\text{зад}})i_{1\alpha\approx} + \\ &+ L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\alpha=}}{dt} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\alpha\approx}}{dt} + f_{\alpha}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) + \lambda_{\alpha}(t); \\ F[U_{m.1\beta} + U_{m.1\beta}^*] &= R_e(f_{\text{зад}})i_{1\beta=} + R_e(f_{\text{зад}})i_{1\beta\approx} + \\ &+ L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\beta=}}{dt} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\beta\approx}}{dt} + f_{\beta}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) + \lambda_{\beta}(t). \end{aligned} \quad (12)$$

где $\lambda_{\alpha}(t)$ и $\lambda_{\beta}(t)$ – результат дополнительного воздействия на объект управления. Так как целью этого воздействия является устранение «лишних» составляющих тока, то условие минимизации представляется следующим образом (13):

$$\begin{cases} \lambda_{\alpha}(t) = - \left[R_e(f_{\text{зад}})i_{1\alpha\approx} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\alpha\approx}}{dt} \right], \\ \lambda_{\beta}(t) = - \left[R_e(f_{\text{зад}})i_{1\beta\approx} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\beta\approx}}{dt} \right]. \end{cases} \quad (13)$$

Принимая допущение, что отображение F является линейным с коэффициентом преобразования $K_{\text{пр}}$, получаем соотношения для сигналов адаптации

$$\begin{cases} U_{m.1\alpha}^*(t) = F^{-1}[\lambda_{\alpha}(t)], \\ U_{m.1\beta}^*(t) = F^{-1}[\lambda_{\beta}(t)]. \end{cases} \quad (14)$$

В итоге, равенства (14) принимают следующий вид (15):

$$\begin{cases} U_{m.1\alpha}^* = -\frac{1}{K_{\text{пр}}} \left[R_e(f_{\text{зад}})i_{1\alpha\approx} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\alpha\approx}}{dt} \right], \\ U_{m.1\beta}^* = -\frac{1}{K_{\text{пр}}} \left[R_e(f_{\text{зад}})i_{1\beta\approx} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\beta\approx}}{dt} \right]. \end{cases} \quad (15)$$

Применяя преобразование Лапласа к (15), получим пропорционально-дифференциальный регулятор (16). С целью сохранения большого запаса устойчивости, выходной сигнал дифференциальной составляющей регулятора должен быть пропущен через фильтр с постоянной времени $T_{\text{ф.и}}$:

$$\begin{cases} W_{1\alpha}(p) = \frac{1}{K_{\text{пр}}} \left[R_e(f_{\text{зад}}) + L_e(f_{\text{зад}})\frac{p}{1+T_{\text{ф.и}}p} \right], \\ W_{1\beta}(p) = \frac{1}{K_{\text{пр}}} \left[R_e(f_{\text{зад}}) + L_e(f_{\text{зад}})\frac{p}{1+T_{\text{ф.и}}p} \right]. \end{cases} \quad (16)$$

Для цифровой реализации (16) воспользуемся билинейным преобразованием $p = 2 \cdot f_{\text{д}} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$, где

$f_{\text{д}}$ – частота дискретизации, тогда дискретные передаточные функции $W_{1\alpha}(z)$ и $W_{1\beta}(z)$ регуляторов принимают вид (17):

$$\begin{cases} W_{1\alpha}(z) = \frac{a_{i\alpha.1} \cdot z^{-1} + a_{i\alpha.0}}{b_{i\alpha.1} \cdot z^{-1} + b_{i\alpha.0}}, \\ W_{1\beta}(z) = \frac{a_{i\beta.1} \cdot z^{-1} + a_{i\beta.0}}{b_{i\beta.1} \cdot z^{-1} + b_{i\beta.0}}. \end{cases} \quad (17)$$

Коэффициенты дискретной передаточной функции (17) в свою очередь принимают вид (18):

$$\begin{cases} a_{i\alpha.1} = a_{i\beta.1} = \frac{1}{K_{\text{пр}}} \left[R_e(f_{\text{зад}}) \cdot (1 - 2T_{\text{ф.и}}f_{\text{д}}) - 2L_e(f_{\text{зад}})f_{\text{д}} \right]; \\ a_{i\alpha.0} = a_{i\beta.0} = \frac{1}{K_{\text{пр}}} \left[R_e(f_{\text{зад}}) \cdot (1 + 2T_{\text{ф.и}}f_{\text{д}}) + 2L_e(f_{\text{зад}})f_{\text{д}} \right]; \\ b_{i\alpha.1} = b_{i\beta.1} = 1 - 2T_{\text{ф.и}}f_{\text{д}}; \\ b_{i\alpha.0} = b_{i\beta.0} = 1 + 2T_{\text{ф.и}}f_{\text{д}}. \end{cases} \quad (18)$$

Режекторный фильтр после аналогичных преобразований будет иметь вид (19):

$$W_{\text{фп}}(z) = \frac{a_{\text{фп.2}} \cdot z^{-2} + a_{\text{фп.1}} \cdot z^{-1} + a_{\text{фп.0}}}{b_{\text{фп.2}} \cdot z^{-2} + b_{\text{фп.1}} \cdot z^{-1} + b_{\text{фп.0}}} \quad (19)$$

где коэффициенты дискретной передаточной функции режекторного фильтра (19):

$$\begin{aligned} a_{\text{фп.2}} &= a_{\text{фп.0}} = 4f_{\text{д}}^2 + \omega_p^2; \\ a_{\text{фп.1}} &= b_{\text{фп.1}} = 2(\omega_p^2 - 4f_{\text{д}}^2); \end{aligned}$$

$$b_{\text{фп.2}} = 4f_d^2 - 2\frac{\omega_p}{Q_p} f_d + \omega_p^2;$$

$$b_{\text{фп.0}} = 4f_d^2 + 2\frac{\omega_p}{Q_p} f_d + \omega_p^2,$$

Если же вернуться к уравнениям (9), то можно заметить слагаемые $f_{\alpha}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t)$, $f_{\beta}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t)$, входящие в их состав. Разложим их в соответствии с представлением угловой скорости

$$\omega_r = \omega_{\text{уст}} + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq j}}^N \omega_{1,k}$$

и проекций потокоосцепления

$$\Psi_2^{(\alpha\beta)} = \Psi_2^{(\alpha\beta)}(\omega_j) + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq j}}^N \Psi_2^{(\alpha\beta)}(\omega_k)$$

как линейной комбинации их частотных компонент, тогда получим следующее (20):

$$\left\{ \begin{aligned} f_{\alpha}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) = \\ = -Z_p K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \left(\omega_r = \Psi_{2\beta=} + \omega_r = \Psi_{2\beta\approx} + \right) - \\ - A_r(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot (\Psi_{2\alpha=} + \Psi_{2\alpha\approx}); \\ f_{\beta}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) = \\ = Z_p K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \left(\omega_r = \Psi_{2\alpha=} + \omega_r = \Psi_{2\alpha\approx} + \right) - \\ - A_r(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot (\Psi_{2\beta=} + \Psi_{2\beta\approx}), \end{aligned} \right. \quad (20)$$

где $\Psi_{2\alpha=}$ и $\Psi_{2\beta=}$ – проекции вектора потокоосцепления ротора, описывающие основную частоту спектра; $\Psi_{2\alpha\approx}$, $\Psi_{2\beta\approx}$ – составляющие проекции вектора потокоосцепления ротора, учитывающие весь гармонический состав тока за исключением основной частоты, вычисляемые путем пропускания исходного сигнала через режекторный фильтр; $\omega_r =$ – установившееся значение угловой скорости ротора; $\omega_r \approx$ – переменная составляющая угловой скорости ротора, вычисляемая, как отфильтрованная фильтром с постоянной времени $T_{\text{ф.}\omega}$ производная по времени ω_r . В условиях невозможности измерения потокоосцепления и угловой скорости уравнения (20) принимают следующий вид (21) [16–18]:

$$\left\{ \begin{aligned} f_{\alpha}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) \approx \\ \approx -Z_p K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \left(\hat{\omega}_r = \hat{\Psi}_{2\beta=} + \hat{\omega}_r = \hat{\Psi}_{2\beta\approx} + \right) - \\ - A_r(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot (\hat{\Psi}_{2\alpha=} + \hat{\Psi}_{2\alpha\approx}); \\ f_{\beta}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) \approx \\ \approx Z_p K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \left(\hat{\omega}_r = \hat{\Psi}_{2\alpha=} + \hat{\omega}_r = \hat{\Psi}_{2\alpha\approx} + \right) - \\ - A_r(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot (\hat{\Psi}_{2\beta=} + \hat{\Psi}_{2\beta\approx}). \end{aligned} \right. \quad (21)$$

Сгруппируем элементы уравнений (21) для получения $f_{\alpha\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t)$, $f_{\alpha=}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t)$, $f_{\beta\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t)$, $f_{\beta=}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t)$. В результате получим совокупность уравнений:

$$\left\{ \begin{aligned} f_{\alpha\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) &\approx -Z_p(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \times \\ &\times \left(\hat{\omega}_r = \hat{\Psi}_{2\beta\approx} + \right. \\ &\left. + \hat{\omega}_r \approx \Psi_{2\beta=} + \hat{\omega}_r \approx \hat{\Psi}_{2\beta\approx} \right) - A_r(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \hat{\Psi}_{2\alpha\approx}; \\ f_{\beta\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) &\approx Z_p(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \times \\ &\times \left(\hat{\omega}_r = \hat{\Psi}_{2\alpha\approx} + \right. \\ &\left. + \hat{\omega}_r \approx \hat{\Psi}_{2\alpha=} + \hat{\omega}_r \approx \hat{\Psi}_{2\alpha\approx} \right) - A_r(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \hat{\Psi}_{2\beta\approx}; \\ f_{\alpha=}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) &\approx -Z_p(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \hat{\omega}_r = \hat{\Psi}_{2\beta=} - \\ &- A_r(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \hat{\Psi}_{2\alpha=}; \\ f_{\beta=}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) &\approx Z_p(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \hat{\omega}_r = \hat{\Psi}_{2\alpha=} - \\ &- A_r(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \Psi_{2\beta=}. \end{aligned} \right. \quad (22)$$

Тогда уравнения (9) примут вид (23):

$$\left\{ \begin{aligned} F[U_{m.1\alpha} + U_{m.1\alpha}^* + U_{m.1\alpha}^{**}] &= R_e(f_{\text{зад}}) i_{1\alpha=} + \\ &+ R_e(f_{\text{зад}}) i_{1\alpha\approx} + L_e(f_{\text{зад}}) \frac{di_{1\alpha=}}{dt} + L_e(f_{\text{зад}}) \frac{di_{1\alpha\approx}}{dt} + \\ &+ f_{\alpha=}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) + f_{\alpha\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) + \lambda_{\alpha}(t) + \zeta_{\alpha}(t); \\ F[U_{m.1\beta} + U_{m.1\beta}^* + U_{m.1\beta}^{**}] &= R_e(f_{\text{зад}}) i_{1\beta=} + \\ &+ R_e(f_{\text{зад}}) i_{1\beta\approx} + L_e(f_{\text{зад}}) \frac{di_{1\beta=}}{dt} + L_e(f_{\text{зад}}) \frac{di_{1\beta\approx}}{dt} + \\ &+ f_{\beta=}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) + f_{\beta\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) + \lambda_{\beta}(t) + \zeta_{\beta}(t), \end{aligned} \right. \quad (23)$$

где $\zeta_{\alpha}(t)$, $\zeta_{\beta}(t)$ – результат дополнительного воздействия $U_{m.1\alpha}^{**}$ и $U_{m.1\beta}^{**}$ на объект управления. Так как целью этого воздействия является устранение переменных составляющих ЭДС $f_{\alpha\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t)$ и $f_{\beta\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t)$, то условие минимизации представляется следующим образом:

$$\left\{ \begin{aligned} U_{m.1\alpha}^{**}(t) &= F^{-1}[\zeta_{\alpha}(t)] \approx -\frac{1}{\chi_{\text{пр}}} f_{\alpha\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t); \\ U_{m.1\beta}^{**}(t) &= F^{-1}[\zeta_{\beta}(t)] \approx -\frac{1}{\chi_{\text{пр}}} f_{\beta\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t), \end{aligned} \right. \quad (24)$$

где $\chi_{\text{пр}}$ – пропорциональный коэффициент отображения F в допущении о его линейности. Структура закона адаптации применимо к исходному регулятору напряжения продемонстрирована на рис. 2, где $\hat{\Psi}_{2\alpha\approx}(t)$, $\hat{\Psi}_{2\beta\approx}(t)$ – отфильтрованные значения проекций оценки вектора потокоосцепления ротора с помощью режекторного фильтра; $\hat{\omega}_r \approx(t)$ – переменная составляющая сигнала оценки угловой скорости; $i_{1\alpha\approx}(t)$ и $i_{1\beta\approx}(t)$ – отфильтрованные значения проекций вектора тока статора с помощью режекторного фильтра.

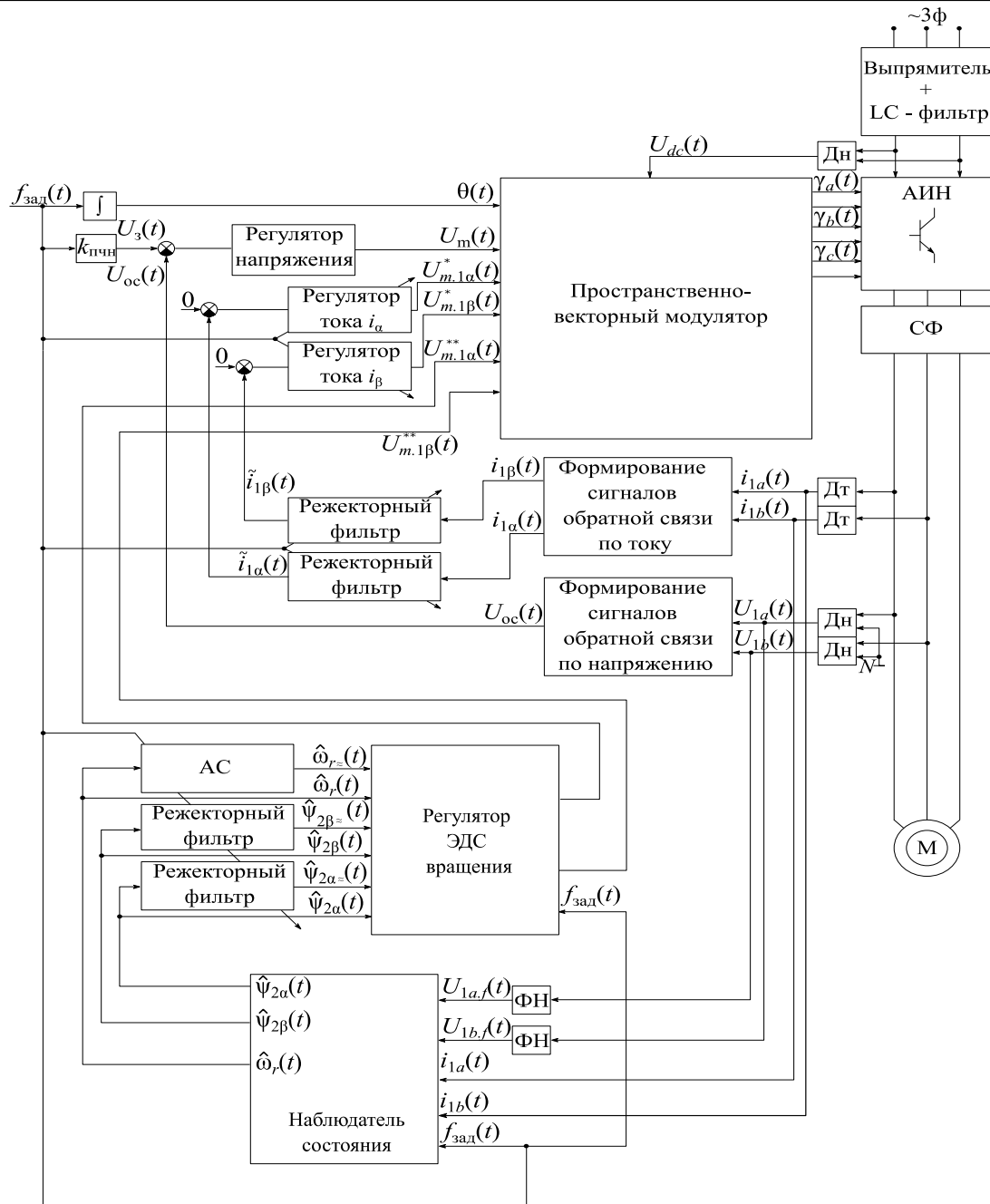


Рис. 2. Структура системы управления АЭП с адаптивным регулятором напряжения

На основе вышеприведенной структуры реализована модель в Matlab Simulink для отработки законов адаптации и оценки эффективности разработанного регулятора.

Оценка эффективности

Для оценки эффективности сигнальной адаптации для регулятора на рис. 3 представлено сравнение кривых коэффициента гармонических искажений КГИ ($f_{\text{зад}}$) от частоты при различных параметрах законов адаптации. На рис. 4 представлено изменение виброактивности двигателя при использовании различных вариантов регулятора напряжения.

Из рис. 3 следует, что работа преобразователя с корректирующими сигналами в системе управления ведет себя существенно лучше, чем без них. Таким образом, снижение гармонических искажений может

быть вплоть до 78% с исследуемым набором параметров закона адаптации и регулятора.

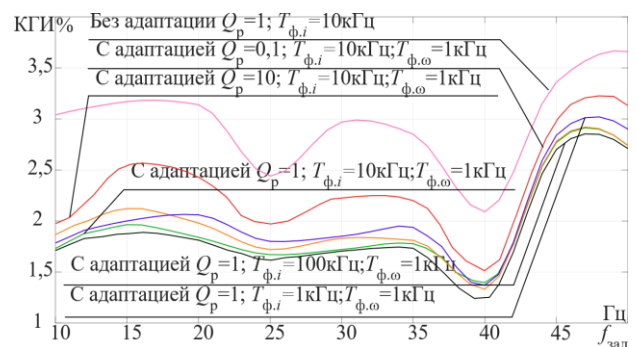


Рис. 3. Зависимости КГИ от частоты задания при варьировании параметров закона адаптации

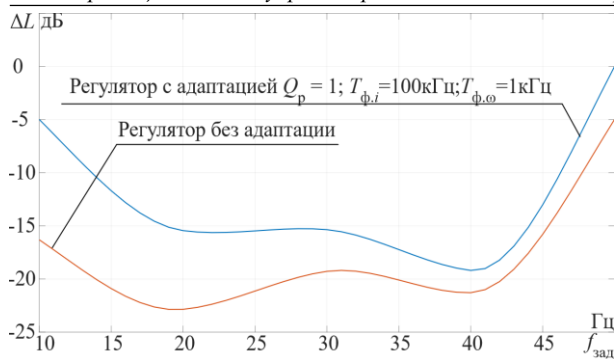


Рис. 4. Зависимости изменения виброактивности от частоты задания при различных вариантах регулятора

Важным моментом является тот факт, что при добротности режекторного фильтра равной единице КГИ локально минимален при варьировании $Q_p = (0, 1 \dots 10)$. Ожидаемо, при увеличении постоянной времени фильтра дифференциальной цепи КГИ увеличивается до 10% и наоборот соответственно.

В общем виде изменение виброактивности вычисляется следующим образом (25)

$$\Delta L = 20 \log \left(\frac{V_{0,j}}{V_{OC,j}} \right) \approx 20 \log \left(\frac{P_{r,0,j}}{P_{r,OC,j}} \right) = 20 \log \left(\frac{i_{0,1} \cdot i_{0,j-1} - i_{0,1} \cdot i_{0,j+1}}{i_{OC,1} \cdot i_{OC,j-1} - i_{OC,1} \cdot i_{OC,j+1}} \right), \quad (25)$$

где $V_{0,j}$ – виброскорость j -й гармоники виброграммы при использовании разомкнутой системы; $V_{OC,j}$ – виброскорость j -й гармоники виброграммы при использовании регулятора напряжения; $i_{0,j}$ – амплитуда тока j -й гармоники при использовании разомкнутой системы; $i_{OC,j}$ – амплитуда тока j -й гармоники при использовании регулятора напряжения. Таким образом, на 6-й гармонике изменение виброскорости за счет использования регулятора без сигнальной адаптации достигает 19,2 дБ. Внедрение механизмов адаптации позволяет уменьшить виброскорость вплоть до – 21,3 дБ относительно классической системы управления.

Стоит отметить тот факт, что помимо сигнальной адаптации регулятора также происходит параметрическая перенастройка самого закона адаптации с помощью корректирующей функции $K_x(f_{\text{зад}})$, которая изменяет значения параметров $R_e(f_{\text{зад}})$, $L_e(f_{\text{зад}})$, $K_r(f_{\text{зад}})$, $A_r(f_{\text{зад}})$.

Заключение

В целях оптимизации спектрального состава выходных токов преобразователя был применен современный гибридный подход. Его суть заключается в органичном объединении проверенных временем принципов замкнутого регулирования, основанных на отслеживании отклонений, с передовым методом сигнальной адаптации. Этот адаптивный механизм выполняет непрерывный мониторинг параметров выходного тока автономного инвертора и на основе этих данных осуществляет динамическую коррекцию управляющих сигналов, формируемых основным регулятором. Данный регулятор, в свою очередь, спроектирован на основе полиномов Баттерворта, что

изначально обеспечивает преобразователю высокий уровень оптимальности функционирования. Благодаря такому решению удастся эффективно компенсировать нелинейные эффекты, неизбежно возникающие в процессе самого формирования управляющих воздействий. В конечном счете это приводит к существенному повышению качества выходных токов (снижения нелинейных искажений), что напрямую отражается на улучшении виброакустических характеристик всей системы – она становится значительно менее вибронегруженной (до – 21,3 дБ относительно базового уровня – разомкнутой исходной системы).

Разработанные алгоритмы прошли успешную апробацию в ходе численного эксперимента в среде Matlab Simulink. Полученные результаты наглядно демонстрируют, что объединение сигнально-адаптивных методов с подходами цифровой обработки сигналов открывает весьма перспективные возможности для создания высокоэффективных микропроцессорных систем управления электроприводами.

Литература

1. Васильев Б.Ю. Автоматизированный электропривод машин и установок горного производства. – Т. 1: Основы электропривода и преобразовательной техники. – СПб.: Лань, 2023. – 356 с.
2. Чернышев А.Ю. Электропривод переменного тока: учеб. пособие для академического бакалавриата / А.Ю. Чернышев, Ю.Н. Дементьев, И.А. Чернышев. – М.: Юрайт, 2025. – 215 с.
3. ГОСТ ИЕС 60034-9-2024. Машины электрические вращающиеся. – Ч. 9. Пределы шума. – М.: Российский институт стандартизации, 2024. – 24 с.
4. Каплин А.И. Эффективность применения регулирования частоты вращения для снижения вибраций электродвигателей и электромеханизмов // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. – 2010. – Т. 118, № 5. – С. 3–8.
5. Снижение виброактивности вентилятора системы жизнеобеспечения нефтегазовых станций / А.Н. Гаврилин, В.С. Дмитриев, Д.В. Ермаков, Д.А. Дерусова // Изв. Том. политехн. ун-та. Инжиниринг георесурсов. – 2023. – Т. 334, № 11. – С. 128–137.
6. Шубов И.Г. Шум и вибрации электрических машин. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 208 с.
7. Казаков Ю.Б. Влияние несинусоидальности питающего напряжения на виброшумовые характеристики асинхронных двигателей / Ю.Б. Казаков, Ю.И. Бондаренко // Вестник Ивановского гос. энергет. Ун-та. – 2015. – № 3. – С. 34–38.
8. Анучин А.С. Системы управления электроприводов: учебник для вузов. – М.: Изд. дом МЭИ, 2015. – 373 с.
9. Богданов А.А. Анализ влияния алгоритма и режимов работы трехфазного инвертора на спектральный состав выходных токов / А.А. Богданов, Е.А. Быстров // Электронные и электромеханические системы и устройства: сб. науч. трудов. – Томск: ОАО «НПЦ «Полус», 2016. – С. 93–97.
10. Cortes P. Predictive Current Control Strategy with Imposed Load Current Spectrum / P. Cortes, J. Rodrigues, D.E. Quevedo, C. Silva // IEEE Transactions on industrial electronics. – 2008. – Vol. 23, No. 2. – P. 612–618.
11. Моделирование самообучающейся системы управления инвертором преобразователя частоты для подавления высших гармоник / В.И. Кульманов, А.С. Анучин, Д.М. Шпак, Ю.О. Беляков, В.Н. Остриров // Вестник МЭИ. – 2017. – № 4. – С. 75–82.

12. Силовой преобразователь с активным подавлением высших гармоник для систем электроснабжения летательных аппаратов / А.С. Анучин, В.И. Кульманов, Р. Стжелецки, Г.Л. Демидова // Изв. высш. учеб. заведений. Приборостроение. – 2020. – Т. 63, № 5. – С. 417–428.

13. Перевошиков Ф. В. Синтез регулятора напряжения автономного инвертора асинхронного электропривода с использованием ненормированных полиномов / Ф.В. Перевошиков, В.Г. Букреев // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2026. – Т. 26, № 1. – С. 196–206.

14. Онищенко Г.Б. Теория электропривода. – М.: Науч.-изд. центр ИНФРА-М, 2023. – 294 с.

15. Фурсов В.Б. Моделирование электропривода. – СПб.: Лань, 2022. – 220 с.

16. Разработка наблюдателя с оперативным мониторингом угловой скорости ротора и момента сопротивления на валу погружного асинхронного двигателя / А.С. Глазырин, С.П. Семен, Е.И. Попов, В.А. Копырин, Р.Н. Хамитов, А.А. Филипас, М.В. Денеко // Изв. Том. политехн. ун-та. Инжиниринг георесурсов. – 2024. – Т. 335, № 9. – С. 203–219.

17. Perevoshchikov F.V. Analysis of state estimation accuracy for an asynchronous electric drive by Luenberger and Kalman algorithms / F.V. Perevoshchikov, V.G. Bukreev, E.B. Shandarova // Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics. – 2023. – Vol. 23, No. 1. – P. 35–43.

18. Таланов М.В. Бездатчиковая система векторного управления асинхронным электродвигателем на основе сигма-точечного фильтра Калмана / М.В. Таланов, В.М. Таланов // Научно-технический вестник Поволжья. – 2021. – № 8. – С. 39–44.

Перевошиков Филипп Владимирович

Аспирант отд. электроэнергетики и электротехники
Инженерной школы энергетики
Национального исследовательского Томского
политехнического университета (ОЭЭ ИШЭ НИ ТПУ)
Ленина пр-т, 30, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-7932-2744
Тел.: +7-963-196-19-74
Эл. почта: fvp2@tpu.ru

Букреев Виктор Григорьевич

Д-р техн. наук, проф. ОЭЭ ИШЭ НИ ТПУ
Ленина пр-т, 30, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0001-9861-9765
Тел.: +7-913-854-21-96
Эл. почта: bukreev@tpu.ru

Поступила в редакцию: 21.04.2026.

Принята к публикации: 30.04.2026.

Perevoshchikov F.V., Bukreev V.G.

Application of an Adaptive Voltage Regulator for a Standalone Inverter of an Induction Electric Drive to Improve the Spectral Characteristics of the Motor Phase Current

Relevance. This paper analyzes vibration and noise problems in induction motor drives caused by higher harmonics of pulse converters. Existing compensation methods are limited by the size and weight of the power filter, the variable switching frequency of the converter transistors, or the high computational

demands on the drive controller. **Purpose of the study.** Developing a novel pulse converter topology and an original synthesis method for an adaptive voltage regulator aimed at purposefully improving the spectral composition of output currents to minimize vibroacoustic effects in inductor motor drives.

Methods. The work employs principles and methods of linear control theory and electromechanical system modeling.

Novelty. A switching converter topology with output voltage closed-loop control is proposed, featuring an original synthesis method for an adaptive voltage regulator of a voltage source inverter. The developed control ensures regulation of controlled variables and targeted improvement of the output current spectral composition. **Results.** It is demonstrated that this approach improves the spectral composition of the converter's output currents, thereby minimizing the vibroacoustic effects of the drive. **Practical significance.** The developed control system can be implemented in industrial, transportation, and household electric drive systems where requirements for acoustic comfort, reliability, and equipment compactness are critical.

Keywords: induction motor drive, voltage source inverter, pulse-width modulation, adaptive voltage regulator, spectral composition of motor phase current, vibroacoustic characteristics.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-169-177

References

1. Vasiliev B.Yu. *Avtomatizirovanniy elektroprihod mashin i ustanovok gornogo proizvodstva. Tom 1. Osnovy elektropriroda i preobrazovatel'noi tekhniki* [Automated Electric Drive for Mining Machines and Plants. Vol. 1. Basics of Electric Drives and Converter Engineering]. St. Petersburg, Lan Publishing House, 2023, 356 p. (in Russ.).
2. Chernyshev A.Y., Dementev Y.N., Chernyshev I.A. *Elektroprihod peremennogo toka: uchebnoe posobie dlya akademicheskogo bakalavriata* [AC Electric Drive: A textbook for academic bachelor's degree programs]. Moscow, Yurayt Publishing House, 2025, 215 p. (in Russ.).
3. GOST IEC 60034-9-2024. *Mashiny elektricheskoy vrashchayushchiesya. Chast 9. Predely shuma* [Rotating Electrical Machines. Part 9. Noise Limits]. Moscow, Russian Institute for Standardization, 2024, 24 p. (in Russ.).
4. Kaplin A. I. *Effektivnost primeneniya regulirovaniya chastoty vrashcheniya dlya snizheniya vibratsiy elektrodvigatelay i elektromekhanizmov* [Efficiency of Applying Speed Control to Reduce Vibrations of Electric Motors and Electric Mechanisms]. *Electromechanical matters. VNIIE studies*, 2010, vol. 118, no. 5, pp. 3–8 (in Russ.).
5. Gavrilin A.N., Dmitriev V.S., Ermakov D.V., Derusova D.A. [Reduction of a fan vibration activity in a life support system of oil and gas station]. *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University. Geo Assets Engineering*, 2023, vol. 334, no. 11, pp. 128–137 (in Russ.).
6. Shubov I.G. *Shum i vibratsii elektricheskikh mashin* [Noise and Vibration of Electrical Machines]. Leningrad, Energoatomizdat, 1986, 208 p. (in Russ.).
7. Kazakov Yu. B., Bondarenko Yu. I. [Influence of nonsinusoidal feed-in voltage on vibronoise parameters of induction motors]. *Vestnik of Ivanovo State Power Engineering University*, 2015, no. 3, pp. 34–38 (in Russ.).
8. Anuchin A.S. *Sistemy upravleniya elektroprihodov: uchebnik dlya vuzov* [Control Systems for Electric Drives: Textbook for Universities]. Moscow: MEI Publishing House, 2015, 373 p. (in Russ.).
9. Bogdanov A.A., Bystrov E. A. *Analiz vliyaniya algoritma i rezhimov raboty trekhfaznogo invertora na spektralnyy sostav vykhodnykh tokov* [Analysis of the influence of the algorithm and operating modes of a three-phase inverter on the

spectral composition of output currents]. *Elektronnyye i elektromekhanicheskiye sistemy i ustroystva: sb. nauch. Trudov* [Electronic and electromechanical systems and devices] Collection of scientific papers, Tomsk, JSC «NPC «Polus», 2016, pp. 93–97 (in Russ.).

10. Cortes, P., Rodrigues J., Quevedo D.E., Silva C. Predictive Current Control Strategy with Imposed Load Current Spectrum. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 2008, vol. 23, no. 2, pp. 612–618.

11. Kulmanov, V. I., Anuchin, A. S., Shpak, D. M., Belyakov, Yu. O., Ostrirov, V. N. [Simulating the Frequency Converter Inverter's Self-Learning Control System for Suppressing Higher Harmonic Components]. *Vestnik Moskovskogo Energeticheskogo Instituta*, no. 4, pp. 75–82 (in Russ.).

12. Anuchin A.S., Kulmanov V.I., Strzelecki R., Demidova G.L. [Power converter with active suppression of higher harmonics for aircraft power supply systems]. *Journal of Instrument Engineering*, 2020, vol. 63, no. 5, pp. 417–428 (in Russ.).

13. 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 Russ.).

14. Onishchenko G. B. *Teoriya elektropivoda* [Theory of Electric Drive]. Moscow, Scientific Publishing Center INFRA-M, 2023, 294 p. (in Russ.).

15. Fursov V. B. *Modelirovanie elektropivoda* [Modeling of Electric Drives]. St. Petersburg, Lan Publishing House, 2022, 220 p. (in Russ.).

16. Glazyrin A.S., Semen S.P., Popov E.I., Kopyrin V.A., Khamitov R.N., Filipas A.A., Deneko M.V. [Desing of an observer with real time monitoring speed and load torque for submersible induction motors]. *Bulletin of Tomsk Polytechnic University. Geo Assets Engineering*, 2024, vol.335, no. 9, pp. 203–219 (in Russ.).

17. Perevoshchikov F.V., Bukreev V.G., Shandarova E.B. [State estimation accuracy analysis of an induction electric drive by the algorithms of Luenberger and Kalman]. *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*, 2023, vol. 23, no. 1, pp. 35–43 (in Russ.).

18. Talanov, M. V., Talanov, V. M. [Induction Motor Sensorless Vector Control System with Speed Estimation Based on Unscented Kalman Filter]. *Scientific and Technical Volga region Bulletin*, 2021, no. 8, pp. 39–44 (in Russ.).

Filipp V. Perevoshchikov

Postgraduate student, Department of Electric Power and Electrical Engineering, Power Engineering School, National Research Tomsk Polytechnic University (NR TPU) 30, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0001-9861-9765
Phone: +7-963-196-19-74
Email: fvp2@tpu.ru

Viktor G. Bukreev

Doctor of Science in Engineering, Professor,
Department of Electric Power and Electrical Engineering,
Power Engineering School, NR TPU
30, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0001-9861-9765
Phone: +7-913-854-21-96
Email: bukreev@tpu.ru

Received: 21.04.2026.

Accepted: 30.04.2026.