

ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ ЗА СЧЕТ РЕГУЛИРОВАНИЯ ПРОДОЛЬНОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ТОКА СТАТОРА ПРИ НЕПОЛНОЙ СТАТИЧЕСКОЙ НАГРУЗКЕ

Для асинхронных электроприводов с векторным управлением, питающихся от преобразователя частоты с автономным инвертором напряжения и имеющих низкий коэффициент использования по моменту, обоснована энергоэффективность применения корректирующего устройства, обеспечивающего регулирование продольной (намагничивающей) составляющей тока статора. Разработана математическая модель системы асинхронного электропривода с векторным управлением, проведена проверка ее адекватности реальному электроприводу и выполнено математическое моделирование при циклическом изменении момента нагрузки на валу двигателя в среде Matlab Simulink. Выполнен теоретический анализ уравнений асинхронного электродвигателя и определены условия достижения минимума отношения «ток статора / момент». Исследовано действие корректирующего устройства на намагничивающую составляющую тока статора асинхронного электродвигателя. Приведены графики изменения основных переменных асинхронного электропривода цепного конвейера при работе в установившемся режиме, полученные на математической модели, при отсутствии и наличии дополнительного корректирующего устройства. Выполнен анализ полученных результатов.

Ключевые слова: асинхронный электропривод, векторное управление, ток статора, потокосцепление, момент двигателя, коррекция, энергосбережение.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время для большого количества вспомогательных транспортно-перегрузочных механизмов металлургического прокатного производства, электропривод которых ранее был построен на базе тиристорных преобразователей с электродвигателем постоянного тока, актуальна проблема модернизации, осуществляемой не только в виде модернизации управляющей части, но и заменой электродвигателей постоянного тока на асинхронные электродвигатели. В случае модернизации с внедрением асинхронного электропривода с векторным управлением, для обеспечения требуемого пускового момента асинхронного двигателя при условии работы в широком диапазоне скоростей, мощность электродвигателя приходится завышать по сравнению с мощностью ранее эксплуатировавшегося двигателя постоянного тока, обеспечивающего кратность пускового момента до 2–2,5. Такую кратность пускового момента в асинхронном электроприводе, работающем в повторно-кратковременном режиме, обеспечить не удастся. Если выбор асинхронного двигателя осуществлялся исходя из требуемой величины пускового момента, то в установившемся режиме его работы снижается коэффициент использования двигателя по статическому моменту, при этом наблюдается неоптимальное использование асинхронного электропривода с точки зрения его энергетических показателей. Для многих металлургических механизмов характерным является изменение нагрузочного момента на валу двигателей, примером такого механизма является цепной конвейер стана горячей прокатки. В большинстве типовых систем управления частотным асинхронным электроприводом намагничивающая составляющая тока статора задается постоянной величиной и при снижении статического момента не регулируется [1–5]. В данной работе показана целесообразность регулирования намагничивающей составляющей тока статора в асинхронном электроприводе при неполной статической нагрузке двигателя.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ И ОПИСАНИЕ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

На цепном конвейере стана горячей прокатки применена система асинхронного электропривода с векторным управлением, имеющая стандартный вид, структурная схема силовой части электропривода приведена на **рис. 1**. Преобразователь частоты содержит выпрямитель 1, емкостный фильтр 2, автономный инвертор напряжения (АИН) 3. Инвертор построен по мостовой схеме и выполнен на полностью управляемых IGBT-транзисторах с обратными диодами. К выходу инвертора подключен трехфазный асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором 4. Сигналы, пропорциональные выходным токам инвертора, поступают в систему управления 5 от датчиков тока 6. Датчик скорости отсутствует, расчет текущего значения скорости производится в системе управления 5. Векторная система управления построена на основе ориентации по вектору потокосцепления ротора [2]. При указанном построении системы управления производится раздельное задание продольной I_{1d} (намагничивающей) и поперечной I_{1q} (моментообразующей) составляющих тока статора по двум независимым каналам.

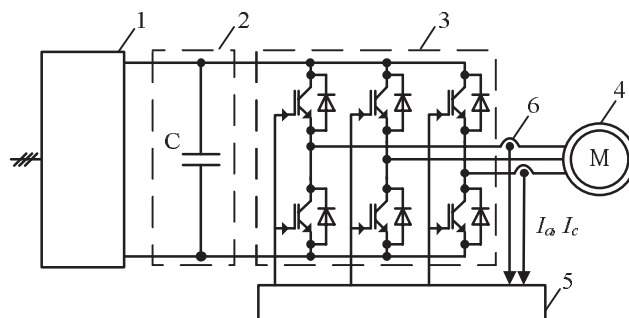


Рис. 1. Структурная схема силовой части электропривода

Функциональная схема рассматриваемой системы векторного управления приведена на **рис. 2**.

Канал задания моментобразующей составляющей тока статора содержит регулятор скорости 2, на вход которого поступает сигнал рассогласования между заданным значением скорости ω^* , формируемый в блоке задания 1, и вычисленным значением скорости ω , поступающим от блока вычислений 17. С выхода регулятора скорости 2 сигнал поступает на блок ограничения 3.

Выходом блока ограничения является сигнал задания на момент электродвигателя M^* , который поступает на блок вычислений 4, формирующий задание на поперечную составляющую тока статора I_{1q}^* в функции вычисленного значения взаимного потокоцепления, поступающего от блока вычислений 19. Далее сигнал поступает на сумматор, выходом которого является разность между заданным и фактическим значением поперечной составляющей тока статора. Сигнал рассогласования поперечной составляющей тока статора ΔI_{1q} поступает на регулятор тока 5 и ограничивается в блоке ограничения 6. Выходом блока ограничения является задание на поперечную составляющую напряжения статора U_{1q}^* . Канал задания намагничивающей составляющей тока статора содержит регулятор потока 11, на вход которого поступает сигнал рассогласования между заданным значением потокоцепления ротора ψ_2^* , формируемый в блоке задания 10 в зависимости от текущего режима работы электропривода в функции скорости, и вычисленным значением потокоцепления ротора ψ_2 , поступающим от блока вычислений 19. Выходной сигнал регулятора потокоцепления поступает на блок ограничения 12 и далее в блоке вычислений 13 преобразуется в сигнал задания на продольную составляющую тока статора I_{1d}^* . Далее сигнал поступает на сумматор, выходом которого является разность между заданным и фактическим значе-

нием продольной составляющей тока статора. Сигнал рассогласования продольной составляющей тока статора ΔI_{1d} поступает на регулятор тока 14 и ограничивается в блоке ограничения 15. Выходом блока ограничения является задание на продольную составляющую напряжения статора U_{1d}^* . Сигналы задания на поперечную и продольную составляющие напряжения статора U_{1d}^* , U_{1q}^* поступают на вход блока координатных преобразований 7, который в функции угла θ производит переход от неподвижной относительно ротора системы координат $d-q$ к трехфазной системе координат ABC . Сигналы заданий на фазные напряжения статора U_a^* , U_b^* , U_c^* поступают в блок управления электронными ключами инвертора напряжения 9, использующий в своей основе пространственно-векторную широтно-импульсную модуляцию. В блоках 16 и 18 производятся обратные координатные преобразования измеренных значений фазных напряжений и токов из трехфазной системы в двухфазные неподвижную $x-y$ и вращающуюся $d-q$.

Уравнение электромагнитного момента асинхронного двигателя может быть представлено в виде векторного произведения [6]:

$$\dot{M} = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L'_2} \text{Im}(\dot{I}_1 \cdot \dot{\psi}_2^*), \quad (1)$$

где p_n – число пар полюсов; \dot{I}_1 – вектор тока статора; $\dot{\psi}_2^*$ – вектор, комплексно сопряженный с вектором потокоцепления ротора; L_m – взаимная индуктивности фаз статора и ротора; $L'_2 = L'_{2\sigma} + L_m$ – приведенная к статору индуктивность ротора; $L'_{2\sigma}$ – приведенная к статору индуктивность рассеивания ротора; Im – операция взятия мнимой части комплексного числа; звездочкой обозначена операция комплексного сопряжения.

$$\text{Im}(\dot{X}\dot{Y}^*) = |\dot{X}||\dot{Y}|\sin(Y^{\wedge}X).$$

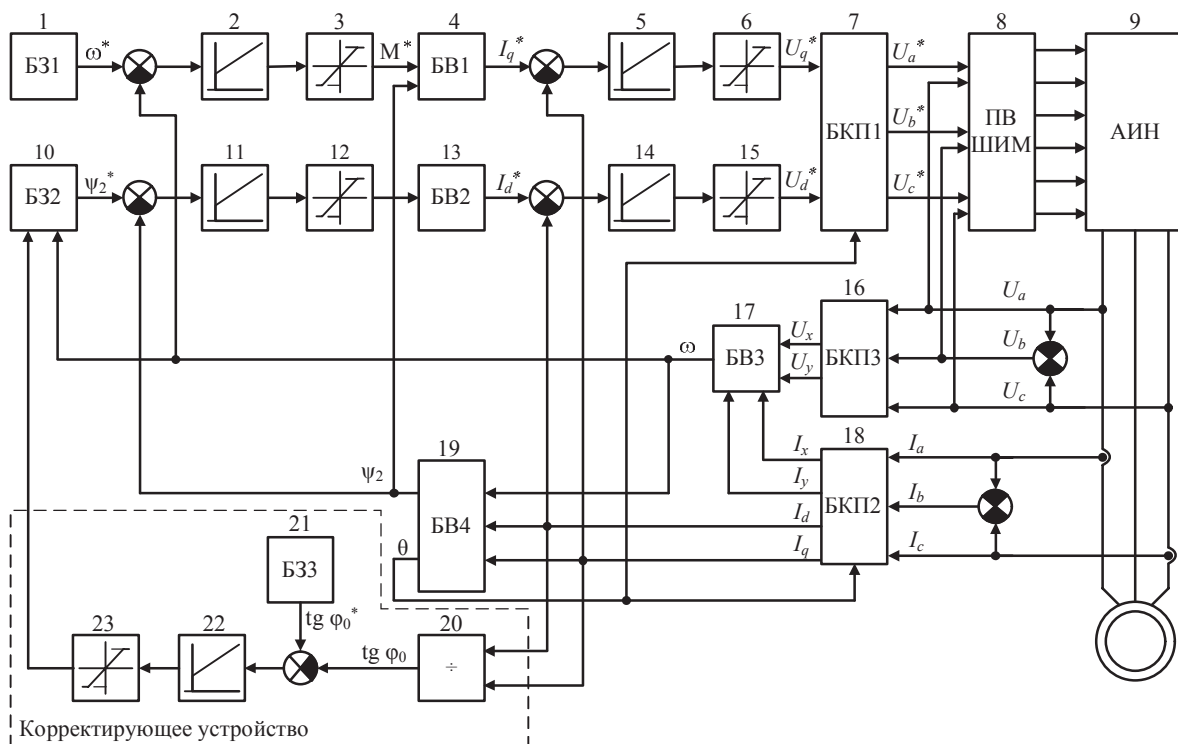


Рис. 2. Функциональная схема системы векторного управления с ориентацией по вектору главного потокоцепления

С учетом этого для трехфазного двигателя уравнение (1) можно представить в виде

$$M = \frac{3}{2} p_n \cdot \frac{L_m}{L'_2} \left| \dot{I}_1 \right| \left| \dot{\Psi}_2 \right| \cdot \sin \phi'_0, \quad (2)$$

где ϕ'_0 – угол между вектором тока статора и вектором потокоосцепления ротора.

Потокоосцепление ротора определяется по формуле

$$\dot{\Psi}_2 = \dot{I}'_2 \cdot (L_m + L'_{2\sigma}) + \dot{I}_1 \cdot L_m = \dot{I}'_2 \cdot L'_2 + \dot{I}_1 \cdot L_m. \quad (3)$$

При анализе систем частотного асинхронного электропривода удобно использовать относительные величины:

$$\alpha = f_1 / f_{1н} = \omega_{1эл} / \omega_{0эл}; \quad (4)$$

$$\gamma = U_1 / U_{1н}; \quad (5)$$

$$S_\alpha = (\omega_1 - \omega) / \omega_1 = \Delta\omega / \omega_1 = \Delta\omega_{эл} / \omega_{1эл}, \quad (6)$$

где α – относительная частота; γ – относительное напряжение; f_1 – частота питающего статор напряжения; $f_{1н}$ – номинальная частота питающего статор напряжения; $\omega_{1эл} = \omega_1 p_n$ – круговая частота питающего статор напряжения; $\omega_{0эл}$ – круговая частота номинального напряжения; $\Delta\omega_{эл} = \Delta\omega p_n$ – круговое электрическое абсолютное отклонение угловой скорости ротора, равное круговой частоте ЭДС и тока ротора; s_α – относительное скольжение.

Анализ установившегося режима работы асинхронного двигателя при частотном управлении можно осуществить с использованием схемы замещения (рис. 3).

В соответствии со схемой замещения справедливо выражение

$$\dot{I}'_2 = -\dot{I}'_1 \cdot \frac{\dot{Z}_m}{\dot{Z}_m + \dot{Z}'_2}, \quad (7)$$

где $\dot{Z}_m = jx_m$ – комплексное сопротивление контура намагничивания (потерями в стали пренебрегаем и считаем $R_m = 0$); $\dot{Z}'_2 = jx'_2 + R'_2 / s_\alpha$ – приведенное комплексное сопротивление обмотки ротора.

В результате совместного решения уравнений (3) и (7) можно получить выражение, связывающее ток статора и потокоосцепление ротора в установившемся режиме:

$$\begin{aligned} \dot{\Psi}_2 &= -\dot{I}_1 \frac{jx_m \alpha}{jx_m \alpha + jx'_2 \alpha + R'_2 / s_\alpha} L'_2 + \dot{I}_1 L_m = \\ &= \dot{I}_1 L_m \frac{1}{\frac{jx_m \alpha + jx'_2 \alpha}{R'_2 / s_\alpha} + 1} = \dot{I}_1 L_m \frac{1}{\frac{j\omega_0 \alpha L'_2}{R'_2 / s_\alpha} + 1}. \end{aligned} \quad (8)$$

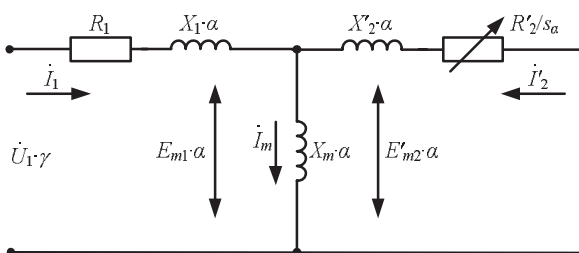


Рис. 3. Схема замещения асинхронного двигателя при частотном управлении

На рис. 4 приведена векторная диаграмма асинхронного двигателя.

Уравнение момента при представлении переменных асинхронного двигателя во вращающейся системе координат $d-q$, в которой положение оси d совмещено с положением вектора потокоосцепления ротора, можно представить в виде [2]

$$M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L'_2} \cdot p_n \cdot \dot{\Psi}_2 \cdot \dot{I}_{1q}, \quad (9)$$

где I_{1q} – проекция вектора тока на ось q .

Модуль вектора потокоосцепления ротора, при расположении вектора потокоосцепления ротора на оси d , определяется продольной составляющей вектора тока статора

$$\Psi_2 = I_{1d} \frac{L_m}{1 + pT_2}, \quad (10)$$

где $T_2 = L'_2 / R'_2$ – постоянная времени цепи ротора; R'_2 – приведенное к статору активное сопротивление цепи ротора.

Рассматривая соотношение между переменными в частотной области в установившемся режиме из выражения (8), получим выражение

$$\dot{\Psi}_2(\omega) = \dot{I}_1(\omega) L_m \frac{1}{\sqrt{(T_2 \Delta\omega_{эл})^2 + 1}} e^{-\arctg(T_2 \Delta\omega_{эл})}. \quad (11)$$

Уравнение фазовой характеристики, записанное для установившегося режима, имеет вид

$$\phi'_0(\omega) = \arctg(T_2 \Delta\omega_{эл}) = \arctg \frac{L'_2 \Delta\omega_{эл}}{R'_2}. \quad (12)$$

Будем полагать, что круговая частота ω , входящая в выражения (11), (12), равна круговой частоте напряжения питания двигателя ($\omega = \omega_1$).

Используя выражение (2) и переходя к частотным характеристикам, получим выражение для момента двигателя в виде

$$\begin{aligned} M(\omega_1) &= \frac{3}{2} p_n \cdot L_m \cdot |\dot{I}_1(\omega_1)|^2 \times \\ &\times A(\omega_1) \cdot \sin(\phi'_0(\omega_1)). \end{aligned} \quad (13)$$

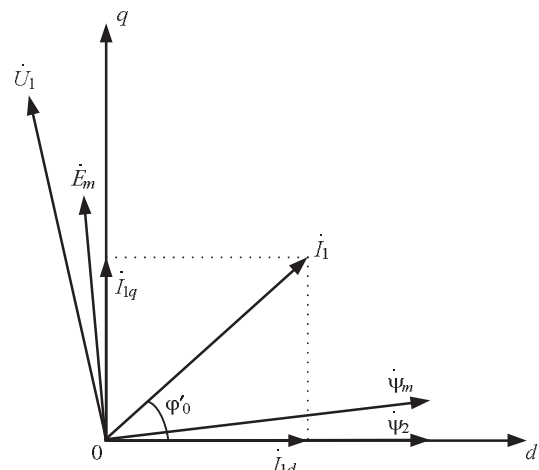


Рис. 4. Векторная диаграмма асинхронного электродвигателя

В полученном выражении для момента его часть

$$A(\omega_1) \cdot \sin(\phi'_0(\omega_1)) = Q(\omega_1) = -\frac{T_2 \cdot \Delta\omega_{эл}}{T_2^2 \cdot \Delta\omega_{эл}^2 + 1} \quad (14)$$

представляет собой мнимую характеристику апериодического звена первого порядка, максимума эта функция достигает при значении угла

$$\phi'_{0opt}(\omega) = 45^\circ. \quad (15)$$

Если угол между векторами тока статора и потокоцепления ротора находится на оптимальном уровне $\phi'_{0opt} = 45^\circ$, то в соответствии с выражением (2) достигается минимум отношения «ток статора / момент» асинхронного двигателя [7-9].

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Экспериментальные исследования проводились на цепном конвейере стана горячей прокатки, осуществляющем транспортировку горячекатаных рулонов на склад, на котором установлен асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором АДЧР355SMB6Y2 ($P_{ном} = 200$ кВт, $U_{ном} = 380$ В, $I_{ном} = 382$ А), а также преобразователь частоты типа Siemens SINAMICS G120 с векторной системой управления, ориентированной по вектору потокоцепления ротора. Графики зависимости от времени скорости ω , момента двигателя M , продольной I_{1q} и поперечной I_{1d} составляющих тока статора реальной установки, рассматриваемых для установившегося режима, были сняты экспериментально при помощи встроенного осциллографа Device Trace программного продукта Siemens STARTER.

Особенностью работы электропривода является циклически меняющийся момент нагрузки на валу двигателя, являющийся следствием работы цепной передачи.

Описанная система асинхронного электропривода переменного тока с векторным управлением была смоделирована в программной среде Matlab Simulink [10, 11].

Для установления адекватности компьютерной модели реальному объекту были выполнены следующие исследования. В компьютерной модели на вал двигателя подавался изменяющийся во времени момент нагрузки, соответствующий моменту двигателя реальной установки. С помощью компьютерной модели строились графики зависимости от времени скорости, момента двигателя, продольной и поперечной составляющих тока статора и проводилось сравнение полученных графиков с аналогичными графиками, полученными на реальной установке. На **рис. 5** произведено сопоставление полученных экспериментально и методом компьютерного моделирования графиков зависимости от времени переменных двигателя. Как видно из представленных графиков, погрешность расчета скорости электропривода не превышает 2%, намагничивающей составляющей тока статора I_{1d} – 10%, поперечной составляющей тока статора I_{1q} – 8%. Таким образом, максимальное расхождение между результатами компьютерного моделирования и результатами, полученными экспериментальным путем, со-

ставляет не более 10%, что позволяет сделать вывод об адекватности разработанной математической модели реальному объекту.

Как видно из графиков, в процессе изменения тока статора существующая система управления поддерживает практически постоянное заданное значение продольной I_{1d} (намагничивающей) составляющей тока статора, изменяя при этом в широком диапазоне поперечную I_{1q} (мометообразующую) составляющую тока статора.

Модуль вектора тока статора определяется по формуле

$$I_1 = \sqrt{I_{1d}^2 + I_{1q}^2}. \quad (16)$$

Величина тангенса угла между векторами тока статора и его намагничивающей составляющей может быть определена расчетным путем на основе доступных для измерения сигналов измерения сигналов от датчиков составляющих тока статора.

$$\operatorname{tg} \phi'_0 = I_{1q} / I_{1d}. \quad (17)$$

Поддержание угла ϕ'_0 на заданном оптимальном уровне $\phi'_{0opt} = 45^\circ$, при котором равны между собой значения продольной и поперечной составляющих тока статора, обеспечивает реализацию энергосберегающего режима работы электропривода с достижением минимума отношения «ток статора / момент».

Эффективность дополнительной коррекции системы асинхронного электропривода была исследована на компьютерной модели. Типовая система векторного управления была дополнена корректирующим устройством (см. **рис. 2**), состоящим из блоков 20-23, регулирующим сигнал задания на величину потокоцепления ротора. Действие системы коррекции направлено на изменение составляющей вектора тока статора I_{1d} при его значениях, отличных от I_{1q} . Фактические значения продольной и поперечной составляющих тока статора поступают из блока координатных преобразований 18 на блок деления 20, выходом которого является значение $\operatorname{tg} \phi'_0$. Далее сигнал поступает на узел сравнения, выходом которого является разность $\Delta \operatorname{tg} \phi'_0$. Сигнал рассогласования поступает на ПИ-регулятор 22 и его выходной сигнал ограничивается в блоке ограничения 23.

Выходом блока ограничения является сигнал коррекции на взаимное потокоцепление и, как следствие, на заданное значение продольной составляющей тока статора I_{1d}^* . Блок коррекции начинает выдавать управляющее воздействие после выхода электропривода на статический режим работы. Настройка параметров системы коррекции проводилась с использованием компьютерной модели.

Схема компьютерной модели с корректирующим устройством, построенная в соответствии со схемой электропривода, приведенной на **рис. 2**, была реализована в программной среде Matlab Simulink. Было установлено, что наилучшие результаты обеспечиваются при использовании в канале коррекции ПИ-звена (блок 22).

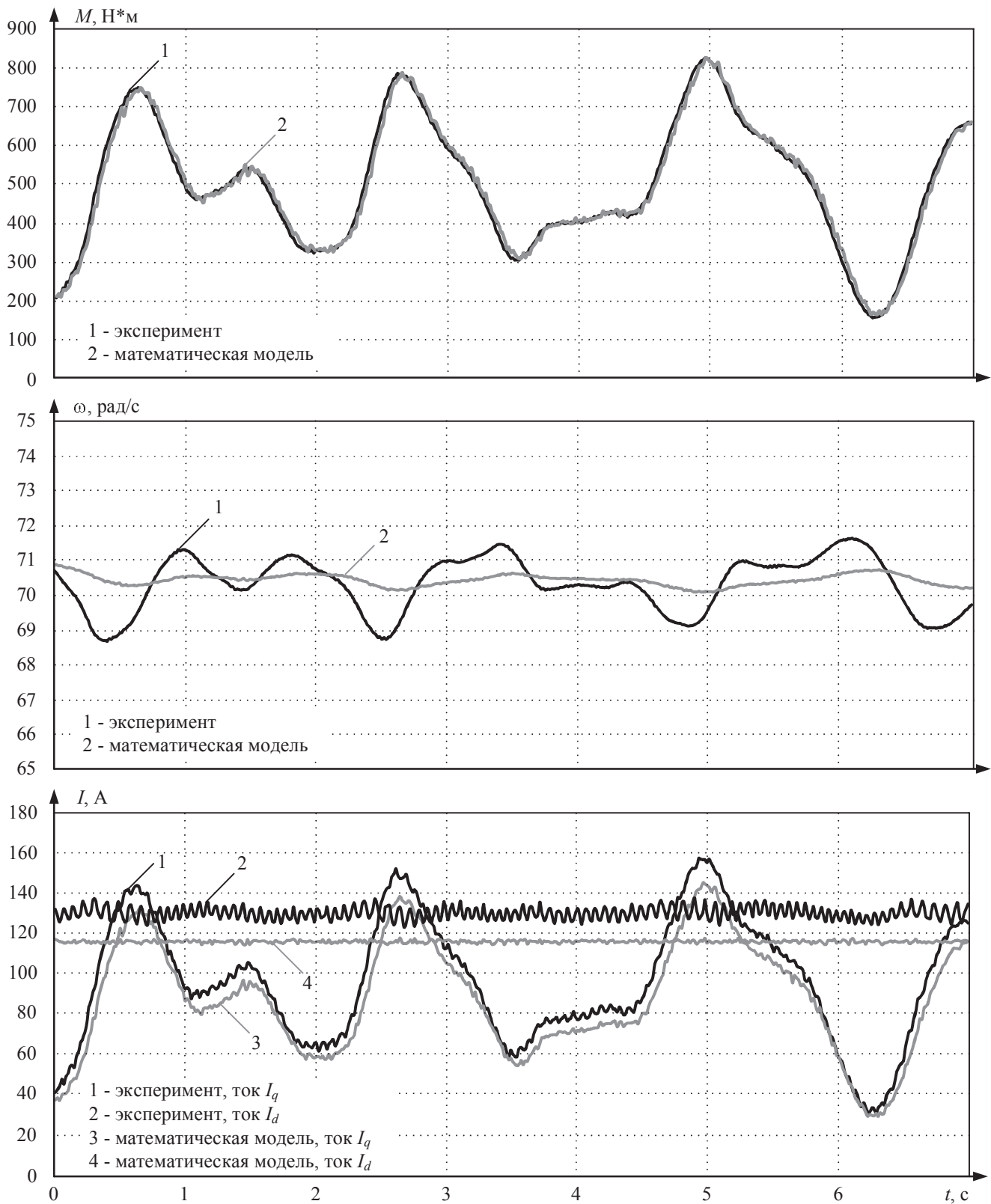


Рис. 5. Графики изменения параметров электродвигателя, полученные экспериментальным путем и при математическом моделировании (1 – $M=f(t)$; 2 – $\omega=f(t)$; 3 – $I_{Id}=f(t)$, $I_{Iq}=f(t)$)

На рис. 6 (графики 1, 2) произведено сопоставление графиков момента и скорости электродвигателя в установившемся режиме работы электропривода. Как видно из представленных графиков, работа корректирующего устройства не оказывает влияние на устойчивость электромеханической системы. На рис. 6 (график 3) приведены графики продольной и поперечной составляющих

тока статора в установившемся режиме работы электропривода, полученные при математическом моделировании при отсутствии блока коррекции и с учетом работы блока коррекции. На рис. 7 (график 1) приведены значения $\text{tg}\phi'$, полученные на рассматриваемом интервале времени при отсутствии блока коррекции и с учетом работы блока коррекции.

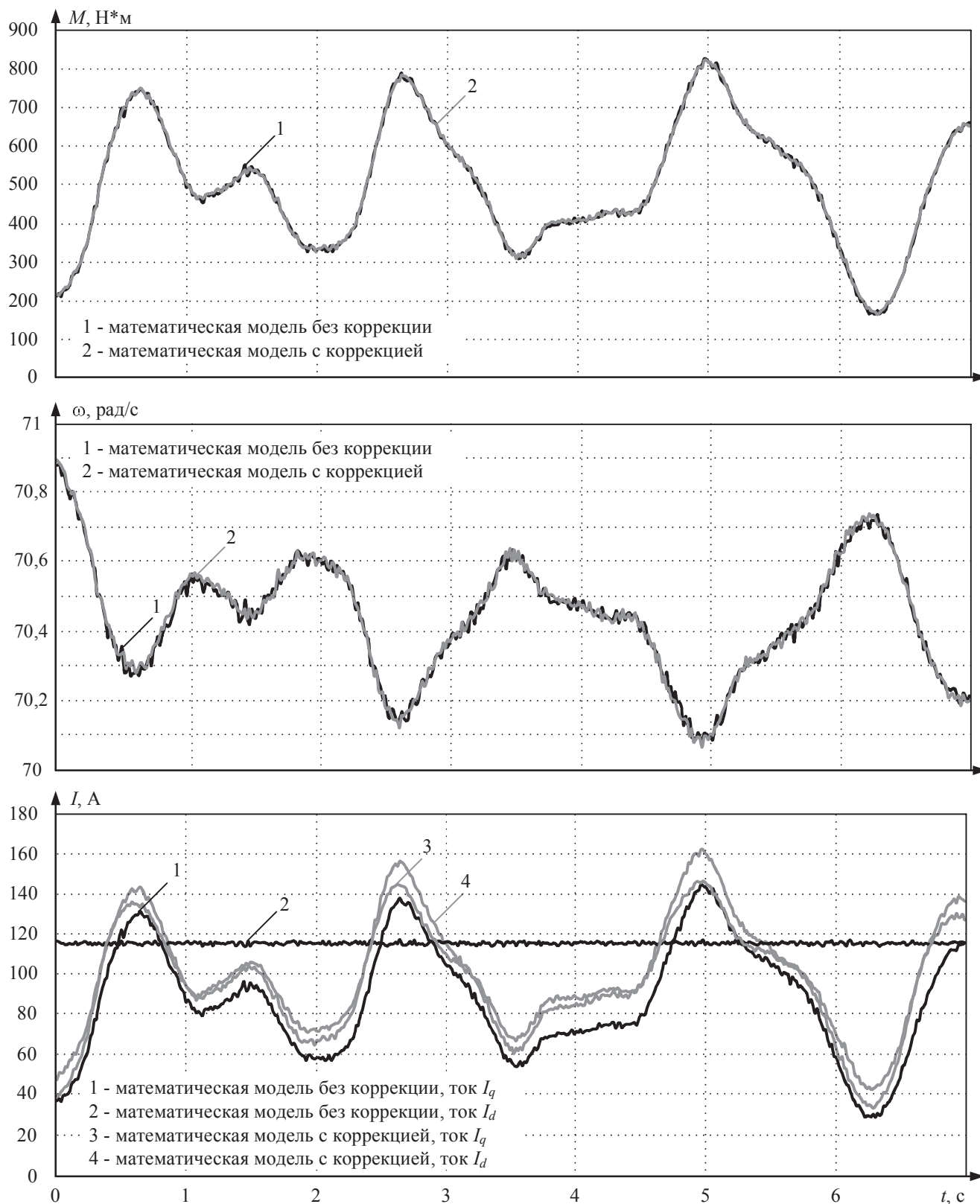


Рис. 6. Графики изменения параметров электродвигателя, полученные при математическом моделировании без дополнительного блока коррекции и с дополнительным блоком коррекции (1 – $M=f(t)$; 2 – $\omega=f(t)$; 3 – $I_{1d}=f(t)$, $I_{1q}=f(t)$)

На рис. 7 (график 2) приведены действующие значения тока статора, полученные на основе экспериментальных данных и на компьютерных моделях с работающим корректирующим устройством и без корректирующего устройства. Расчет среднего арифметического отклонения значений тока в скорректированной

и нескорректированной системах электропривода на рассматриваемом интервале времени (см. рис. 7), определяемого путем сложения набора чисел с последующим делением полученной суммы на их количество, показал, что действие блока коррекции позволило снизить среднее значение тока статора на 4%.

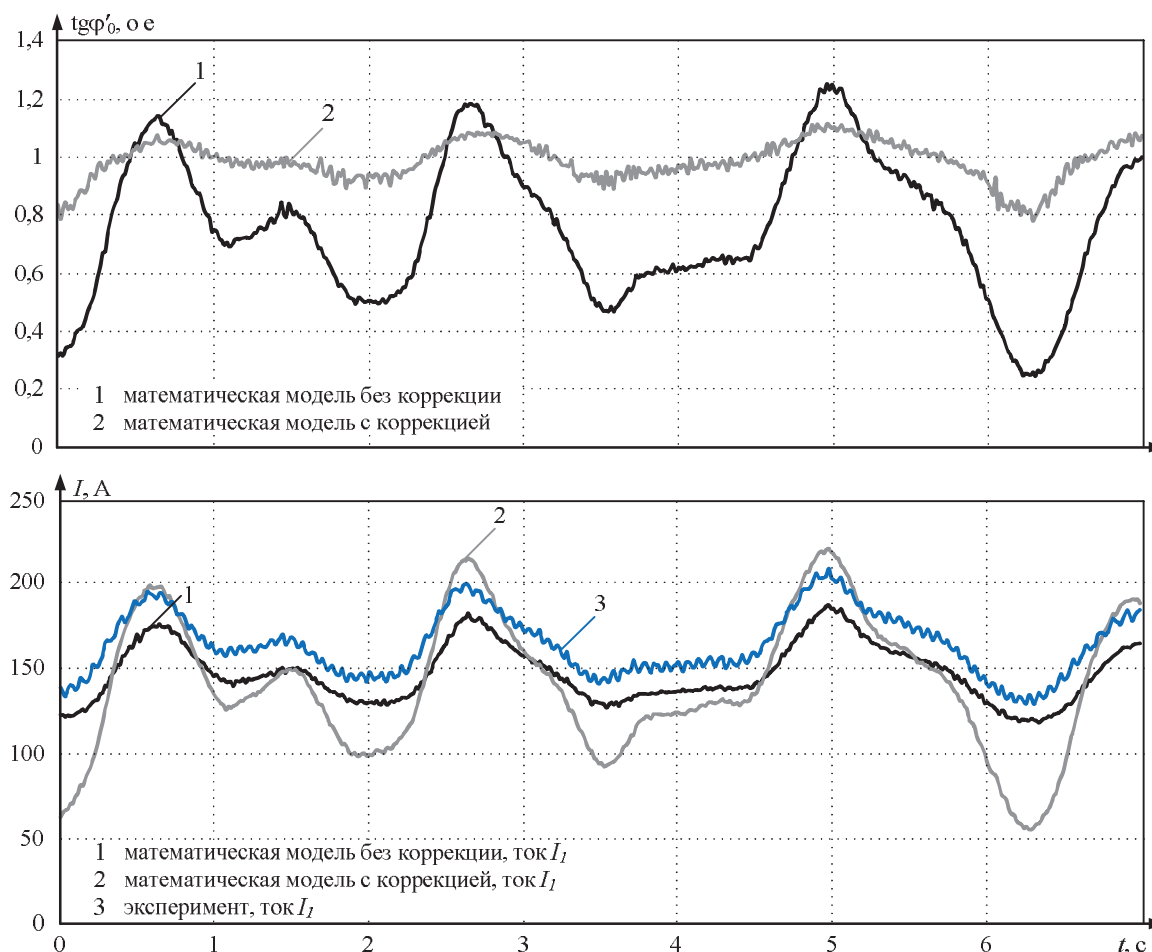


Рис. 7. Графики изменения параметров электродвигателя, полученные при математическом моделировании без дополнительного блока коррекции и с дополнительным блоком коррекции (1 – $\text{tg}\phi'_0=f(t)$; 2 – $I_1=f(t)$)

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате компьютерного моделирования асинхронного электропривода с векторным управлением и дополнительным регулированием продольной составляющей тока статора, нагруженного циклически изменяющимся моментом на валу, среднее значение которого составляет 27% от номинального момента, установлено, что действие блока коррекции позволило снизить среднее значение тока статора на 4%.

Анализ работы электропривода при разной нагрузке на валу двигателя и разной скорости вращения действия блока коррекции показал, что ток статора снизился в среднем на 5%, это подтверждает эффективность работы системы коррекции и обеспечивает энергосберегающий режим работы электропривода.

Статья написана при поддержке гранта РФФИ №17-48-480492 «Анализ, математическое моделирование и оптимизация управления электромеханическими системами с электроприводами переменного тока мехатронных устройств, манипуляторов и грузоподъемных механизмов».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рудаков В.В., Столяров И.М., Дартау В.А. Асинхронный электропривод с векторным управлением. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1992. 296 с.
2. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. М.: Академия, 2006. 272 с.

3. Виноградов А.Б. Векторное управление приводами переменного тока. Иваново: ИГЭУ им. В.И. Ленина, 2008. 298 с.
4. Bose B.K. Modern power electronics and AC drives. New Jersey, USA: Prentice Hall PTR, 2002. 711 p.
5. Blaschke F. Das Prinzip der Feldorientierung die Grundlage für die TRANSVECTOR Regelung von Asynchronmaschinen // Siemens-Zeitschrift. 1971. №45. P.757.
6. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин: учебник для вузов. 3-е изд., перераб. и доп. М.: Высш. шк., 2001. 327 с.
7. Пат.2132110 Российская Федерация, МКП H02 P 21/00. Способ оптимального векторного управления асинхронным электродвигателем и электропривод для осуществления этого способа / Мищенко В.А., Мищенко Н.И., Мищенко А.В. Опубл. 20.06.1999. Бюл.№6.
8. Мещеряков В.Н., Левин П.Н. Оптимизация взаимного положения векторов тока статора и магнитного потока асинхронного двигателя при векторном управлении // Изв. вузов. Электромеханика. №1. 2006. С. 25-27.
9. Мещеряков В.Н., Корчагина В.А. Анализ частотного асинхронного электропривода, обеспечивающего взаимную ориентацию моментобразующих векторов // Изв. вузов. Электромеханика. 2009. №3. С.45-49.
10. Дьяконов В. Matlab 6/6.1/6.5 + Simulink 4/5 в математике и моделировании. Полное руководство пользователя. М.: Солон-Пресс, 2003. 576 с.
11. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем MATLAB 6.0. СПб.: КОРОНА, 2001. 320 с.

Поступила в редакцию 6 мая 2018 г.

INFORMATION IN ENGLISH

INCREASE OF ENERGY EFFICIENCY FOR INDUCTION MOTOR WITH VECTOR CONTROL BY MEANS OF REGULATION OF FLUX-GENERATION COMPONENT OF STATOR CURRENT AT HALF STATIC LOAD

Victor N. Meshcheryakov

D.Sc. (Eng.), Professor, Head of Department of electric drive, Lipetsk State Technical University, Lipetsk, Russia. E-mail: mesherek@yandex.ru. ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2887-3703>.

Vladimir V. Danilov

Postgraduate Student, Department of electric drive, Lipetsk State Technical University, Lipetsk, Russia.

This paper presents corrective device application for increasing the energy efficiency of induction motors with vector control acting on the flux-generation component of the induction motor stator current operating from a frequency converter with an autonomous voltage inverter and low utilization rate by the moment. The mathematical model of induction motor with vector control was developed, the sufficiency of the developed mathematical model was verified, mathematical simulation of the electric drive system with cyclic change of motor torque was performed in the Matlab Simulink environment. The theoretical analysis of the equations of an induction motor is performed for the minimum ratio of "stator current / torque". The impact of the correcting device acting on the flux-generation component of the induction motor stator current was investigated. The graphs of the main variables variation of the chain conveyor electric drive for static mode obtained from mathematical model with additional correction device are given. The graphs of the main variables variation of the chain conveyor electric drive for static mode obtained experimentally are also given. Mathematical simulation of the electric drive system in the Matlab Simulink environment was carried out. The sufficiency of the developed mathematical model was verified. The theoretical analysis of the equations of an induction motor was performed for the minimum ratio of "stator current / torque". The structure of the correcting device acting on the flux-generation component of the induction motor stator current was developed. The graphs of the main variables variation of the chain conveyor electric drive for static mode obtained from mathematical model with and without additional correction device are given. The characteristics of the obtained results are given. The results of the investigation were analyzed.

Keywords: induction motor, vector control, stator current, flux, torque, correction, energy saving.

REFERENCES

1. Rudakov V.V., Stolyarov I.M., Dartau V.A. *Asinhronnyy ehlektroprivod s vektornym upravleniem* [Induction motor with vector control]. Leningrad.: Energoatomizdat, 1992. 296 p. (In Russian)
2. Sokolovskij G.G. *Elektroprivody peremennogo toka s chastotnym regulirovaniem* [AC Electric Drives with Frequency Regulation]. Moscow: Akademiya, 2006. 272 p. (In Russian)
3. Vinogradov A.B. *Vektornoe upravlenie privodami peremennogo toka* [Vector Control of AC Drives]. Ivanovo: V.I. Lenin IGHEU, 2008. 298 p. (In Russian)
4. Bose B.K. *Modern power electronics and AC drives*. New Jersey, USA: Prentice Hall PTR, 2002. 711 p.
5. Blaschke F. Das Prinzip der Feldorientierung die Grundlage für die TRANSVECTOR Regelung von Asynchronmaschinen. *Siemens-Zeitschrift*. 1971. №45. P.757.
6. Kopylov I.P. *Matematicheskoe modelirovanie ehlektricheskikh mashin: uchebnik dlya vuzov*. [Mathematical modeling of electric machines: a textbook for high schools. 3rd ed., revised and supplemented]. Moscow: Vysshaya shkola, 2001. 327 p. (In Russian)
7. Mishchenko V.A., Mishchenko N.I., Mishchenko A.V. *Sposob optimalnogo vektornogo upravleniya asinhronnym ehlektrodvigatелеm i ehlektroprivod dlya osushchestvleniya ehtogo sposoba* [The method of optimal vector control of induction motor and the electric drive for its implementation] / Patent RF, no. 2132110, MKP. N02 R 21/00 publ. 20.06.1999. (In Russian)
8. Meshcheryakov V.N., Levin P.N. *Optimizatsiya vzaimnogo polozheniya vektorov toka statora i magnitnogo potoka asinhronnogo dvigatelya pri vektornom upravlenii* [Optimization of the mutual position of stator current vectors and magnetic flux of an induction motor with vector control]. *Izvestiya vuzov. Elektromekhanika* [Proceedings of Universities "Electromechanics"], no. 1, 2006, pp. 25-27. (In Russian)
9. Meshcheryakov V.N., Korchagina V.A. *Analiz chastotnogo asinhronnogo elektroprivoda, obespechivayushchego vzaimnuyu orientatsiyu momentobrazuyushchih vektorov* [Analysis of a frequency induction motor providing mutual orientation of moment-forming vectors]. *Izvestiya vuzov. Elektromekhanika* [Proceedings of Universities "Electromechanics"], 2009, no. 3, pp. 45-49. (In Russian)
10. D'yakonov V. *Matlab 6/6.1/6.5 + Simulink 4/5 v matematike i modelirovanii. Polnoe rukovodstvo pol'zovatelya* [Matlab 6 / 6.1 / 6.5 + Simulink 4/5 in mathematics and modeling. Complete User's Guide]. Moscow: Solon-Press, 2003. 576 p. (In Russian)
11. German-Galkin S.G. *Kompyuternoe modelirovanie poluprovodnikovyykh sistem MATLAB 6.0* [Computer simulation of semiconductor systems MATLAB 6.0]. S. Petersburg.: KORONA, 2001. 320 p. (In Russian)

Мещеряков В.Н., Данилов В.В. Повышение энергоэффективности асинхронного электропривода с векторным управлением за счет регулирования продольной составляющей тока статора при неполной статической нагрузке // Электротехнические системы и комплексы. 2018. № 3(40). С. 4-11. [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2018-3\(40\)-4-11](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2018-3(40)-4-11)

Meshcheryakov V.N., Danilov V.V. Increase of Energy Efficiency for Induction Motor with Vector Control by Means of Regulation of Flux-Generation Component of Stator Current at Half Static Load. *Elektrotekhnicheskie sistemy i komplekсы* [Electrotechnical Systems and Complexes], 2018, no. 3(40), pp. 4-11. (In Russian). [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2018-3\(40\)-4-11](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2018-3(40)-4-11)