

РАСШИРЕНИЕ НАГРУЗОЧНОЙ СПОСОБНОСТИ ТИРИСТОРНОГО НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ В ВЕРХНЕМ ДИАПАЗОНЕ РЕГУЛИРОВАНИЯ ВЫХОДНОЙ ЧАСТОТЫ ВЫШЕ 25 ГЦ

Рассмотрены причины неустойчивой работы системы «Тиристорный непосредственный преобразователь частоты (ТНПЧ) – двухфазный асинхронный двигатель» с векторной системой управления при работе в верхнем диапазоне регулирования выходной частоты выше 25 Гц. Разработана имитационная модель, учитывающая особенности данной системы. Предложен способ формирования задания на потокосцепление, учитывающий работу векторной системы и наличие высших гармонических составляющих. Разработан алгоритм коррекции положения вращающихся осей системы управления на основе расчета времени переключения реверсивных мостов.

Ключевые слова: тиристорный непосредственный преобразователь частоты, векторная система управления, диапазон регулирования.

Применение ТНПЧ в электроприводах переменного тока по сравнению с другими видами ПЧ (преобразователь частоты) имеет ряд неоспоримых достоинств. Это и беспрепятственный обмен энергией между сетью и нагрузкой, отсутствие громоздкого конденсатора (ПЧ со звеном постоянного тока), который во многом увеличивает габариты, стоимость и уменьшает срок службы преобразователя в целом. В ТНПЧ энергия подводится к двигателю непосредственно из сети по нескольким параллельным ветвям одновременно. Сопротивление тиристора в открытом состоянии меньше чем у транзистора, перегрузочная способность больше. Построение ПЧ на тиристорах позволяет повысить общий КПД (коэффициент полезного действия) системы.

Препятствием для широкого распространения ТНПЧ являются его недостатки. Токи, получаемые в нагрузке, имеют кроме первой гармоники высшие гармонические составляющие. Они не создают активного момента, но дополнительно нагревают обмотки двигателя. Основным же недостатком является низкая максимальная величина выходной частоты формируемого напряжения. Плавное регулирование частоты выходного напряжения выше 25 Гц затруднено. Поэтому ТНПЧ для приводов вентиляторов и насосов обычно не используются. Однако есть класс механизмов с резкопеременной нагрузкой, например основные механизмы карьерных экскаваторов, где применение таких ПЧ актуально. Для управления асинхронными электродвигателями (АД) в таких механизмах целесообразно использовать ПЧ с векторной системой управ-

ления, имеющие наилучшие показатели качества регулирования.

Все современные векторные системы управления (ВСУ) асинхронными электродвигателями реализуются на основе преобразователей частоты, силовыми ключами которых являются транзисторы. Структуры построения и методики настройки таких СУ достаточно широко рассмотрены в литературе и научных трудах [1, 2]. Однако по вопросу реализации и исследования векторных СУ с тиристорными ПЧ информации мало.

Известно несколько способов векторного управления, среди которых наибольшее распространение получил способ с ориентацией по вектору потокосцепления ротора. При этом АД приобретает характеристики, близкие к характеристикам двигателя постоянного тока. В приводе реализуется раздельное регулирование магнитного потока и электромагнитного момента двигателя, а в режиме поддержания постоянства потокосцепления ротора обеспечивается предельно допустимое быстродействие при управлении моментом. Использование данного способа позволяет осуществить плавный переход от электропривода постоянного тока к частотно-регулируемому электроприводу переменного тока.

Известно, что с ростом выходной частоты значительно ухудшается гармонический состав выходного тока в ТНПЧ. Особенно опасны субгармонические составляющие, которые приводят к возникновению колебаний момента и скорости [1]. Как показали исследования, векторные системы, в отличие от скалярных, более чувствительны к таким гармоникам и колебания момента мо-

гут привести к полной неработоспособности системы. Приходится при работе на частотах свыше 25 Гц значительно уменьшать уставки задания на потокосцепление и, соответственно, ограничивать перегрузочный момент.

Для исследования возможности расширения диапазона нагрузок ТНПЧ с ВСУ разработана имитационная модель (ИМ) привода подъема экскаватора ЭКГ-5 в среде Simulink пакета Matlab. Модель состоит из трех основных блоков (рис. 1):

1) специального асинхронного двухфазного электродвигателя с короткозамкнутым ротором 2АЭ-200-4УЗ ($P_n=200\text{ кВт}$, $f_n=25\text{ Гц}$; $n_0=750\text{ об/мин}$);

2) блока ТНПЧ, в который включены два реверсивных моста, модель питающей сети с трансформаторами, система импульсно-фазового управления (СИФУ);

3) векторной системы управления ТНПЧ, состоящей из блоков: преобразователей координат ПК1, ПК2, ПК3; регуляторов скорости PS, потокосцепления Ψ , момента M , тока α , β ; наблюдателя-модели АД; функционального преобразователя (ФП), сигналов обратных связей, двухступенчатого задатчика интенсивности.

Особенностью данной модели является полная аналогия с работой алгоритмов программного обеспечения реального блока управления (БУ). БУ ТНПЧ содержит два микроконтроллера: один реализует функции СИФУ с частотой тактирования программы $F_{d1}=36\text{ кГц}$. В программном коде второго реализована векторная структура управления с частотой дискретизации $F_{d2}=4.8\text{ кГц}$. ИМ является дискретной и рассчитывается с шагом, равным F_{d1} . Сигналы, поступающие в векторную СУ, передаются через «транسمитеры», которые согласовывают основную частоту F_{d1} с частотой расчета векторной СУ F_{d2} .

Для нормальной работы цифровой системы управления необходимо, чтобы сигналы на выходах регуляторов не достигали насыщения [3]. Примем формат чисел в ИМ в виде $\pm 1\text{ о.е.}$, что в программном обеспечении для шестнадцати битных переменных составляет $0x7FFF/0x8001$. Максимальные рабочие сигналы системы управления в статических режимах приняты равными 0.75 о.е. , остальные 25 процентов используются для возможного перерегулирования в динамических режимах.

Построенная таким образом структура ИМ является аналогом двухпроцессорной платы БУ [3].

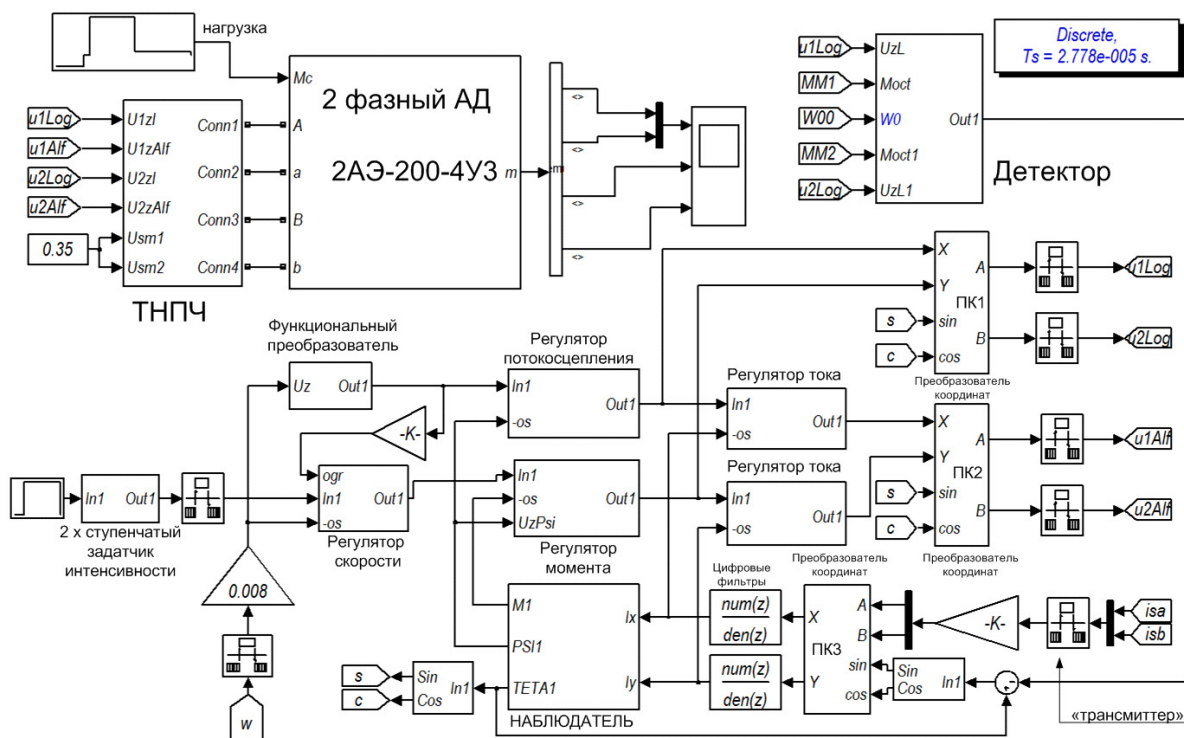


Рисунок 1. Структура системы ТНПЧ-2фАД с векторной СУ

Анализ работы данной структуры показал, что при работе до частоты 25 Гц нагрузочная способность привода полностью совпадает с расчетными значениями. Однако при увеличении частоты выходного напряжения поведение системы становится неустойчивой, это связано с ограниченным уровнем питающего напряжения (рис 2).

Известны уравнения расчета величин проекций вектора напряжения на вращающиеся с частотой поля статора оси α и β , которые используются при построении ВСУ, ориентированной по потокосцеплению ротора Ψ_2

$$\begin{aligned} U_{1\alpha}(M, \Psi_2) &= -k_2 \frac{R'_2}{L'_2} \Psi_2 - \frac{\sigma L_1 M \omega_{0эл}}{p_{\Pi} k_2 \Psi_2} + \frac{(R_1 + k_2^2 R'_2) \Psi_2}{L_{12}}; \\ U_{1\beta}(M, \Psi_2) &= k_2^2 p_{\Pi} \omega \Psi_2 + \frac{\sigma L_1 \Psi_2 \omega_{0эл}}{L_{12}} + \frac{(R_1 + k_2^2 R'_2) M}{p_{\Pi} k_2 \Psi_2}. \end{aligned} \quad (1)$$

где k_2 – коэффициент электромагнитной связи ротора; σ – коэффициент рассеивания магнитного поля АД; R_1, L_1 – активное сопротивление и полная индуктивность статорной цепи; R'_2, L'_2 – активное сопротивление ротора и полная индуктивность обмотки ротора, приведенные к статору; L_{12} – взаимная индуктивность; Ψ_2 – потокосцепление ротора; $\omega_{0эл}$ – синхронная скорость поля статора; ω – скорость ротора; p_{Π} – число пар полюсов; M – момент двигателя.

Полное напряжение на двигателе составляет:

$$U(M, \Psi_2) = \sqrt{(U_{1\alpha}(M, \Psi_2))^2 + (U_{1\beta}(M, \Psi_2))^2} \quad (2)$$

Как видно уровень напряжения зависит от нагрузки на двигатель M , от потокосцепления Ψ_2 , и от скорости вращения двигателя Ψ . Причём необходимое для работы напряжение увеличивается с ростом скорости и с увеличением момента нагрузки. При ограниченном уровне напряжения питания возникает необходимость в двухзонном регулировании. Во второй зоне напряжение остается постоянным, а уменьшается задание на потокосцепление. Это также актуально при применении специального асинхронного двигателя (2АЭ-200–4УЗ) с номинальной частотой питания 25Гц. При этом работа во второй зоне выше 25Гц для привода подъема является техническим требованием. Опускание пустого ковша происходит с повышенной скоростью примерно на 40% больше номинального значения.

Определим оптимальные сочетания M и Ψ_2 по критерию минимума напряжения. Подставив в (2) выражение $\omega = 2\pi f / p_{\Pi}$ и решив его относительно фиксированных частот вращения $f = [1, 5, 10, 15, 20, 25, 30, 35, 38, 40]$ Гц, получим семейство поверхностей граничных значений напряжения двигателя в функции изменения потокосцепления (от 0 до 1.5 номинального значения) и момента, развиваемого двигателем (до 2 Мн) (рис. 3).

Для повышения КПД ЭП необходимо, чтобы ток статора был минимальным, что дости-

гается при номинальном значении потокосцепления. Однако с ростом частоты преобразователь не может формировать необходимый уровень напряжения, следовательно необходимо уменьшать значение Ψ_2 . На «срезе» поверхностей при номинальном значении напряжение на входе ПЧ (рис.3) проведем линию от точки $((\Psi_{2н} \text{ и } M_{н}), 0)$ до $(0,0)$. Пересечения этой линии с краями поверхностями определит оптимальные значения Ψ_2 в зависимости от скорости ω , и ограничение момента от ω . Зависимости, построенные по этим точкам, описывают максимальный момент двигателя при оптимальном задании на потокосцепление (кривые «ряд 1» на рисунке 4).

Анализируя полученные графики можно сделать вывод, что для получения максимально возможного момента во второй зоне регулирования при определенном потокосцеплении и максимальном возможном напряжении, задание на потокосцепление и ограничение максимального момента (ограничение выхода регулятора скорости) могут быть сформированы одним блоком (ФП), т.к. они практически пропорциональны друг другу.

С другой стороны, при питании двигателя от ТНПЧ форма токов и напряжений далека от идеальной синусоиды, а все расчеты векторной структуры управления сделаны при допущении, что напряжения и токи идеальной синусоиды.

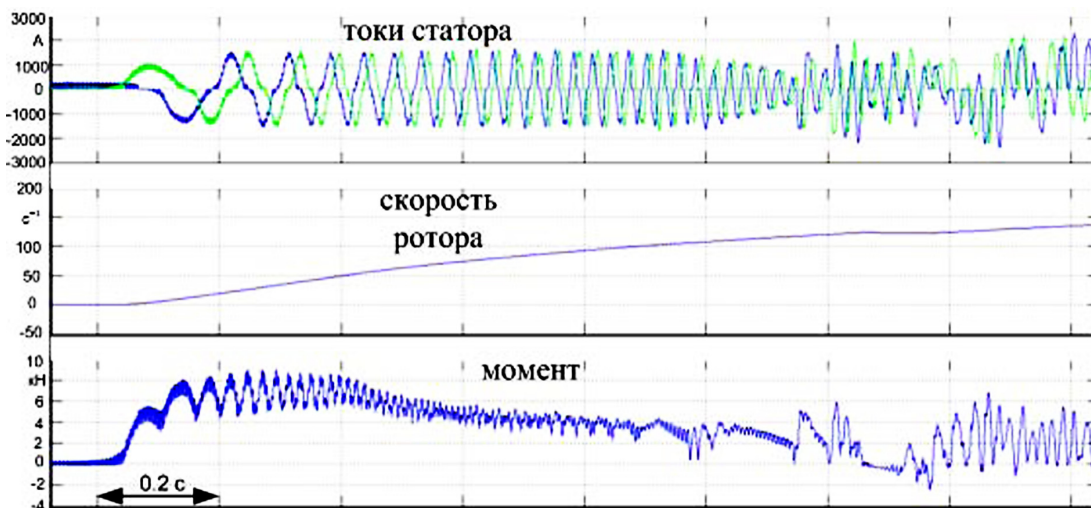


Рисунок 2. Осциллограммы ТНПЧ-2фАД с векторной СУ

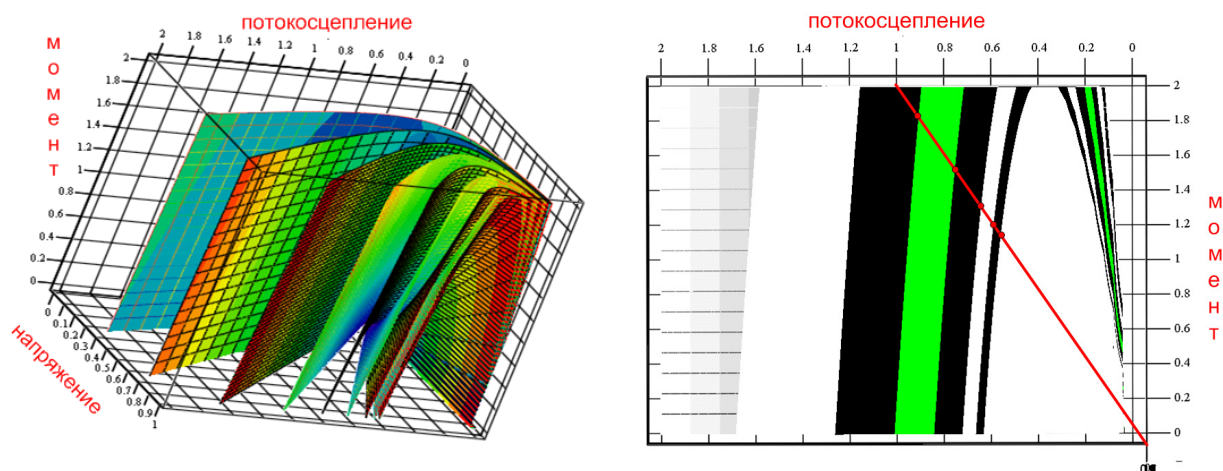
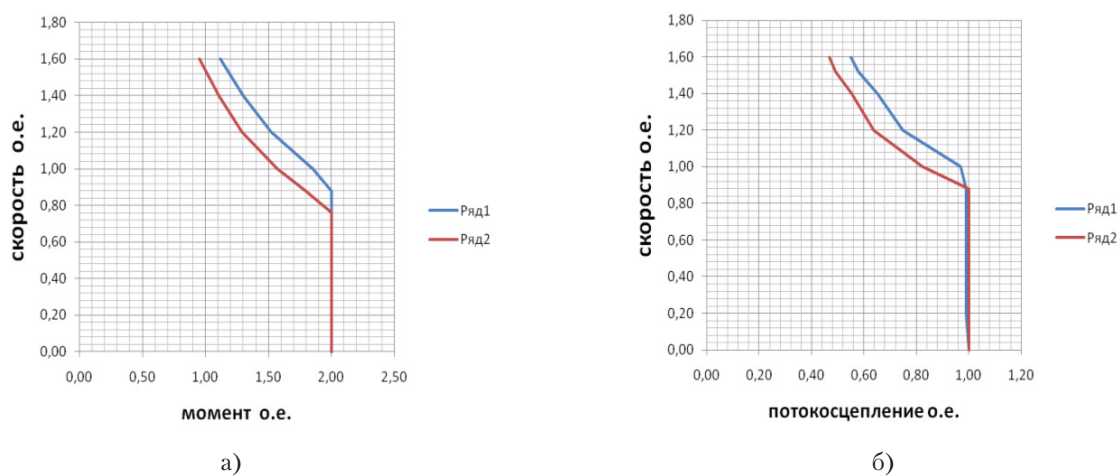


Рисунок 3. Семейство поверхностей граничных значений напряжения двигателя в функции изменения потокосцепления и момента и «срез» при номинальном напряжении

Рисунок 4. Зависимости: а) оптимальные значения ограничения момента от ω
б) оптимальное значение ψ_2 от ω

соидальной формы. Из-за наличия высших гармоник возникает дополнительное ограничение напряжения. Произведем спектральный анализ выходного напряжения реверсивного трехфазного мостового выпрямителя при работе на нагрузку, эквивалентную фазе асинхронного электродвигателя. На рисунке 5 представлены зависимости амплитуд гармоник в зависимости от частоты задания. При проведении гармонического анализа были приняты во внимание только наиболее значимые гармоники 1-я, 3-я, 5-я и 7-я. Доля остальных гармоник значительно меньше, поэтому они не учитываются. Анализируя график изменения амплитуды первой гармоники можно отметить участки, где напряжение сильно уменьшается (27,5 Гц, 33,5 Гц, 38-41 Гц), однако в целом уровень напряжения уменьшается линейно на 15% до выходной частоты 50 Гц.

На рисунке 4 кривыми «ряд 2» показаны зависимости ψ_2 и ограничение M от скорости с учетом высших гармоник.

Тиристор, как известно, в большинстве случаев является не полностью управляемым прибором. Это определяет специфику работы ТНПЧ, а именно пульсирующий характер выходного тока, и невозможность мгновенного пе-

реклучения направления тока. Поэтому возникают субгармонические составляющие, вызывающие колебания момента и скорости.

Реальные токи в АД будут отставать по фазе от заданных сигналов (рисунок 6). Следовательно, для повышения устойчивости работы ВСУ на частотах более 25 Гц необходимо корректировать фазу вращающихся осей а и b векторной системы управления. Для этого разработан специальный блок «Детектор», который корректирует сдвиг осей.

На рисунке 7 представлена структура блока «Детектор», который рассчитывает фазовый сдвиг временной задержки. Рассмотрим принцип работы блока. На вход блока поступают две пары сигналов «Most» и «UzL» от каждого из двух реверсивных выпрямителей. Сигнал «UzL» является заданием на направление тока на входе преобразователя. «Most» – это сигнал, сигнализирующий о текущей работе каждого моста реверсивного преобразователя – при значении, равном 0, работает мост, формирующий положительное направление тока, а при 1 – отрицательное направление. При смене полярности сигнала «UzL» сигнал «Most» изменит свое состояние после выдержки времени надежного закрытия тиристоров.

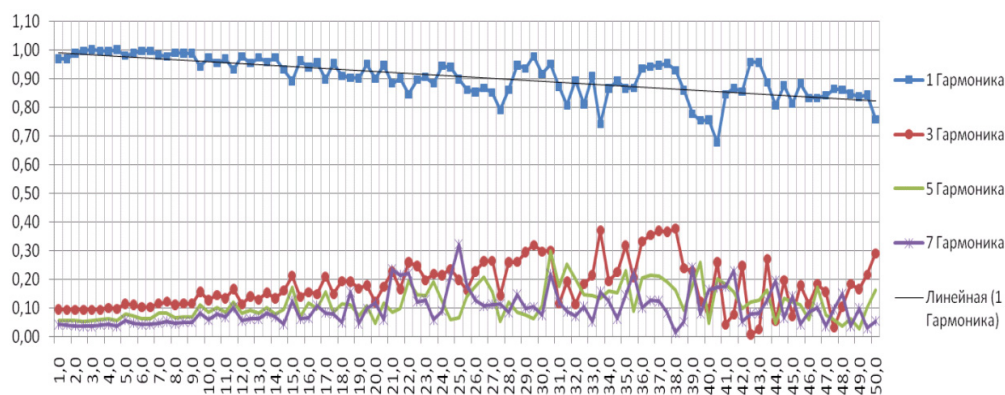


Рисунок 5. Гармонический состав выходного напряжения

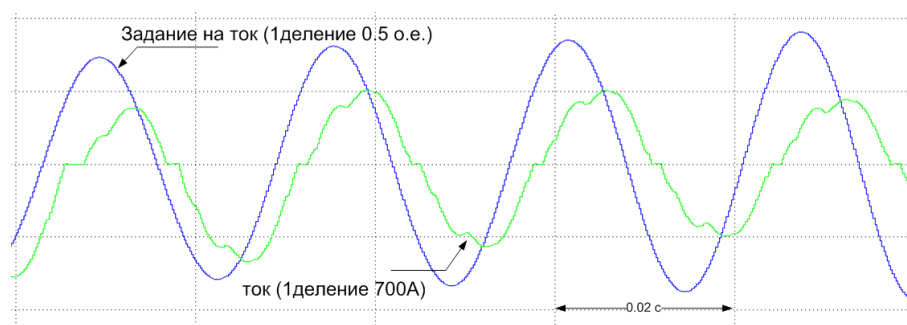


Рисунок 6. Ток статора и задание на ток

Определив фронты этих двух сигналов, можно запустить счетчик, который постоянно увеличивается с частотой, зависящей от текущей скорости ω_0 – (синхронной скорости вращения поля).

Счетчик запускается фронтом сигнала «UzL», а сбрасывается фронтом сигнала «Most». Сигналы в виде повторяющихся линейно-возрастающих импульсов (высота импульса эквивалентна времени между началом изменения задания полярности тока и фактическим началом изменения тока) от каждого реверсивного преобразователя складываются и выделяется огибающая этого суммарного сигнала, высота которой равна величине фазового сдвига, приведенной в относительные единицы.

Временные диаграммы, поясняющие принцип работы блока «Детектор», представлены на рисунке 8.

Сигнал с выхода данного блока постоянно корректирует текущего значение угла поворота осей α и β , которые используются в модели-наблюдателе для расчета значений момента и потокосцепления. Как видно из механических и электромеханических характеристик на (рис. 9) данный блок позволяет существенно уменьшить колебания скорости и тока во второй зоне регулирования.

Результаты экспериментов, проведенных на физическом макете мощностью $P = 200$ кВт, подтвердили адекватность применения структурных решений ИМ и показали, что предложенная методика определения закона изменения задания на потокосцепление и алгоритм вычисления фазового сдвига вращающихся осей α и β позволяет расширить диапазон регулирования частоты вращения двигателя следователь-

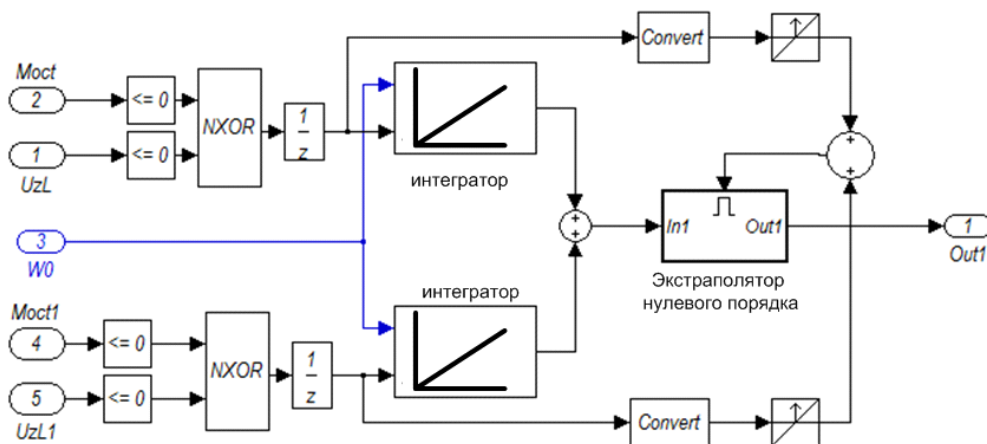


Рисунок 7. Блок «Детектор»

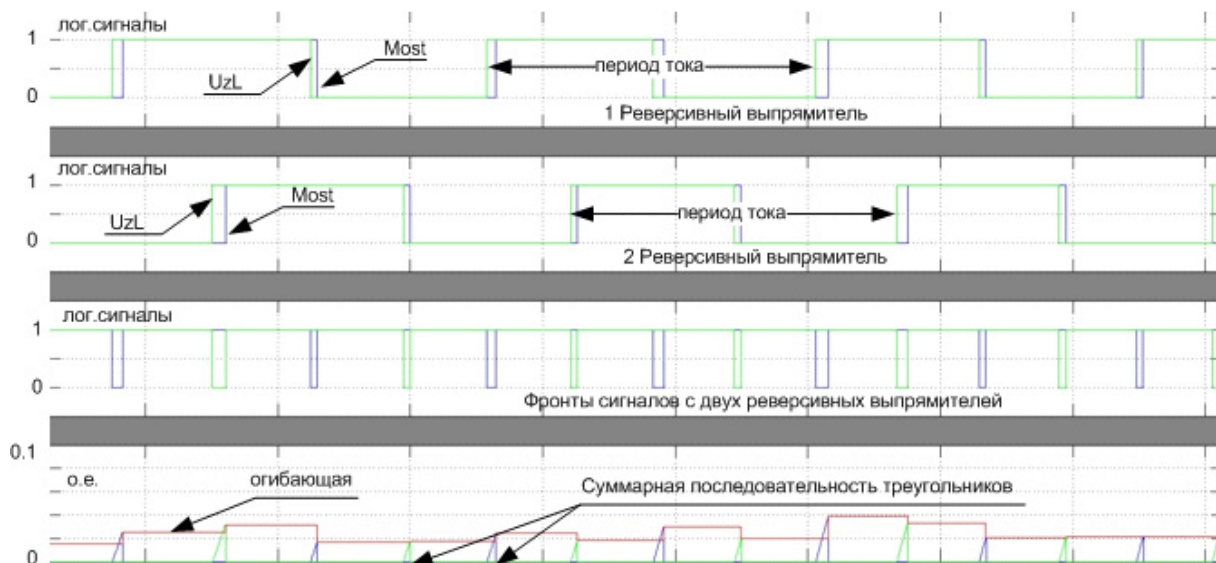


Рисунок 8. Временный диаграммы блока «Детектор»

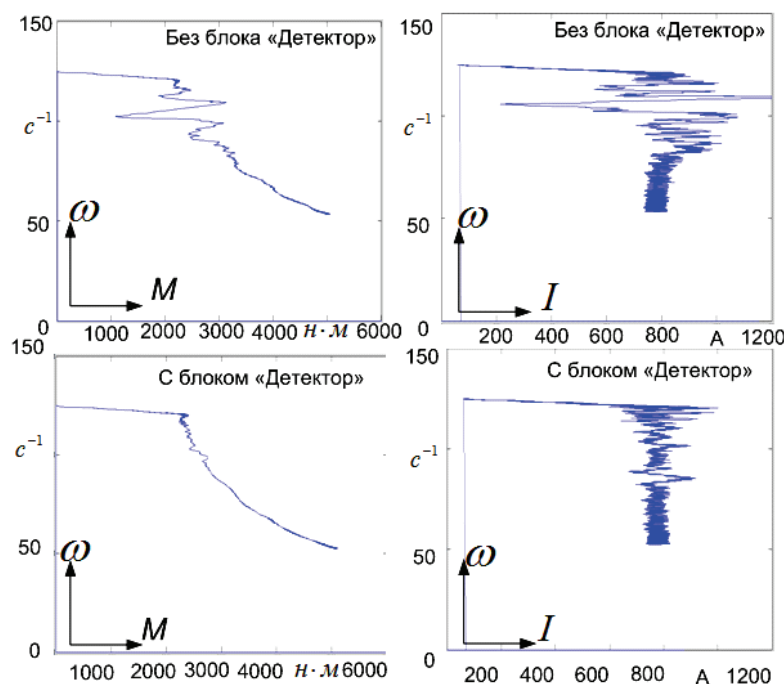


Рисунок 9. Механические и электромеханические характеристики

но, увеличить производительность механизмов. Значительно (в несколько раз) сокращаются колебания момента возникающих из-за субгар-

монических составляющих тока и обеспечивается устойчивая, безаварийная работа электропривода в области частот свыше 25 Гц.

10.08.2013

Список литературы:

1. Греков Э.Л. Разработка и исследование электропривода основных механизмов экскаваторов по системе НПЧ-АД на базе эквивалентных шестипульсных схем. Дисс. на соискание ученой степени к.т.н. – Самара, СамГТУ, – 2003.
2. Безгин А.С. Реализация структурной схемы асинхронного электродвигателя при ориентации вращающейся системы координат по вектору потокоцепления ротора для программного исполнения. // Труды Всероссийской научно-технической конференции: «Энергетика: состояние, проблемы, перспективы». – Оренбург: ОГУ, 2012 – С.283-293.
3. Безгин А.С. Цифровая система управления тиристорным непосредственным преобразователем частоты для электроприводов подъемно-транспортных механизмов / Бессонов В.Г., Греков Э.Л., Сорокин В.А. // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: И74 материалы VII Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары, 2010 – С. 126-131

Сведения об авторах:

Безгин Алексей Сергеевич, преподаватель кафедры автоматизированного электропривода и электромеханики Оренбургского государственного университета

Греков Эдуард Леонидович, заведующий кафедрой автоматизированного электропривода и электромеханики Оренбургского государственного университета, кандидат технических наук, доцент 460018, Оренбург, пр-т Победы, 13, e-mail: alex11_81@mail.ru, aeptpm@rambler.ru

UDC 621,316

Bezgin A.S., Grekov E.L.

E-mail: alex11_81@mail.ru, aeptpm@rambler.ru

EXPANSION OF LOAD CAPABILITY OF THYRISTOR DIRECT FREQUENCY CONVERTER IN THE UPPER RANGE REGULATION OF OUTPUT FREQUENCY ABOVE 25 HZ

This article discusses the reasons for the instability of the system of «direct thyristor frequency converter (TNPCH) – a two-phase asynchronous motor» with the vector control system at work in the upper range of adjusting the output frequency above 25 Hz. – A simulation model that takes into account the peculiarities of the system has been developed. A method of forming job linkage, taking into account the work of the vector system and the presence of higher harmonics has been provided. An algorithm of position correction of rotating axis control system based on the timing of reversible switching bridges has been developed.

Key words: thyristor direct frequency converter, vector control system, the control range.