

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА МЕХАТРОННОГО МОДУЛЯ ГЛАВНОГО ДВИЖЕНИЯ ТОКАРНОГО СТАНКА

Расширение технологических режимов обработки на одном станке с использованием современного режущего инструмента привело к усложнению электроприводов, увеличению установленной мощности двигателя главного движения, расширению диапазона регулирования скорости главного привода, увеличению быстродействия всех приводов при управляющем и возмущающем воздействиях, ужесточению требований к стабильности и равномерности вращения электродвигателей всех приводов [1].

Для привода главного движения регулирование частоты вращения в диапазоне от нуля до номинальной частоты вращения осуществляется при постоянстве вращающего момента, а в диапазоне от номинальной до максимальной частоты вращения двигателя – при постоянстве мощности. В современных станках с ЧПУ для привода главного движения применяются как электродвигатели постоянного, так и переменного тока.

Системы векторного управления асинхронным двигателем (АД) с короткозамкнутым ротором обеспечивают регулировочные свойства, аналогичные двигателю постоянного тока.

При построении систем векторного управления используется ортогональная система координат d, q , вращающаяся относительно неподвижного статора с частотой вращения магнитного поля обмотки статора. Следовательно, эта система координат неподвижна относительно магнитного поля, создаваемого обмоткой статора АД. Для упрощения математической модели вращающуюся систему координат ориентируют по вектору потокосцепления ротора. Модуль вектора потокосцепления ротора определяется проекцией вектора тока статора на ось d , которая связана с вектором потокосцепления ротора. Электромагнитный момент АД определяется произведением модуля вектора потокосцепления ротора на проекцию вектора тока статора на ось q [2,3].

В системах векторного управления с преобразователями частоты с широтно-импульсной модуляцией такая система координат наиболее целесообразна в устройствах с микропроцессорным управлением, так как амплитуда и частота выходного напряжения преобразователя частоты присутствуют в явном виде. Кроме того составляющие вектора тока статора АД не содержат гармонических составляющих, что позволяет использовать их в качестве сигналов обратной связи как в канале регулирования скорости, так и в канале регулирования потокосцепления.

Как правило, системы векторного управления строятся по принципу подчиненного регулирования координат. При этом система имеет два независимых канала управления [3]:

– канал регулирования момента, в котором контур регулирования активной составляющей тока статора i_{sq} подчинен контуру регулирования скорости;

– канал регулирования потокосцепления ротора, в котором контур регулирования реактивной составляющей тока статора i_{sd} подчинен контуру регулирования потокосцепления Ψ_r .

Это позволяет реализовать в системах векторного управления двухзонное регулирование частоты вращения аналогично электроприводу постоянного тока. В первой зоне регулирования от 0 до номинальной частоты вращения ω_n управление двигателем осуществляется одновременным увеличением амплитуды и частоты выходного напряжения преобразователя частоты. Во второй зоне регулирования от номинальной ω_n до максимальной ω_{\max} частоты вращения двигателя управление осуществляется только за счет повышения частоты выходного напряжения преобразователя. Амплитуда выходного напряжения поддерживается при этом постоянной, равной номинальному значению [2].

Частота напряжения на выходе преобразователя частоты определяется выражением:

$$\omega_0 = (U_{sq} - i_{sq}R_s) / \Psi_{rm}. \quad (1)$$

Из уравнения (1) следует, что в первой зоне регулирования при $\Psi_{rm} \approx \text{const}$ частота ω_0 изменяется пропорционально составляющей напряжения U_{sq} , а во второй зоне регулирования при $U_{sq} \approx \text{const}$ частота ω_0 изменяется обратно пропорционально модулю вектора потокосцепления ротора Ψ_{rm} .

Перевод системы векторного управления из одной зоны регулирования в другую осуществляется автоматически. Для этого в цепь задающего сигнала модуля вектора потокосцепления ротора вводится сигнал, обратно пропорциональный частоте вращения двигателя, с коэффициентом усиления:

$$k_\Psi = \Psi_{\max} / \Psi_{\min}. \quad (2)$$

Коэффициент усиления k_Ψ определяет требуемый диапазон регулирования скорости во второй зоне. Модуль вектора потокосцепления ротора задается на уровне номинального значения. Работа с ослаблением поля требует формирования задания по потокосцеплению ротора при $\omega_r > \omega_{r\text{ном}}$ в соответствии с выражением:

$$\Psi_{rm} = \Psi_{r\text{ном}} \frac{\omega_{r\text{ном}}}{\omega_r}. \quad (3)$$

Структурная схема представляет собой двухканальную систему регулирования (рис. 1). Канал регулирования потокосцепления ротора двигателя содержит внутренний контур регулирования составляющей тока статора i_{sd} с ПИ-регулятором и внешний контур регулирования модуля потокосцепления Ψ_{rm} также с ПИ-регулятором. Канал регулирования скорости вращения двигателя содержит внутренний контур регулирования составляющей тока статора i_{sq} с ПИ-регулятором и внешний контур регулирования скорости ω с П-регулятором.

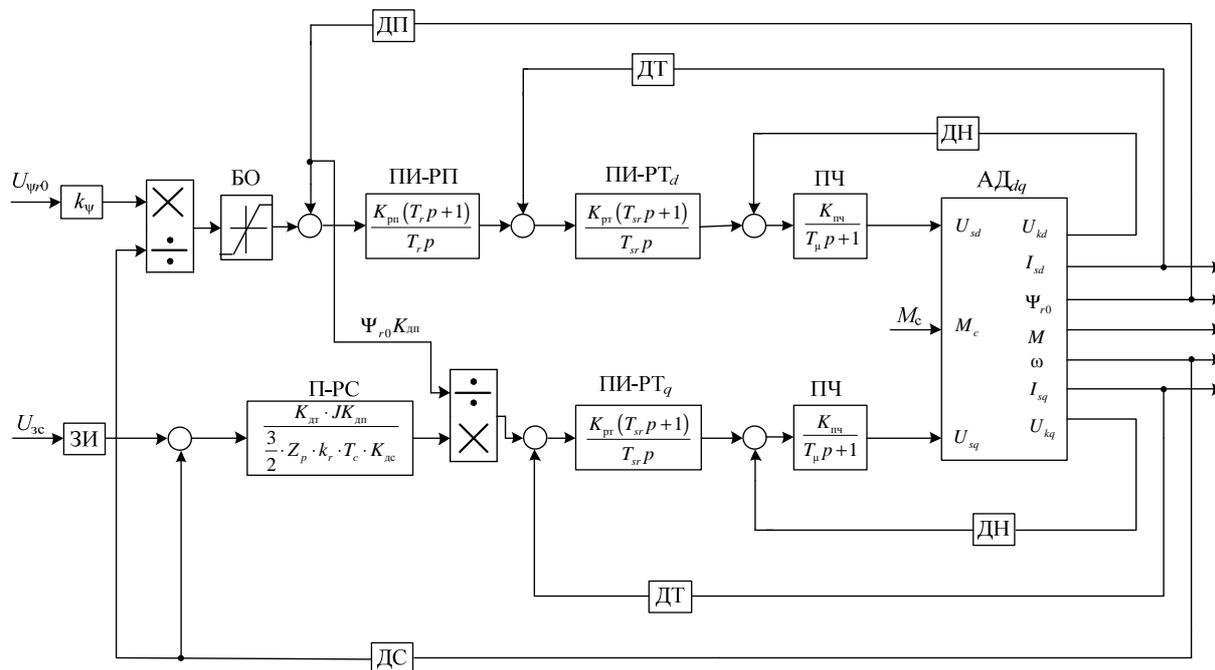


Рисунок 1 – Структурная схема системы двухзонного регулирования скорости

В отличие от однозонной системы векторного управления на входе контура регулирования потокосцепления ротора действует не постоянное задающее воздействие $U_{вр0}$, а сигнал, обратно пропорциональный частоте вращения ротора двигателя в соответствии с (3). Этот сигнал формируется путем деления входного задающего сигнала $U_{вр0}$, умноженного на k_{Ψ} , на сигнал обратной связи по скорости. Выходной сигнал блока деления поступает на вход блока ограничения, в котором он ограничивается на уровне номинального значения. Поэтому в первой зоне регулирования при $\omega_r < \omega_{ном}$ сигнал задания потокосцепления не изменяется, и электропривод работает с $\Psi_{rm} \approx const$. После разгона двигателя до скорости $\omega_r > \omega_{ном}$ задающий сигнал потокосцепления ротора выходит из ограничения, и электропривод переходит во вторую зону регулирования.

На схеме (рис. 1) приняты следующие обозначения: $U_{зс}$ – сигнал задания скорости; $U_{вр0}$ – сигнал задания потокосцепления ротора; M_c – момент статического сопротивления; ЗИ – задатчик интенсивности; БО – блок ограничения; РП – регулятор потокосцепления; РТ – регулятор тока; РС – регулятор скорости; ДН – датчик напряжения; ДТ – датчик тока; ДП – датчик потокосцепления; ДС – датчик скорости; ПЧ – преобразователь частоты.

Математическая модель системы двухзонного векторного управления разработана для АД типа 4А132М4У3. Номинальные параметры двигателя: $P_n = 11$ кВт, $U_{фн} = 220$ В, $I_n = 21,9$ А, $M_n = 72$ Нм, $n_n = 1458$ об/мин.

Моделирование проводилось при разгоне на холостом ходу (с набросом нагрузки в установившемся режиме) для различных значений сигнала задания скорости при значении коэффициента усиления $k_{\Psi} = 2,5$. Графики переходных процессов приведены на рис. 2–4.

Анализ приведенных графиков переходных процессов показывает, что в представленной модели обеспечивается регулирование частоты вращения асинхронного двигателя в заданном диапазоне. Время переходного процесса по скорости при набросе нагрузки находится в пределах 0,05 с.

Литература:

1. Системы числового программного керування : навч. посіб. / М. В. Аніщенко. – Харків : Підручник НТУ «ХП», 2012. – 312 с.
2. Козярук А.Е., Рудаков В.В. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов. СПб.: Наука, 2002.
3. Исследование системы векторного управления частотно-регулируемым асинхронным электроприводом: Методические указания к выполнению курсового проекта по курсу «Программное управление механизмами» для студентов специальности 7.092203 – Электромеханические системы автоматизации и электропривод/ Состав. Л. В. Акимов, Н. В. Анищенко, Д. Г. Литвиненко, И. В. Обруч – Харьков: НТУ „ХПИ”, 2011.

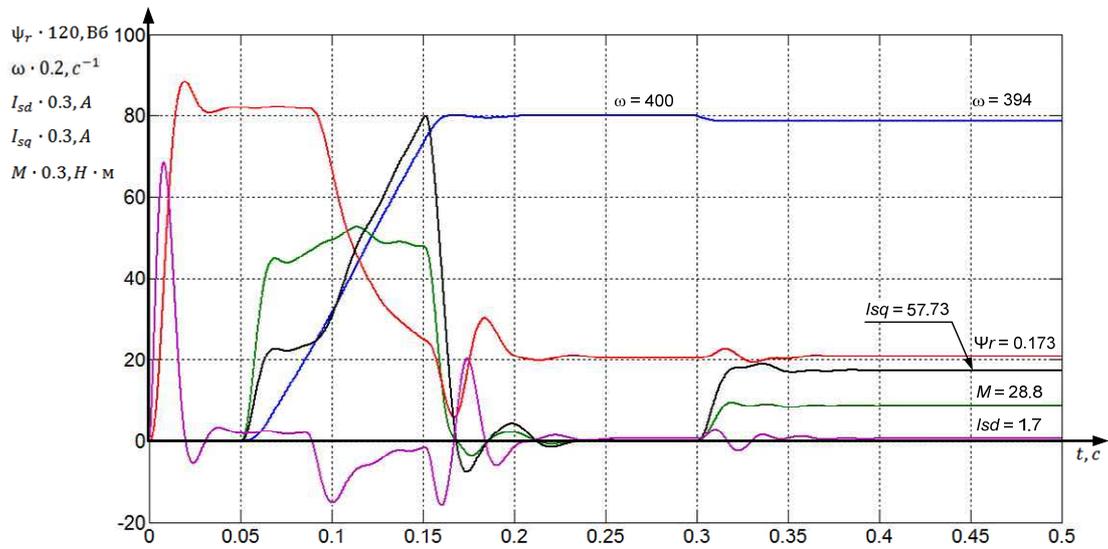


Рисунок 2 – Переходные процессы в системе с двухзонным управлением: $U_{3c} = 10 \text{ В}$; $M_c = M_H/k_\Psi$

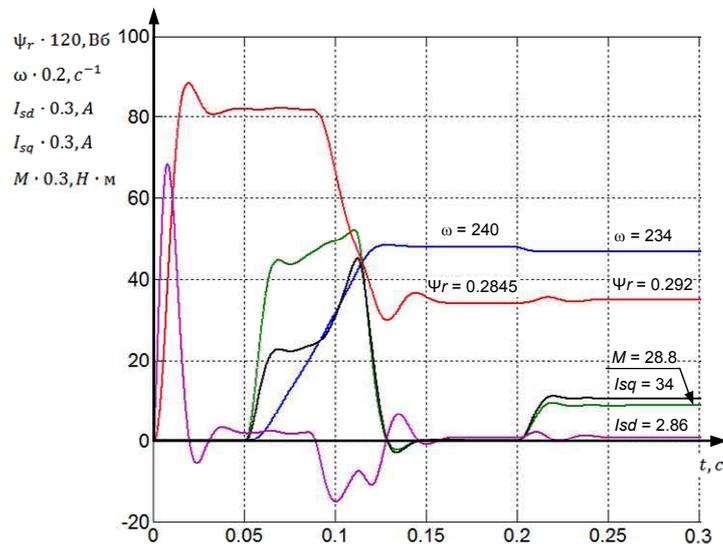


Рисунок 3 – Переходные процессы в системе с двухзонным управлением: $U_{3c} = 6 \text{ В}$; $M_c = M_H/k_\Psi$

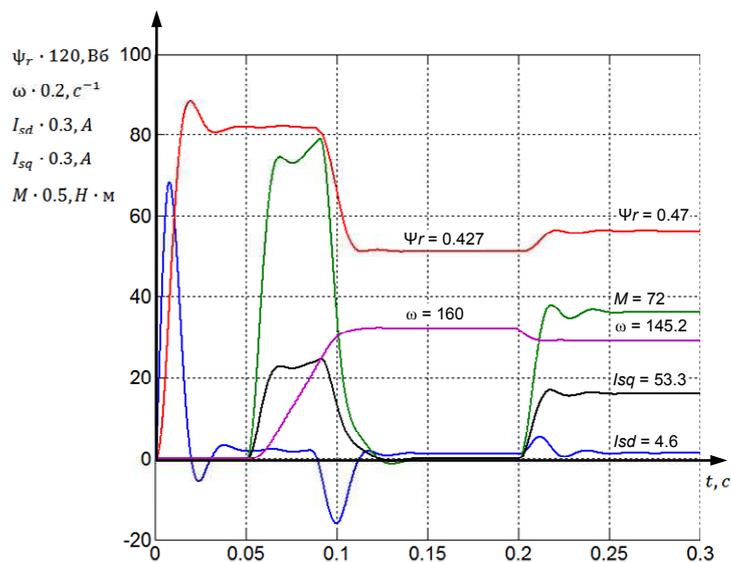


Рисунок 4 – Переходные процессы в системе с двухзонным управлением: $U_{3c} = 4 \text{ В}$; $M_c = M_H$