

УДК 621.311

## МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С ЦИФРОВОЙ СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ

Карасев А.В., Байков Д.В.

ФГБОУВПО «Мордовский государственный университет им. Н. П. Огарева»,  
г. Саранск

E-mail: [bdv2304@mail.ru](mailto:bdv2304@mail.ru)

**Аннотация.** В статье рассматривается модель цифровой системы управления преобразователем частоты на базе автономного инвертора напряжения.

**Ключевые слова:** математическая модель; преобразователь частоты; асинхронный двигатель; выпрямитель; инвертор; система управления; датчик скорости,

### Постановка задачи

Одним из важнейших элементов при создании регулируемого электропривода является получение энергоэффективных законов управления и повышение КПД самой машины. Целью математического моделирования является создание системы управления асинхронным электроприводом и обеспечение максимального момента на валу двигателя при низких оборотах. Поэтому большое значение имеет не только выбор системы моделирования, но и адекватность самой модели к процессам, происходящим в преобразователе. Немаловажное значение при векторном управлении имеет система координат, поэтому уравнения движения рассматриваются не в стационарной системе координат, а системе координат Парка–Горева. Это позволило строить системы управления асинхронным двигателем (АД) по тем же принципам, что системы управления двигателем постоянного тока. При этом характеристики асинхронного двигателя становятся близкими к характеристикам двигателя постоянного тока, что позволяет существенно повысить экономическую эффективность электропривода с АД.

### Выбор и решение поставленной задачи

Повышение энергоэффективности и КПД двигателя осуществляется за счет использования алгоритма управления, получившего название Direct Torque Control (прямое управление моментом и потокосцеплением). Данные электроприводы отработывают стопроцентный скачок задания момента при низких частотах, включая и нулевую скорость, а также обеспечивают точность поддержания скорости на уровне 0,01 процента скольжения асинхронного двигателя с использованием датчика скорости. Математический аппарат, используемый для моделирования работы преобразователя, базируется на теории нелинейных и дискретных систем управления, матричной алгебре и численных методах вычисления. В данной работе используется программное средство Matlab Simulink. Входящий в состав Simulink модуль SimPowerSystems является специализированным приложением для моделирования устройств силовой электроники [1].

Задачей прямого управления моментом является обеспечение быстрой реакции электромагнитного момента двигателя на управляющее воздействие. В отличие от «традиционных» систем векторного управления, где изменение момента производится путем воздействия на ток статора, который, таким образом, является управляемой величиной, в системе с прямым управлением моментом управляемой величиной является потокосцепление статора. Изменение потокосцепления достигается путем оптимального переключения ключей инвертора напряжения, от которого питается асинхронный двигатель [2].

## Построение математической модели

Модель преобразователя частоты, работающего на асинхронный двигатель, представлена на рисунке 1. В модели используется система управления DTC с обратной связью по скорости двигателя, обеспечивающая широкий диапазон регулирования скорости. Информация о частоте вращения поступает с выхода датчика скорости.

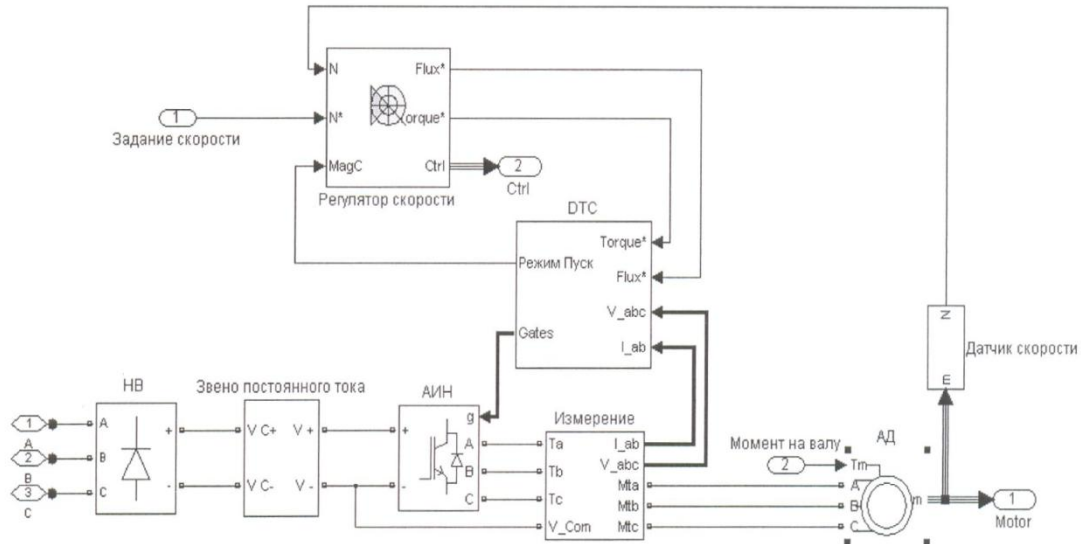


Рисунок 1 – Модель преобразователя с АД в системе Matlab

Алгоритмы прямого управления моментом DTC создавались как альтернатива векторным способам управления. Системы DTC позволили устранить недостатки, присущие системам векторного управления: большой объем вычислений при прямом и обратном преобразовании неподвижной и вращающейся системе координат, наличие запаздывания в формировании электромагнитного момента. В тоже время в классическом исполнении системы DTC базируются на релейном принципе управления. Такие структуры отличаются переменной частотой коммутации силовых ключей инвертора, наличием пульсаций в электромагнитном моменте и потокосцеплении при малых значениях нагрузки, что снижает точность регулирования, повышает энергопотребление и увеличивает акустический шум АД.

Устранить отмеченные выше недостатки системы прямого управления моментом можно при использовании методов синусоидальной широтно-импульсной модуляции и пространственно-векторной широтно-импульсной модуляции. Оба метода позволяют формировать импульсы управления ключей инвертора с постоянной частотой коммутации. Наиболее просто реализуется синусоидальная ШИМ. В системе Matlab Simulink модуль PWM Generator выполняет одновременно функции формирователя и распределителя импульсов для 3-х фазного мостового инвертора.

Сигналы задания потокосцепления  $\text{Flux}^*$  и момента  $\text{Torque}^*$ , сформированные регулятором скорости (рисунок 1), поступают в блок DTC, реализующий алгоритм прямого управления моментом. Функциональная схема модуля DTC представлена на рисунке 2.

Идентификации потокосцеплений статора и ротора производится наблюдателем, в котором используется информация о текущих значениях токов и напряжении статора. Функциональная схема наблюдателя состояния представлена на рисунке 3.

Фазные токи преобразуются в ортогональные проекции  $i_1^{(\alpha\beta)}$  в неподвижной системе координат по формулам:

$$i_{\alpha} = \text{Re}(i) = \frac{2}{3} \left( i_a - \frac{i_b - i_c}{2} \right),$$

$$i_{\beta} = \text{Im}(i) = \frac{i_b - i_c}{\sqrt{3}}, \text{ где } i_c = -i_a - i_b$$

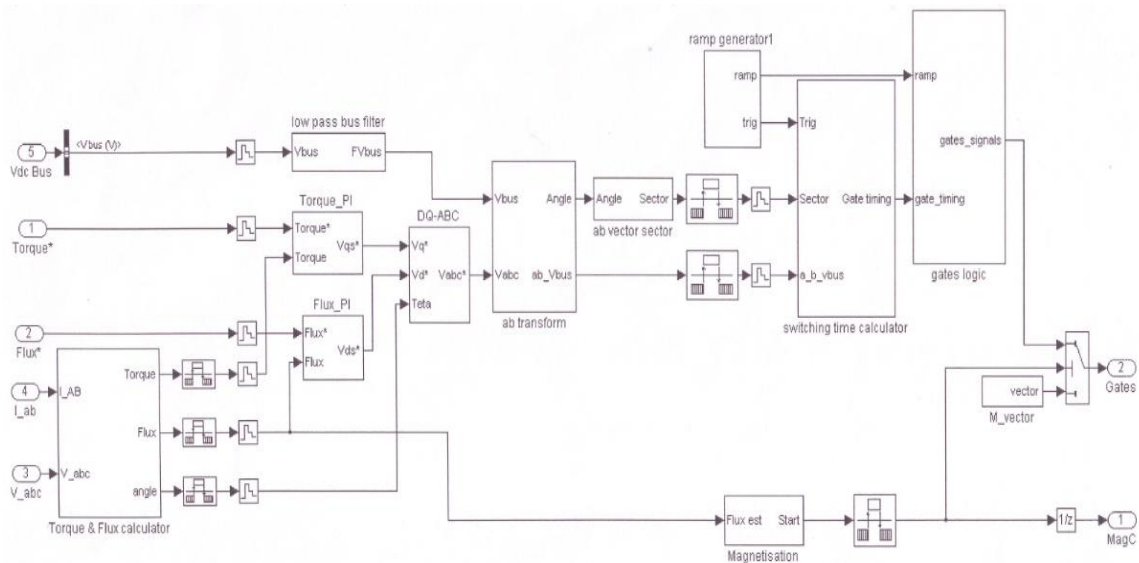


Рисунок 2 – Функциональная схема модуля DTC в системе Matlab

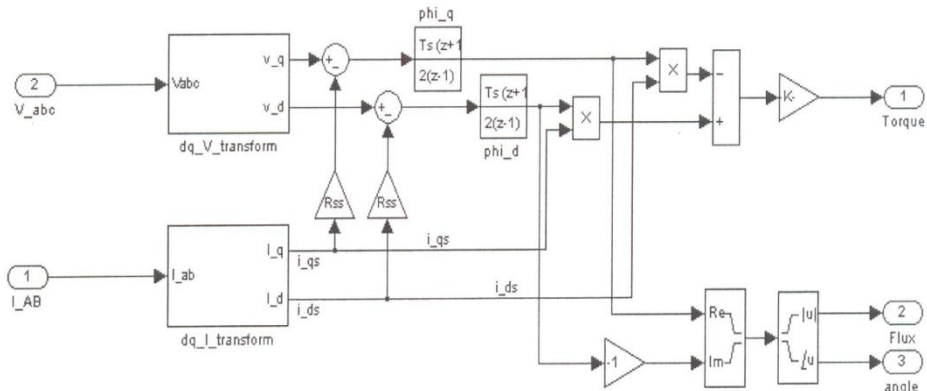


Рисунок 3 – Функциональная схема наблюдателя состояния

Структурная схема блока преобразования трехфазной системы токов в двухфазную представлена на рисунке 4.

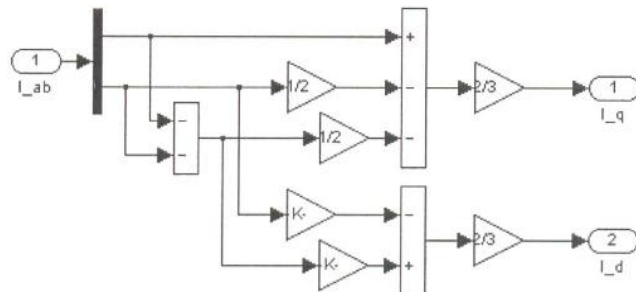


Рисунок 4 – Структурная схема блока преобразования числа фаз токов

Фазные напряжения преобразуются в ортогональные проекции  $u_1^{(\alpha\beta)}$  в неподвижной системе координат по формулам:

$$u_{\alpha} = \operatorname{Re}(u) = \frac{2}{3} \left( u_a - \frac{u_b - u_c}{2} \right),$$

$$u_{\beta} = \operatorname{Im}(u) = \frac{u_b - u_c}{\sqrt{3}}$$

Структурная схема блока преобразования трехфазной системы напряжения в двухфазную представлена на рисунке 5.

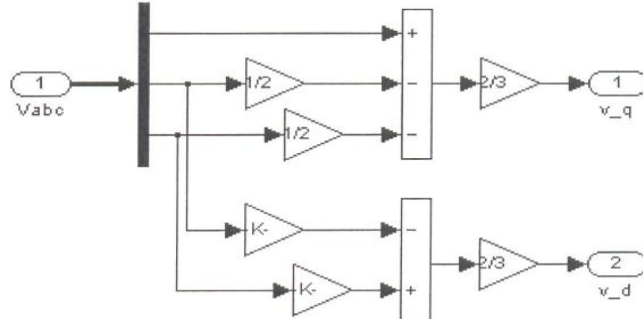


Рисунок 5 – Структурная схема блока преобразования числа фаз напряжения

Полученные векторы  $i_1^{(\alpha\beta)}$  и  $u_1^{(\alpha\beta)}$  служат основой для вычислений координат вектора  $\Psi_1$  и текущего значения момента  $m$  в соответствии с выражениями:

$$\Psi_1^{(\alpha\beta)} = \int (u_1^{(\alpha\beta)} - i_1^{(\alpha\beta)} r_1) dt,$$

$$m = \frac{2}{3} z_p (\Psi_{1\alpha} i_{1\beta} - \Psi_{1\beta} i_{1\alpha})$$

На выходе наблюдателя формируются оценки электромагнитного момента Torque, модуля потокосцепления Flux и текущего угла потокосцепления Angle.

Сигналы задания момента и модуля потокосцепления статора сравниваются с текущими оценками Torque и Flux. После вычитания из сигнала задания Torque\*, полученный сигнал ошибки подается на регулятор момента Torque\_PI, на выходе которого формируется сигнал задания поперечной составляющей тока статора  $i_q^*$ . Стабилизация потокосцепления осуществляется с помощью регулятора потока Flux\_PI, формирующего сигнал задания продольной составляющей тока статора  $i_d^*$ .

Следует заметить, что сигналы задания момента и потока получены в неподвижной системе координат. В неподвижной системе координат продольная и поперечная составляющие определяют амплитуду и фазу тока статора АД по отношению к магнитному потоку статора. Заданное значение продольной составляющей  $i_d^*$ , соответствующей требуемому магнитному потоку Flux, и значение поперечной составляющей  $i_q^*$ , соответствующей требуемому моменту на валу Torque, определяют вектор тока статора в синхронной системе координат  $dq$  в неподвижную  $\alpha\beta$  и последующего разложения вектора тока на фазные проекции образуются синусоидальные сигналы, соответствующие фазным токам. Непосредственное преобразование синхронной системы координат в трехфазную естественную осуществляется блоком DQ-ABC по формулам:

$$\begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \vartheta & -\sin \vartheta \\ \sin \vartheta & \cos \vartheta \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} i_x \\ i_y \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{pmatrix}$$

Синусоидальные сигналы с блока преобразования DQ-ABC поступают на вход блока ab transform, где осуществляется переход напряжения в неподвижную систему координат  $\alpha\beta$

и вычисляется угол для определения сектора ошибки.

Дальше в блоке *switching time calculator* определяется длительность импульсов для каждой пары вентиляей. После чего в блоке *gates logic* определяется состояние вентиляей, и управляющие импульсы поступают на сами вентиля автономного инвертора напряжения.

В реальной системе электропривода перед пуском двигателя необходимо установить заданный уровень потокоцепления. Для этого используется режим предварительного намагничивания, при котором напряжение на двух фазах статора модулируется переключением векторов  $u^{(1)}$  и  $u^{(0)}$ . Продолжительность режима предварительного намагничивания составляет 8 мс, частота модуляции 62,5 кГц. Блок контроля потокоцепления статора (рисунок 2) сравнивает текущее значение потокоцепления с заданным и вырабатывает логический сигнал *MagC*, запускающий алгоритм ДТС.

Сигналы задания момента и модуля потокоцепления статора формируются в блоке регулятора скорости. Функциональная схема модуля регулятора скорости представлена на рисунке 6.

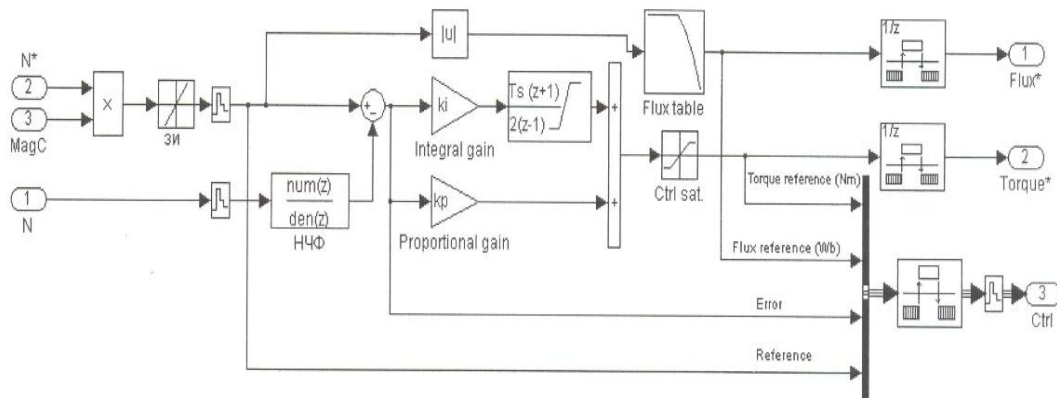


Рисунок 6 – Функциональная схема модуля регулятора скорости

На входе канала управления скоростью контролируется наличие разрешающего сигнала *MagC*. Далее установлен датчик интенсивности (ЗИ), он ограничивает ускорение при разгоне и снижении скорости. Для исключения влияния высокочастотных помех на точность регулирования сигнал с датчика скорости проходит через фильтр низкой частоты.

После вычитания из сигнала задания  $N^*$ , полученный сигнал ошибки подается на регулятор скорости. На выходе регулятора формируется сигнал задания момента *Torque\**, не превышающий критических значений, который ограничивается нелинейным звеном *Ctrl sat.*

Сигнал задания потокоцепления *Flux\** формируется согласно таблице намагничивания *Flux table* (зависимость потокоцепления от скорости). Данная таблица составляется для каждого двигателя исходя из его оптимального теплового режима. Следует заметить, что во избежание перегрева двигателя при регулировании выше номинальной скорости потокоцепление статора необходимо снижать.

Энергия, полученная при работе двигателя в генераторном режиме, сбрасывается через блок сброса энергии. Функциональная схема модуля представлена на рисунке 7.

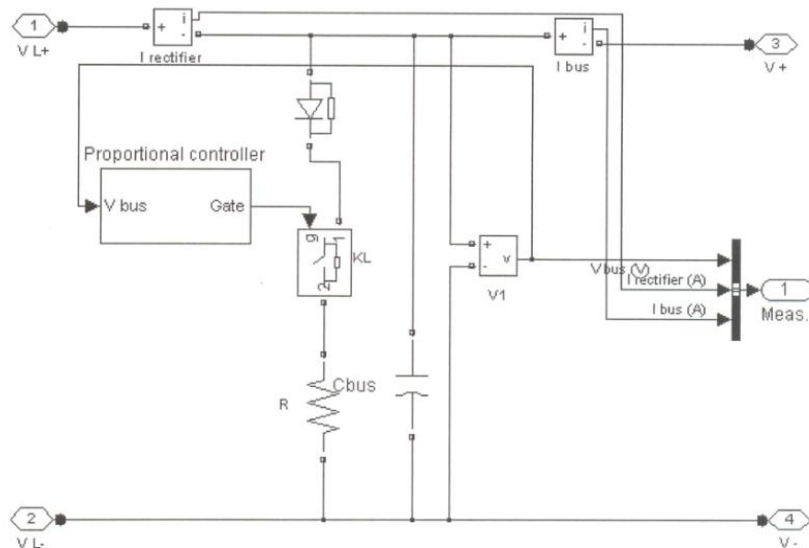


Рисунок 7 – Функциональная схема модуля сброса энергии

В этом блоке контролируется напряжение  $V_{L+}, V_{L-}, V+, V-$  на шине выпрямленного напряжения, звеном измерения напряжения  $V1$ . Измеренное напряжение поступает на звено контроля напряжения Proportional controller. Если напряжение  $V1$  превышает определенное значение, то двигатель переходит в режим генератора, а сигнал с этого звена поступает на открытие ключа  $KL$ . Когда ключ  $KL$  открыт то энергия, получаемая от двигателя, не проходит в сеть, а замыкается через сопротивление  $R$ . Как только двигатель выйдет из генераторного режима и напряжение упадет меньше чем необходимо для открытия ключа, то ключ закроется, и двигатель начнет потреблять энергию из сети.

### Результаты моделирования системы

Оценим устойчивость системы к возмущающим воздействиям. Пуск двигателя будем осуществлять на холостом ходу с набором скорости до 500 об/мин. Осциллограммы фазного тока статора, скорости вращения ротора, электромагнитного момента, выпрямленного напряжения представлены на рисунках 8 - 10.

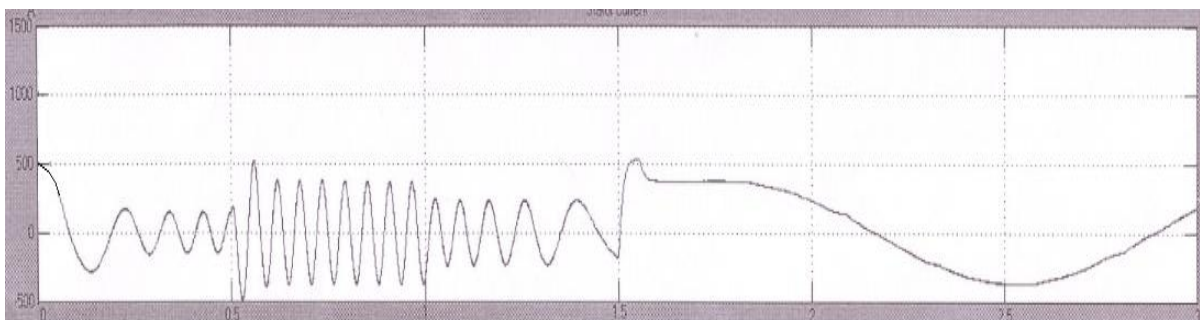


Рисунок 8 – Осциллограмма фазного тока статора

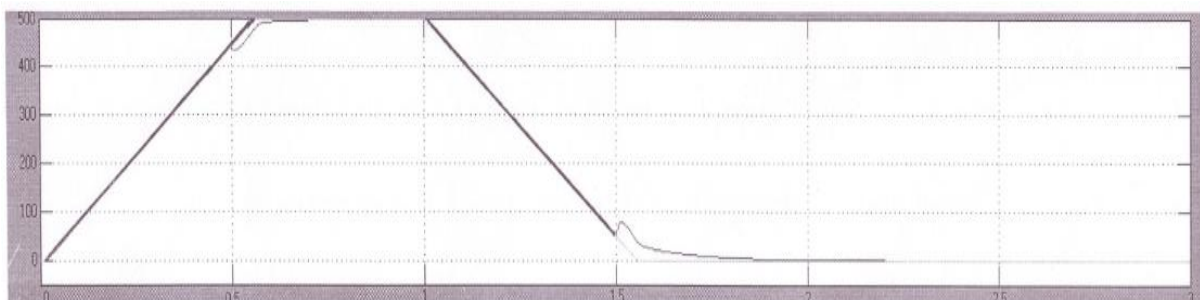


Рисунок 9 – Осциллограмма скорости вращения ротора



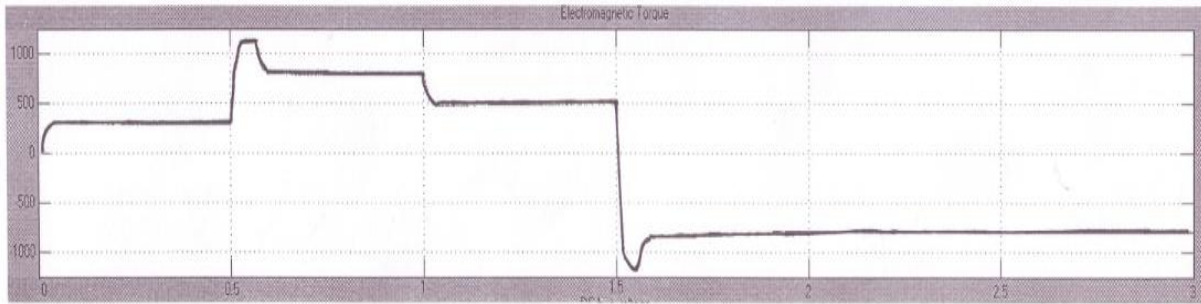


Рисунок 10 – Осциллограмма электромагнитного момента

В момент времени 0,5 с после пуска двигатель нагружается номинальным моментом  $792 \text{ Н} \cdot \text{м}$ . В момент времени 1 с после пуска меняется сигнал задания скорости, переводящий двигатель в режим упора. В момент времени спустя 1,5 с после пуска момент на валу меняет знак.

Как видно из осциллограмм система прямого управления моментом отличается повышенной устойчивостью к возмущающим воздействиям. Система управления с постоянной частотой коммутации 6 кГц обеспечивает качественно меньший уровень пульсаций потокосцепления и электромагнитного момента, сохраняя при этом неоспоримое преимущество прямого управления моментом – быстродействие.

### Технические характеристики модели

Источник питания: трёхфазная сеть переменного тока 380 В.

Частота сети: 50 Гц.

Мощность двигателя: 150 кВт.

Напряжение питания двигателя: 380 В.

Коэффициент мощности двигателя  $\cos \varphi$ : 0,8.

Входная емкость инвертора напряжения: 7500 мкФ.

### Вывод

Разработанная математическая модель с системой прямого управления моментом позволила провести детальный анализ переходных электромеханических и электромагнитных процессов привода при различных режимах его работы – при пуске и разгоне, сбросе и набросе нагрузки, в режиме упора.

### Литература

1. Гуляев И. В. Системы векторного управления электроприводом на основе асинхронизированного вентильного двигателя: монография / И. В. Гуляев, Г. М. Тутаев. – Саранск: Изд-во Мордов. ун-та, 2010. – 200 с.
2. Виноградов А., Сибирцев А., Колодин И. Адаптивно-векторная система управления бездатчикового асинхронного электропривода серии ЭПВ / А. Виноградов, А. Сибирцев, И. Колодин // Силовая Электроника. – 2006. - №3 – С.50-55.

**MATHEMATICAL SIMULATION OF FREQUENCY CONVERTER WITH DIGITAL  
CONTROL SYSTEM**