

СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА МАХОВИЧНОГО ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ИСПОЛНИТЕЛЬНОГО ОРГАНА

О.Ю. Завьялова, Ю.М. Казанцев*

ОАО «Научно-производственный центр «Полюс», г. Томск

*Томский политехнический университет

Разработана имитационная модель электромеханического исполнительного органа, использование которой позволяет исследовать режимы работы и оптимизировать стратегии управления, обеспечивающие оптимальное функционирование системы. Предложен метод синтеза регулятора тока, сущность которого заключается в прогнозировании пульсирующей составляющей тока силовой цепи, позволяющий повысить качество регулирования вращающего момента вентильного электродвигателя в широком диапазоне частот вращения с уменьшением зоны нечувствительности и увеличением точности.

Ключевые слова:

Электромеханический исполнительный орган, синтез регулятора, прогнозирование, пульсирующая составляющая тока силовой цепи, система ориентации космического аппарата.

Key words:

Electromechanical executive setting, synthesis of regulator, prognostication, pulsatile rectangular component current of power circuit, orientation spacecraft system.

Маховичные электромеханические исполнительные органы (ЭМИО) являются силовой управляющей частью системы ориентации космического аппарата и предназначены для создания по трем или четырем (в зависимости от способа резервирования) осям, связанным с осями космического аппарата, управляющих динамических моментов M_d , под действием которых происходит его ориентация в пространстве [1].

Канал управления динамическим моментом состоит из электронного блока управления и двигателя-маховика, в качестве которого используется двухфазная синхронная машина с возбуждением от постоянных магнитов и датчиком положения ротора (ДПР).

Задача исследования работы ЭМИО в различных режимах с целью синтеза регулятора, входящего в состав электронного блока управления, может быть эффективно решена на имитационной модели в программной среде PSpice, сочетающей в себе возможности моделирования как на компонентном, так и на функциональном уровнях.

Разработанная имитационная модель ЭМИО (рис. 1) состоит из четырех моделей: силовой электрической цепи, электромеханических преобразований в двигателе, механической системы и регулятора.

Модель силовой электрической цепи ЭМИО (рис. 2) на базе двухфазного синхронного двигателя включает в себя по каждой фазе однофазный мостовой инвертор напряжения, сопротивление R_ϕ , индуктивность L_ϕ и ЭДС E_ϕ обмоток двигателя. Поскольку она реализована на компонентном уровне, это позволяет исследовать режимы работы любого элемента в силовой электрической цепи [2].

Модель электромеханических преобразований (рис. 3) построена на функциональном уровне с реализацией математических операций, описывающих процесс электромеханических преобразований в двигателе:

$$\begin{cases} M_{эм} = i_{\phi 1} \sin \varphi \Phi_\delta + i_{\phi 2} \cos \varphi \Phi_\delta; \\ E_{\phi 1} = \sin \varphi \Phi_\delta \Omega; \\ E_{\phi 2} = \cos \varphi \Phi_\delta \Omega, \end{cases}$$

где $M_{эм}$ – электромагнитный момент; $i_{\phi 1}$, $i_{\phi 2}$ – ток первой и второй фаз двигателя; φ – угловое положение ротора двигателя; Φ_δ – магнитный поток ротора; $E_{\phi 1}$, $E_{\phi 2}$ – ЭДС обмоток двигателя; Ω – частота вращения вала двигателя.

Приняты следующие допущения: не учитываются насыщение и потери в магнитопроводе, воздушный зазор в двигателе принимается равномерным [2].

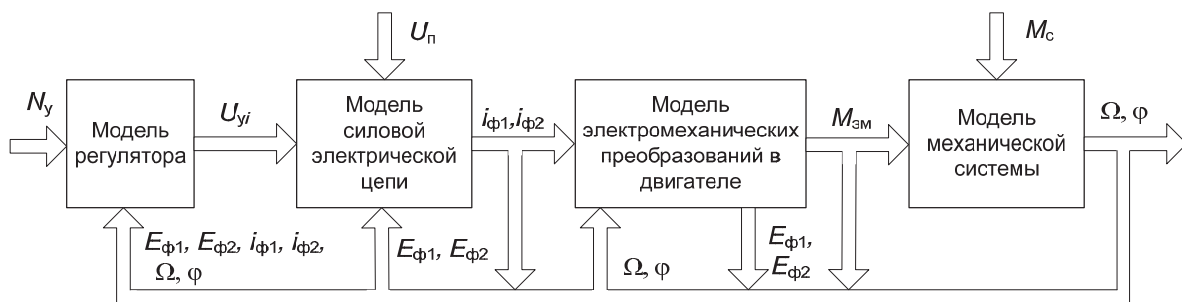


Рис. 1. Функциональная схема имитационной модели ЭМИО: N_y – кодовый управляющий сигнал; U_{yi} – управляющее напряжение; U_n – напряжение питания; M_c – момент сопротивления

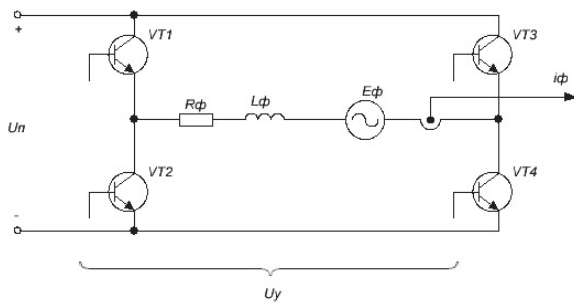


Рис. 2. Модель силовой электрической цепи

ЭДС в обмотках двигателя пропорциональна угловой скорости вращения и является синусоидальной функцией углового положения ротора φ так же, как и электромагнитные моменты обмоток, которые пропорциональны фазному току и в сумме равны электромагнитному моменту двигателя.

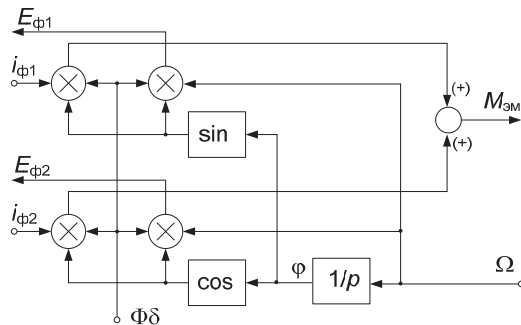


Рис. 3. Модель электромеханических преобразований в двигателе

Модель механических преобразований (рис. 4) описывается следующим уравнением:

$$M_d = M_{эм} \pm M_c, \quad (*)$$

где $M_c = \kappa_c H + M_r \text{sign}(H)$ — момент сопротивления вращению.

В свою очередь, κ_c — коэффициент пропорциональности по угловой скорости; $H = J\Omega$ — кинетический момент; J — момент инерции вращающейся части двигателя-маховика; $M_r \text{sign}(H)$ — момент трогания; $p = d/dt$ — математический оператор.

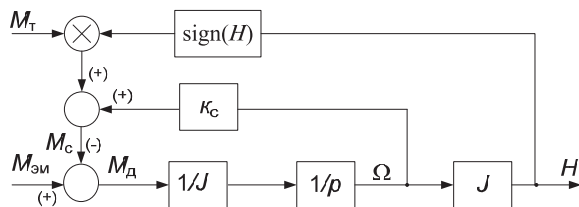


Рис. 4. Модель механических преобразований в двигателе

Для регулирования динамического момента существуют различные способы управления ключами инвертора.

Так, управление ключами инвертора бесконтактного электропривода осуществляется с помощью позиционной обратной связи. При этом способе управления напряжение в фазных обмотках двигателя задается в функции положения ротора. Такой электропривод имеет высокие показатели

использования, большой КПД. Однако при данном способе управления не отслеживаются мгновенные значения фазных токов, а электромагнитный момент зависит от углового положения ротора, что приводит к неравномерности частоты вращения двигателя, сужает границы устойчивости и затрудняет демпфирование.

При векторном управлении ключами инвертора контролируемые координаты, измеренные в неподвижной системе координат статора, преобразуются к вращающейся системе координат ротора. Контролируемыми параметрами при данном способе являются переменные состояния: векторы тока статора i_c и ротора i_p , потокоцепление статора Ψ_c и ротора Ψ_p , главное потокоцепление двигателя $\Psi_d = L_d(i_c + i_p)$. Полученные переменные состояния используются для формирования управляющих воздействий. Угол между осью координат статора и ротора, необходимый для вычисления переменных состояния в координатах ротора, определяется, как правило, с помощью датчиков Холла, расположенных в воздушном зазоре двигателя. Базовым элементом такого управления является преобразователь координат (векторный преобразователь). Недостаток его — сложность управляющих и функциональных устройств.

Частным случаем векторного управления является частотно-токовый способ. При регулировании фазного тока регулируется электромагнитный момент двигателя, поскольку он пропорционален амплитудному значению фазного тока: $M_{эм} i_{ф}$. В соответствии с уравнением (*) при регулировании электромагнитного момента с учетом измеренного значения момента сопротивления двигателя регулируется управляющий динамический момент. Частотно-токовый способ управления предполагает «следящее» регулирование токов в обмотках двигателя, при котором регулятор отслеживает эталонные синусоидальные или близкие к ним сигналы, при этом обеспечивается равномерность вращения двигателя. Частота и фаза тока определяются частотой вращения и угловым положением ротора двигателя.

Заметно повысить качество частотно-токового регулирования можно с помощью алгоритмов оптимального прогнозирующего управления, которые находят все более широкое применение в связи с активным развитием силовой электроники и микропроцессорной техники. Сущность таких алгоритмов заключается в прогнозировании результатов управления на некотором малом временном интервале (интервале управления) и определении оптимальной управляющей последовательности, наилучшим образом удовлетворяющей задаче управления. Подобные стратегии управления предполагают наличие математической модели объекта управления, определяющей векторы переменных состояния и возмущений, а также состав управляющих воздействий и их возможные (физически реализуемые) значения. Состав независимых координат, управляемых в рамках прогнозирую-

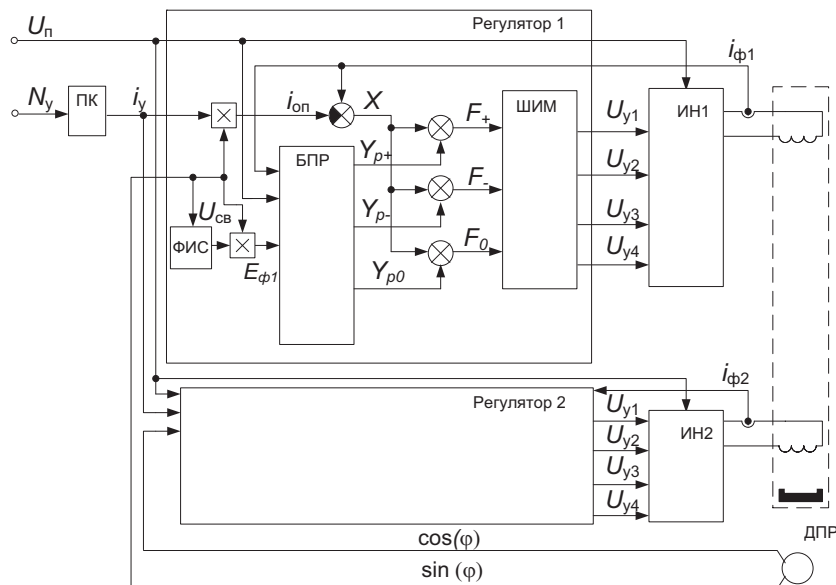


Рис. 5. Схема канала управления моментом ЭМИО: ПК – преобразователь кодового управляющего сигнала N_y в аналоговый i_y ; ФИС – формирователь импульсов скорости; БПР – блок периодических разверток; ШИМ – широтно-импульсный модулятор; ИН1, ИН2 – инверторы первой и второй фаз

шей стратегии управления, определяется на основе анализа модели [3].

Модель регулятора с реализацией данного принципа управления силовыми ключами инвертора (рис. 5) построена на компонентном и частично функциональном уровне. Она имитирует работу регулятора, реализующего управление бесконтактным двигателем, позиционной коммутацией его обмоток и импульсной модуляцией напряжения питания.

Формирование управляющих сигналов для переключения импульсных элементов ИН в регуляторе осуществляется узлами сложения в соответствии с выражением

$$F = X + Y_p,$$

где X – сигнал ошибки; Y_p – сигнал развертки.

Сигнал развертки формируется равным прогнозируемому в моменты коммутации ключей значению пульсирующей составляющей тока в силовой цепи с противоположным знаком $Y_p(t_k) = -\hat{i}(t_k)$.

Сигнал ошибки формируется узлами сравнения в соответствии с выражением

$$X = i_{\phi i} - i_{оп},$$

где $i_{\phi i}$ – ток коммутируемой обмотки; $i_{оп} = i_y k_i$ – заданный опорный ток обмотки; i_y – сигнал тока задания, пропорциональный кодовому управляющему сигналу N_y на входе канала управления моментом.

ЭДС вращения обмоток вычисляется узлом умножения в соответствии с выражениями

$$E_{\phi 1} = U_{св} \sin \varphi = \Phi_{\delta} \sin \varphi;$$

$$E_{\phi 2} = U_{св} \cos \varphi = \Phi_{\delta} \cos \varphi,$$

где $U_{св}$ – напряжение, пропорциональное угловой скорости вращения двигателя, полученное после преобразования сигнала ДПР формирователем импульсов скорости.

Прогноз значений пульсирующей составляющей тока в силовой цепи к моменту коммутации в каждой точке интервала $t \in (0, T)$ осуществляется в соответствии с выражением

$$Y_p = \frac{1}{L_{\phi i}} \int_0^t U_{Li}(t) dt,$$

где $L_{\phi i}$ – индуктивность обмоток двигателя; U_{Li} – напряжение на индуктивности $L_{\phi i}$ на интервале прогноза; T – период модуляции.

Пренебрегая падением напряжения на импульсных элементах и считая изменение U_{Li} на интервале модуляции незначительным, уравнение можно привести к виду

$$Y_p = \frac{U_{Li}}{L_{\phi i}} T \left(1 - \left(\frac{t}{T} \right) \right).$$

Для двухсторонней однополярной широтно-импульсной модуляции оптимальным выбором является трехуровневая система регулирования (1, 0, -1), которая придает разработанной модели свойства астатической дискретной системы и оптимизирует управление в моменты переключения силовых ключей инвертора при переходе через нуль опорного сигнала [2]. Поэтому в БПР формируется три сигнала развертки: Y_{p+} , Y_{p0} , Y_{p-} , которые необходимы для формирования управляющих сигналов F_+ , F_- , F_0 в соответствии с выражениями

$$F_+ = X + Y_{p+}, \quad Y_{p+} = \frac{U_n - E_{\phi i}}{L_{\phi i}} T \left(1 - \left(\frac{t}{T} \right) \right);$$

$$F_0 = X + Y_{p0}, \quad Y_{p0} = \frac{-E_{\phi i}}{L_{\phi i}} T \left(1 - \left(\frac{t + T/2}{T} \right) \right);$$

$$F_- = X + Y_{p-}, \quad Y_{p-} = \frac{-U_n - E_{\phi i}}{L_{\phi i}} T \left(1 - \left(\frac{t}{T} \right) \right).$$

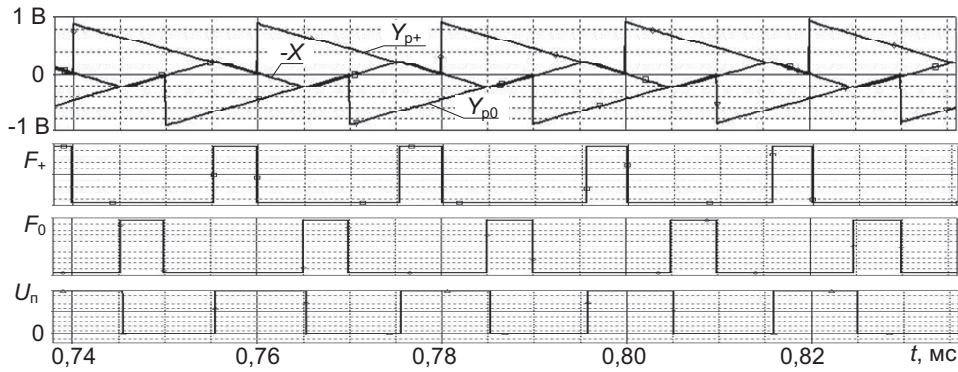


Рис. 6. Диаграммы сигналов X , Y_{p+} , Y_{p0} , F_+ , F_0 , U_n при однополярной двухсторонней широтно-импульсной модуляции

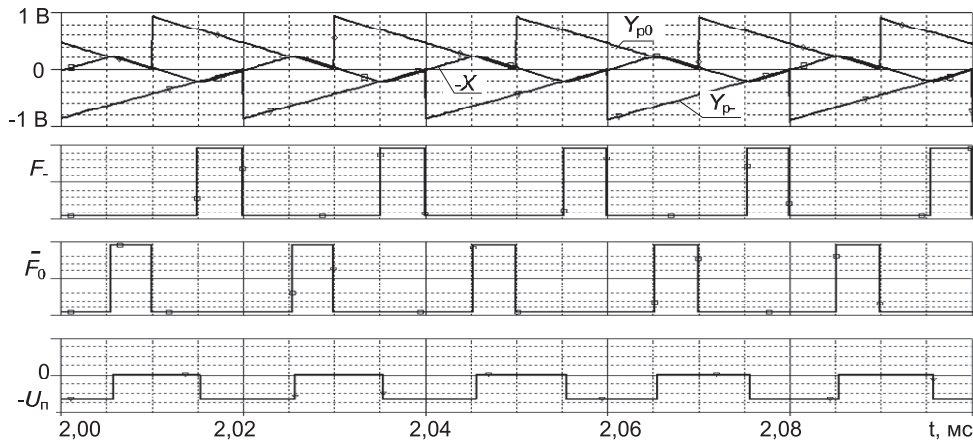


Рис. 7. Диаграммы сигналов X , Y_{p-} , Y_{p0} , F_- , $\bar{F}_0$, U_n при однополярной двухсторонней широтно-импульсной модуляции

Управляющими сигналами F_+ , F_- , F_0 формируется широтно-модулированное напряжение питания обмотки двигателя по следующему алгоритму:

- положительное напряжение питания U_n подключается к входу обмотки двигателя при $F_+ > 0$ (рис. 6) и положительной полярности опорного сигнала ($Zn_+ = 1$);
- положительное напряжение питания U_n отключается с замыканием накоротко входа обмотки двигателя при $F_0 > 0$ (рис. 6);
- отрицательное напряжение питания $-U_n$ подключается к входу обмотки двигателя при $F_- > 0$ (рис. 7) и отрицательной полярности опорного сигнала ($Zn_- = 1$);
- отрицательное напряжение питания $-U_n$ отключается с замыканием накоротко входа обмотки двигателя при $\bar{F}_0 > 0$.

Управляющие сигналы F_+ , F_- , F_0 поступают на вход ШИМ (рис. 8). Переключение ключевых элементов VT1–VT4 производится сигналами U_{y1} , U_{y2} , U_{y3} , U_{y4} , каждый из которых формируется RS-триггером, на RS-входы которого подаются логические сигналы:

$$\begin{aligned} S_1 &= \bar{Q}_2 \wedge F_+ \wedge Zn_+; & R_1 &= F_0; \\ S_2 &= \bar{Q}_1 \wedge F_0 \wedge Zn_-; & R_2 &= F_+; \\ S_3 &= \bar{Q}_4 \wedge F_- \wedge Zn_-; & R_3 &= \bar{F}_0; \\ S_4 &= \bar{Q}_3 \wedge \bar{F}_0 \wedge Zn_+; & R_4 &= F_- \end{aligned}$$

где $\bar{Q}_1 - \bar{Q}_4$ – сигналы, формируемые на инверсном выходе RS-триггеров, запрещающие одновременное включение ключевых элементов одной стойки. Индексы при сигналах RS-триггеров R , S , $\bar{Q}$ соответствуют порядковому номеру ключевого элемента, которым управляет соответствующий RS-триггер.

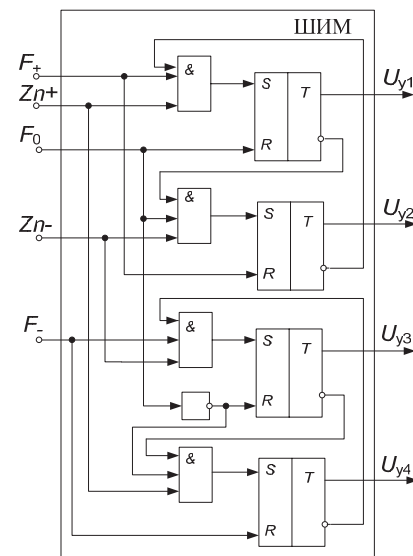


Рис. 8. Модель ШИМ

Управляющий сигнал равен сумме сигнала ошибки и сигнала развертки, поэтому в устано-

вившемся режиме максимальное отклонение тока в моменты коммутации от заданного опорного не превышает амплитуды пульсирующей составляющей, а среднее за период значение сигнала ошибки будет равно нулю (рис. 6, 7). Разработанный регулятор позволяет формировать ток в фазах двигателя без провалов при переключении обмоток (рис. 9), электромагнитный момент (рис. 10) на валу двигателя пропорционален значению сигнала тока задания i_y , что обеспечивает равномерность вращения, плавное регулирование электромагнитного и, следовательно, динамического момента в широком диапазоне при минимальной ошибке.

Кроме того, реализация управления инвертором с представлением его в виде трехуровневой системы (1, 0, -1) позволяет оптимизировать последовательность переключения силовых ключей при переходе опорного сигнала через нуль, что обеспечивает сохранение непрерывности модуляции при смене полярности опорного сигнала и приводит к улучшению качества регулирования (рис. 9).

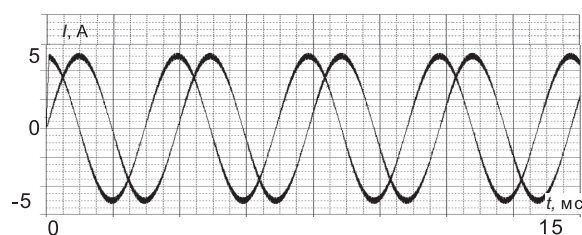


Рис. 9. Диаграммы токов в фазах бесконтактного двигателя постоянного тока

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бутаков А.Н., Булдаков В.Н., Филонова С.Ю., Чеснокова Т.Ю., Плесниев А.Н., Лянзбург В.П. Математическая модель маховичного электромеханического исполнительного органа // Электронные и электромеханические системы и устройства: Сб. науч. трудов НПЦ «Полус». – Томск: МГП «РАСКО», 2001. – С. 340–347.
2. Казанцев Ю.М., Лекарев А.Ф. Разработка модели и синтез регулятора бесконтактного электропривода // Приборы и систе-

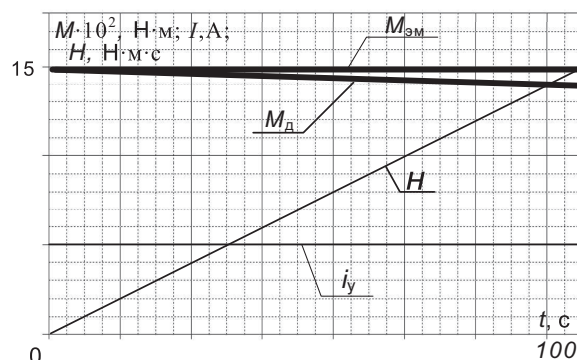


Рис. 10. Зависимость кинетического, электромагнитного, динамического моментов от времени при разгоне двигателя с максимальным управляющим сигналом

Выводы

1. Разработана имитационная модель электромеханического исполнительного органа, выполненная на компонентном и частично функциональном уровне, которая позволяет исследовать режимы работы и оптимизировать стратегии управления силовыми ключами инвертора.
2. Предложен способ управления с прогнозированием пульсирующей составляющей тока силовой цепи и реализация трехуровневой (1, 0, -1) системы управления инвертором, позволяющий повысить качество регулирования вращающего момента вентильного электродвигателя в широком диапазоне частот вращения с уменьшением зоны нечувствительности и увеличением точности.

мы. Управление, контроль, диагностика. – 2003. – № 6. – С. 22–25.

3. Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А., Зиновьев Г.С., Корюков К.Н., Мухаматшин И.А., Калыгин А.И. Прогнозирующее релейно-векторное управление активными преобразователями частоты в системах электропривода переменного тока // Электротехника. – 2004. – № 10. – С. 43–50.

Поступила 10.06.2011 г.