

УДК 681.51
ББК 3.30.10

ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО ТОКА С МНОГОУРОВНЕВЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ НАПРЯЖЕНИЯ

Гордеев А. А.¹, Юркевич В. Д.², Зиновьев Г. С.³
(Новосибирский государственный
технический университет, Новосибирск)

Обсуждается задача синтеза системы управления для двигателя постоянного тока независимого возбуждения с многоуровневым преобразователем напряжения. Рассматривается двухконтурная система подчиненного регулирования, которая содержит контур стабилизации тока цепи якоря и контур стабилизации скорости вращения двигателя. В качестве закона управления для каждого контура используется ПИ-регулятор, где расчет параметров регулятора выполнен на основе метода разделения движения.

Ключевые слова: двигатель постоянного тока, DC–DC конвертор, широтно-импульсный модулятор, ПИ-регулятор, метод разделения движений.

1. Введение

Повышение мощности электровозов ведет к увеличению потерь в сетях питающего напряжения. Современные электровозы

¹ Артем Александрович Гордеев, магистр техники и технологий (artem.a.gordeev@gmail.com).

² Валерий Дмитриевич Юркевич, доктор технических наук, профессор (тел. (383) 346-49-35, yurkev@ac.cs.nstu.ru).

³ Геннадий Степанович Зиновьев, доктор технических наук, профессор (тел. (383) 346-11-82, genstep@mail.ru).

постоянного тока рассчитаны на работу в сетях с напряжением 1,5 кВ и 3 кВ. Развитие силовых полупроводниковых устройств позволяет создавать экономичные и эффективные понижающие преобразователи напряжения, например, на основе применения многоуровневых преобразователей напряжения для контактных сетей с напряжением в 12–18 кВ и более [3]. Переход к контактным сетям с повышенным напряжением требует разработки методов синтеза систем управления для двигателей электровоза с многоуровневым преобразователем напряжения.

2. Постановка задачи

Обсуждается проблема синтеза системы управления для многоуровневого DC–DC конвертора контактного напряжения 12 кВ в напряжение электрооборудования электровоза 3 кВ. Данный конвертор рассматривался в работе [3], его принципиальная схема представлена на рис. 1. В работе рассматривается система подчиненного регулирования, двухконтурная структура которой содержит контур стабилизации тока цепи якоря и контур стабилизации скорости вращения двигателя (рис. 2). В качестве привода колесной пары рассматриваются два последовательно соединенных в электрической цепи тяговых двигателя постоянного тока, например, типа НБ-511, где $U_{я,ном} = 1475$ В; $I_{я,ном} = 510$ А; $\omega_{ном} = 70$ рад/с.

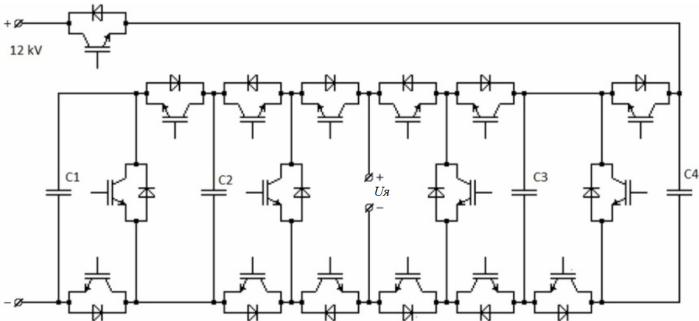


Рис. 1. Схема многоуровневого DC–DC конвертора

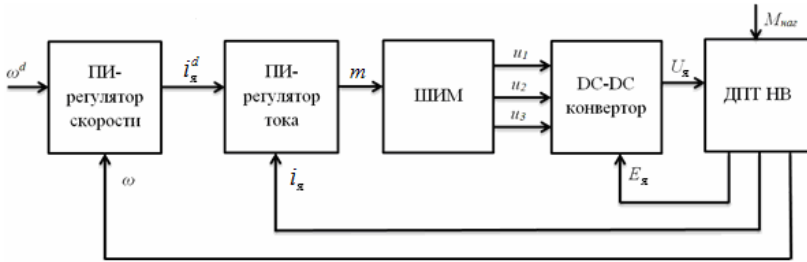


Рис. 2. Структура системы управления

В контуре стабилизации тока в цепи якоря электродвигателя необходимо обеспечить выполнение условия

$$(1) \lim_{t \rightarrow \infty} I_{\text{я}}(t) = i_{\text{я}}^d$$

и заданное время переходных процессов, где $I_{\text{я}}$ – средняя величина тока в цепи якоря двигателя; $i_{\text{я}}^d$ – желаемое значение тока. В контуре стабилизации скорости вращения двигателя требуется обеспечить условие

$$(2) \lim_{t \rightarrow \infty} \omega(t) = \omega^d$$

с заданной величиной времени переходных процессов, где ω – скорость вращения двигателя; ω^d – желаемая скорость вращения двигателя.

3. Математическая модель DC–DC конвертора

Принцип работы конвертора основан на периодическом переключении конденсаторов с последовательного соединения на параллельное. На первом этапе все конденсаторы подключены к источнику питания с напряжением E_1 и внутренним сопротивлением R_{in} , где $E_1 = 12$ кВ. На втором этапе конденсаторы C_1 и C_2 разряжаются на нагрузку, представленную как последовательное соединение активного сопротивления $R_{\text{я}}$ в цепи якоря, индуктивности $L_{\text{я}}$ обмотки якоря и противо-ЭДС $E_{\text{я}}$ в цепи якоря двигателя постоянного тока с независимым возбуждением, где $U_{\text{я}} = L_{\text{я}} \dot{i}_{\text{я}}^{(1)} + R_{\text{я}} i_{\text{я}} + E_{\text{я}}$ и $E_{\text{я}} = k_1 \omega$. На третьем этапе на нагрузку разряжаются конденсаторы C_3 и C_4 .

Процессы, протекающие в преобразователе при условии идеальных ключей, могут быть описаны следующей системой дифференциальных уравнений [9]:

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{\text{я}}}{dt} &= -\frac{R_{\text{я}}}{L_{\text{я}}}i_{\text{я}} - \frac{E_{\text{я}}}{L_{\text{я}}} + \frac{u_{C1}}{L_{\text{я}}}u_2 + \frac{u_{C3}}{L_{\text{я}}}u_3, \\
 \frac{du_{C1}}{dt} &= \frac{1}{R_{\text{in}}C_1}(E_1 - u_{C1} - u_{C2} - u_{C3} - u_{C4})u_1 - \frac{i_{\text{я}}}{C_1 + C_2}u_2, \\
 \frac{du_{C2}}{dt} &= \frac{1}{R_{\text{in}}C_2}(E_1 - u_{C1} - u_{C2} - u_{C3} - u_{C4})u_1 - \frac{i_{\text{я}}}{C_1 + C_2}u_2, \\
 \frac{du_{C3}}{dt} &= \frac{1}{R_{\text{in}}C_3}(E_1 - u_{C1} - u_{C2} - u_{C3} - u_{C4})u_1 - \frac{i_{\text{я}}}{C_3 + C_4}u_3, \\
 \frac{du_{C4}}{dt} &= \frac{1}{R_{\text{in}}C_4}(E_1 - u_{C1} - u_{C2} - u_{C3} - u_{C4})u_1 - \frac{i_{\text{я}}}{C_3 + C_4}u_3,
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

где $i_{\text{я}}$ – мгновенное значение тока в цепи якоря; u_{Ci} – мгновенное значение напряжения на i -м конденсаторе; u_1, u_2, u_3 – функции переключения, с помощью которых осуществляется переключение между этапами работы преобразователя. Для этапа 1 $u_1 = 1, u_2 = 0, u_3 = 0$; для этапа 2 $u_1 = 0, u_2 = 1, u_3 = 0$; для этапа 3 $u_1 = 0, u_2 = 0, u_3 = 1$.

Вид функций переключения u_1, u_2 и u_3 на выходе ШИМ показан на рис. 3.

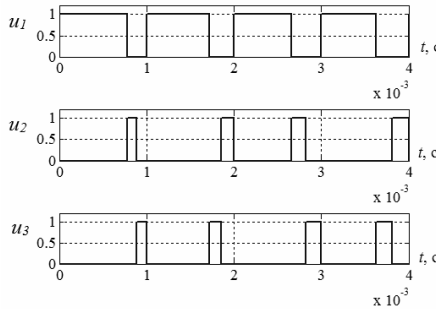


Рис. 3. Управляющие сигналы на выходе ШИМ

С целью устранения различий в условиях заряда и разряда конденсаторов использована следующая последовательность переключений между этапами: этап 1, этап 2, этап 3, этап 1, этап 3, этап 2 и т.д.

Управление преобразователем осуществляется с помощью широтно-импульсного модулятора (ШИМ), где входным сигналом модулятора является переменная m , которая определяет длительность этапа заряда конденсаторов, $m \in (0, 1)$. Длительности этапов разряда первой и второй пары конденсаторов предполагаются одинаковыми. Правило формирования функций переключения u_1 , u_2 и u_3 на выходе ШИМ, показанных на рис. 3, задано следующими условиями:

$$(4) \quad u_1 = \begin{cases} 1 & \text{for } t_k < t \leq t_k + m(t_k)T_s \\ 0 & \text{for } t_k + m(t_k)T_s < t \leq t_k + T_s; \end{cases}$$

$$(5) \quad u_2 = \begin{cases} 0 & \text{for } t_k < t \leq t_k + m(t_k)T_s, \\ 1 & \text{for } t_k + m(t_k)T_s < t \leq t_k + m(t_k)T_s + [1 - m(t_k)]T_s / 2, \\ 0 & \text{for } t_k + m(t_k)T_s + [1 - m(t_k)]T_s / 2 < t \leq t_k + T_s; \end{cases}$$

$$(6) \quad u_3 = \begin{cases} 0 & \text{for } t_k < t \leq t_k + m(t_k)T_s, \\ 0 & \text{for } t_k + m(t_k)T_s < t \leq t_k + m(t_k)T_s + [1 - m(t_k)]T_s / 2, \\ 1 & \text{for } t_k + m(t_k)T_s + [1 - m(t_k)]T_s / 2 < t \leq t_k + T_s; \end{cases}$$

где T_s – период дискретизации ШИМ; $m(t_k)$ – величина коэффициента заполнения импульса при $t = t_k$, $t_k = kT_s$, $k = 0, 1, 2, \dots$

Предполагая, что период дискретизации T_s является малой величиной и отсутствует насыщение в широтно-импульсном модуляторе, т.е. $m \in (0, 1)$, рассмотрим усредненную модель для процессов в преобразователе [8, 9]:

$$\frac{dI_{\text{я}}}{dt} = -\frac{R_{\text{я}}}{L_{\text{я}}} I_{\text{я}} - \frac{E_{\text{я}}}{L_{\text{я}}} + \frac{U_{C1} + U_{C3}}{2L_{\text{я}}} - \frac{U_{C1} + U_{C3}}{2L_{\text{я}}} m,$$

$$\frac{dU_{C1}}{dt} = -\frac{I_{\text{я}}}{2(C_1 + C_2)} + \left[\frac{E_1 - \sum U_{C_i}}{R_m C_1} + \frac{I_{\text{я}}}{2(C_1 + C_2)} \right] m,$$

$$\begin{aligned} \frac{dU_{C2}}{dt} &= -\frac{I_{я}}{2(C_1 + C_2)} + \left[\frac{E_1 - \Sigma U_{Ci}}{R_{in} C_2} + \frac{I_{я}}{2(C_1 + C_2)} \right] m, \\ \frac{dU_{C3}}{dt} &= -\frac{I_{я}}{2(C_3 + C_4)} + \left[\frac{E_1 - \Sigma U_{Ci}}{R_{in} C_3} + \frac{I_{я}}{2(C_3 + C_4)} \right] m, \\ \frac{dU_{C4}}{dt} &= -\frac{I_{я}}{2(C_3 + C_4)} + \left[\frac{E_1 - \Sigma U_{Ci}}{R_{in} C_4} + \frac{I_{я}}{2(C_3 + C_4)} \right] m, \end{aligned}$$

где $I_{я}$ – среднее значение тока в цепи якоря; U_{Ci} – среднее значение напряжения на i -м конденсаторе; $\Sigma U_{Ci} = U_{C1} + U_{C2} + U_{C3} + U_{C4}$. Принимая $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C$ и при условии, что выполняется равенство $U_C = U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U_{C4}$, где $U_C \approx E_1/4$, а также учитывая, что процессы по напряжению протекают значительно быстрее процессов по току, получена следующая упрощенная модель для средней величины тока якоря:

$$(7) \quad \frac{dI_{я}}{dt} = -\frac{R_{я}}{L_{я}} I_{я} - \frac{E_{я}}{L_{я}} + \frac{E_1}{4L_{я}} - \frac{E_1}{4L_{я}} m.$$

4. Синтез регулятора тока

Регулятор контура стабилизации тока якоря должен обеспечивать условие (1). Рассмотрим алгоритм управления в виде следующего дифференциального уравнения:

$$(8) \quad \mu_{я}^2 m^{(2)} + d_{я} \mu_{я} m^{(1)} = k_{я} [(i_{я}^d - i_{я}) / T_{я} - i_{я}^{(1)}],$$

где $\mu_{я}$ – малый положительный параметр; $i_{я}$ – мгновенное значение измеряемого тока в обмотке якоря, $\mu_{я} > 0$; $d_{я} > 0$ и $T_{я} > 0$. Выполняя преобразование Лапласа для уравнения (8) при нулевых начальных условиях, получим

$$m(s) = \frac{k_{я}}{\mu_{я}(\mu_{я}s + d_{я})} \left\{ \frac{1}{sT_{я}} [i_{я}^d(s) - i_{я}(s)] - i_{я}^{(1)}(s) \right\}.$$

Из данного выражения следует, что алгоритм управления (8) является пропорционально-интегральным (ПИ) регулятором с дополнительной фильтрацией и, соответственно, может быть реализован без применения операции дифференцирования. При практической реализации алгоритм управления (8) можно пред-

ставить в виде системы двух дифференциальных уравнений в форме Коши [7].

Заметим, что свойство фильтрации высокочастотной колебательной составляющей в процессах по току $i_{я}(t)$ является важным для уменьшения амплитуды высокочастотных колебаний в управляющем сигнале $m(t)$ на входе ШИМ.

Анализ свойств замкнутой системы выполним на основе рассмотрения усредненной модели (7) с алгоритмом управления (8), где выполним замену $i_{я} = I_{я}$. Полагаем, что $\mu_{я} \rightarrow 0$. Наличие малого параметра приводит к возникновению быстрых и медленных процессов в замкнутой системе (7), (8), для анализа которых используем метод разделения движений. Применяя процедуру разделения движений [5, 6] к системе (7), (8), получим уравнения для подсистемы быстрых движений (ПБД) контура стабилизации тока

$$(9) \quad \begin{aligned} \mu_{я} \frac{dm_1}{dt} &= m_2, \\ \mu_{я} \frac{dm_2}{dt} &= \frac{k_{я} E_1}{4L_{я}} m_1 - d_{я} m_2 + k_{я} \left[\frac{i_{я}^d - I_{я}}{T_{я}} + \frac{R_{я}}{L_{я}} I_{я} + \frac{E_{я}}{L_{я}} - \frac{E_1}{4L_{я}} \right], \end{aligned}$$

где $m_1 = m$, $m_2 = \mu_{я} \dot{m}$. Величины E_1 , $E_{я}$, $I_{я}$ в данной системе рассматриваются как замороженные переменные на интервале времени переходных процессов в ПБД (9). Характеристический полином для ПБД (9) имеет вид

$$(10) \quad \mu_{я}^2 s^2 + d_{я} \mu_{я} s - k_{я} E_1 / (4L_{я}).$$

Выбирая коэффициент усиления $k_{я}$ регулятора (8), например, $k_{я} = -4L_{я}/E_1$, получим характеристический полином ПБД контура стабилизации тока вида $\mu_{я}^2 s^2 + d_{я} \mu_{я} s + 1$, где время переходных процессов в (9) задается выбором параметра $\mu_{я}$, например, $\mu_{я} = 0,0013$ с, а величина демпфирования быстрых процессов задается выбором параметра $d_{я}$, например, $d_{я} = 2$.

Таким образом, в силу данного выбора параметров регулятора (8) обеспечивается устойчивость процессов в ПБД (9). Тогда для квазиравновесного режима ПБД (9) после затухания переходных процессов получим $m_1 = m_1^s$, где

$$(11) \quad m_1^s = \frac{4L_{\text{я}}}{E_1} \left[\frac{i_{\text{я}}^d - I_{\text{я}}}{T_{\text{я}}} + \frac{R_{\text{я}}}{L_{\text{я}}} I_{\text{я}} + \frac{E_{\text{я}}}{L_{\text{я}}} - \frac{E_1}{4L_{\text{я}}} \right].$$

Подстановка $m = m_1 = m_1^s$ вида (11) в выражение (7) приводит к уравнению подсистемы медленных движений (ПМД) для замкнутой системы (7), (8) в виде дифференциального уравнения

$$(12) \quad \dot{I}_{\text{я}} = (i_{\text{я}}^d - I_{\text{я}}) / T_{\text{я}},$$

где параметр $T_{\text{я}}$ регулятора тока выбирается в зависимости от желаемого времени $t_{\text{я}}$ для переходных процессов по току $I_{\text{я}}$ в соответствии с условием $T_{\text{я}} \approx t_{\text{я}}/3$, например, полагаем $t_{\text{я}} \approx 0,03$ с. Разделение темпов быстрых и медленных процессов в системе (7), (8) обеспечивается выбором параметра $\mu_{\text{я}}$ таким образом, чтобы выполнялось условие $\mu_{\text{я}} \approx T_{\text{я}}/\eta_{\text{я}}$, где $\eta_{\text{я}}$ – степень разделения быстрых и медленных движений, например, $\eta_{\text{я}} > 8$.

Из выражения (10) следует, что отклонения величины индуктивности $L_{\text{я}}$ и величины питающего напряжения контактной сети E_1 от номинальных (расчетных) значений приводят к нарушению условию $k_{\text{я}}E_1/(4L_{\text{я}}) = -1$. При этом величина $k_{\text{я}}E_1/(4L_{\text{я}})$ может изменяться в широком диапазоне без нарушения устойчивости процессов в ПБД (9) и степени разделения темпов быстрых и медленных процессов в контуре стабилизации тока. Тем самым имеет место грубость свойства устойчивости процессов в контуре стабилизации тока по отношению к изменениям величины индуктивности $L_{\text{я}}$ и величины питающего напряжения контактной сети E_1 .

В результате, в силу свойств решений уравнения ПМД (12), обеспечивается требование (1) для средней величины тока $I_{\text{я}}$ в цепи якоря двигателя для равновесного режима контура стабилизации тока (в силу астатизма системы) при отсутствии переменных возмущающих воздействий в системе. Очевидно, что имеется отличие между мгновенной величиной тока $i_{\text{я}}$ и его желаемой величиной $i_{\text{я}}^d$, заданной на входе регулятора тока (рис. 2), обусловленное высокочастотной колебательной составляющей в процессах по току $i_{\text{я}}(t)$, что является следствием импульсного режима работы ШИМ. Однако влияние данной высо-

кочастотной колебательной составляющей в процессах по току на механические процессы по скорости двигателя пренебрежимо мало в силу относительно большой инерционности двигателя.

В тоже время переходные процессы по скорости вращения двигателя порождают изменение противо-ЭДС $E_{я}$ в цепи якоря двигателя и изменение задающего воздействия $i_{я}^d$ на входе регулятора тока (рис. 2), что порождает дополнительную ошибку в реализации условия (1). Тогда величину относительной ошибки реализации условия (1) в режиме линейной заводки для тока, $i_{я}^d = c_i t$, можно оценить соотношением

$$(13) \lim_{t \rightarrow \infty} [i_{я}^d(t) - I_{я}(t)] / c_i = T_{я} + 4T_{я}\mu_{я}d_{я}R_{я} / (k_{я}E_1).$$

Величину относительной ошибки реализации условия (1) в режиме линейной заводки для противо-ЭДС, $E_{я} = c_E t$, можно оценить соотношением

$$(14) \lim_{t \rightarrow \infty} [i_{я}^d(t) - I_{я}(t)] / c_E = 4T_{я}\mu_{я}d_{я} / (k_{я}E_1).$$

Соотношения (13), (14) являются следствием выражений (3.8) и (3.10) приведенных на стр.70–71 в [7].

Численное моделирование процессов, протекающих в контуре стабилизации тока для преобразователя (3) с ШИМ (4)–(6) и регулятором (8) было выполнено при следующих параметрах:

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 0,002 \text{ Ф}; L_{я} = 0,0015 \text{ Гн}; \\ R_{in} = 0,1 \text{ Ом}; R_{я} = 0,16 \text{ Ом}; T_s = 0,001 \text{ с}; T_{я} = 0,01 \text{ с}; \\ \mu_{я} = 0,0013 \text{ с}; d_{я} = 2; k_{я} = -4L_{я}/E_1 = -5 \cdot 10^{-7}; E_1 = 12 \text{ кВ}; E_{я} = 0; \\ k_1 = k_2 = 27,56.$$

На рис. 4 представлен график для мгновенной величины тока в цепи якоря двигателя. Задающее воздействие принимает значения 1 кА и 3 кА. На рис. 5 представлен график для мгновенной величины напряжения на конденсаторе C_1 . Из графика на рис. 4 видно, что поведение средней величины тока якоря соответствует решениям уравнения (12), где время переходных процессов по току примерно равно 0,03 с.

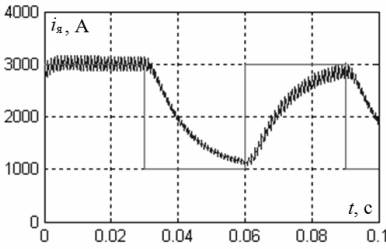


Рис. 4. Ток $i_{я}$ в цепи якоря

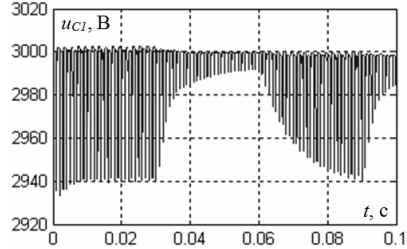


Рис. 5. Напряжение u_{C1} на конденсаторе C_1

5. Синтез регулятора скорости

Рассмотрим модель двух последовательно соединенных по электрической цепи тяговых двигателей колесной пары, как один эквивалентный двигатель постоянного тока. Дополним уравнение (7), описывающее поведение тока якоря двигателя, уравнением вращения ротора. Полагая, что $E_{я} = k_1 \omega$, рассмотрим модель эквивалентного двигателя постоянного тока независимо возбуждения при условии, что ток возбуждения постоянен [4]:

$$(15) \quad \begin{aligned} \frac{dI_{я}}{dt} &= -\frac{R_{я}}{L_{я}} I_{я} - \frac{k_1}{L_{я}} \omega + \frac{E_1}{4L_{я}} - \frac{E_1}{4L_{я}} m, \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{k_2}{J} I_{я} - \frac{M_{наг}}{J}, \end{aligned}$$

где $k_1 = c_e c_\phi I_b$; $k_2 = c_m c_\phi I_b$; I_b – ток возбуждения; J – приведенный к валу двигателя суммарный момент инерции вращающихся частей; ω – угловая скорость вала двигателя; $M_{наг}$ – момент сопротивления нагрузки; c_e , c_m , c_ϕ – конструктивные коэффициенты.

Рассмотрим уравнения замкнутой системы (8), (15), где выполним замену $i_{я} = I_{я}$. Из уравнений (8), (15) получим уравнение ПБД вида (9) для контура стабилизации тока якоря, а соответствующее уравнение ПМД приобретет следующий вид:

$$(16) \quad \begin{aligned} \frac{dI_{я}}{dt} &= \frac{i_{я}^d - I_{я}}{T_{я}}, \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{k_2}{J} I_{я} - \frac{M_{наг}}{J}. \end{aligned}$$

Время переходных процессов по току в цепи якоря составляет примерно 0,03 с (рис. 4), что во много раз меньше времени переходных процессов для скорости вращения двигателя $\omega(t)$. Поэтому можно считать, что в контуре стабилизации тока имеет место равновесный режим по отношению к процессам для скорости вращения двигателя $\omega(t)$, т.е. $I_{я} = i_{я}^d$. Соответственно, предполагая равновесный режим для процессов по току в системе (16), получим вместо (16) расчетную модель для контура стабилизации скорости $\omega(t)$ пониженного порядка:

$$(17) \quad \frac{d\omega}{dt} = \frac{k_2}{J} i_{я}^d - \frac{M_{наг}}{J},$$

где задающее воздействие $i_{я}^d$ регулятора тока якоря рассматривается как управляющее воздействие для контура стабилизации скорости вращения двигателя (рис. 2).

Регулятор контура стабилизации скорости должен обеспечивать выполнение условия (2). Рассмотрим алгоритм управления для данного контура в виде дифференциального уравнения

$$(18) \quad \mu_{\omega} \frac{d}{dt} i_{я}^d = k_{\omega} \left[\frac{\omega^d - \omega}{T_{\omega}} - \frac{d}{dt} \omega \right],$$

где μ_{ω} – малый параметр, $\mu_{\omega} > 0$; $T_{\omega} > 0$.

Выполняя преобразование Лапласа для уравнения (18) при нулевых начальных условиях, получим

$$i_{я}^d(s) = \frac{k_{\omega}}{\mu_{\omega}} \left\{ \frac{1}{sT_{\omega}} [\omega^d(s) - \omega(s)] - \omega(s) \right\}.$$

Из данного выражения следует, что алгоритм управления (18) является пропорционально-интегральным (ПИ) регулятором, соответственно является реализуемым без применения операции дифференцирования.

Наличие малого параметра приводит к тому, что в замкнутой системе (17), (18) будут возникать быстрые и медленные

процессы, для анализа которых снова использован метод разделения движений. Применяя процедуру разделения движений [5, 6] для замкнутой системы (17), (18), получим уравнение ПБД контура стабилизации скорости, имеющее вид

$$(19) \quad \mu_{\omega} \frac{d}{dt} i_{\alpha}^d = k_{\omega} \left[\frac{\omega^d - \omega}{T_{\omega}} - \frac{k_2}{J} i_{\alpha}^d + \frac{M_{наз}}{J} \right],$$

где ω рассматривается как замороженная переменная на интервале времени переходных процессов в ПБД (19). Характеристический полином ПБД (19) имеет вид $\mu_{\omega} s + k_{\omega} k_2 / J$. Выбирая коэффициент усиления k_{ω} для регулятора (18) из условия $k_{\omega} = J/k_2$, получим $\mu_{\omega} s + 1$.

В силу указанного выбора параметров регулятора (18), обеспечивается устойчивость процессов в ПБД (19) контура стабилизации скорости. Тогда для квазиравновесного режима ПБД (19) после затухания переходных процессов получим $i_{\alpha}^d = (i_{\alpha}^d)^s$, где

$$(20) \quad (i_{\alpha}^d)^s = \frac{J}{k_2} \left[\frac{\omega^d - \omega}{T_{\omega}} + \frac{M_{наз}}{J} \right].$$

Подстановка $i_{\alpha}^d = (i_{\alpha}^d)^s$ вида (20) в выражение (17) приводит к уравнению подсистемы медленных движений (ПМД) для замкнутой системы (17), (18) в виде следующего дифференциального уравнения:

$$(21) \quad \frac{d\omega}{dt} = \frac{\omega^d - \omega}{T_{\omega}}.$$

Параметр T_{ω} регулятора (18) выбирается в зависимости от желаемого времени t_{ω} для переходных процессов по скорости ω в соответствии с условием $T_{\omega} \approx t_{\omega}/3$. Разделение темпов быстрых и медленных процессов в системе (17), (18) обеспечивается выбором параметра μ_{ω} таким образом, чтобы выполнялось условие $\mu_{\omega} \approx T_{\omega}/\eta_{\omega}$, где η_{ω} – степень разделения быстрых и медленных движений. Иерархия темпов формируемых процессов в контурах стабилизации тока якоря и скорости вращения двигателя обеспечивается соответствующим выбором парамет-

ров алгоритмов управления с учетом условий $\mu_{\text{я}} \ll T_{\text{я}} \ll \mu_{\omega} \ll T_{\omega}$.

Уравнение (21) для подсистемы медленных движений контура стабилизации скорости не зависит от параметров преобразователя, двигателя и контактной сети. В результате, в силу свойств решений уравнения (21), обеспечивается требование (2) для равновесного режима контура стабилизации скорости (в силу астатизма системы) при отсутствии переменных возмущающих воздействий в системе. Однако изменения величины момента нагрузки $M_{\text{нар}}$ и задающего воздействия по скорости ω^d порождают дополнительную ошибку в реализации условия (2). Аналогично соотношениям (13) и (14), величину относительной ошибки реализации условия (2) в режиме линейной заводки для момента нагрузки, $M_{\text{нар}} = c_M t$, можно оценить соотношением

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [\omega^d(t) - \omega(t)] / c_M = T_{\omega} \mu_{\omega} / (k_{\omega} k_2).$$

Величину относительной ошибки реализации условия (2) в режиме линейной заводки для скорости, $\omega_{\text{я}}^d = c_{\omega} t$, можно оценить соотношением

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [\omega_{\text{я}}^d(t) - \omega_{\text{я}}(t)] / c_{\omega} = T_{\omega}.$$

Результаты численного моделирования для двигателя постоянного тока с преобразователем (3) и широтно-импульсным модулятором (4)–(6) на его входе, с регулятором тока (8) и регулятором скорости (18), представлены на рис. 6–9 и были получены при следующих параметрах системы: $R_{\text{я}} = 0,34 \text{ Ом}$; $L_{\text{я}} = 0,003 \text{ Гн}$; $J = 150 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 0,002 \text{ Ф}$; $R_{\text{ин}} = 0,1 \text{ Ом}$; $E_1 = 12 \text{ кВ}$; $T_s = 0,001 \text{ с}$; $k_1 = k_2 = 27,56$. В соответствии с представленными выше соотношениями, параметры регуляторов имеют следующие значения: $k_{\text{я}} = -4L/E_1 = -1 \cdot 10^{-6}$; $d_{\text{я}} = 2$; $\mu_{\text{я}} = 0,0013 \text{ с}$; $T_{\text{я}} = 0,01 \text{ с}$; $\mu_{\omega} = 0,1 \text{ с}$; $T_{\omega} = 1 \text{ с}$; $k_{\omega} = J/k_2 = 5,44$.

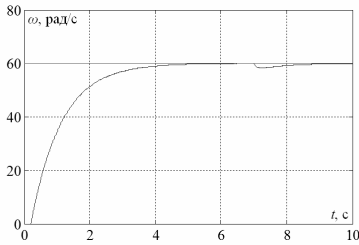


Рис. 6. Скорость вращения ω

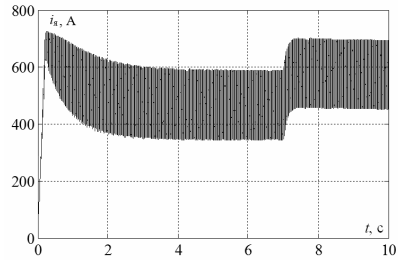


Рис. 7. Ток $i_{я}$ в цепи якоря

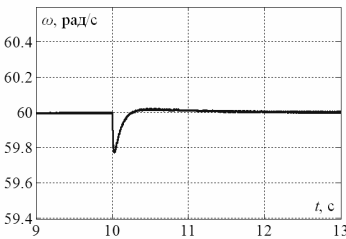


Рис. 8. Скорость вращения ω при изменении напряжения контактной сети

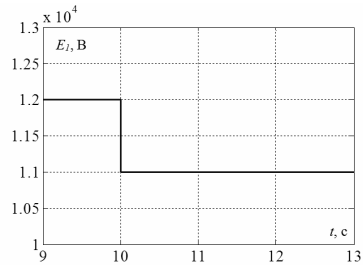


Рис. 9. Изменение напряжения контактной сети

Переходные процессы по скорости соответствуют решениям уравнения (21), где время переходного процесса примерно равно 3 с и задается параметром T_{ω} алгоритма управления (18). На рис. 6 в момент времени $t = 7$ с возникает отклонение скорости двигателя от заданной величины, что обусловлено ступенчатым изменением внешнего момента нагрузки $M_{наг}$ при $t = 7$ с от величины 9000 Н·м до 12000 Н·м. Возникающее возмущение скорости вращения двигателя компенсируется с помощью регулятора путем изменения тока цепи якоря (рис. 7). На рис. 8 показан график изменения скорости вращения двигателя при изменении напряжения контактной сети (рис. 9). Из результатов моделирования следует, что в обсуждаемой системе регулирования обеспечивается как стабилизация, так и формирование

заданного времени переходных процессов для скорости вращения двигателя при изменении внешнего момента нагрузки и напряжения контактной сети.

6. Заключение

Рассмотрена система управления для двигателя постоянного тока независимого возбуждения с многоуровневым преобразователем напряжения. Получена математическая модель многоуровневого преобразователя напряжения и предложена методика расчета двухконтурной системы управления скоростью вращения двигателя с предварительной стабилизацией величины тока якоря. В отличие от известных стандартных настроек систем автоматического управления электроприводами [1, 2], особенностью обсуждаемой методики синтеза является формирование разнотемповых процессов в замкнутой системе [7], что позволяет обеспечить заданные показатели качества переходных процессов при изменениях питающего напряжения контактной сети, переменной величине момента нагрузки, неполной информации о параметрах двигателя и преобразователя напряжения. Приведены расчетные соотношения для выбора параметров регуляторов тока якоря и скорости вращения двигателя и выполнено численное моделирование системы управления.

Литература

1. БАШАРИН А.В., НОВИКОВ В.А., СОКОЛОВСКИЙ Г.Г. *Управление электроприводами: Учебное пособие для вузов.* – Ленинград, Энергоиздат, Ленинградское отделение, 1982. – 392 с.
2. ВОРОНИН С.Г. *Математическое описание и стандартные настройки систем автоматического управления электроприводами.* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://model.exponenta.ru/epivod/glv_070.htm (дата обращения: 12.04.2012).

3. ЗИНОВЬЕВ Г.С., ЛОПАТКИН Н.Н., ВАЙС Х. *Высоковольтный DC-DC конвертор для электровозов новой волны* // Электротехника. – 2009. – №12 – С. 46–51.
4. КИМ Д.П. *Теория автоматического управления. Т.1. Линейные системы.* – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – С. 78–79.
5. КРАСОВСКИЙ Н.Н. *Об устойчивости решений системы двух дифференциальных уравнений* // Прикладная математика и механика – 1953. – Т. 17. – Вып. 6. – С. 651–672.
6. ТИХОНОВ А.Н. *Системы дифференциальных уравнений, содержащие малые параметры при производных* // Математический сборник. – 1952. – Т. 31. – №3. – С. 575–586.
7. ЮРКЕВИЧ В.Д. *Синтез нелинейных нестационарных систем управления с разнотемповыми процессами.* – С.-Петербург: Наука, 2000. – 287 с.
8. SIRA-RAMIREZ H. *A geometric approach to pulse-width-modulated control in nonlinear dynamical systems* // *IEEE Trans. Automatic Control.* – 1989. – Vol. 34, №2 – P. 184–187.
9. YURKEVICH V.D., ZINOVIEV G.S., GORDEEV A.A. *PWM Current Controller Design for Multi-level DC-DC Converter via Singular Perturbation Technique* // *Proceedings of International Conference and Seminar on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices EDM 2011, 12-th Annual. Erlagol, 2011.* – P. 390–398.

RESEARCH OF DC MOTOR CONTROL SYSTEM WITH MULTI-LEVEL VOLTAGE CONVERTER

Artem Gordeev, Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, student (artem.a.gordeev@gmail.com).

Valery Yurkevich, Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Doctor of Science, professor ((383) 346-49-35, yurkev@ac.cs.nstu.ru).

Gennady Zinoviev, Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Doctor of Science, professor ((383) 346-11-82, genstep@mail.ru).

Abstract: The problem of regulation for a DC motor with multi-level DC-DC converter is discussed. The control system is considered consisting of two feedback loops. In the first one the armature current control for a DC motor is provided by means of pulse-width modulated control for multi-level DC-DC converter. In the second one DC motor speed control is maintained. Proportional-integral (PI) controllers are designed for armature current and motor speed control based on singular perturbation technique such that multi-time-scale motions are artificially induced in the closed-loop system. Numerical simulations are performed in order to show efficacy of the proposed design technique.

Keywords: DC motor, DC-DC converter, pulse-width modulation, PI controller, singular perturbation method.

Статья представлена к публикации членом редакционной коллегии В. А. Уткиным