

С.А. Сериков

## Модель тягового электропривода автомобиля на основе вентильного электродвигателя

Исследованы некоторые подходы к моделированию тягового электропривода автомобиля на основе вентильного электродвигателя, и получена оценка величины ошибки моделирования, обусловленной пренебрежением его динамическими свойствами при ступенчатых управляющих воздействиях и оптимальном управлении вектором тока.

Some approaches to the modelling of a vehicle tractive electric drive on the basis of permanent-magnet synchronous motor are investigated. The estimated dynamic error of the modelling caused by the neglect of its dynamic properties of the permanent-magnet synchronous motor for control step input and current vector optimal control is obtained.

Досліджено деякі підходи до моделювання тягового електроприводу автомобіля на основі вентильного електродвигуна, і отримано оцінку величини помилки моделювання, обумовленої зневагою його динамічними властивостями при ступінчастих керуючих впливах і оптимальному управлінні вектором струму.

**Введение.** Наиболее перспективным направлением решения задачи повышения экологической чистоты и экономичности автомобилей считается использование тягового электропривода. Это направление связано как с дальнейшим совершенствованием электромобилей, так и с разработками автомобилей, оснащенных гибридными силовыми установками. Такие силовые установки включают в себя, помимо двигателя внутреннего сгорания, тяговый электродвигатель, контур рекуперации энергии, а также устройство управления перераспределением потоков мощности.

В настоящее время в качестве тягового электропривода часто применяют вентильный двигатель (ВД). ВД представляет собой систему регулируемого электропривода, состоящую из электродвигателя переменного тока, конструктивно подобного синхронной машине, вентильного преобразователя и устройства управления, обеспечивающего коммутацию цепей обмоток статора в зависимости от углового положения ротора. В качестве тягового электропривода применяются ВД на основе синхронного двигателя с возбуждением от расположенных на роторе постоянных магнитов. Использование ВД имеет ряд конструктивных и технико-эксплуатационных преимуществ: бесконтактность и отсутствие узлов, требующих об-

служивания; большая перегрузочная способность по моменту; наивысшие энергетические показатели из-за отсутствия потерь на возбуждение; простота системы охлаждения из-за отсутствия на роторе нагреваемых током нагрузки обмоток; большой срок службы, надежность; лучшие массогабаритные и стоимостные показатели в сравнении с ДПТ.

При проектировании новых автомобильных силовых установок возникает сложная проблема научного обоснования их базовых параметров и характеристик. Для решения данной проблемы используются методики, основанные на проведении вычислительных экспериментов с соответствующими математическими моделями. Однако проведение сравнительного анализа различных конструктивных решений не представляется возможным без оптимизации алгоритмов управления как силовой установкой в целом, так и составляющих ее отдельных агрегатов. Данная статья посвящена исследованию закона управления ВД в составе автомобильной силовой установки, обеспечивающего минимальный ток потребления при заданном тягово-скоростном режиме.

### Анализ публикаций

В последние годы появилось достаточно большое количество работ отечественных и зарубежных исследователей, посвященных идентификации математических моделей тягового электропривода различных транспортных средств и синтезу оптимального управления автомо-

---

**Ключевые слова:** вентильный двигатель, тяговый электропривод, оптимальное управление, математическая модель.

бильных силовых установок. Это говорит об актуальности рассматриваемой проблемы.

В частности в статьях [1–3] и работе [4] изложены подходы к моделированию силовых установок гибридных автомобилей, включающих ВД в качестве вспомогательного электропривода, и соответствующих систем управления.

В работах [4–8] исследуются вопросы математического моделирования ВД, а также оптимизации управления вектором тока статора.

Однако задача сравнительного анализа различных конструктивных решений автомобильных силовых установок, включающих ВД, на основании вычислительного эксперимента порождает ряд особенностей при синтезе моделей как объекта управления, так и управляющих воздействий. Вопросы технической реализации законов управления оказываются несущественными. В то же время оптимальность управления вектором тока на всех задаваемых тягово-скоростных режимах при заданных ограничениях и критериях качества приобретает особое значение. При этом уровень сложности получаемых моделей должен обеспечивать возможность исследования работы силовой установки в стандартном ездовом цикле движения автомобиля.

### Постановка задачи

Цель данной статьи – исследование различных подходов к моделированию тягового электропривода автомобиля на основе ВД при оптимальном управлении вектором тока статора и оценка величины ошибки моделирования, обусловленной пренебрежением динамическими свойствами ВД при ступенчатых управляющих воздействиях.

Для достижения поставленной цели необходимо разработать структурные схемы динамической и статической моделей тягового электропривода, а также модель трансмиссии автомобиля. Сравнительный анализ моделей может быть осуществлен по временным зависимостям основных переменных, полученным для ступенчатых управляющих воздействий, и оптимальном управлении вектором тока статора при учете ограничений области допустимых режимов ВД.

### Система управления тягового электропривода на основе вентильного двигателя

Рассмотрим систему координат  $(d, q)$ , связанную с ротором ВД и неподвижную относительно его. Будем считать, что ось  $d$  совмещена с осью магнитного потока ротора. В данной системе координат уравнения для электромагнитных процессов ВД в скалярной форме можно записать в виде

$$\begin{cases} u_d = R_1 \cdot i_d + L_{1d} \cdot \frac{di_d}{dt} - p_p \cdot \omega \cdot L_{1q} \cdot i_q \\ u_q = R_1 \cdot i_q + L_{1q} \cdot \frac{di_q}{dt} + p_p \cdot \omega \cdot L_{1d} \cdot i_d + p_p \cdot \omega \cdot \Psi_{mag} \\ M_{VD} = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (\Psi_{mag} + i_d \cdot (L_{1d} - L_{1q})) \cdot i_q \end{cases}$$

где  $u_d$ ,  $u_q$ ,  $i_d$ ,  $i_q$  – проекции векторов напряжения и тока статора на оси вращающейся системы координат;  $L_{1d}$  и  $L_{1q}$  – полные индуктивности обмоток статора по продольной и поперечной осям;  $R_1$  – активное сопротивление фазных обмоток;  $\Psi_{mag}$  – вектор потокосцепления статора относительно магнитного потока ротора;  $p_p$  – число пар полюсов;  $\omega$  – угловая скорость вращения ротора;  $M_{VD}$  – электромагнитный момент ВД.

На основании приведенных уравнений управление электромагнитным моментом ВД может осуществляться посредством регулирования продольной и поперечной составляющих тока статора с учетом ограничений области допустимых режимов. Функциональная схема системы управления тягового электропривода на основе ВД может иметь вид, приведенный на рис. 1.

Значения составляющих тока статора ВД  $i_d^*$  и  $i_q^*$ , требуемые для обеспечения заданного тягово-скоростного режима, определяются с учетом выбранного критерия качества управления. Если критерием качества выступает минимум полного тока потребления ВД в статическом режиме, оптимальная зависимость  $[i_d^*, i_q^*] = f(\beta_M, \omega)$  может быть получена из условия:

$$\begin{cases} i_d^* = \arg \min_{i_d \in [-I_{\max}, 0]} (I_m(i_d, M_{VDzd})) \\ i_q^* = \sqrt{\left( \min_{i_d \in [-I_{\max}, 0]} (I_m(i_d, M_{VDzd})) \right)^2 - i_d^{*2}} \end{cases}, M_{VDzd} = \text{const},$$

где

$$I_m = \sqrt{i_d^2 + \left( \frac{2 \cdot M_{VDzd}}{3 \cdot p_p} \right)^2} \cdot \frac{1}{\left( \Psi_{mag} + i_d \cdot (L_{1d} - L_{1q}) \right)^2} -$$

модуль вектора тока статора (полный ток потребления ВД);  $M_{VDzd}$  – задаваемый электромагнитный момент, необходимый для поддержания требуемого тягово-скоростного режима автомобиля;  $\beta_M \in [-1, 1]$  – сигнал управления электромагнитным моментом ВД:  $\beta_M = M_{VDzd} / M_{VD\max}$ ;  $M_{VD\max}$  – максимальный момент вращения ВД.

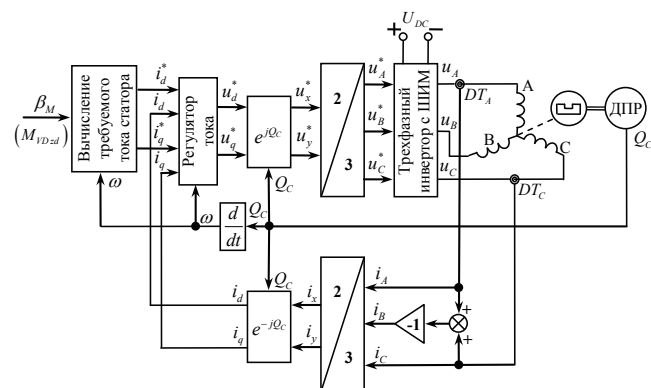


Рис. 1. Система управления тягового электропривода

Очевидно, что оптимальное, согласно выбранному критерию, соотношение продольной и поперечной составляющих тока может быть обеспечено только в тех зонах области допустимых режимов работы ВД, где не используется режим ослабления поля.

В качестве регулятора тока тягового электропривода в [4] предложен регулятор вида:

$$\begin{cases} u_d^* = k_{pd} \cdot (i_d^* - i_d) + k_{id} \cdot \int_0^t (i_d^* - i_d) dt - \\ \quad - \omega \cdot p_p \cdot \hat{L}_{1q} \cdot i_q - R_{ad} \cdot i_d \\ u_q^* = k_{pq} \cdot (i_q^* - i_q) + k_{iq} \cdot \int_0^t (i_q^* - i_q) dt + \\ \quad + \omega \cdot p_p \cdot \hat{L}_{1d} \cdot i_d - R_{aq} \cdot i_q \end{cases},$$

где:  $k_{pd} = a_c \cdot \hat{L}_{1d}$ ;  $k_{pq} = a_c \cdot \hat{L}_{1q}$ ;  $k_{id} = a_c \cdot (\hat{R}_1 + R_{ad})$ ;  $k_{iq} = a_c \cdot (\hat{R}_1 + R_{aq})$ ;  $R_{ad} = a_c \cdot \hat{L}_{1d} - \hat{R}_1$ ;  $R_{aq} = a_c \cdot \hat{L}_{1q} - \hat{R}_1$ ;  $\hat{L}_{1d}$ ,  $\hat{L}_{1q}$ ,  $\hat{R}_1$  – оценки величин  $L_{1d}$ ,  $L_{1q}$  и  $R_1$  соответственно;  $a_c$  – параметр, определяющий требуемую ширину полосы пропускания замкнутой системы управления. Обычно  $a_c \gg R_1 / L_{1q}$ .

В данном регуляторе первые две составляющие выражений для продольного и поперечного каналов представляют собой стандартный ПИ-регулятор. Третьи составляющие данных выражений предназначены для компенсации связности токовой динамики между продольным и поперечным каналами модели ВД. Последние, четвертые, составляющие обеспечивают активное демпфирование.

Преобразование получаемых на выходе регулятора тока сигналов задания напряжения из вращающейся системы координат  $(d, q)$  в неподвижную  $(x, y)$  можно осуществить согласно выражениям [5]:

$$\begin{cases} u_x^* = u_d^* \cdot \cos Q_c - u_q^* \cdot \sin Q_c \\ u_y^* = u_d^* \cdot \sin Q_c + u_q^* \cdot \cos Q_c \end{cases},$$

где  $Q_c$  – угол поворота ротора ВД.

Обратное преобразование координат для составляющих тока статора, поступающих на вход регулятора, выполняется согласно выражениям

$$\begin{cases} i_d = i_x \cdot \cos Q_c + i_y \cdot \sin Q_c \\ i_q = -i_x \cdot \sin Q_c + i_y \cdot \cos Q_c \end{cases}.$$

Преобразование фаз 2/3 для сигналов задания напряжения осуществляется согласно выражениям [6]:

$$\begin{cases} u_A^* = u_x^* \\ u_B^* = -\frac{1}{2} \cdot u_x^* + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot u_y^* \\ u_C^* = -\frac{1}{2} \cdot u_x^* - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot u_y^* \end{cases}.$$

Значения фазных токов, полученные на основании сигналов датчиков тока  $DT_A$  и  $DT_C$ , могут быть приведены к неподвижной системе координат  $(x, y)$  с использованием выражений:

$$\begin{cases} i_x = i_A \\ i_y = \frac{i_B - i_C}{\sqrt{3}} \end{cases}.$$

Инерционность трехфазного инвертора с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) может быть охарактеризована чистым запаздыванием на величину ее периода  $T_{PWM}$ . Для упрощения задачи рассмотрим инвертор как линейный усилитель мощности с коэффициентом усиления  $k_u = 1$  и постоянной времени  $T_u = T_{PWM}$  [6]:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \frac{k_u}{p \cdot T_u + 1} \cdot \begin{bmatrix} u_A^* \\ u_B^* \\ u_C^* \end{bmatrix},$$

где  $p$  – оператор дифференцирования.

Используя преобразование координат, можно получить описание трехфазного инвертора с ШИМ сначала в неподвижной  $(x, y)$ , а затем и в связанной с ротором вращающейся системе координат  $(d, q)$ :

$$\begin{cases} (p \cdot T_u + 1) \cdot u_A = k_u \cdot u_A^* \\ (p \cdot T_u + 1) \cdot \frac{u_B - u_C}{\sqrt{3}} = k_u \cdot \frac{u_B^* - u_C^*}{\sqrt{3}}; \end{cases}$$

$$\begin{cases} T_u \cdot \frac{du_x}{dt} + u_x = k_u \cdot u_x^* \\ T_u \cdot \frac{du_y}{dt} + u_y = k_u \cdot u_y^* \end{cases};$$

$$T_u \cdot \frac{d}{dt} \cdot (u_x + ju_y) + (u_x + ju_y) = k_u \cdot (u_x^* + ju_y^*);$$

$$\begin{aligned} T_u \cdot \frac{d}{dt} \cdot ((u_d + ju_q) \cdot e^{j\Omega_c}) + (u_d + ju_q) \cdot e^{j\Omega_c} = ; \\ = k_u \cdot (u_d^* + ju_q^*) \cdot e^{j\Omega_c}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} T_u \cdot \frac{du_d}{dt} + jT_u \cdot u_d \cdot \omega_e + jT_u \cdot \frac{du_q}{dt} - T_u \cdot u_q \cdot \omega_e + ; \\ + u_d + ju_q = k_u \cdot u_d^* + jk_u \cdot u_q^*; \end{aligned}$$

$$\begin{cases} u_d = \frac{k_u}{T_u \cdot p + 1} \cdot u_d^* + \frac{T_u \cdot p_p \cdot \omega}{T_u \cdot p + 1} \cdot u_q \\ u_q = \frac{k_u}{T_u \cdot p + 1} \cdot u_q^* - \frac{T_u \cdot p_p \cdot \omega}{T_u \cdot p + 1} \cdot u_d \end{cases}.$$

Последнее выражение, представляющее собой математическое описание инвертора с ШИМ во вращающейся системе координат  $(d, q)$ , отражает также существующие взаимовлияния продольного и поперечного каналов управления, которые усиливаются при увеличении частоты вращения ротора ВД. Данные взаимовлияния можно рассматривать как возмущения, действующие на токовые контуры. Для их минимизации необходимо уменьшать величину периода ШИМ.

Структурную схему модели тягового электропривода с ВД можно представить в виде, приведенном на рис. 2.

Элементы трансмиссии автомобиля, которые выступают нагрузкой данного электропривода, обладают достаточно большим приведенным моментом инерции. Постоянные времени процесса управления скоростью вращения ротора ВД в составе силовой установки автомобиля оказываются существенно больше постоянных времени ВД, регулятора тока и инвертора с ШИМ. Это позволяет пренебречь динамическими свойствами собственно тягового электропривода при исследовании различных тягово-скоростных режимов автомобильной силовой установки.

Один из возможных вариантов упрощенной структурной схемы тягового электропривода с ВД приведен на рис. 3. Данная модель учитывает лишь статические свойства ВД при оптимальном управлении продольной и поперечной составляющими тока статора.

#### Модель трансмиссии автомобиля с тяговым электродвигателем

При исследовании характеристик тягового электропривода может быть использована модель трансмиссии автомобиля, структурная схема которой приведена на рис. 4. Параметры моделей вентильного электродвигателя и трансмиссии автомобиля с тяговым электроприводом приведены в таблице.

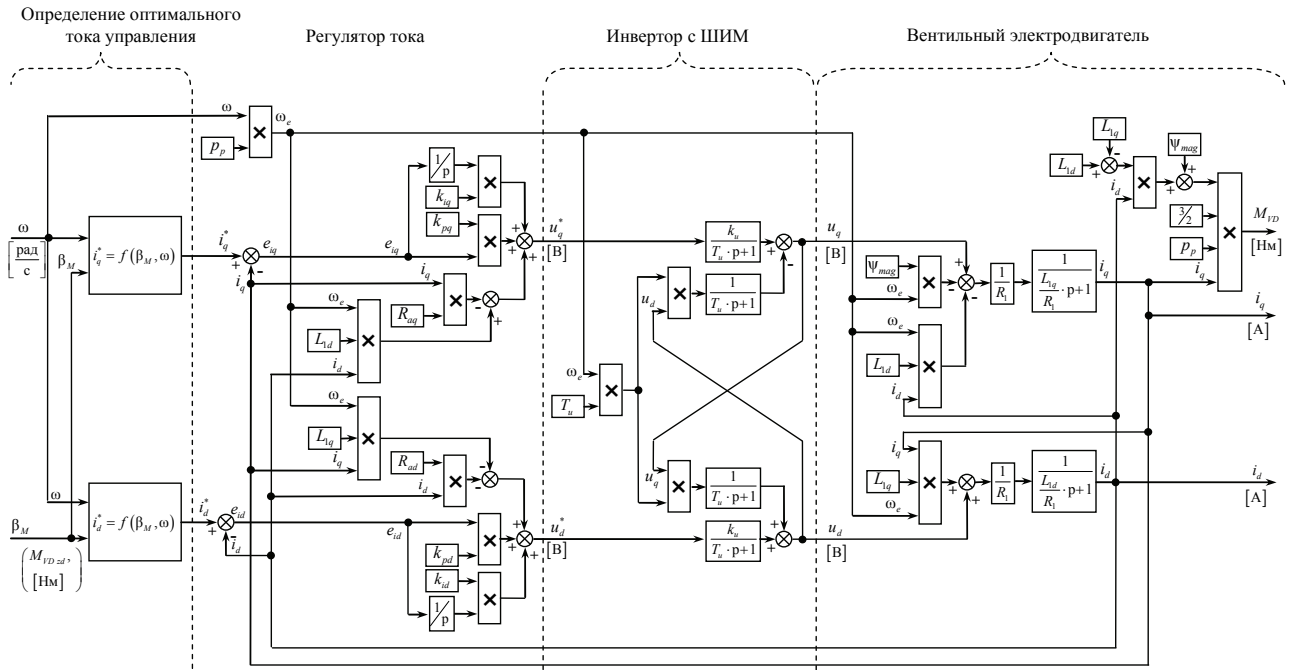


Рис. 2. Структурная схема модели тягового электропривода с вентильным двигателем

Реакция модели трансмиссии автомобиля с тяговым электроприводом на основе ВД на ступенчатое управляющее воздействие при движении с неизменным передаточным отношением трансмиссии по дороге без продольного уклона ( $\Theta = 0$ ) приведена на рис. 5. В данном случае использовалась статическая модель тягового электропривода. Скорость вращения ротора ВД выражена в оборотах в минуту:  $n = 30 \cdot \omega / \pi$ .  $M_C$  – момент сопротивления, приведенный к валу ВД.

В тех зонах области допустимых режимов работы ВД, где невозможно поддерживать оптимальное соотношение продольной и поперечной составляющих токов, осуществлялось их перераспределение таким образом, чтобы общий ток потребления не превышал  $I_{\max}$ , а электромагнитный момент вращения был максимально близок к заданному.

Рис. 6 иллюстрирует характер изменения тока и напряжения статора ВД на данном тягово-скоростном режиме.

Мощность, потребляемую ВД, можно определить как сумму мгновенных мощностей фаз статора:

$$P_{pr} = u_A \cdot i_A + u_B \cdot i_B + u_C \cdot i_C = \frac{3}{2} (u_d \cdot i_d + u_q \cdot i_q).$$

На рис. 7 показано изменение мощности, потребляемой ВД от тяговой сети, при разгоне автомобиля или отдаваемой в сеть в результате рекуперации кинетической энергии торможения.

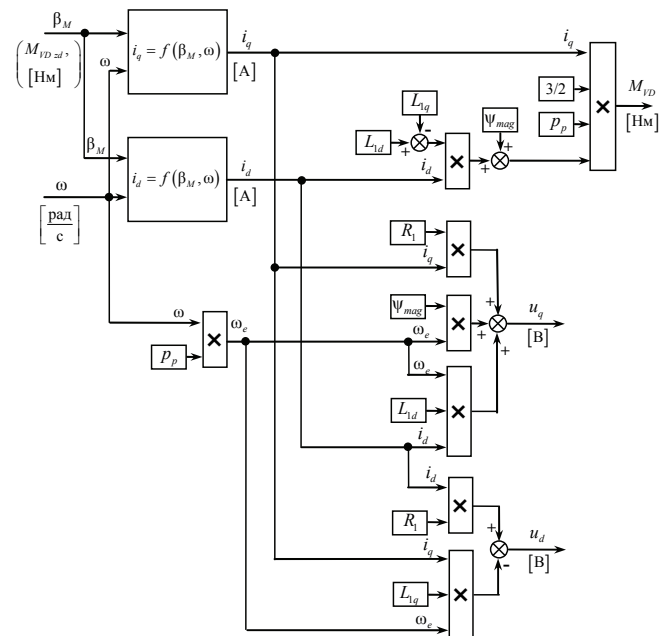


Рис. 3. Упрощенная структурная схема статической модели тягового электропривода с вентильным двигателем

**Таблица.** Параметры модели трансмиссии автомобиля с тяговым электроприводом

Параметр	Обозначение	Единица измерения	Значение
1	2	3	4
Момент инерции ротора вентильного электродвигателя	$J_{em}$	кг · м <sup>2</sup>	0,0059
Максимально-допустимое напряжение	$U_{max}$	В	190
Передаточное отношение трансмиссии от ротора ВД к ведущим колесам	$u_M$	—	7,605
Масса автомобиля	$m_A$	кг	1100
Радиус качения ведущего колеса	$r_{kol}$	м	0,26
Коэффициент учета вращающихся масс	$k_{vm}$	—	1,02
Коэффициент аэродинамического сопротивления	$c_W$	—	0,50
Площадь наибольшего поперечного сечения автомобиля	$S_A$	м <sup>2</sup>	2,0
Коэффициент сопротивления перекатыванию	$k_{pk}$	—	0,013
КПД трансмиссии	$\eta_{TR}$	—	0,92
Параметры вентильного двигателя	$\Psi_{mag}$	мВб	104
	$L_{lq}$	мГн	0,56
	$L_{ld}$	мГн	0,23
	$R_l$	МОм	7,9
	$p_p$	—	2
Параметры регулятора тока	$a_c$	—	500
	$k_{pq}$	—	0,28
	$k_{iq}$	—	140
	$k_{pd}$	—	0,115
	$k_{id}$	—	57,5
	$R_{ad}$	—	0,1071
	$R_{aq}$	—	0,2721
Постоянная времени инвертора с ШИМ	$T_u$	мс	0,0625
Плотность воздуха	$\rho_0$	кг/м <sup>3</sup>	1,209
Ускорение свободного падения	$g$	м/с <sup>2</sup>	9,81
Период дискретизации по времени при моделировании	$T_d$	с	0,001

В случае использования динамической модели тягового электропривода при заданных в таблице параметрах модели соответствующие характеристики оказываются неотличимыми визуально от характеристик статической модели, приведенных на рис. 5 – 7.

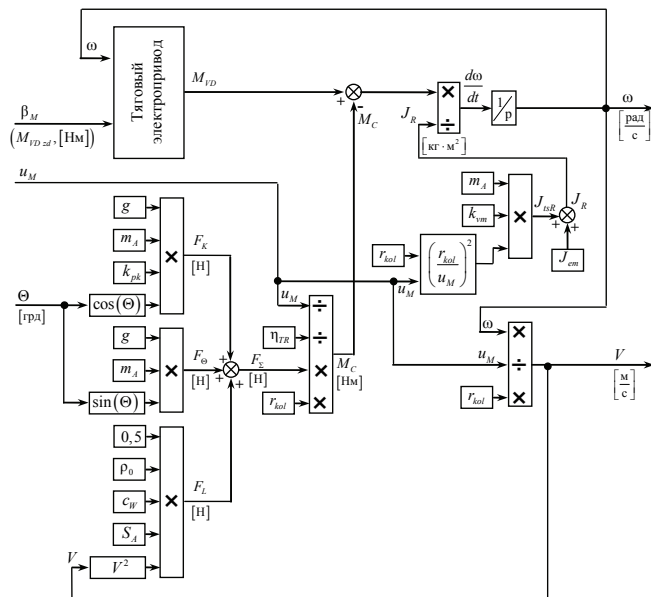


Рис. 4. Структурная схема модели трансмиссии автомобиля с тяговым электроприводом

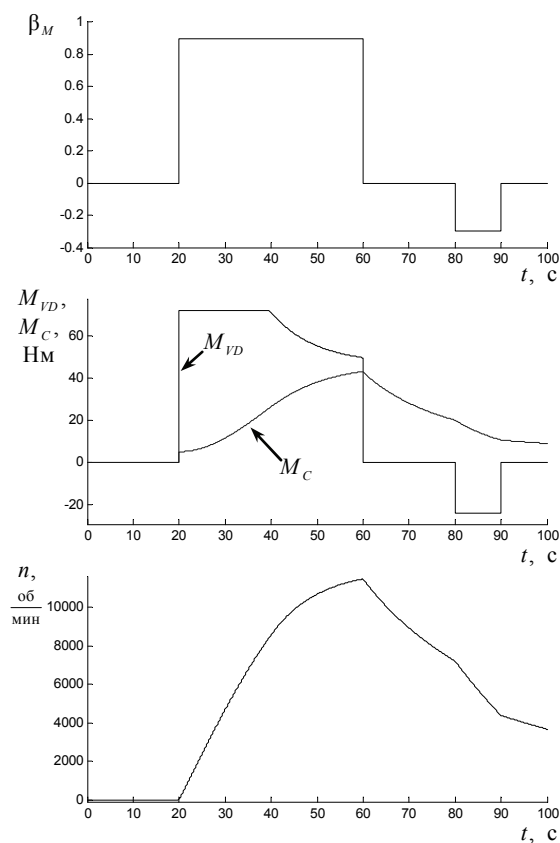


Рис. 5. Реакция тягового электропривода автомобиля на ступенчатое управляющее воздействие

**Заключение.** Сравнительный анализ результатов моделирования трансмиссии автомобиля с тяговым электроприводом при использова-

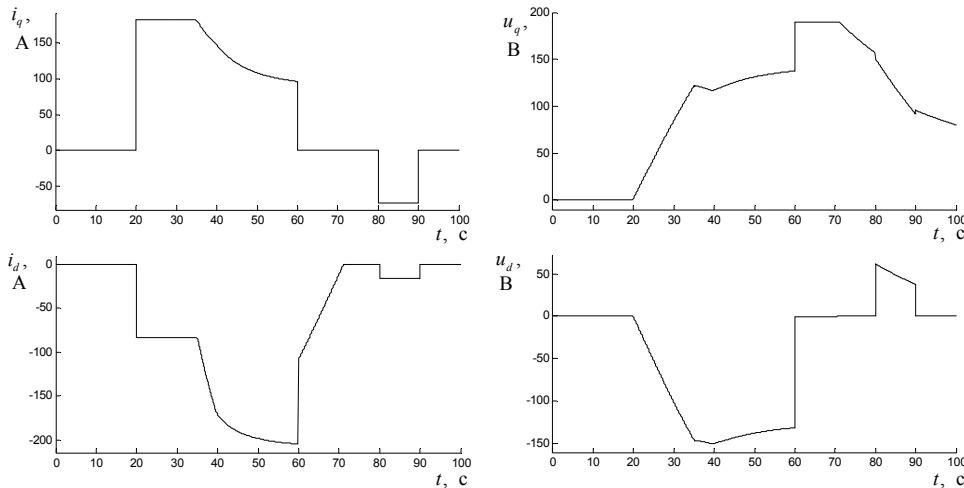


Рис. 6. Изменение продольных и поперечных составляющих тока и напряжения вентильного двигателя тягового электропривода автомобиля при ступенчатом управляющем воздействии

нии статической и динамической моделей ВД при ступенчатом управляющем воздействии и оптимальном управлении вектором тока показал, что среднеквадратические отклонения составляющих тока и напряжения, электромагнитного момента и частоты вращения ротора ВД составляют:  $\sigma_{Iq} = 0,90478$  А;  $\sigma_{Id} = 0,57824$  А;  $\sigma_{Uq} = 0,35869$  В;  $\sigma_{Ud} = 0,56286$  В;  $\sigma_{M_{\text{Мд}}} = 0,37262$  Нм;  $\sigma_n = 1,6344$  мин<sup>-1</sup> соответственно.

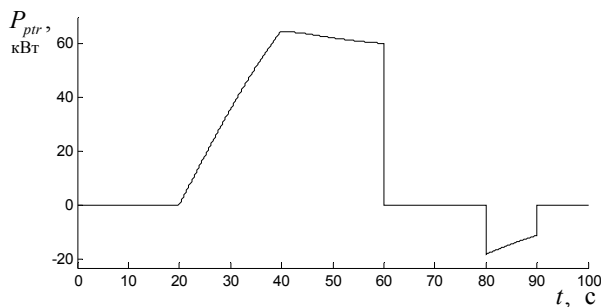


Рис. 7. Мощность, потребляемая или отдаваемая в тяговую бортовую сеть электроприводом автомобиля

Таким образом, величины ошибок основных переменных моделирования, вызванные пренебрежением динамическими свойствами ВД, оказываются достаточно малыми, в сравнении с диапазоном изменения соответствующих переменных. Это подтверждает целе-

сообразность использования статической модели ВД в процессе синтеза оптимального управления силовой установкой автомобиля с тяговым электроприводом, а также выбора и обоснования её базовых параметров и характеристик.

1. Сериков С.А. Постановка задачи оптимального управления гибридной силовой установкой // Вест. ХНАДУ. – 2008. – 43. – С. 95–100.
2. Сериков С.А. Синтез оптимального управления гибридной силовой установкой // Проблемы управления и информатики. – 2009. – № 2. – С. 37–47.
3. Сериков С.А., Бороденко Ю.Н. Силовая установка гибридного автомобиля как объект управления // Вісн. Донецьк. ін-ту автомобільного транспорту. – 2009. – № 3. – С. 45–50.
4. Wallmark O. On control of permanent-magnet synchronous motors in hybrid-electric vehicle applications // Technical reports at the school of electrical engineering. Department of electric power engineering. Chalmers univ. of technology. Sweden. – 2004. – 115 p.
5. Герман–Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: Учебное пособие. – СПб.: КОРОНА принт, 2001. – 320 с.
6. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. Учебник для вузов. – М.: Академия, 2006. – 262 с.
7. Управление синхронными двигателями с постоянными магнитами в области скоростей выше номинальной / Ю.И. Гусевский, Ф.О. Демченко, Г.И. Загарий и др. // Інформ.-керуючі сист. на залізн. транспорті. – 2006. – № 4. – С. 74–79.
8. Моделирование тягового частотно управляемого электропривода на базе синхронных двигателей с постоянными магнитами / А.К. Дука, В.М. Чернышев, Ф.О. Демченко и др. // Там же. – 2006. – № 5–6. – С. 80–86.

Поступила 02.11.2009  
Тел. для справок: (057) 336-5683, 700-3852 (Харьков)  
E-mail: srkv@inbox.ru  
© С.А. Сериков, 2010