

Анализ и моделирование тяговых вентильных электроприводов большегрузных автономных транспортных средств

11, ноябрь 2014

профессор, д.т.н. Красовский А. Б., Соловьев В. А., Трунин Ю. В.

УДК: 62-83: 621.333

Россия, МГТУ им. Н.Э. Баумана

krasovsky@bmstu.ru

Введение

Один из перспективных вариантов построения привода большегрузных колесных машин (БКМ) показан на рис. 1. Индивидуальный привод колес БКМ обеспечивается электрическими двигателями Д1, Д2, и т.д., которые через силовые электрические преобразователи – инверторы И получают питание от выходного выпрямителя В тягового мотор-генератора ТМГ, выполненного на основе двигателя внутреннего сгорания ДВС и электрического генератора Г.

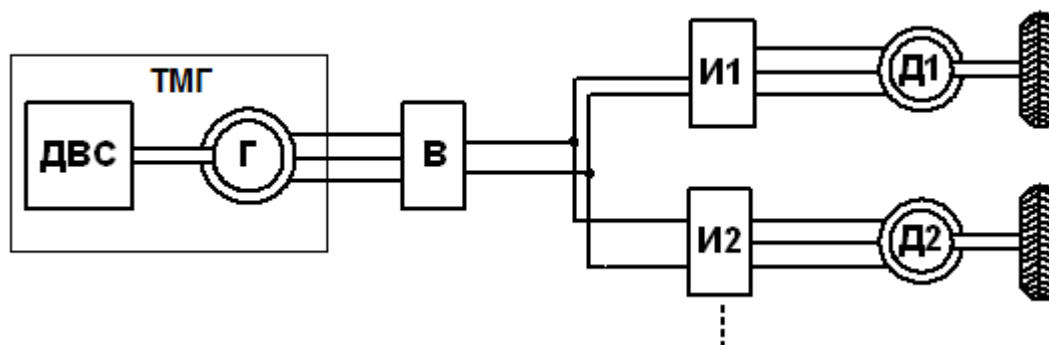


Рис. 1. Функциональная схема привода БКМ

Анализ доступных публикаций позволяет заключить, что в вопросе выбора наиболее предпочтительного типа двигателя для привода БКМ пока еще определенности не достигнуто. Активно прорабатываются варианты реализации тяговых электроприводов на базе практически всех распространенных к настоящему времени в промышленности типов

электрических машин, как традиционных – асинхронных [1, 2] и синхронных [3] (с постоянными магнитами и реактивных), так и новых – вентильно-индукторных машин с независимым возбуждением [4] и с самовозбуждением [5, 6].

В связи с этим актуальной задачей является разработка математических моделей электроприводов на базе этих машин, которые, с одной стороны, позволяли бы проводить их анализ и сопоставление по основным показателям – энергетическим, массогабаритным, динамическим и т.д. для выбора наиболее предпочтительной системы для каждого конкретного применения, а с другой стороны, могли бы органично вписываться в структуру общей динамической модели транспортного средства, наряду с моделями гидросистемы, рулевого управления, подрессоривания и т.п. для анализа и оптимизации распределения энергетических потоков в БКМ, отработки общих законов управления транспортным средством и т.п.

Требования к моделям

Для получения объективных оценок при сопоставлении электроприводов разных типов необходимы модели, учитывающие специфику каждого из них на уровне физических процессов, лежащих в основе их функционирования, включая электромагнитные и тепловые процессы, схемные и алгоритмические решения силовой и слаботочной частей системы управления. Разные масштабы времени, в которых протекают эти процессы, предполагают разработку нескольких моделей разного уровня сложности и детализации даже применительно к одной конкретной системе электропривода. Модели же электроприводов БКМ, встраиваемые в их общую динамическую модель, должны отвечать иным требованиям: правильно отражать специфику электропривода в целом в формировании его необходимых статических и динамических характеристик и стыковаться по входным и выходным параметрам с остальной частью модели БКМ. Кроме того, для удобства проведения модельных экспериментов на объединенной модели БКМ модель электропривода должна работать ней в едином масштабе времени, либо, по крайней мере, не существенно снижать её быстродействие. Далее рассмотрены особенности построения моделей для оценки динамических возможностей двух наиболее изучаемых применительно к БКМ систем электроприводов: нового на базе вентильно-индукторного двигателя (ВИД) с самовозбуждением и на основе традиционного синхронного двигателя с постоянными магнитами в режиме бесконтактной машины постоянного тока, но с дополнительной функцией переключения числа витков фазных обмоток для расширения диапазона регулирования скорости. Также предложен вариант обобщенной динамической модели электропривода БКМ на базе линеаризованного электромеханического преобразователя энергии.

Опыт показывает, что для исследования характеристик разных типов электроприводов наиболее эффективным средством является имитационное моделирование в среде MATLAB-SIMULINK.

Имитационные модели электропривода на основе ВИД с самовозбуждением

Дискретная коммутация фаз ВИД, несколько каналов управления, существенные нелинейности и т.п. не позволяют записать в компактной аналитической форме функциональные связи между его параметрами, начальными условиями и переменными [5, 6]. Поэтому наиболее эффективным средством исследования и поддержки проектирования электропривода является имитационное моделирование, основанное на гибком сочетании аналитических и экспериментальных зависимостей между физическими переменными, характеризующими его работу.

Без учета взаимного влияния фаз преобразование энергии в ВИМ в общем виде описывается известными уравнениями электрического равновесия фаз и уравнением электромагнитного момента:

$$U_{\phi k} = I_{\phi k} R_{\phi k} + \frac{d\Psi_{\phi k}}{dt} \quad (1)$$

$$M_{\Sigma} = \sum_{k=1}^m \left. \frac{\partial W_{\phi k}}{\partial \Theta} \right|_{I_{\phi k} = \text{const}}, \quad (2)$$

где $U_{\phi k}$, $I_{\phi k}$, $R_{\phi k}$, $\Psi_{\phi k}$ – напряжение, ток, активное сопротивление и потокосцепление k -ой фазной обмотки ВИМ; $k=1 \dots m$; m – число фаз ВИМ, $W_{\phi k} = \int_0^{I_{\phi k}} \Psi_{\phi k} dI_{\phi k}$ – коэнергия k -ой обмотки; Θ – угловой сдвиг между взаимодействующими полюсами статора и ротора.

Для отражения специфики ВИД в уравнениях (1) и (2) потокосцепление каждой фазы Ψ_{ϕ} удобно представить в виде произведения фазного тока I_{ϕ} и индуктивности L (здесь и далее индекс k опущен), зависящей от углового положения ротора Θ и тока I_{ϕ} , т.е. $\Psi_{\phi} = L(I_{\phi}, \Theta) \cdot I_{\phi}$. Тогда из уравнения (1), получаем

$$U_{\phi} = I_{\phi} R_{\phi} + \left(L(I_{\phi}, \Theta) + \frac{dL(I_{\phi}, \Theta)}{dI_{\phi}} I_{\phi} \right) \frac{dI_{\phi}}{dt} + I_{\phi} \frac{dL(I_{\phi}, \Theta)}{d\Theta} \frac{d\Theta}{dt}. \quad (3)$$

С учетом (2) и принятых выше обозначений выражение для электромагнитного момента M_{ϕ} , развиваемого фазой ВИД, может быть переписано в виде:

$$M_{\phi} = \frac{\partial}{\partial \Theta} \int_0^{I_{\phi}} \Psi(I_{\phi}, \Theta) dI_{\phi} = \frac{d}{d\Theta} \int_0^{I_{\phi}} I_{\phi} L(I_{\phi}, \Theta) dI_{\phi}. \quad (4)$$

Непосредственное использование зависимостей (3) и (4) для расчета фазных токов и моментов ВИД осложнено существенной нелинейностью функции $L(I_{\phi}, \Theta)$, которая не имеет точного аналитического представления. При известной геометрии магнитной сис-

темы ВИД её магнитные характеристики в виде функциональной связи между потоко­сцеплением Ψ , фазным током I_ϕ и положением ротора Θ получены предварительно путем численного расчета магнитной цепи двигателя методом конечных элементов. В результате имеем табличную зависимость потоко­сцепления Ψ от двух независимых переменных – фазного тока I_ϕ и положения ротора Θ . При использовании этих характеристик фазный ток $I_\phi(\Theta)$ определяется напрямую, если предварительно установлена зависимость пото­ко­сцепления Ψ от положения ротора Θ , как это показано на структурной схеме модели фазы ВИМ на рис. 2. Напряжение на фазе $U_\phi(\Theta)$ является входным воздействием и пред­полагается заданным.

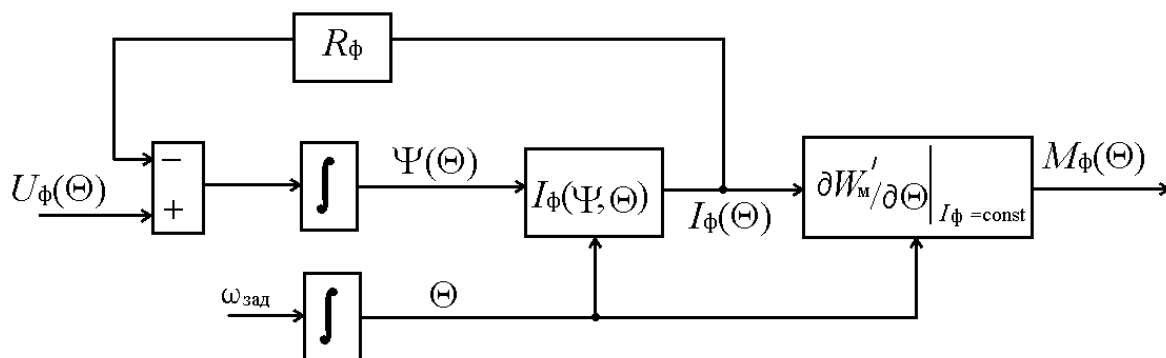


Рис.2. Структурная схема модели фазы ВИД

Расчет кривой фазного момента $M_\phi(\Theta)$ непосредственно по выражениям (2) или (4) ведет к громоздким вычислениям, поскольку $W_{\phi k}$ или $L(I_\phi, \Theta)$, являются нелинейными функциями двух переменных – положения ротора Θ и фазного тока I_ϕ , причем ток I_ϕ также нелинейно зависит от Θ . Однако процедура определения $M_\phi(\Theta)$ в имитационной модели ВИД значительно упрощается, если указанные нелинейности рассматривать отдельно. Математически это интерпретируется следующим образом: исходная нелинейная зависимость $W_{\phi k}(I_\phi, \Theta)$ представляется в виде произведения двух нелинейных функций, например, α и β , каждая из которых зависит только от одной переменной, т.е.

$$W_{\phi k}(I_\phi, \Theta) = \alpha(I_\phi) \beta(\Theta). \quad (5)$$

В результате процедура определения зависимости $M_\phi(\Theta)$ разделяется на два этапа. На первом предварительном этапе с некоторым шагом задаются значения фазного тока $I_{\phi.i}$. Для каждого из значений $I_{\phi.i}$, задаваясь приращением угла $\Delta\Theta = (\Theta_{j+1} - \Theta_j)$ с использованием соответствующих нелинейных магнитных характеристик ВИД определяют ко-энергию $\Delta W_{\phi k}(I_{\phi.i}, \Theta) = W_{\phi k}(I_{\phi.i}, \Theta_{j+1}) - W_{\phi k}(I_{\phi.i}, \Theta_j)$ и зависимость фазного момента от положения ротора и фазного тока:

$$M_\phi(I_{\phi.i}, \Theta) = \left. \frac{\partial W_{\phi k}(I_{\phi.i}, \Theta)}{\partial \Theta} \right|_{I_{\phi.i} = \text{const}} = \frac{\Delta W_{\phi k}(I_{\phi.i}, \Theta)}{\Delta \Theta}. \quad (6)$$

На втором этапе с использованием массива данных $M_\phi(I_{\phi,i}, \Theta)$ и найденной ранее зависимости $I_\phi(\Theta)$, находится искомая зависимость $M_\phi(\Theta)$.

В качестве примера успешного использования модели, построенной по такому принципу, отметим решение задачи оптимизации одиночного цикла коммутации фазы, определение алгоритма коррекции интервала включения фазы ВИД в функции режима её работы для оптимизации энергетических характеристик привода и др.

Имитационные модели электропривода на основе БДПТ

Основу силовой части вентильного электропривода, структурная схема которой показана на рис. 3, составляет бесконтактный двигатель постоянного тока (БДПТ). Он состоит из синхронной электрической машины (СМ) с постоянными магнитами, полупроводникового коммутатора (ПК) и датчика положения ротора (ДПР), по сигналам которого ПК переключает в требуемой последовательности фазные обмотки СМ и формирует в них необходимые токи [1–4].

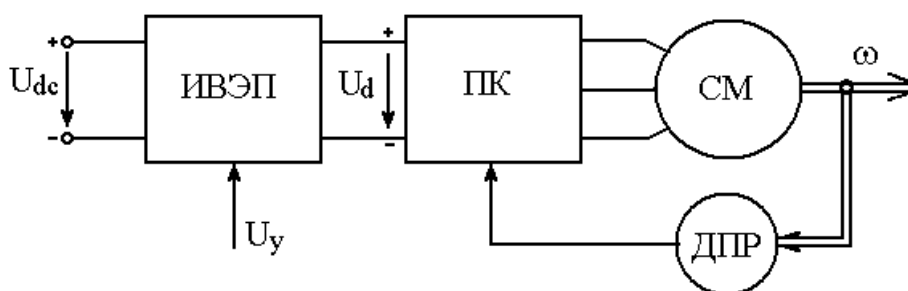


Рис.3. Функциональная схема силовой части вентильного электропривода на основе СМ с постоянными магнитами

Наличие позиционной обратной связи в БДПТ позволяет сформировать в фазных обмотках его СМ такие мгновенные значения токов, которые при любом положении вращающегося ротора обеспечивают расположение вектора магнитодвижущей силы (МДС) статора практически перпендикулярно вектору МДС ротора. Такое управление позволяет получить максимальное значение электромагнитного момента двигателя, а его механические и регулировочные характеристики становятся похожими на соответствующие характеристики двигателя постоянного тока (ДПТ). Поэтому основным способом регулирования частоты вращения ВД является изменение при помощи управляемого источника вторичного электропитания (ИВЭП) напряжения питания ПК. В качестве ИВЭП для управления частотой вращения БДПТ используется управляемый понижающий импульсный регулятор постоянного напряжения (ИРПН).

В тяговом электроприводе чаще применяются БДПТ с трапецеидальной ЭДС движения и дискретным ДПР, которые при приемлемой равномерности электромагнитного мо-

мента имеют лучшие удельные показатели по развиваемому моменту на единицу массы, чем у БДПТ с синусоидальной ЭДС [7-9], и повышенную надежность.

При математическом описании процессов в электроприводе с БДПТ принимаются общепринятые для таких электродвигателей допущения [10]. Модель СМ БДПТ состоит из двух частей – электромагнитной и электромеханической. Использование при составлении математического описания машины вращающейся системы координат [11], применяемой для электрических машин с синусоидальными фазными ЭДС и токами, ведет к значительным погрешностям. В связи с этим описание электромагнитной части рассматриваемой электрической машины представлено системой дифференциальных уравнений в фазовых координатах неподвижной системы координат:

$$\begin{aligned}\frac{di_a}{dt} &= \frac{1}{3L_s} [2u_{ab} + u_{bc} - 3R_s i_a + p\Phi\omega_r (-2\Phi'_a + \Phi'_b + \Phi'_c)], \\ \frac{di_b}{dt} &= \frac{1}{3L_s} [-u_{ab} + u_{bc} - 3R_s i_b + p\Phi\omega_r (\Phi'_a - 2\Phi'_b + \Phi'_c)], \\ \frac{di_c}{dt} &= -\left(\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt}\right), \\ M_e &= p\Phi(\Phi'_a i_a + \Phi'_b i_b + \Phi'_c i_c),\end{aligned}\tag{7}$$

где i_a, i_b, i_c – фазные токи; u_{ab}, u_{bc} – линейные напряжения; L_s – индуктивность обмотки статора; R_s – активное сопротивление обмотки статора; p – число пар полюсов; Φ – амплитуда магнитного потока постоянного магнита ротора, сцепленного с обмоткой статора; ω_r – угловая частота вращения ротора; M_e – электромагнитный момент; $\Phi'_a, \Phi'_b, \Phi'_c$ – единичные трапецеидальные функции, описывающие форму фазных ЭДС.

Электромеханическая часть привода описывается уравнениями:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (M_e - F\omega_r - M_m), \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r,\tag{8}$$

где J – суммарный момент инерции, приведенный к валу двигателя; F – коэффициент вязкого трения; M_m – момент нагрузки на валу двигателя; θ_r – угол поворота ротора.

При $M_m > 0$ электрическая машина работает в режиме двигателя, а при $M_m < 0$ – в генераторном режиме.

Модель БДПТ тягового электропривода, реализованная в математическом пакете MATLAB с использованием приложений SIM POWER SYSTES и SIMULINK, изображена на рис.4.

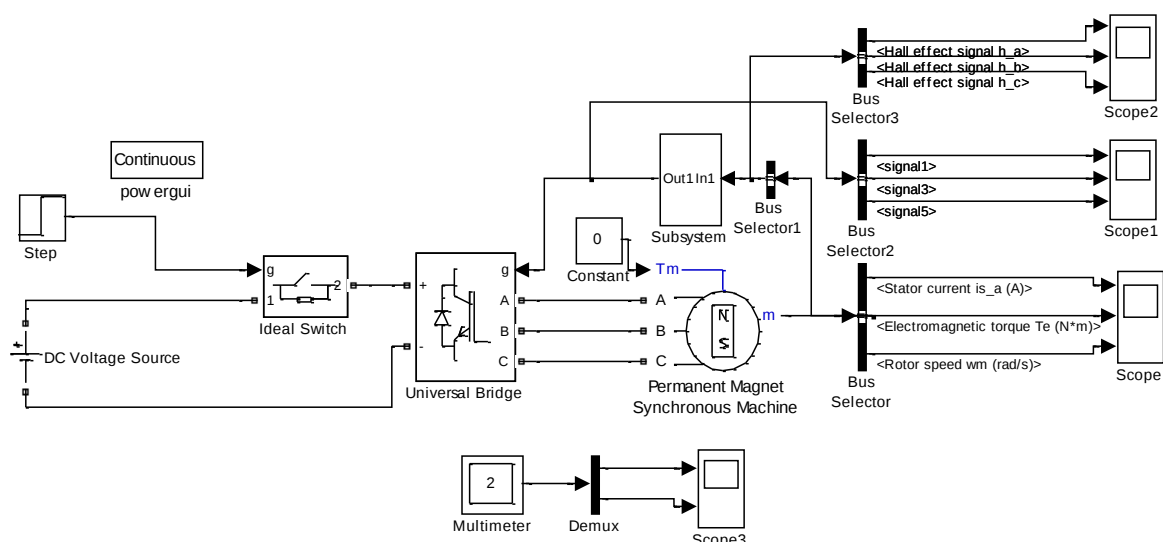


Рис.4. Имитационная модель тягового электропривода на основе БДПТ.

Модель состоит из следующих функциональных блоков:

- Блок Permanent Magnet Synchronous Machine – маскированная подсистема, моделирующая синхронную машину с постоянными магнитами и ее дискретный ДПР с чувствительными элементами в виде элементов Холла с компараторами.
- Universal Bridge – маскированная подсистема универсального полупроводникового моста, моделирующая ПК БДПТ.
- Subsystem – подсистема, моделирующая функциональный логический преобразователь ДПР.
- Ideal Switch – маскированная подсистема идеального ключа, осуществляющего подключение силовой части БДПТ к источнику постоянного напряжения. Step - маскированная подсистема генератора ступенчатого сигнала, по сигналу которого включается подсистема Ideal Switch.
- Constant – блок задания момента нагрузки БДПТ.
- Demux – демультиплексор (разделитель), используется для вывода сигналов: напряжения питания u_{dc} и выходного линейного напряжения u_{ab} .
- Bus Selector - Bus Selector 3 – шины селекторов, по которым выводятся из модели контролируемые параметры на виртуальные осциллографы Scope – Scope 2.

Магнитоэлектрическое возбуждение БДПТ позволяет регулировать его скорость ослаблением магнитного потока. Поэтому в этом электродвигателе фазные обмотки выполняются из двух секций, переключаемых дискретно. В результате весь диапазон регулирования делится на два поддиапазона, которым соответствуют два режима его работы. При пуске и частотах вращения, не превышающих половину ее максимального значения, в фазных обмотках включены последовательно обе их секции, т.е. БДПТ работает с «длинной» обмоткой.

В момент достижения значения скорости, равного половине максимального значения, производится переключение фазных обмоток БДПТ на работу с одной секцией, т.е. с «короткой» обмоткой, что и позволяет практически в два раза увеличить верхний предел скорости электродвигателя. Если скорость БДПТ, работающего с «короткой» обмоткой, снижается, то в момент достижения ею значения, равного половине максимального значения, коммутация фазных обмоток осуществляется в обратной последовательности.

Эффективность технического решения и оценка степени его влияния на изменение скорости двигателя проверялась на имитационной модели. При её разработке БДПТ с переключаемыми фазными обмотками рассматривался как электромеханическая система, состоящая из двух одноступенчатых электродвигателей с разными параметрами фазных обмоток, но с одинаковыми роторами (индукторами), механически соединенными между собой. Фазные ЭДС вращения БДПТ имеют форму, близкую к трапецеидальной. В электродвигателе осуществляется 120° коммутация, при которой в каждый момент времени к источнику питания подключены две последовательно соединенные фазные обмотки. Из этого следует, что потребляемый двигателем ток I_d равен фазному току I_{ϕ} , а амплитуда линейной ЭДС вращения $E_{\text{лн}}$ будет равна удвоенной амплитуде фазной ЭДС $E_{\text{фм}}$.

В результате моделирования установлено, что плавное уменьшение тока БДПТ перед коммутацией фазных обмоток и последующее плавное его увеличение после их коммутации не приводит к существенному изменению скорости, а также к опасным коммутационным процессам в электрической части электродвигателя.

Обобщенная динамическая модель тягового электропривода

Рассмотренные выше типы электроприводов при правильном проектировании вне зависимости от конкретной их технической реализации при соответствующих алгоритмах управления могут обеспечивать заданную тяговую характеристику. В электроприводах на базе электрических машин, которые без существенной погрешности могут быть приняты линейными, например, с синхронными машинами с постоянными магнитами в режиме БДПТ, эта характеристика реализуется стандартными приемами в двухконтурной системе подчиненного регулирования с внутренним контуром тока или момента и внешним контуром скорости.

В электроприводах на базе электрических машин с существенно нелинейными характеристиками, например с асинхронными машинами или с вентильно-индукторными машинами с самовозбуждением, средствами управления при соответствующих структурах и параметрах регуляторов внутренний контур тока или момента можно свести к эквивалентному практически линейному динамическому звену. Таким образом, современные средства управления позволяют все специфические особенности конкретного типа электрической машины адекватно учесть во внутреннем контуре регулирования, а к внешним контурам регулирования применять стандартную методику синтеза, основанную на линейной теории управления.

Это позволяет при формировании динамики сложных объектов, в которых силовой электропривод рассматривается как управляемый источник механической энергии, абстрагироваться от специфики протекающих в нем физических процессов и представить его в виде обобщенной системы электропривода. В ней электрическая машина представляется линеаризованным звеном динамической жесткости[^]

$$\beta(p) = \frac{M(p)}{\omega(p)} = -\frac{\beta_{\text{ст}}}{1 + T_{\Sigma} p}, \quad (9)$$

где $\beta_{\text{ст}} = -\frac{dM}{d\omega}$ – статическая жесткость линеаризованной механической характеристики двигателя; T_{Σ} – эквивалентная электромагнитная постоянная времени двигателя. Тогда структурная схема электропривода в двухконтурной системе регулирования может быть представлена, как показано на рис.5.

Силовой инвертор представлен аperiodическим звеном с передаточной функцией:

$$W(p) = \frac{K_{\Pi}}{1 + T_{\Pi} p}, \quad (10)$$

где K_{Π} , T_{Π} – эквивалентные коэффициент усиления и постоянная времени инвертора. В механической части модели привода решается уравнение движения жесткого механического звена:

$$M - M_{\text{с}} = J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt}, \quad (10)$$

где J_{Σ} – суммарный момент инерции подвижных частей привода; $M_{\text{с}}$ – момент нагрузки.

Необходимые динамические свойства электропривода обеспечиваются заданием соответствующих передаточных функций регуляторов момента и скорости W_{pc} и W_{pm} и конкретных значений их коэффициентов усиления и постоянных времени.

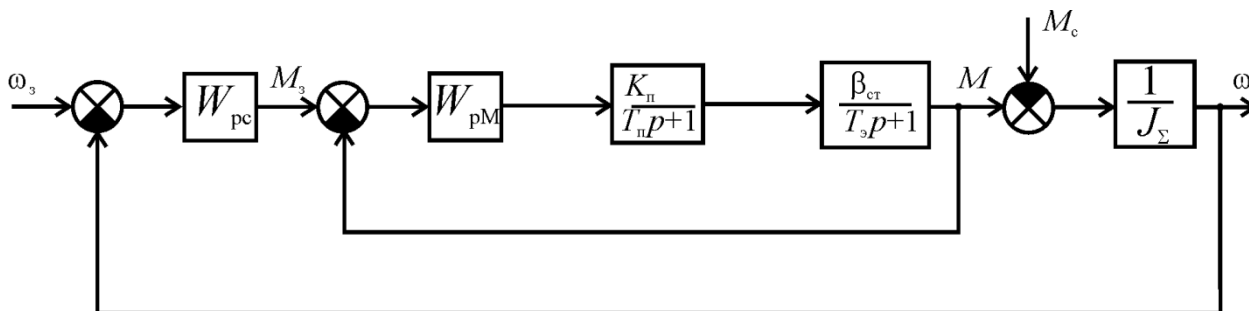


Рис.5. Структурная схема обобщенной динамической модели электропривода

На вход регулятора скорости W_{pc} подается сигнал рассогласования между заданным значением скорости ω_3 , и истинным её значением ω . Выходной сигнал регулятора скорости является заданием по моменту M_3 , разность между которым и истинным значением момента M подается на вход регулятора момента W_{pm} . Для ограничения момента привода

на заданном уровне регулятор скорости имеет характеристику вход – выход с ограничением. При превышении заданием по скорости ω_z некоторого предварительно установленного значения, при котором регулятор скорости входит в зону насыщения, контур скорости размыкается и система работает в режиме стабилизации заданного значения момента.

Пример реализации обобщенной имитационной модели тягового электропривода в среде моделирования MATLAB-SIMULINK показан на рисунке 6. Она состоит из маскированных субсистем: обобщенного двигателя – MOTOR; инвертора – CONVERTOR; регуляторов скорости и момента – Speedcontroller; Torquecontroller, а также вспомогательных блоков, предназначенных для визуализации параметров моделирования.

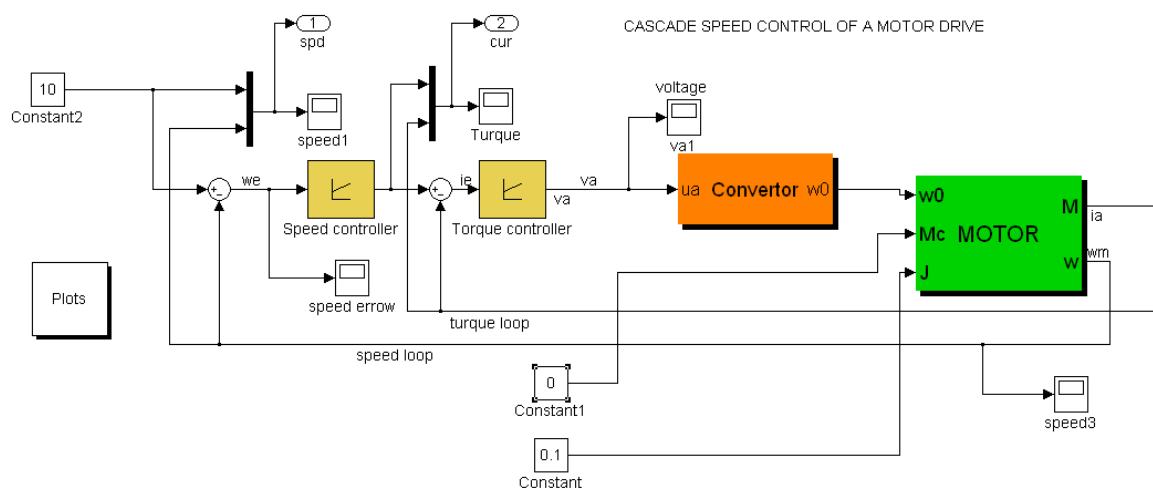


Рис.6. Модель обобщенной системы тягового электропривода

При двойном щелчке мышью на пиктограмме соответствующего блока открывается окно для ввода его параметров. В модели параметры механической части привода - момент нагрузки и момент инерции подвижных частей привода заданы в виде констант. При включении модели привода в более общую модель системы, эти параметры могут рассчитываться в других её частях и подаваться на входы субсистемы, моделирующей процессы в двигателе.

Пример расчета на модели кривых изменения скорости $\omega(t)$ и момента $M(t)$ привода при отработке скачка задания по скорости, превышающего установленный уровень насыщения в регуляторе скорости, показан на рис. 7 и 8. На рис. 8 пунктиром дополнительно показано изменение задания по моменту, снимаемое с выхода регулятора скорости, а сплошной линией – момент двигателя.

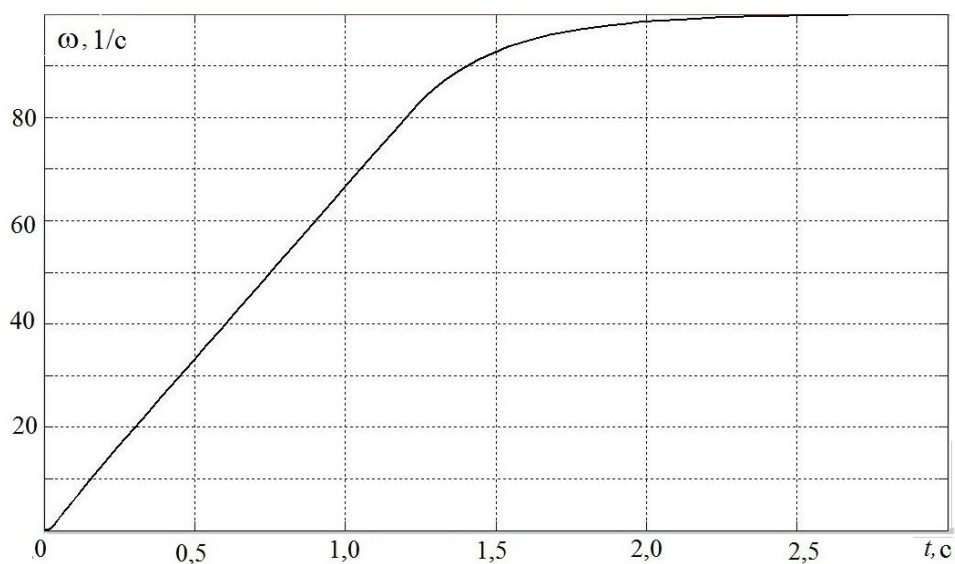


Рис.7. Пример расчета на модели кривой изменения скорости электропривода

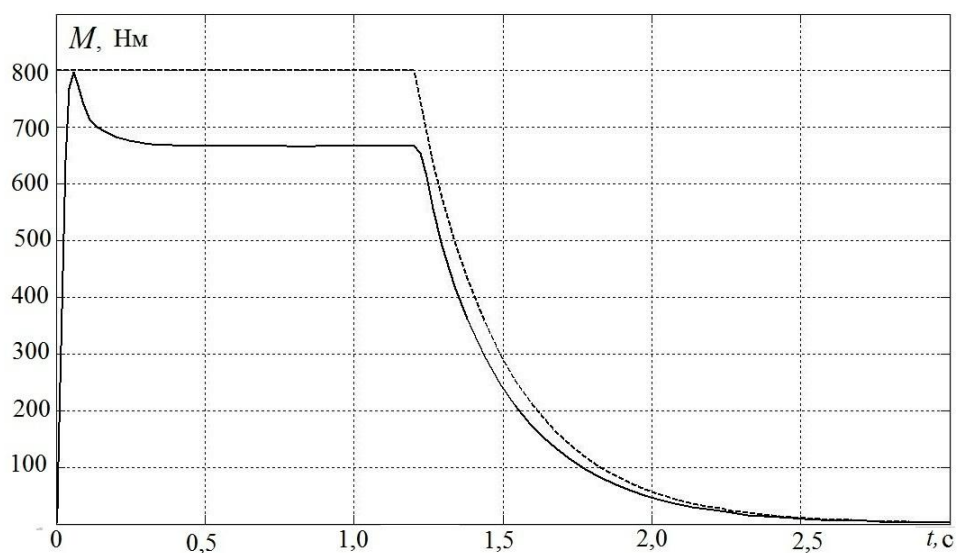


Рис. 8. Пример расчета на модели кривой изменения момента

Выводы

1. Рассмотрены подходы к построению моделей тяговых электроприводов большегрузных колесных машин на базе различных электрических машин. Сформулированы требования к этим моделям и показано, что для объективного сопоставления их характеристик необходима разработка моделей, адекватно учитывающих специфику протекающих в них энергетических, тепловых и электромагнитных процессов. Разные масштабы времени, в которых протекают эти процессы, предполагают разработку нескольких моделей разного уровня сложности и детализации даже применительно к одной конкретной системе электропривода.

2. При определении рациональных алгоритмов для реализации заданных режимов работы вентильно-индукторного электропривода с самовозбуждением рационально строить модели с использованием соответствующих таблично заданных нелинейных функций, определяемых предварительно экспериментально или в результате полевых расчетов.
3. Предложена имитационная модель бесконтактного электропривода постоянного тока на базе синхронной машины с постоянными магнитами, на которой проверен и уточнен алгоритм переключения фазных обмоток двигателя для расширения диапазона регулирования скорости.
4. Показано, что математическая модель тягового электропривода для использования в составе общей динамической модели большегрузной колесной машины может быть построена на основе линеаризованной модели обобщенной электрической машины с использованием стандартных контуров регулирования момента и скорости.

Список литературы

1. Флоренцев С., Изосимов Д. Тяговый электропривод в гибридных транспортных средствах, Часть 1 Идеология проектирования КТЭО // Электронные компоненты 2011. №11. С. 13-18.
2. Флоренцев С., Изосимов Д. Тяговый электропривод в гибридных транспортных средствах, Часть 2 Идеология проектирования КТЭО // Электронные компоненты 2011. №12. С. 65-73.
3. Полфунтиков Е.Ю. Тяговый двигатель с постоянными магнитами Сборник научных трудов НГТУ. – 2009. – № 2(56). – 141–146.
4. Козаченко В.Ф., Лашкевич М.М., Вентильно-индукторный электропривод с независимым возбуждением для тягового применения // Электротехнические и компьютерные системы — 2011.— № 03(79).— С. 103—108
5. Тяговый синхронный двигатель индукторного типа. / Л.Ф. Коломейцев, В.М. Павлюков, С.А. Пахомин, И.А. Прокопец // Сб. науч. тр.: Электровозостроение / Всерос. н.-и., проектно-констр. ин-т электровозостроения 1991. - Т.32. - С.64-69.
6. Никифоров Б.В., Пахомин С.А., Птах Г.К. Вентильно-индукторные двигатели для тяговых электроприводов. Электричество 2007. №2. С. 34-38.
7. Кенио Т., Нагамори С. Двигатели постоянного тока с постоянными магнитами. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 184 с.
8. Овчинников И.Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе (малая и средняя мощность). – СПб.: КОРОНА – Век, 2007. – 336 с.
9. Padmaraja Yedamale. Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals (AN 885). – Microchip Technology Inc., 2003. –20 p.

10. Герман-Галкин С.Г. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК – СПб: КОРОНА – Век, 2008. – 368 с.
11. Баранов М.В., Корчагин О.А. Разработка математической модели высокомоментного синхронного двигателя при проектировании прецизионных приводов. *Инженерный журнал: наука и инновации*, 2013, вып. 8. URL: <http://engjournal.ru/catalog/pribor/robot/931.html>