

illennium/Coolersmillennium4.html, 2003  
 3. Криницин В.А. Система водяного охлаждения 3R System Poseidon WCL-02 28.11.2003 <http://www.ixbt.com/cpu/3rsystem-poseidon-nov2k2.shtml>

4. Новое поколение кулеров II. Кулеры миллиеума - Криогенное охлаждение <http://www.hardwareportal.ru/Coolers/Coolersmillennium/Coolersmillennium8.html>.

УДК 621.311.004.18

А.Н. ЗАКЛАДНОЙ, В.Ю. ПЕРЕДРИЙ, В.В. ГРОМ, И.В. ПЕТИН

## РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ВЕНТИЛЬНОГО ДВИГАТЕЛЯ

Регулируемый электропривод является, как правило, исполнительным устройством замкнутой системы автоматического управления (САУ). Незнученность динамических характеристик вентильного двигателя (ВД) и отсутствие передаточной функции затрудняют синтез САУ приводом.

Вентильный двигатель [1] представляет собой систему, содержащую электромеханическую часть, силовой полупроводниковый преобразователь, блоки управления и датчики (рис.1, здесь: В – выпрямитель; И – инвертор, СУВ и СУИ –системы управления выпрямителем и инвертором соответственно; ДПР – датчик положения ротора).

С целью исследования динамических режимов привода разработана математическая модель, которая составлена из нелинейных дифференциальных уравнений синхронной машины (СМ) [2, 3, 4]:

$$\frac{d\psi_k}{dt} = U_k - i_k r_k, \quad k = 1...5, \quad (1)$$

уравнения движения:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}(M - M_c), \quad (2)$$

и уравнений обратной связи по положению ротора, учитывающих закон управления коммутатором и угловые характеристики ВД:

- для закона  $\beta_0 = const$  :

$$\left. \begin{aligned} \omega_i &= \omega \\ \omega_0 &= \omega_i + \frac{d\theta}{dt} \\ \omega_0 &= \omega + \frac{d\theta}{dt} \\ \gamma &= \arccos \left( \cos \delta - \frac{2I_d X_k}{\sqrt{3} X_{ad} i_f} \right) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

- для закона  $\beta = const$  :

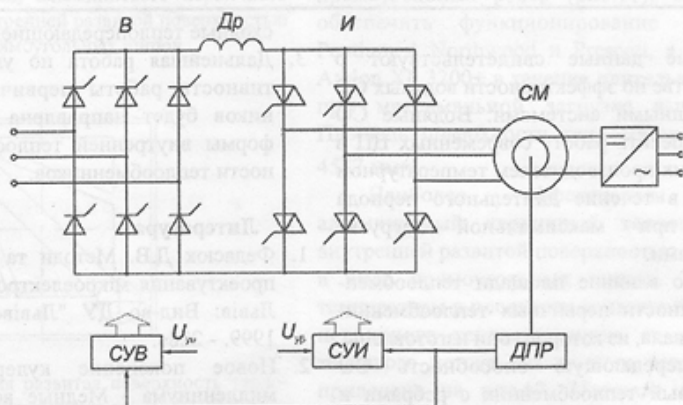


Рис.1. Схема ВД

$$\left. \begin{aligned} \omega_i &= \omega_c \\ \omega_i &= \omega + \frac{d\theta}{dt} \\ \omega_0 &= \omega + \frac{d\theta}{dt} \\ \delta &= \arccos \left( \frac{2I_d X_{\kappa}}{\sqrt{3} X_{ad} i_f} + \cos \beta \right) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$\theta = \arctg \left( \frac{\frac{d\Psi_d}{dt} + i_d r - \Psi_q \omega_p}{\frac{d\Psi_q}{dt} + i_q r + \Psi_d \omega_p} \right) - \frac{d\theta}{dt} t, \quad (5)$$

где  $\Psi_{\kappa}, i_{\kappa}, r_{\kappa}$  – потокосцепления, токи и активные сопротивления отдельных контуров;

$J, M$  – момент инерции и электромагнитный момент ВД;

$\omega_i, \omega_0, \omega$  – частоты тока, поля статора и вращения ротора;

$\theta$  – угол нагрузки синхронной машины;

$\gamma, \delta$  – углы коммутации и запаса преобразователя;

$\beta_0, \beta$  – углы между током и соответственно ЭДС холостого хода и напряжением машины;

$$\beta_0 = \beta + \theta ;$$

$$\beta = \gamma + \delta ;$$

$\Psi_d, \Psi_q, i_d, i_q$  – потокосцепления и токи по осям  $d$  и  $q$ ;

$r$  – активное сопротивление статорной обмотки СМ;

$X_{\kappa}$  – коммутационный реактанс преобразовательной цепи;

$X_{ad}$  – взаимоиндуктивность по продольной оси;

$I_d$  – среднее значение выпрямленного тока.

Анализ уравнений (3) и (4) показывает, что

при законе  $\beta_0 = \text{const}$  вентильный коммутатор создает поле реакции якоря, частота тока которого синхронно связана с частотой вращения ротора во всех режимах работы ВД. При этом СМ утрачивает свойство колебательности, присущее машине переменного тока. Напротив, при  $\beta = \text{const}$  частота тока в обмотках статора гибко связана с частотой вращения ротора. В этом случае могут возникать колебательные процессы.

Для проверки достоверности полученных с помощью цифровой модели расчетных данных на лабораторном макете с СМ типа ЕСС-52-4 были проведены экспериментальные исследования переходных процессов ВД [2]. Результаты расчетов и экспериментов позволили установить, что при постоянном токе возбуждения и угле опережения, лежащих в пределах:

$$i_f \geq 0,8 i_{fn} \text{ и } 20^\circ \leq \beta \leq 60^\circ, \quad (6)$$

ВД можно представить линейным объектом. При указанных условиях сложная система нелинейных уравнений (1) – (5) приводится к достаточно простой линейной передаточной функции, для чего необходимо аппроксимировать расчетные кривые переходного процесса линейными дифференциальными уравнениями требуемого порядка. Полученная в результате реальной аппроксимации передаточная функция ВД с коэффициентами в численном виде будет учитывать весь набор исходных параметров и зависимостей системы без дополнительных допущений, приводящих к существенному отличию от реального объекта:

$$W(p) = \frac{K_d}{ap^2 + bp + c}, \quad (7)$$

где  $a, b, K_d$  – коэффициенты передаточной функции ВД.

Если ввести обозначения:

$$\left. \begin{aligned} T_M &= b; T_3 = \frac{a}{b} \\ C_e &= \frac{1}{K_d \cos \beta}; C_M = \frac{\sqrt{3} U_{1H} 3_H}{\Pi_H} \\ R_3 &= \frac{T_M C_e C_M \cos^2 \beta}{J}; L_3 = R_3 T_3 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

то можно получить передаточные функции ВД в виде последовательно включенных аperiodического и интегрирующего звеньев с внешней отрицательной обратной связью:

- по регулируемому воздействию:

$$\left. \begin{aligned} W(p) &= \frac{\omega_p(p)}{U(p)} = \frac{1}{\frac{C_e \cos \beta}{T_M T_3 p^2 + T_M p + 1}} \\ W'(p) &= \frac{I(p)}{U(p)} = \frac{J}{\frac{C_e C_M \cos^2 \beta}{T_M T_3 p^2 + T_M p + 1}} \end{aligned} \right\} (9)$$

- по возмущению:

$$\left. \begin{aligned} F(p) &= \frac{\omega_p(p)}{I_c(p)} = \frac{R_3}{\frac{C_e \cos \beta}{T_M T_3 p^2 + T_M p + 1}} \\ F'(p) &= \frac{I(p)}{I_c(p)} = \frac{1}{\frac{C_e C_M \cos^2 \beta}{T_M T_3 p^2 + T_M p + 1}} \end{aligned} \right\} (10)$$

где  $T_M, T_3$  – эквивалентные электро-механическая и электромагнитная постоянные времени ВД;

$C_M, C_e$  – эквивалентные конструктивные постоянные;

$L_3$  – эквивалентное индуктивное сопротивление преобразовательной цепи;

$\eta_n$  – номинальный КПД (определяется величиной угла опережения в соответствии с законом управления).

Представленным передаточным функциям соответствует структурная схема вентильного двигателя (рис.2) и следующие уравнения (преобразователь представлен аperiodическим звеном 1-го порядка):

$$\left. \begin{aligned} e_{d\alpha} &= e_{d\beta} + i_d R_3 + L_3 \frac{di_d}{dt} \\ M &= M_c + J \frac{d\omega}{dt} \\ M &= C_M I_d \cos \beta \\ e_{d\alpha} &= e_{d0} \cos \alpha \\ e_{d\beta} &= C_e \omega \cos \beta \\ T_n \frac{e_{d\alpha}}{dt} + e_{d\alpha} &= K_n U_y \end{aligned} \right\} (11)$$

где  $e_{d\alpha}, e_{d\beta}$  – средние значения ЭДС выпрямителя и инвертора;

$K_n$  – коэффициент передачи преобразователя;

$T_n$  – электромагнитная постоянная времени преобразователя;

$U_y$  – напряжение управления преобразователя.

Интерес вызывают зависимости постоянных времени ВД от угла опережения, которые для экспериментальной машины изображены на рис.3. Ориентировочный расчет для ряда синхронных машин (500-5000 кВт, 500-3000 об/мин) показал, что величины эквивалентных постоянных времени при нулевом угле опережения лежат в пределах  $T_3 = 0,015...0,09$  с и  $T_M = 0,3...0,9$  с.

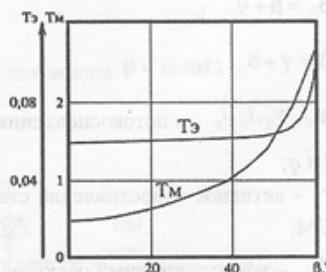


Рис.3. Зависимость постоянных времени ВД от угла опережения

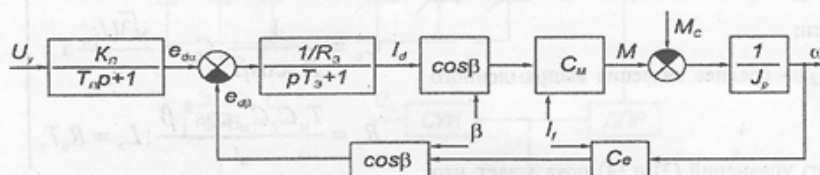


Рис.2. Структурная схема ВД

Принципиальное отличие вентильного двигателя от обычных синхронных машин, питаемых синусоидальным напряжением от сети переменного тока, заключается в несинусоидальности кривой напряжения на обмотках и в дискретном характере перемещения МДС и магнитного поля. Это может приводить к неустойчивой работе системы в динамических режимах и пульсациям момента и частоты вращения в установившемся режиме. Поскольку в каждой фазе машины в вентильном двигателе за один оборот вала ток протекает в течение  $2\left(\frac{2}{3}\pi + \gamma\right)$ , то статорные обмотки используются

хуже, чем в обычном двигателе. Мощность синхронной машины в ВД по сравнению с мощностью при синусоидальном питании определяется коэффициентом габаритной мощности  $C_{\Gamma}$ . Зависимости коэффициента габаритной мощности от угловых параметров вентильного двигателя и законов управления представлена на рис. 4.

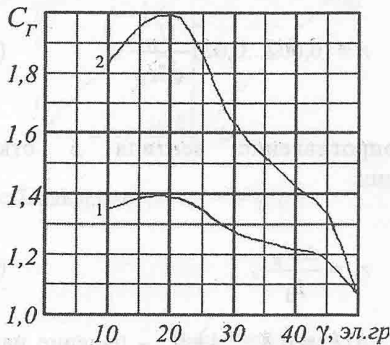


Рис. 4. Зависимости коэффициента габаритной мощности

Максимум функции  $C_{\Gamma} = f(\beta, \gamma)$  определяет расчетную мощность машины. Так для способа управления  $\beta = 60^\circ$  (кривая 2) и  $\beta_{\min} = f(\gamma)$  (кривая 1) при номинальном угле коммутации  $\gamma_n = 20^\circ$  соответственно имеем 2 и 1,4. Расчетная мощность двигателя в схеме ВД увеличивается:

$$P_{ВД} = PC_{\Gamma_{\max}}, \quad (12)$$

где  $P$  – расчетная мощность, определяемая из нагрузочных диаграмм.

Номинальный ток двигателя определяется из формул:

- для способа управления  $\beta = \text{const}$  :

$$I_H = \frac{P_H}{\sqrt{3}U_H \cos\left(\beta - \frac{\gamma_H}{2}\right)}; \quad (13)$$

- для способа управления  $\beta_{\min} = f(\gamma)$  :

$$I_H = \frac{P_H}{\sqrt{3}U_H \cos\left(\delta_{\min} + \frac{\gamma_H}{2}\right)}. \quad (14)$$

где  $\delta_{\min} \approx 5...10^\circ$  – минимальное значение угла запаса.

Зависимости коэффициентов сдвига  $K_c = \cos\left(\beta - \frac{\gamma}{2}\right)$  и  $K_c = \cos\left(\delta_{\min} + \frac{\gamma}{2}\right)$  от угловых параметров и способов управления представлены на рис. 5.

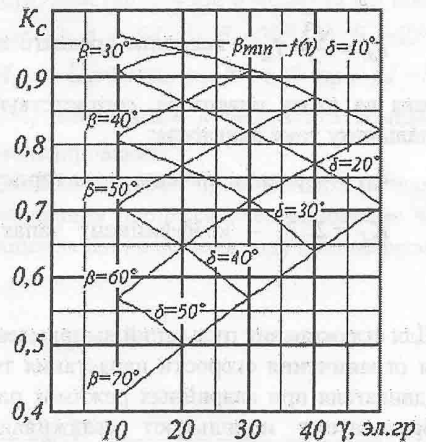


Рис. 5. Зависимости коэффициентов сдвига

Для мостовых трехфазных схем максимальная величина среднего значения выпрямленного напряжения  $U_{d0}$ , номинальное линейное напряжение двигателя  $U_H$  и линейное напряжение сети  $U_c$  связаны следующим образом:

$$\frac{U_{d0}}{U_H} = \frac{U_{d0}}{U_c} = 1,35. \quad (15)$$

Число последовательно включенных вентилей в плече моста преобразователя

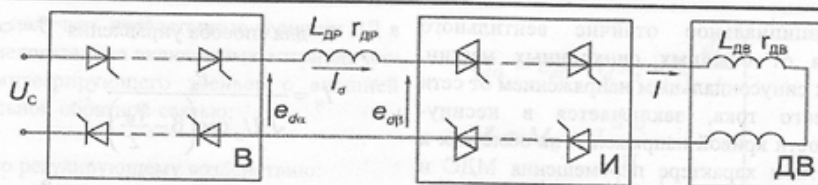


Рис. 6. Схема замещения ВД

$$N \geq \frac{U_{d0}}{U_B} \cdot K_U, \quad (16)$$

где  $U_B$  – допустимое напряжение на вентиле;

$K_U = 1,5 \dots 2$  – коэффициент запаса по напряжению.

Число параллельных ветвей:

$$M \geq \frac{I_d}{3I_{dT}} \cdot K_I, \quad (17)$$

где  $I_d = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I_n$  – величина среднего значения тока на входе инвертора, соответствующая номинальному току двигателя;

$I_{dT}$  – среднее значение тока тиристора;

$K_I = 2 \dots 3$  – коэффициент запаса по току.

Для сглаживания пульсаций выпрямленного тока и ограничения скорости нарастания тока в цепи двигателя при аварийных режимах работы преобразователя используют сглаживающий дроссель, который выбирается по току  $I_d$  и индуктивности  $L_{dp}$ . Индуктивность дросселя определяется из условия:

$$L_{dp} \geq 0,15L_x, \quad (18)$$

где  $L_x = (0,15 \dots 0,35) \frac{U_n}{I_n p \omega_n}$ ;

$p = \frac{60f}{n_n}$  – число пар полюсов двигателя.

Активное сопротивление дросселя определяют по потерям  $\Delta P_{dp}$  и току  $I_d$ :

$$r_{dp} = \frac{\Delta P_{dp}}{I_d^2}. \quad (19)$$

Эквивалентное сопротивление преобразованной цепи находят из схемы замещения, представленной на рис. 6.

Эквивалентное сопротивление преобразованной цепи:

$$R_3 = r + r_{dp} + 4Nr_B + r_\gamma. \quad (20)$$

Сопротивление обмоток двигателя ориентировочно можно определить по формуле:

$$r = (0,002 \dots 0,02) \frac{U_n}{\sqrt{3}I_n}. \quad (21)$$

Сопротивление вентиля в открытом состоянии:

$$r_B = \frac{\Delta U_B}{I_d}, \quad (22)$$

где  $\Delta U_B = (1,8 \dots 2,4) B$  – падение напряжения на вентиле в открытом состоянии.

Эквивалентное сопротивление, учитывающее уменьшение выпрямленного напряжения в период коммутации вентиля:

$$r_\gamma = \frac{mX_T}{2p}, \quad (23)$$

где  $m=3$  – число фаз преобразователя;

$X_T = \frac{U_{к\%}}{100\%} \cdot \frac{U_{2тн}}{I_{2тн}}$  – индуктивное сопротивление вторичной обмотки трансформатора;

$U_{2тн}, I_{2тн}$  – номинальные напряжения и ток вторичной обмотки трансформатора;

$U_{к\%} - (4,5...6)\%$  – напряжение короткого замыкания трансформатора.

Эквивалентная индуктивность преобразовательной цепи:

$$L_3 = L_k + L_{дп} \quad (24)$$

Коэффициент передачи преобразователя

$K_{п} = \frac{\Delta e_d}{\Delta U_y}$  определяется из зависимости

$e_d = f(U_y)$ , которая приводится в каталогах либо строится (рис. 7).

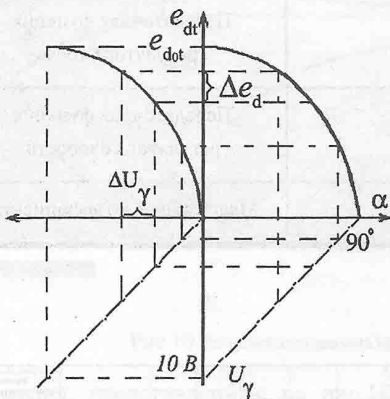


Рис.7. Зависимость  $e_d = f(U_y)$

Эффективно исследовать динамические режимы замкнутых электромеханических систем можно с помощью универсальной интегрированной математической компьютерной системы типа MATLAB. В этой оболочке модель ВД строится на функциональных элементах с использованием пакета моделирования динамических систем SIMULINK [5]. В компьютерную систему интегрированы текстовые, формульные и графические редакторы, что позволяет представлять сложные модели и процессы с выводом их на печать.

Управление ВД в предлагаемой модели реализовано по принципу подчиненного регулирования. Система разбивается, например, на два контура – скорости и тока. Каждый контур содержит свой регулятор и отрицательную связь по контролируемой переменной. На вход системы подается сигнал с задатчика интенсивности (ЗИ). В системе MATLAB модель ВД имеет вид (рис.8).

На рис.9 представлены диаграммы заданной скорости, действительной и момента ВД соответственно: а)  $\beta = 0^\circ$ , б)  $\beta = 30^\circ$ , в)  $\beta = 60^\circ$  при  $M_c = M_n$  и  $U_3 = 100\%$ ; г)  $\beta = 60^\circ$  при  $M_c = M_n$  и  $U_3 = 30\%$ , полученные в результате компьютерного моделирования.

Особый интерес представляют результаты моделирования процесса реверсирования частоты вращения ВД на полном ходу изменением угла

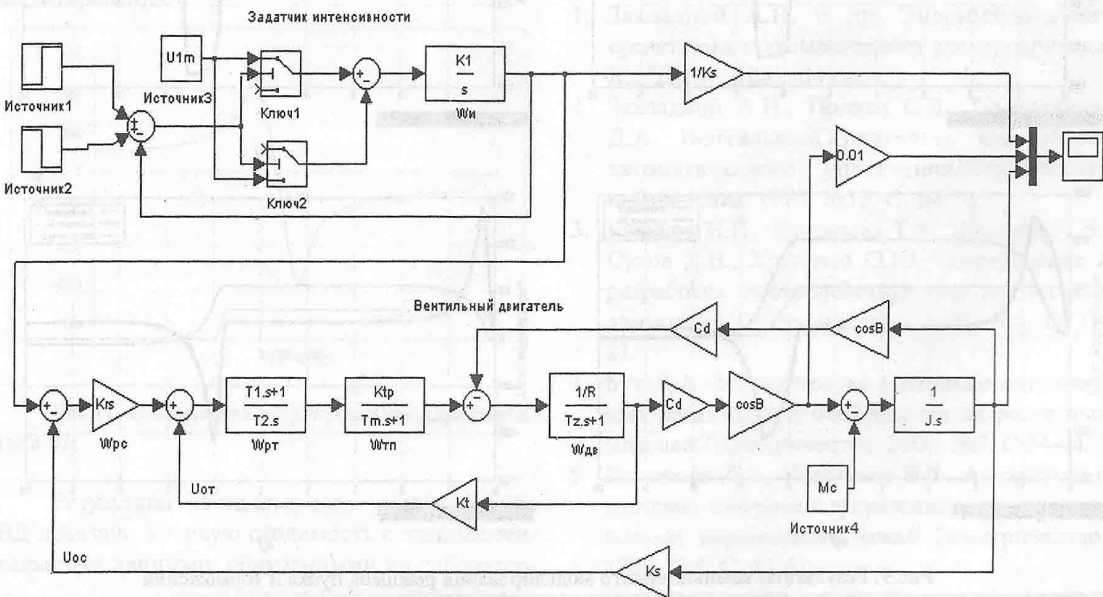
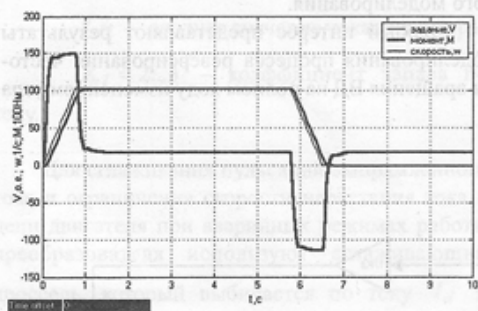


Рис. 8. Схема модели ВД

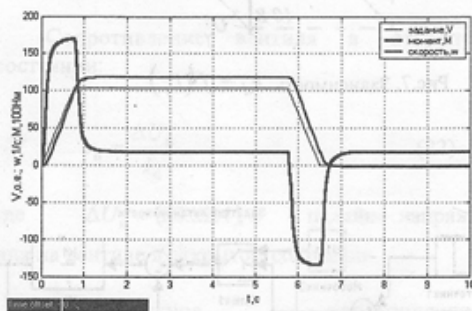
Таблица

Обозначения основных элементов схемы

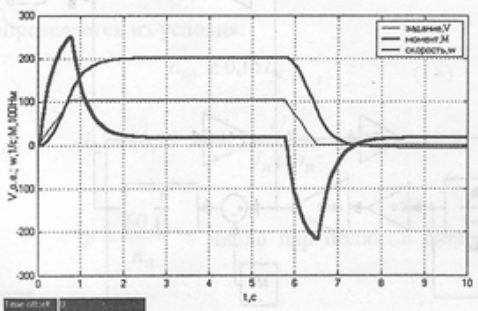
Обозначение	Назначение
$U_{1m}=10; K_1 = \frac{e_{max}}{\Pi_{max}}; e_{max} = \frac{(0.8...0.9)M_{max} - M_c}{J'}; J' = J + J'_{PM}$	Задатчик интенсивности
$K_T = \frac{U_{от max}}{I_{max}}; I_{max} = \frac{M_{max}}{C_M \cos \phi}$	Коэффициент передачи по току
$K_c = \frac{U_{ос max}}{\Pi_{max}}$	Коэффициент передачи по скорости
$W_{pr}(p) = \frac{T_1 p + 1}{T_2}; T_1 = T_3; T_2 = \frac{a_T T_M K_\Pi K_T}{R_3}$	Передаточная функция регулятора тока
$W_{pc}(p) = K_{pc} = \frac{K_T J}{a_c a_T T_M C_c K_c}$	Передаточная функция регулятора скорости
$1/K_S, 0,01$	Масштабные коэффициенты



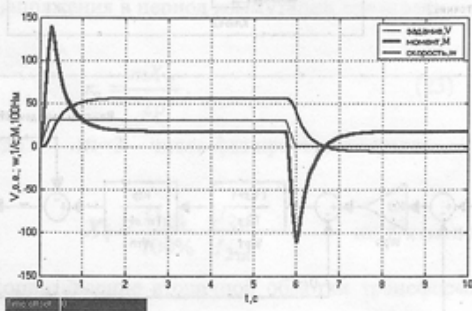
а)



б)

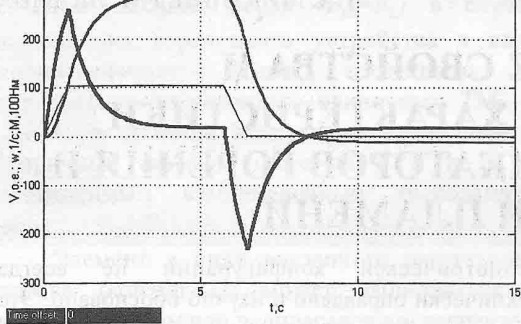


в)

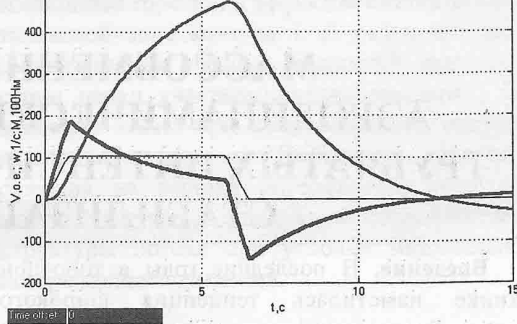


г)

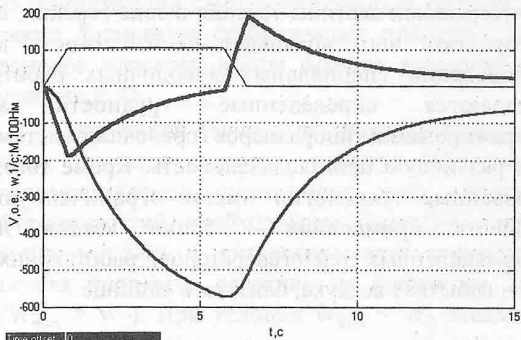
Рис.9. Результаты компьютерного моделирования режимов пуска и торможения



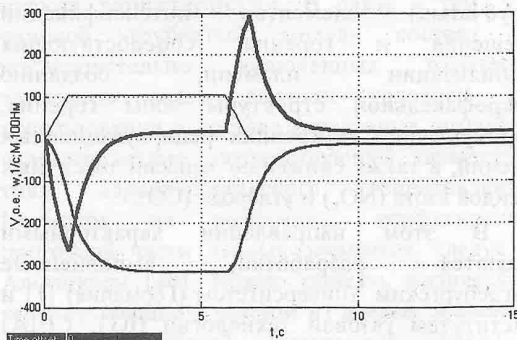
а)



б)



в)



г)

Рис.10 Результаты компьютерного моделирования режима реверса

опережения, представленные на рис.10. Здесь: а)  $\beta = 70^\circ$ , б)  $\beta = 80^\circ$ , в)  $\beta = 100^\circ$ , г)  $\beta = 110^\circ$  при  $M_c = M_H$  и  $U_3 = 100\%$ . На рис.11 показана статическая регулировочная характеристика процесса реверса, построенная по результатам моделирования.

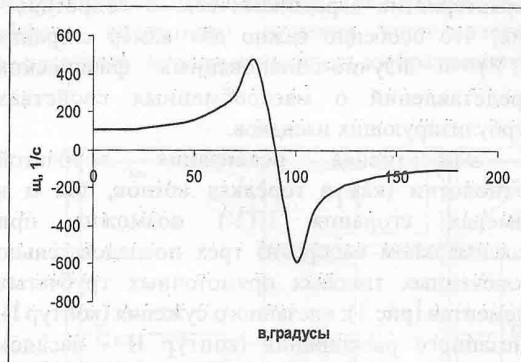


Рис.11. Статическая регулировочная характеристика ВД

Результаты компьютерного моделирования ВД показали высокую сходимость с экспериментальными данными, полученными на лаборатор-

ном стенде. Представление вентильного двигателя передаточной функцией является приближенной моделью, однако отражающей основные свойства таких двигателей.

### Литература

1. Закладной А.Н. и др. Энергосбережение средствами промышленного электропривода. К.: "ДИЯ", 2001 -343 с.
2. Закладной А.Н., Прядко С.Л., Песвианидзе Д.А. Вентильный двигатель как объект автоматического управления//Техническая кибернетика. 1984. №12. С. 64-70.
3. Куликов Н.И., Елизарова Т.А., Куликова Т.В., Сухов Д.В., Хрупацев О.Ю. Исследование и разработка быстродействующих вентильных двигателей//Электричество. 2002. №5. С. 11-21.
4. Бут Д.А. Модификация вентильно-индукторных двигателей и особенности их расчетных моделей//Электричество. 2000. №7. С.34-44.
5. Изосимов Д.Б., Козаченко В.Ф. Алгоритмы и системы цифрового управления электроприводами переменного тока// Электричество. 1999. №4. С. 41-51.