

## ВЫБОР СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ ВЫСОКОСКОРОСТНОГО СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

А.Н. Ковшаров  
(ОАО «Корпорация «ВНИИЭМ»)

*Сравниваются системы векторного управления высокоскоростным синхронным двигателем с постоянными магнитами для энергетической системы с турбокомпрессором. Приведены расчёты параметров регуляторов. На основе полученных результатов выбрана система управления для дальнейшей реализации системы без использования датчика угла поворота ротора.*

**Ключевые слова:** синхронный двигатель с постоянными магнитами, векторные системы управления, система с прямым измерением момента, система на базе источника тока, система управления с регуляторами токов.

Электропривод турбокомпрессорной установки энергетической системы должен обеспечить выход на частоту вращения до 60 000 об/мин при высоком качестве управления. Для решения этой задачи используются синхронный двигатель с постоянными магнитами и система векторного управления. Такая частота вращения может быть обеспечена только системой управления без использования физического датчика угла поворота ротора. Двигатель с такой частотой вращения имеет малый момент инерции, а момент инерции турбокомпрессорной установки в несколько раз меньше момента инерции двигателя. При неблагоприятном соотношении между электромагнитной и электромеханической постоянными времени привода наблюдается очень сильное влияние противоЭДС, которое при отсутствии специальных мер приводит к увеличению колебаний в системе управления. В публикациях, посвящённых векторному управлению, нет упоминания о влиянии частоты вращения на устойчивость системы управления, так как обычно рассматриваются общепромышленные приводы с частотой вращения до 10 000 об/мин. Существует несколько структур векторного управления синхронным двигателем с постоянными магнитами. В связи с этим необходимо исследовать эти структуры при работе на высоких частотах вращения с использованием датчика угла поворота ротора и выбрать лучшую для дальнейшего построения системы управления без датчика угла. Разработка системы управления без использования датчика положения ротора является сложной задачей. Объём статьи не позволяет решить все вопросы построения такой системы, и они требуют отдельного рассмотрения.

Исследование проводится с параметрами экспериментального варианта синхронного двигателя: мощность 93 кВт, частота вращения 60 000 об/мин, напряжение фазное 184 В, напряжение холостого

хода фазное 231 В, сопротивление фазы статора  $R = 0,002$  Ом, индуктивности  $L_d = L_q = 1,25 \cdot 10^{-4}$  Гн, потокосцепление от постоянных магнитов  $F_m = 0,052$  В·с, момент инерции двигателя и турбокомпрессора  $J = 0,015$  кгм<sup>2</sup>, число пар полюсов  $p_n = 1$ . Частота коммутации вентиля выбрана равной 20 кГц. Электромагнитная постоянная времени  $T_q = L_q/R = 0,0625$  с, электромеханическая постоянная времени

$$T_m = \frac{JR}{1,5(p_n F_m)^2} = 0,00739 \text{ с, коэффициент демп-$$

$$\text{фирования } \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_m}{T_q}} = 0,17 \text{ при } i_d = 0.$$

### Система управления на базе источника тока

На рис. 1 представлена система управления синхронным двигателем с постоянными магнитами, который рассматривается как обобщённая машина в координатах ротора  $d$  и  $q$ . Рассматривается система с использованием датчика угла поворота ротора, использующая принцип построения источника тока. Темп нарастания скорости привода задаётся элементом RAMP MASTER (задатчик темпа нарастания сигнала). Выходной сигнал регулятора угловой скорости I\_PI\_w\_REG рассматривается как задание на момент  $T$ . Задание для регулятора тока I\_PI\_Iq\_REG по оси  $q$  вычисляется делением заданного момента  $T$  на  $1,5p_n F_m$  [1]. Выходной сигнал регулятора тока проходит через фильтр и определяет ток по оси  $q$ . Токи по осям  $d$  и  $q$  с помощью преобразований координат приводятся к желаемым токам  $i_a^*$ ,  $i_b^*$ ,  $i_c^*$ . Таким образом, ток по оси  $d$  не имеет регулятора и задаётся равным нулю при преобразовании координат. Релейный регулятор с зоной нечувствительности для каждой фазы сравнивает желаемый ток с реальным и формирует прямой и инверсный сигналы для управления пре-

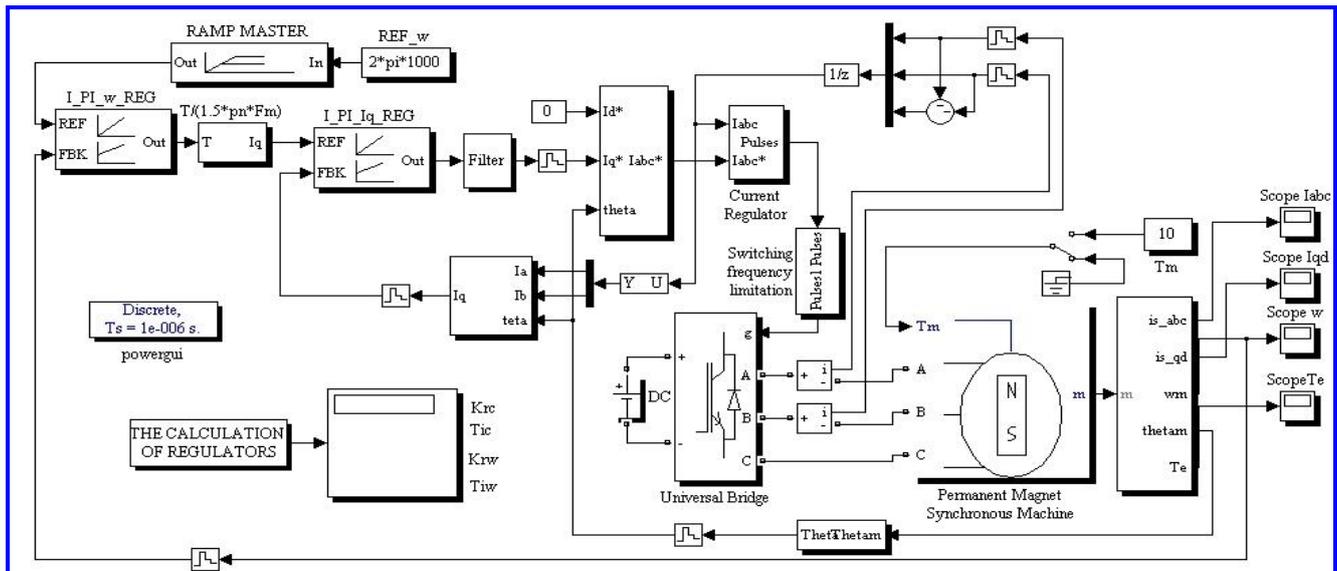


Рис. 1. Система управления для синхронного двигателя с постоянными магнитами на базе источника тока

образователем. Предусмотрен элемент, контролирующий частоту коммутации вентиля преобразователя для исключения их перегрева (Switching frequency limitation). В литературе [1] приводится данная модель только с контуром скорости. В одноконтурной системе предполагается, что реальные токи  $i_a, i_b, i_c$  всегда соответствуют заданным  $i_a^*, i_b^*, i_c^*$ , т. е. регулирование тока является безынерционным. При таком высоком быстродействии при регулировании тока система может попасть в зону упругих колебаний, связанных с наличием собственной частоты упругих колебаний механизмов. С дополнительным контуром тока можно избежать данной проблемы и регулировать реальные токи. Следует отметить, что частота квантования при измерении токов должна быть значительно больше частоты квантования регуляторов для исключения больших пульсаций в регулируемых токах и моменте двигателя. На основании приведённых ниже расчётов для определения параметров регуляторов разработан вычислительный модуль, позволяющий после ввода известных параметров двигателя получить значения пропорциональных коэффициентов усиления регуляторов ( $K_{rc}, K_{rw}$ ) и постоянных времени интегрирования ( $T_{ic}, T_{io}$ ).

**Система управления с ПИ-регуляторами.** Передаточная функция контура тока с учётом противоЭДС при пропорционально-интегральном регуляторе тока имеет вид:

$$\frac{I_q(p)}{I_z(p)} = \frac{1 + T_c p}{\left[ 1 + \frac{B_{ic}}{T_m} \right] \left\{ \frac{B_{ic} T_q}{1 + \frac{B_{ic}}{T_m}} p^2 + \frac{B_{ic} T_c}{1 + \frac{B_{ic}}{T_m}} p + 1 \right\}}, \quad (1)$$

где  $B_{ic} = T_{ic} R$  – постоянная времени интегрирования контура регулирования (предполагается, что коэффициент передачи датчика тока  $K_i = 1 \text{ В/А}$ , и поэтому  $B_{ic} = T_{ic} R / K_i$  имеет размерность времени),  $T_c = T_{ic} K_{rc}$ . Как следует из (1), для исключения влияния противоЭДС необходимо иметь  $B_{ic} \ll T_m$ . Кроме того, при настройке следующего контура регулирования необходимо на входе замкнутого контура управления установить инерционное звено для исключения влияния числителя в (1). С учётом того, что  $B_{ic} \ll T_m$ , и выбирается коэффициент демпфирования контура тока  $\xi = \sqrt{2}/2$ , при настройке контура скорости контур регулирования тока представляется передаточной функцией  $\frac{I_q(p)}{I_z(p)} \approx \frac{1}{(B_{ic} + T_c)p + 1}$ .

Передаточная функция контура скорости имеет вид:

$$\frac{\omega(p)}{\omega_z(p)} = \frac{1 + T_\omega p}{B_{i\omega} (T_c + B_{ic}) p^3 + B_{i\omega} p^2 + T_\omega p + 1}, \quad (2)$$

где  $B_{i\omega} = \frac{J T_{i\omega}}{1,5 p_n F_m}$  – постоянная времени двойного интегрирования контура скорости.

Введя обозначение  $a = \sqrt{\frac{T_\omega}{(B_{ic} + T_c)}}$ , получим

$B_{i\omega} = a^3 (B_{ic} + T_c)^2$ ,  $T_\omega = a^2 (B_{ic} + T_c)$ . Далее определяется постоянная времени интегрирования регулятора  $T_{i\omega}$  и его пропорциональный коэффициент усиления  $K_{r\omega} = T_\omega / T_{i\omega}$ .

Модульный критерий оптимизации [2] для характеристического уравнения (2) даёт значение  $a = 2$ , и тогда

$$W(p) = \frac{1 + 4(B_{ic} + T_c)p}{8(B_{ic} + T_c)^3 p^3 + 8(B_{ic} + T_c)^2 p^2 + 4(B_{ic} + T_c)p + 1}$$

При  $a > 2$  замедляется переходный процесс и уменьшается перерегулирование. Из (2) следует, что на входе необходимо установить инерционное звено для исключения влияния числителя в (2) на переходный процесс.

**Система управления с ИПИ-регуляторами.** Передаточные функции контуров тока и скорости при применении ПИ- и ИПИ-регуляторов отличаются только тем, что при ИПИ-регуляторах [3] нет производных от входного сигнала, и поэтому нет необходимости устанавливать инерционные звенья на входах. Осциллограммы разгона до 60 000 об/мин представлены на рис. 2, а. Как следует из осциллограммы, двигатель выходит на заданную скорость и отрабатывает ступенчатое приложение нагрузки 15 Н·м.

**Система управления с поддержанием токов по осям  $d, q$  с помощью регуляторов**

Структура системы управления представлена на рис. 3, а. Задание на скорость поступает на вход ИПИ-регулятора скорости (I\_PI\_R\_w\_REG), выходом которого является задание на ток по оси  $q$ . Это задание поступает на вход ИПИ-регулятора тока

(I\_PI\_R\_Iq\_REG), выходом которого является задание на напряжение  $U_q$ . Задание на входе регулятора тока по оси  $d$  (I\_PI\_R\_Id\_REG) равно нулю. Регуляторы тока по осям  $d, q$  настраивались с одинаковым быстродействием. Настройка регуляторов не отличается от настройки рассмотренных ранее регуляторов. На рис. 2, в представлены осциллограммы разгона до 30 000 об/мин с одинаковым быстродействием регуляторов по осям, а на рис. 2, г осциллограммы с более быстродействующим контуром тока по оси  $d$ . При настройке регуляторов с одинаковым быстродействием двигатель вышел на скорость 30 000 об/мин, но при приложении момента двигатель вышел из синхронизма. При более быстродействующем контуре тока по оси  $d$  по сравнению с контуром по оси  $q$  улучшается демпфирование переходных процессов. При такой настройке привод разгоняется на скорость 30 000 об/мин и отрабатывает приложение номинальной нагрузки. Однако на скорости 60 000 об/мин при приложении номинального момента нагрузки 15 Н·м система вышла из синхронизма (рис. 2, д). Это связано со снижением коэффициента демпфирования с ростом скорости.

**Система управления с прямым измерением момента**

На рис. 3, б представлена система управления

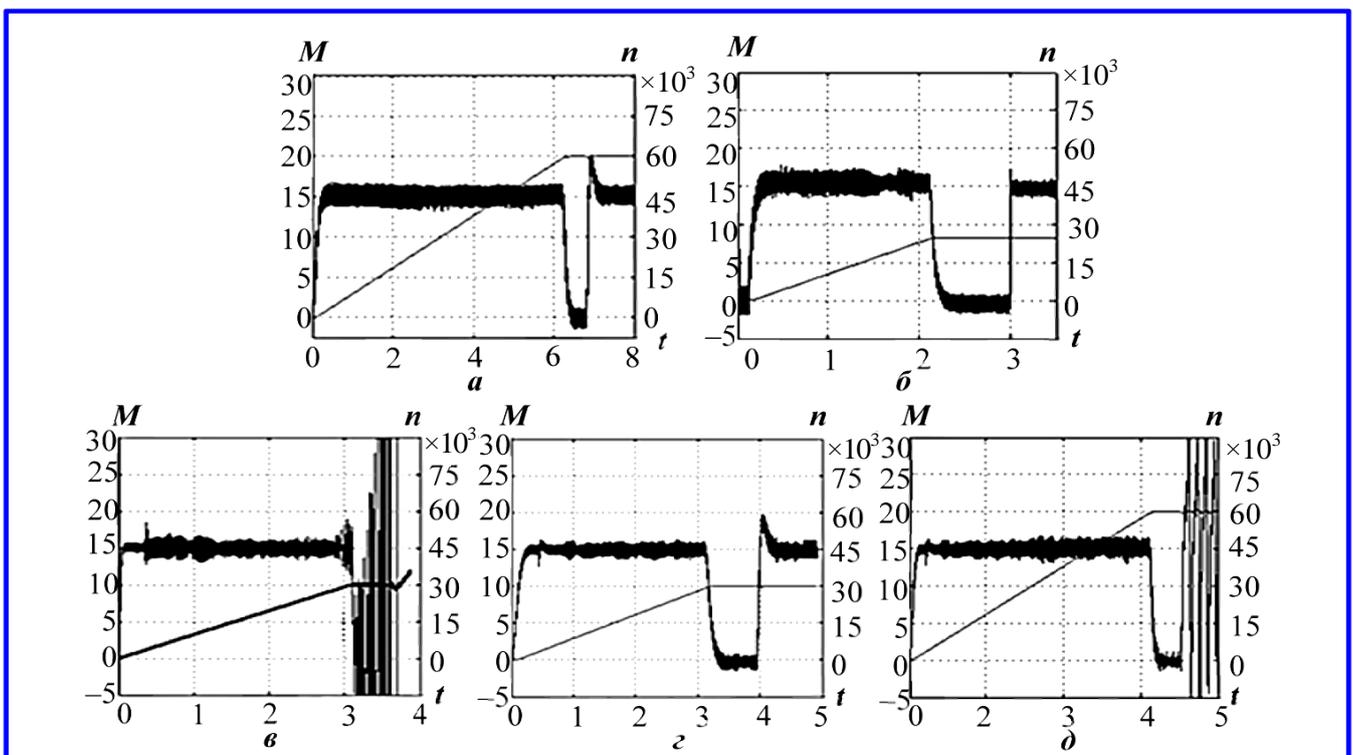


Рис. 2. Осциллограммы разгона системы управления на базе источника тока (а), системы управления с прямым измерением момента (б), системы поддержания токов по осям  $d, q$  с помощью регуляторов (в – д)

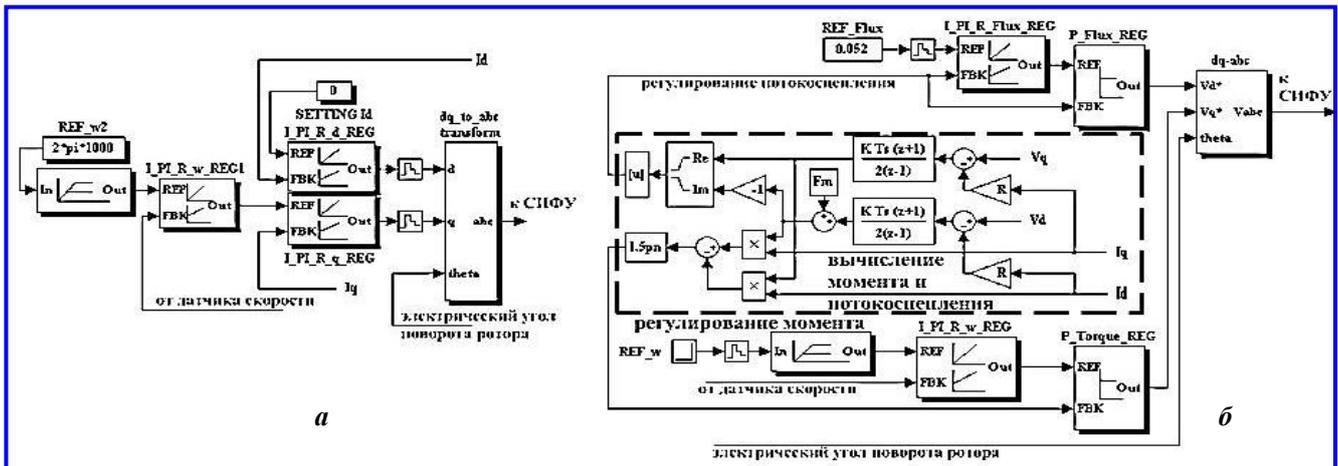


Рис. 3. Структуры систем управления с регуляторами токов (а) и с прямым измерением момента (б)

двигателем с прямым измерением момента [4]. Основной системы является вычисление потокосцеплений по двум осям и результирующего потокосцепления с помощью цифрового интегрирования разности напряжений и падений напряжений на активных сопротивлениях. Результирующее потокосцепление и момент двигателя определяются из выражений:

$$F = \sqrt{\left(\frac{V_q - i_q R}{p}\right)^2 + \left(\frac{V_d - i_d R}{p} + F_m\right)^2};$$

$$M = 1,5 p_n ((F_d + F_m) i_q - F_q i_d),$$

где  $F_q = \frac{V_q - i_q R}{p}$  и  $F_d = \frac{V_d - i_d R}{p}$ .

Заданное результирующее потокосцепление для регуляторов по оси  $d$  принимается равным потокосцеплению от постоянных магнитов. Тем самым предполагается, что регуляторы должны обеспечить нулевое значение тока по оси  $d$ . В контуре регулирования момента применён пропорциональный регулятор, а в контуре регулирования потокосцепления последовательно включённые пропорциональный и ИПИ-регулятор. При настройке регуляторов по осям  $d$  и  $q$  с разным быстродействием система управления имеет хорошее демпфирование до частоты вращения 10 000 об/мин с надёжным поддержанием общего потокосцепления, но при 30 000 об/мин система становится неустойчи-

вой. Осциллограммы разгона до 25 000 об/мин представлены на рис. 2, б.

### Выводы

1. С ростом частоты вращения синхронного двигателя с системами векторного управления наблюдается ухудшение демпфирования переходных процессов.
2. Для промышленных систем (с частотой вращения порядка 10 000 об/мин) можно использовать любую из рассмотренных систем управления.
3. Для всех систем управления контуры регулирования тока по оси  $d$  должны обеспечивать более быстрое регулирование, чем контуры регулирования тока по оси  $q$ .
4. Система управления двигателем на базе источника тока является наиболее устойчивой на высоких скоростях, поэтому на её основе можно создать систему управления двигателем без использования датчика угла положения ротора.
5. ИПИ-регулятор имеет преимущество перед ПИ-регулятором, так как упрощает структуру системы управления и увеличивает вычислительные ресурсы процессора.

### Литература

1. Rachid M. Power electronics handbook / M. Rachid. – 2001.
2. Kessler C. Ein beitrag zur theorie mehrschleifiger regelungen / C. Kessler. – Regelungstechnik, 1960. – № 8. – P. 261 – 266.
3. Naidi V.S.R. Modern electrical drive systems / V.S.R. Naidi // Iron and steel Engineer, 1970. – V. 47. – № 10.
4. Takahashi I. and Noguchi T. A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor. IEEE IAS Meeting, 1985.

Поступила в редакцию 20.12.2013

Алексей Николаевич Ковшаров, аспирант, инженер-программист, т. (495) 623-36-21, e-mail: ank2003@mail.ru.