

УДК 621.31

ББК 3852.3

И.В. ВИКТОРОВ, В.М. НИКИТИН

## СПОСОБ ЭКОНОМИЧНОГО УПРАВЛЕНИЯ СИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ БЕЗ ДАТЧИКА ПОЛОЖЕНИЯ РОТОРА

**Ключевые слова:** преобразователь частоты, синхронная машина, угол нагрузки, векторная диаграмма, коэффициент мощности двигателя, электромагнитный момент, перегрузочная способность, динамическая устойчивость.

*В статье рассмотрен способ экономичного управления скоростью синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов с помощью автономного инвертора напряжения. Способ обеспечивает устойчивое (без опрокидывания) вращение ротора без использования сигналов датчика положения ротора. Предложен алгоритм, реализующий минимальные потери в машине и в преобразователе.*

*Принятое в анализе допущение о несущественном влиянии падения напряжения в активном сопротивлении обмотки статора на процессы в синхронной машине подтверждено параметрами реальной машины из серии 7ДВМ и результатами эксперимента. Показано, что режим с  $\cos\varphi = 1$  мало отличается от общепринятого с углом нагрузки  $\theta = \varphi$ . Приведены результаты экспериментальной проверки способа в электроприводе с двигателем 7ДВМ250 мощностью 150 кВт, которые показали высокую динамическую устойчивость системы в широком диапазоне скоростей и нагрузок и при соблюдении наиболее экономичного энергообмена между двигателем и преобразователем (т.е. с  $\cos\varphi = 1$ ).*

В механизмах с частотно-регулируемыми электроприводами (ЭП) всё чаще на первое место выдвигается требование максимума КПД или минимума потерь энергии как в преобразователе, так и в двигателе. В связи с этим особое внимание привлекают ЭП с синхронными двигателями с возбуждением от постоянных магнитов (СДПМ) и управлением скоростью без использования сигналов датчика положения ротора. Обладая всеми достоинствами ЭП с асинхронными двигателями с короткозамкнутым ротором, но превосходя их по экономичности, такие системы, к сожалению, не обеспечивают устойчивую работу в широком диапазоне изменения скорости [1–5].

Достигнутые на сегодняшний день характеристики в магнитных материалах позволяют создавать ЭП с рекордными по КПД и по массогабаритным показателям параметрами.

Синхронные машины при питании от преобразователя частоты (ПЧ) могут работать с  $\cos\varphi = 1$  [3], обеспечивая электромагнитный момент и скорость при минимальных затратах мощности. В асинхронной машине, как известно, режим с  $\cos\varphi = 1$  в принципе невозможен. К недостаткам синхронных двигателей следует отнести более высокую их стоимость, трудности устойчивого управления без датчика положения ротора и «ухудшающийся»  $\cos\varphi$  при скорости вращения СМ выше номинальной. В асинхронной машине эти недостатки либо отсутствуют, либо проявляются в меньшей степени.

Для режима с  $\cos\varphi = 1$  ток статора СМ следует формировать совпадающим по фазе с питающим напряжением  $U_1$ , а в тормозном (генераторном) – в про-

тивофазе с  $U_1$ . В первом случае функцию потребителя энергии выполняет СМ, а во втором – полупроводниковый ПЧ. Энергообмен между ними зависит от построения силовой схемы и может быть как свободным в обе стороны, так и однонаправленным только от ПЧ к двигателю.

Во многих механизмах однонаправленного энергообмена бывает достаточно, если тормозные режимы отсутствуют либо они кратковременные и редкие. Возвращаемую двигателем энергию в таком случае целесообразнее «сбрасывать» в балластный резистор в звене постоянного тока. Схема ПЧ с таким энергообменом оказывается наиболее простой и дешевой.

В тех случаях, когда сброс энергии в балластный резистор всё же нежелателен, используют общую для нескольких ЭП сеть постоянного тока и неодновременность тормозных режимов в них. Статоры СМ в таких ЭП получают питание через «собственные» автономные инверторы напряжения (АИН), которые обеспечивают двухсторонний энергообмен между сетью постоянного тока и каждым из двигателей. Возможны и более сложные схемы ПЧ, допускающие возврат энергии из сети постоянного тока в сеть 50 Гц.

Не останавливаясь на подробностях энергообмена между СМ и ПЧ, будем подразумевать, что любой его вид возможен, если для этого возникает необходимость.

Введём ряд упрощений, идеализирующих установившийся режим СМ:

- 1) будем считать зазор между статором и ротором равномерным;
- 2) в фазах статорной обмотки действуют синусоидальные и симметричные напряжения, токи и ЭДС;
- 3) будем считать, что сопротивление магнитной цепи для магнитных потоков определяется только воздушным зазором, полагая характеристику намагничивания машины линейной (между токами и потокосцеплениями имеет место прямая пропорциональность);
- 4) вектор тока короткозамкнутой (пусковой) обмотки на роторе нулевой;
- 5) в установившемся режиме ротор СМ и вектор его потока возбуждения вращаются синхронно с полем статора, отставая или опережая его (в зависимости от знака момента) на угол нагрузки  $\theta$  [рад].

С учётом таких допущений будут справедливы следующие уравнения в векторной форме:

$$\bar{U}_1 = \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} = \bar{I}_1 r_1 + \frac{d\Delta\bar{\Psi}}{dt} + j\omega\bar{\Psi}_0 = \bar{I}_1(r_1 + j\mathbf{x}_1) + \bar{E}_1, \quad (1)$$

$$M = M_{ст} = \bar{I}_1 \bar{\Psi}_0 \sin \theta_{i\psi}, \quad (2)$$

где  $\omega$  – установившаяся частота вращения векторов и координатных осей в «электрических» рад/с;  $\bar{U}_1$  – формируемый ПЧ результирующий вектор напряжения статора, совмещённый с вращающейся координатной осью  $y$ , В (рис. 1);  $\bar{\Psi}_1$  – результирующий вектор потокосцепления статора, совмещённый с координатной осью  $x$ , В·с;  $\bar{I}_1$  – вектор тока статора СМ, создающий дополнительное поле  $\Delta\bar{\Psi}$ , которое, в свою очередь, вместе с потокосцеплением ротора  $\bar{\Psi}_0$ , образует в зазоре результирующее поле  $\bar{\Psi}_1 = \bar{\Psi}_0 - \Delta\bar{\Psi}$ , А;  $\bar{I}_1 r_1$  – падение напряжения в активном сопротивлении статора;  $\mathbf{x}_1 \cdot \bar{I}_1 = \omega L_1 \cdot \bar{I}_1 = \frac{d\Delta\bar{\Psi}}{dt}$  падение напряжения на индуктивностях рассеяния обмотки статора ( $\mathbf{x}_1$  – синхронное со-

противление СМ);  $\bar{E}_1 = -j\omega\bar{\Psi}_0$  – вектор ЭДС, обусловленный потокоцеплением  $\bar{\Psi}_0$  и частотой вращения ротора  $\omega$  в «электрических» рад/с, В;  $\theta_{r\psi}$  – угол между векторами тока статора  $\bar{I}_1$  и потокоцеплением ротора  $\bar{\Psi}_0$ , рад;  $M$  и  $M_{ст}$  – электромагнитный момент СМ и момент нагрузки на её валу, Нм.

На номинальной частоте вращения СМ величина падения напряжения на активном сопротивлении обмотки статора при номинальном токе  $r_1\bar{I}_{1н}$  оказывается много меньше остальных составляющих уравнения (1).

Этот факт позволяет при анализе номинального и близких к нему статических режимов пренебречь (для простоты картины) падением напряжения на  $r_1$  и предельно упростить выражение (1)

$$\bar{U}_{1н} \cong jx_n\bar{I}_1 + \bar{E}_{0н}, \quad (3)$$

где  $x_n = \omega_n \cdot L$  и  $E_{1н} = \Psi_0 \cdot \omega_n$ .

Уравнению (3) соответствуют схема замещения фазы СМ (рис. 1, а) и векторные диаграммы (рис. 1, б–д).

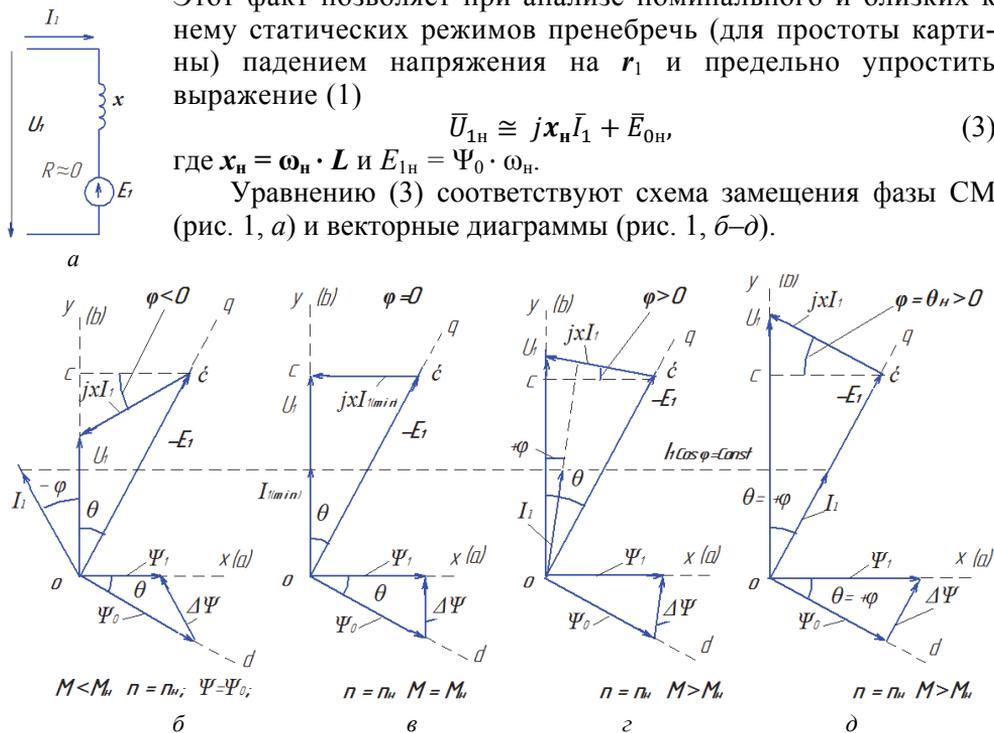


Рис. 1. Схема замещения (а) и векторные диаграммы синхронной машины в режиме двигателя  $M > 0$ ; б – результирующие векторы с опережающим током статора ( $\varphi < 0$ ), в – то же с  $\varphi = 0$ , г – то же с отстающим током ( $\varphi > 0$ ) и д – то же с отстающим током на угол  $\varphi = \theta > 0$

Будем полагать, что все векторы на диаграммах вместе с системой координат  $x, y$  вращаются в рабочем режиме относительно точки 0 против часовой стрелки с частотой  $\omega$ , при этом вектор напряжения  $\bar{U}_1$  совмещён с осью  $y$ , а векторы  $\bar{E}_1$ ,  $\bar{\Psi}_0$  и координатные оси ротора  $d, q$  под действием тормозного момента нагрузки отстают вместе с ротором от осей  $x, y$  на угол  $\theta$ . Вектор тока  $\bar{I}_1$  может как отставать, так и опережать вектор напряжения  $\bar{U}_1$  на угол  $\varphi$  или вращаться с ним без фазового сдвига ( $\varphi = 0$ ). При любом сочетании величин  $\bar{U}_1$ ,  $\bar{E}_1$  и угла  $\theta$  вектор тока должен оставаться ортогональным к вектору напряжения  $jx_1\bar{I}_1$ , а сами величины  $\bar{U}_1$ ,  $\bar{E}_1$  и  $jx_1\bar{I}_1$  образовывать треугольник, варианты которого показаны на рис. 1, б–д.

Способность СМ вырабатывать наряду с активной и реактивную мощность широко использовалась при питании их непосредственно от трехфазной сети 50 Гц для компенсации индуктивной составляющей в мощности, потребляемой другими потребителями. При частотном управлении этот режим нецелесообразен, так как приводит к перекачке между ПЧ и СМ бесполезной реактивной составляющей мощности. Режим с  $\varphi = 0$  (рис. 1, в) в этой связи наиболее привлекателен из всех режимов, приведённых на рис. 1.

Вместе с тем при частотном управлении СМ «оптимальным» считается режим с отстающим углом  $\varphi$ , равным углу нагрузки  $\theta$ , который реализуется с помощью сигналов датчика углового положения ротора [2]. Сигналы такого датчика позволяют поддерживать нулевым сдвиг между векторами ЭДС  $\bar{E}_1 = -j\omega\bar{\Psi}_0$  и током статора  $\bar{I}_1$ , а значит, и поддерживать максимум произведения тока статора и потока ротора, т.е.  $M = \bar{I}_1 \cdot \bar{\Psi}_0 \sin\theta_{\Psi}$ . Векторная диаграмма, соответствующая такому режиму, приведена на рис. 1, д. Из неё следует  $\theta_{\Psi} = \pi/2$  и  $\varphi = \theta_2$  т.е.  $M = \bar{I}_1 \cdot \bar{\Psi}_0 \cos\varphi = \bar{I}_1 \cdot \bar{\Psi}_0 \cos\theta$ .

Обозначив переменные, относящиеся к режиму на рис. 1, в ( $\varphi = 0$ ), индексами 1 (режим 1), а относящиеся к режиму на рис. 1, д ( $\varphi = \theta$ ), – индексом 2 (режим 2), можем записать:

$$\begin{cases} \frac{M}{\eta} \Omega = mU_1 I_1 = mI_1 E_1 \cos \theta_1 \\ \frac{M}{\eta} \Omega = mU_2 I_2 \cos \theta_2 = mI_2 E_1 \\ \sin 2\theta_1 = \frac{2M\Omega x_1}{m\eta E_1^2}; \operatorname{tg} \theta_2 = \frac{M\Omega x_1}{m\eta E_1^2}, \end{cases} \quad (4)$$

где  $m$  – число фаз СМ.

Путём сравнения режимов, обеспечивающих одинаковую выходную мощность  $M \cdot \Omega / \eta$ , можем с помощью векторных диаграмм установить соотношения между токами, напряжениями и углами нагрузки двигателя в каждом из них:

$$\begin{cases} \theta_1 = \arcsin\left(\frac{2M\Omega x_1}{m\eta E_1^2}\right); \\ I_1 = \frac{E_1}{x_1} \sin \theta_1; U_1 = E_1 \cos \theta_1; \\ \theta_2 = \operatorname{arctg}\left(\frac{x_1}{mE_1^2} \cdot \frac{M\Omega}{\eta}\right); \\ I_2 = \frac{M\Omega}{m\eta E_1^2}; U_2 = \frac{E_1}{\cos \theta_2}. \end{cases} \quad (5)$$

**Пример.** По выражениям (5) для СДПМ типа 7ДВМ250-35-01ОМ5 с параметрами  $M_n = 477,7$  Нм,  $n_n = 3000$  об/мин ( $\Omega_n = 314,16$  рад/с,  $\omega_n = 942,48$  рад/с),  $E_1 = 267$  В,  $m = 3$ ;  $r_\phi = 2,75 \cdot 10^{-3}$  Ом,  $L_\phi = 0,24 \cdot 10^{-3}$  Гн,  $J = 2,47$  кгм<sup>2</sup>,  $\eta_n \geq 0,91$  определить значения переменных в режимах 1 и 2 при номинальной скорости и номинальном моменте нагрузки.

$$\theta_1 = 0,5 \arcsin \left( \frac{2M_H \Omega_H x_{1H}}{\eta m E_1^2} \right) = 0,5 \arcsin \left( \frac{300\,000 \cdot 0,24 \cdot 10^{-3} \cdot 942,48}{0,91 \cdot 3 \cdot 267^2} \right) =$$

$$= 0,5 \arcsin 0,35 = 0,18 \text{ рад } (10,3^\circ); \sin \theta_{1H} = 0,179; \cos \theta_{1H} = 0,984.$$

$$I_{1H} = \frac{E_{1H}}{x_{1H}} \sin \theta_{1H} = \frac{267}{0,24 \cdot 10^{-3} \cdot 942,48} \cdot 0,179 = 211,3 \text{ A.}$$

$$U_{1H} = E_{1H} \cos \theta_{1H} = 267 \cdot 0,984 = 262,73 \text{ В}$$

(амплитуда линейного напряжения  $U_1 \sqrt{6} = 643,55 \text{ В}$ ).

$$\theta_{2H} = \arctg \left( \frac{x_1}{m E_{1H}^2} \cdot \frac{M_H \Omega_H}{\eta} \right) = \arctg \left( \frac{0,24 \cdot 10^{-3} \cdot 942,48}{3 \cdot 267^2} \cdot \frac{150\,000}{0,91} \right) =$$

$$= \arctg 0,17434 = 10^\circ.$$

$$I_{2H} = \frac{M_H \Omega_H}{m \eta E_{1H}^2} = \frac{150\,000}{3 \cdot 0,91 \cdot 267} = 205,8 \text{ A.}$$

$$U_{2H} = \frac{E_{1H}}{\cos \theta_{2H}} = \frac{267}{0,9848} = 271 \text{ В}$$

(амплитуда линейного напряжения 664 В).

**Выводы 1.** Полученные в результате расчёта значения токов и напряжений близки к полученным экспериментально, а величина  $r_\phi \cdot I_{\phi H}$  для режимов 1 и 2 не превышает 0,6 В, поэтому по сравнению с величинами  $U_{\phi H} = 262 \text{ В}$  и  $E_{\phi H} = 267 \text{ В}$  и даже  $I_H x_H = I_H \cdot 2\pi f_H L = 211,3 \cdot 942,48 \cdot 0,24 \cdot 10^{-3} = 47,8 \text{ В}$  она действительно может считаться незначительной.

2. Сравнительный анализ показывает, что в пределах до номинального момента нагрузки ( $M_d \leq M_H$ ) большой разницы в величине напряжений и токов между режимами нет. Электромеханическое преобразование в режиме 2 совершается при чуть более высоком напряжении и при чуть меньшей величине тока в статоре. Разница в токах и в напряжениях режимов менее 3%.

3. С увеличением скорости вращения перегрузочная способность СМ падает, так как растёт падение напряжения на «синхронном сопротивлении» статора  $x_1$ , а вслед за ним растёт и угол нагрузки  $\theta$  между полем статора и полем ротора (угол между потокоцеплениями  $\Psi_1$  и  $\Psi_0$ ) (см. рис. 2). В режиме 1 момент  $M$  достигает максимума при  $\theta_{\max} = \pi/4$  и, например, для тока в фазах статора 7ДВМ250-35-01ОМ5 перегрузочный момент составляет:

– для режима 1

$$I_{\max} = \frac{E_1}{x_1} \sin \theta_{\max} = \frac{E_1 \sqrt{2}}{x_1 \cdot 2} = \frac{267}{0,24 \cdot 10^{-3} \cdot 942,48} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} = 835 \text{ A,}$$

что соответствует  $I_{\max} / I_H = 3,95$  и

$$\frac{M_{\max}}{M_H} = \frac{m \cdot E_1^2}{2 \cdot x_1 \cdot M_H \cdot \Omega_H} = \frac{3 \cdot 267^2}{2 \cdot 0,24 \cdot 10^{-3} \cdot 942,48 \cdot 150\,000} = 3,15;$$

– для режима 2 такое ограничение ( $\theta = \pi/4$ ) наступает при более высоком значении тока

$$I_{\max} = \frac{E_{1H}}{x_{1H}} = \frac{267}{0,24 \cdot 10^{-3} \cdot 942,48} = 1180,4 \text{ A,}$$

что соответствует  $I_{\max} / I_H = 5,6$  и более высоком значении момента  $M_{\max}$

$$\frac{M_{\max}}{M_H} = \frac{m \cdot E_1^2}{x_1 \cdot M_H \cdot \Omega_H} = \frac{0,24 \cdot 10^{-3} \cdot 942,48 \cdot 150\,000}{3 \cdot 267^2} = 6,3.$$

По величине перегрузочного момента режим 1 существенно уступает режиму 2 (см. рис. 2), причём в режиме 2 в два раза более высокий  $M_{\max}$  достигается за счёт одновременного увеличения тока и напряжения статора в  $\sqrt{2}$  раз.

Во многих случаях столь высоких значений перегрузочного момента и не требуется.

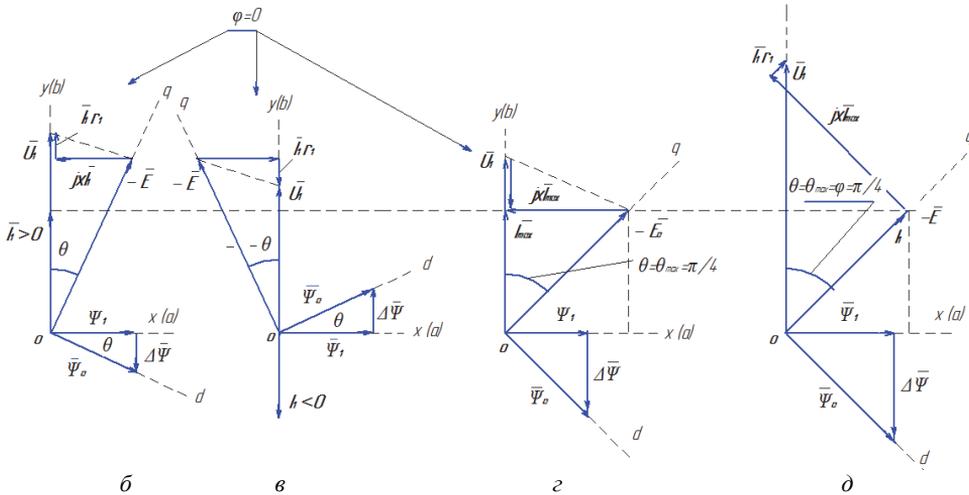
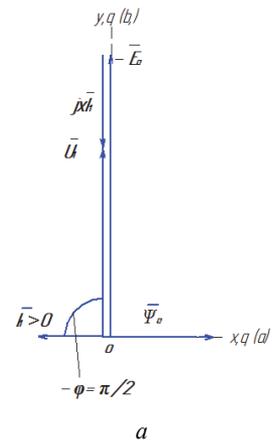


Рис. 2. Векторные диаграммы синхронной машины (результрующие векторы):  
 а – с опережающим током статора ( $\varphi = -\pi/2$ ) и  $M = 0$  (идеальный холостой ход);  
 б – с  $\varphi = 0$  и  $M > 0$ , т.е. с отстающим углом нагрузки  $\theta > 0$ ;  
 в – тормозной режим с опережающим углом нагрузки  $\theta < 0$  и  $\varphi = 0$ ;  
 г – с максимальным отстающим углом нагрузки  $\theta = \theta_{\max} = \pi/4$  и  $\varphi = 0$ ;  
 д – с максимальным отстающим углом нагрузки  $\theta = \theta_{\max} = \pi/4$  и  $\varphi = \theta_{\max} = \pi/4$

Для большинства механизмов  $M_{\max} = (1,5 \div 2)M_H$  вполне достаточно. А это значит, что большой разницы между сравниваемыми режимами нет и основным преимуществом оказывается простота управления.

Получение информации об угловом положении ротора СМ связано с дополнительными аппаратными затратами (требуется либо датчик на валу, либо узел выделения ЭДС СМ, либо модель «наблюдателя» и т.д.). Всё это усложняет конструкцию двигателя с преобразователем, либо приводит к длинной цепочке логических операций и вычислений, замедляющей процесс управления.

В [3] предложен достаточно простой метод, основанный не на измерении или вычислении углового положения ротора, а на подавлении реактивной



Если напряжение статора при заданной частоте  $\omega_{\text{зад}}$  удовлетворяет векторной диаграмме на рис. 1, *в*, то это означает, что условия

$$I_m K_{\text{дт}} \sin \varphi = 0 \text{ и } U_m = U_{m0} \quad (8)$$

выполнены, а вращающийся вектор тока  $\bar{I}_m$  совпадает по угловому положению с вектором напряжения  $\bar{U}_{m0}$ , который мы совместили с осью  $y$  вращающейся координатной системы  $x, y$  (рис 1, *в*).

Если  $U_m$  меньше  $U_{m0}$ , то ток статора будет опережающим, т.е. таким, как на рис. 1, *б*, а СМ с таким напряжением на статоре производит механическую работу и одновременно вырабатывает реактивную энергию емкостного характера. Если  $U_m$  больше  $U_{m0}$ , то ток статора становится отстающим, а СМ производит механическую работу и одновременно вырабатывает реактивную энергию индуктивного характера.

С помощью сигналов обратной связи  $\Delta U$  и  $\varphi$  была обеспечена устойчивая работа электропривода на базе СМ 7ДВМ250-35-01ОМ5 мощностью до 150 кВт.

Следует заметить, что в электроприводах с короткозамкнутой (пусковой) обмоткой на роторе устойчивость сохраняется и без дополнительных корректирующих сигналов на входе ПЧ, а режим с заданным коэффициентом мощности ( $\cos \varphi = 0,9 \div 1,0$ ) поддерживается с помощью регулятора в цепи обмотки возбуждения.

В [2] было показано, что демпфирующую функцию в такой СМ выполняет короткозамкнутая обмотка на роторе. Однако недостатками такого способа достижения устойчивого режима можно считать существенное усложнение конструкции ротора и его нагрев в установившемся режиме под действием пазовых пульсаций магнитного потока. Применение такого ротора оправдано лишь в электроприводах, где ротор СМ уже имеет короткозамкнутую обмотку.

По предлагаемому алгоритму на предприятии АО «ЧЭАЗ» был реализован ЭП с двигателем 7ДВМ250 мощностью 150 кВт. Электропривод обеспечивает устойчивую работу в широком диапазоне скоростей и нагрузок на валу.

Предлагаемый алгоритм с помощью вычислителя позволяет наиболее быстро формировать питающее напряжение статора. Процедура в алгоритме занимает время не более 60 мкс и повторяется с частотой  $\cong 17$  кГц. Это означает, что практически «безынерционно» поддерживается режим с  $\cos \varphi = 1$ .

Предварительно (перед пуском) в электроприводе выполняется ориентация ротора путём формирования кратковременного, начального и неподвижного положения вектора напряжения (или тока) статора с амплитудой достаточной для начальной фиксации его позиции.

Короткая пауза перед пуском с  $\omega_{\text{зад}} = 0$  устанавливалась для того, чтобы погасить возможные колебания ротора, если между вектором напряжения (тока) статора и фактическим положением ротора оказывается наиболее неудачное рассогласование. После того как колебания ротора прекратятся («затухнут»), начиналось вращение вектора напряжения (тока) статора с нараста-

нием угловой частоты  $\omega_{зад}$  в соответствии с желаемым ускорением  $d\Omega/dt = p d\omega_{зад}/dt = 2\pi p df_{зад}/dt$ . Процедура формирования  $\omega_{зад}(t)$  обеспечивается в ЭП с помощью задатчика интенсивности (ЗИ) в структуре пульта управления, показанного на рис. 3, а возможные графики его сигналов представлены на рис. 4.

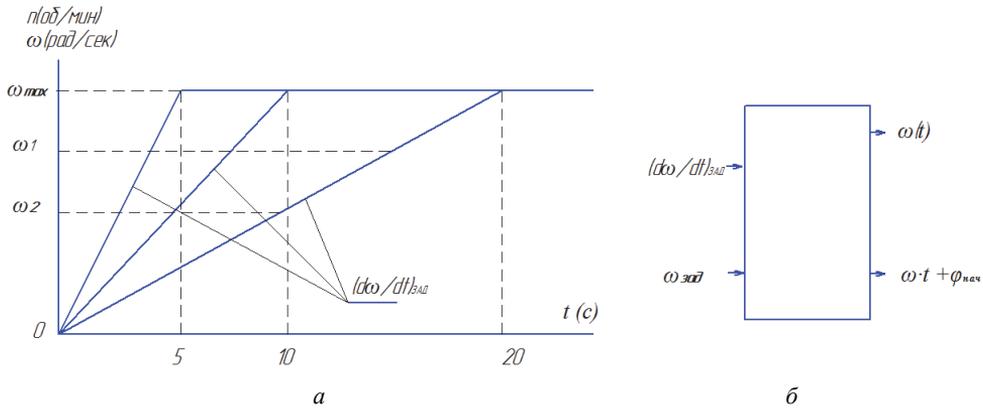


Рис. 4. Формирователь (пульт) задающих сигналов:  
 а – характеристики с различным ускорением  $d\omega/dt$  на участке разгона;  
 б – входные и выходные сигналы пульта ЗИ

На рис. 5 приведены осциллограммы тока  $I_1$  и напряжения  $U_1$  одной фазы СМ типа 7ДВМ250 в установившемся режиме работы электропривода, выполненного по функциональной схеме рис. 3 с номинальным моментом нагрузки и током двигателя, равным номинальному значению.

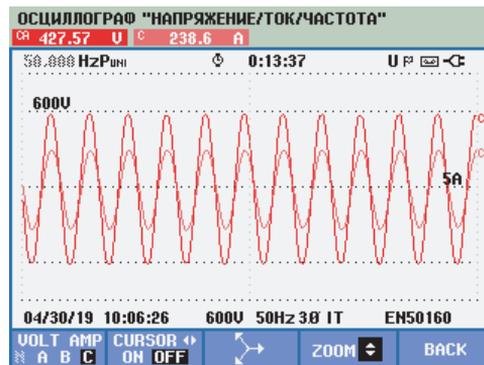


Рис. 5. Осциллограммы тока  $I_1$  и напряжения  $U_1$  одной фазы СДПМ типа 7ДВМ250, в схеме электропривода, выполненного по функциональной схеме рис. 3

Из осциллограмм следует, что сдвиг по фазе между  $U_1$  и  $I_1$  равен нулю. Электропривод при этом сохраняет устойчивость во всём диапазоне скоростей и значений момента нагрузки. Таким образом, корректирующая обратная связь по предложенному авторами алгоритму обеспечивает наиболее комфортные условия для эксплуатации СМ.

Негативная сторона режима  $\cos\varphi \neq 1$  проявляется уже на холостом ходу в виде вопроса «Почему большой ток, если момент нагрузки на валу отсутствует?» Ответ на рис. 2, а.

В заключение заметим, что в электроприводе с СДПМ типа 7ДВМ250 и преобразователем, выполненным по двухкаскадной схеме (повыситель напряжения плюс трехфазный инвертор), удалось получить общий коэффициент полезного действия ЭП более 91% (почти 92%). Масса СДПМ при этом оказалась почти в 2 раза меньше массы коллекторной машины постоянного тока, ранее использовавшейся на таком механизме.

#### Литература

1. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. М. Энергия, 1980.
2. Донской Н.В. Регулируемые электроприводы переменного тока. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2007.
3. Патент РФ 2724603. Способ управления синхронным электродвигателем / Виктор И.В., Никитин В.М.; патентообладатель АО «Чебоксарский электроаппаратный завод»; заяв. № 2019129273 от 16.09.2019 г.; публ. 25.05.2020. Бюл. № 18.
4. Патент РФ 2141719. Способ векторного управления синхронным двигателем с постоянными магнитами на роторе и электропривод для осуществления этого способа / Мищенко В.А., Мищенко Н.И., Мищенко А.В.; заяв. № 98105585/09 от 25.03.1998 г.; опубл. 20.11.1999 г.
5. Патент РФ 2683586. Способ управления синхронным электродвигателем на постоянных магнитах / Хачатуров Д.В.; заяв. 2018117472 от 11.05.2018 г.; опубл. 29.03.2019 г. Бюл. № 10.

---

**ВИКТОРОВ ИВАН ВЛАДИМИРОВИЧ** – инженер-программист 1-й категории отдела электропривода и преобразовательной техники, АО «ЧЭАЗ», Россия, Чебоксары (cheaz@cheaz.ru).

**НИКИТИН ВЛАДИМИР МИХАЙЛОВИЧ** – кандидат технических наук, заместитель начальника отдела электропривода и преобразовательной техники, АО «ЧЭАЗ», Россия, Чебоксары (cheaz@cheaz.ru).

---

Ivan V. VIKTOROV, Vladimir M. NIKITIN

#### A METHOD OF ECONOMICAL CONTROL OF A SYNCHRONOUS MOTOR WITHOUT A ROTOR POSITION SENSOR

**Key words:** frequency converter, synchronous machine, load angle, vector diagram, motor power factor, electromagnetic torque, overload capability, dynamic stability.

*The article considers a method of economical speed control of synchronous motor with permanent magnet excitation using autonomous voltage inverter. The method provides stable (without tilting) rotation of the rotor without using the rotor position sensor signals. An algorithm, which realizes minimal losses in the machine and in the inverter, is proposed.*

*The assumption of insignificant influence of voltage drop in stator winding active resistance on processes in synchronous machine accepted in the analysis is confirmed by parameters of real motors from 7DVM series and results of the experiment. It is shown that the mode with  $\cos\varphi = 1$  differs little from the generally accepted mode with load angle  $\theta = \varphi$ . The results of experimental verification of the method in electric drive with 7DVM250 motor of 150 kW power are presented, which showed high dynamic stability of the system in a wide range of speeds and loads and while maintaining the most economical energy exchange between the motor and inverter (that is with  $\cos\varphi = 1$ ).*

## References

1. Ivanov-Smolenskii A.V. *Elektricheskie mashiny* [Electric motors]. Moscow, Energiya Publ., 1980.
2. Donskoi N.V. *Reguliruemye elektroprivody peremennogo toka* [Adjustable AC drives]. Cheboksary, Chuvash University Publ., 2007.
3. Viktorov I.V., Nikitin V.M. *Sposob upravleniya sinkhronnym elektrodvigatelem* [Method of control of a synchronous electric motor]. Patent RF, no. 2724603, 2020.
4. Mishchenko V.A., Mishchenko N.I., Mishchenko A.V. *Sposob vektornogo upravleniya sinkhronnym dvigatelem s postoyannymi magnitami na rotore i elektroprivod dlya osushchestvleniya etogo sposoba* [Vector control method of the synchronous motor with permanent magnets on the rotor and electric drive for the method implementation]. Patent RF, no. 2141719, 1998.
5. Khachaturov D.V. *Sposob upravleniya sinkhronnym elektrodvigatelem na postoyannykh magnitakh* [Method of control of synchronous motor on permanent magnets]. Patent RF, no. 2683586.

---

**IVAN V. VIKTOROV – 1<sup>st</sup> Category Software Engineer, Department of Electric Drive and Converting Equipment, ChEAZ JSC, Russia, Cheboksary (cheaz@cheaz.ru).**

**VLADIMIR M. NIKITIN – Candidate of Technical Sciences, Deputy Head of the Department of Electric Drive and Converting Equipment, ChEAZ JSC, Russia, Cheboksary (cheaz@cheaz.ru).**

---

**Формат цитирования:** *Викторов И.В., Никитин В.М. Способ экономичного управления синхронным двигателем без датчика положения ротора // Вестник Чувашского университета. – 2021. – № 1. – С. 36–46. DOI: 10.47026/1810-1909-2021-1-36-46.*