

УДК 681.587

Лауниконис В. В., Троший А. А., Ивченков Н. В.

## ИССЛЕДОВАНИЕ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПОДАЧИ МЕТАЛЛОРЕЖУЩИХ СТАНКОВ

Большую часть систем подачи современных станков с ЧПУ составляют синхронные двигатели, двигатели постоянного тока и шаговые двигатели. Основным недостатком таких двигателей, является высокая стоимость и сложность обслуживания. Однако с развитием технологий и теории управления электроприводами стало возможным использование приводов подачи на основе двигателей других типов, например, асинхронных двигателей. Появление концепции векторного управления позволило достичь необходимой точности управления скоростью асинхронного двигателя, что открыло возможность их использования в приводах подачи маломощных металлорежущих станков. В отличие от синхронных двигателей и двигателей постоянного тока, такие двигатели являются более дешевыми и простыми в обслуживании, что положительно сказывается на экономических показателях всей системы электропривода. Асинхронный двигатель не имеет главного недостатка шагового двигателя, который заключается в дискретности изменения скорости и момента на валу, что негативно сказывается на качестве обработки [1].

Целью работы является исследование возможности применения асинхронного электропривода подачи для повышения экономических показателей маломощных станков (стоимость, затраты на обслуживание, и др.). Для обеспечения требований, предъявляемых к приводам подачи металлорежущих станков в статических и динамических режимах работы необходимо использовать систему векторного управления асинхронным двигателем.

Векторное управление является одним из основных способов управления электроприводами переменного тока, использующими в качестве преобразователей энергии полупроводниковые силовые устройства. Управление реализуется по мгновенным значениям переменных, которые ориентируются относительно друг друга, например, ориентация токов и напряжений относительно вектора потокосцепления ротора. На рис. 1 представлена структурная схема системы векторного управления асинхронным двигателем.

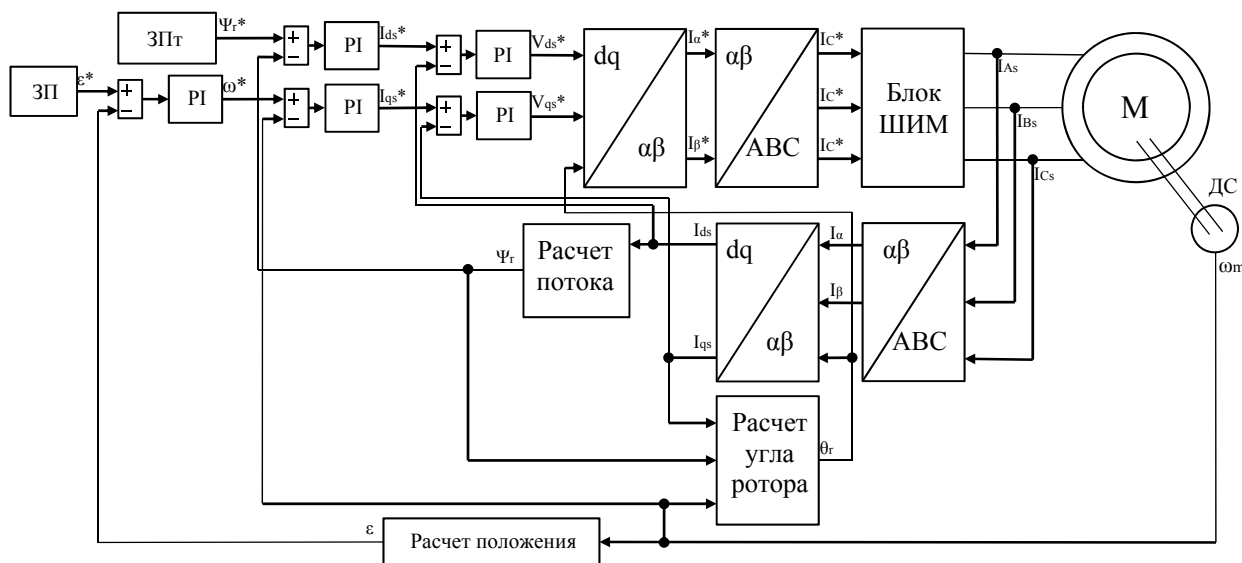


Рис. 1. Структурная схема системы векторного управления

Основным преимуществом векторного управления является обеспечение высокой точности регулирования при хорошем динамическом отклике. Концепция векторного управления заключается в разложении вектора тока статора на две проекции во вращающейся системе координат:  $I_{sd}$ , которая создает магнитный поток,  $I_{sq}$ , которая создает крутящий момент. Эти составляющие разъединены и контролируются индивидуально. Пототокообразующая составляющая  $I_{sd}$  меняется медленно и остается постоянной при быстрой реакции системы на внешнее возмущение, в то время как моментобразующая составляющая  $I_{sq}$  меняется быстро. Из этого можно сделать вывод, что  $I_{sd}$  меняется с индуктивностью намагничивания, а  $I_{sq}$  меняется с переходным процессом электрической машины [2].

В работе выполнено исследование системы векторного управления асинхронным двигателем на математической модели в пакете программ MATLAB Simulink. Модель работает согласно следующему алгоритму:

- 1) измерение фазных токов статора  $I_{sA}$ ,  $I_{sB}$  и  $I_{sC}$ ;
- 2) преобразование этих токов из трехфазной системы координат в двухфазную  $\alpha\beta$  (преобразование Кларка);
- 3) расчет магнитного потока и угла поворота ротора;
- 4) ориентация системы координат по магнитному потоку ротора. Это позволяет перейти от неподвижной двухфазной системы координат  $\alpha\beta$  к вращающейся  $dq$  (преобразование Парка);
- 5) регулирование значений  $I_{ds}$  и  $I_{qs}$  при помощи сигналов задания и обратных связей;
- 6) преобразование сигналов из системы координат  $dq$  в систему координат  $\alpha\beta$  и далее в трехфазную систему ABC;
- 7) использование полученных сигналов для генерации сигналов управления ШИМ преобразователя для питания двигателя [3].

Структурная схема системы векторного управления в среде MATLAB Simulink представлена на рис. 2.

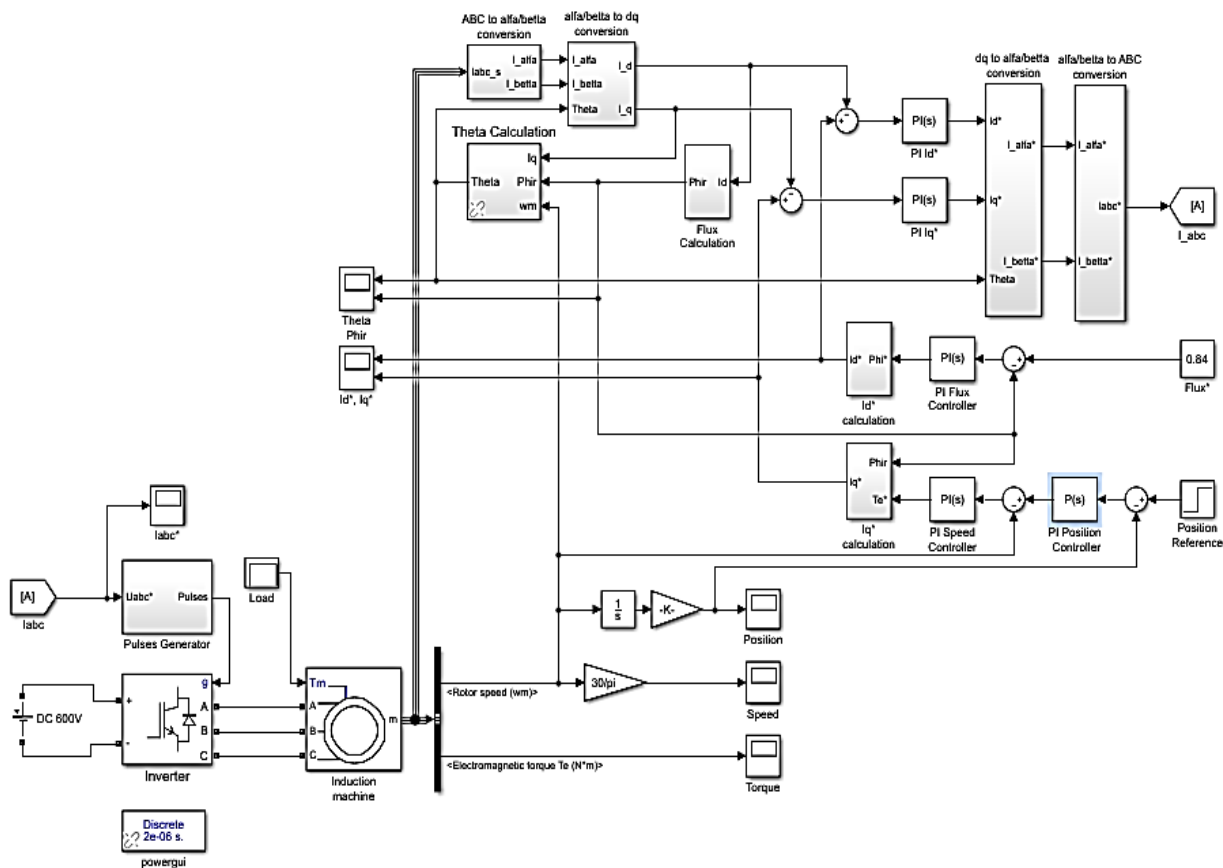


Рис. 2. Структурная схема системы векторного управления в среде MATLAB Simulink

Уравнения электрического равновесия для трехфазного асинхронного двигателя записаны следующим образом:

$$U_s = R_s i_s + d\psi_s / dt, \quad (1)$$

$$U_r = R_r i_r + d\psi_r / dt, \quad (2)$$

$$T_e = (3/2)L_m [i_s (i_r e^{j\theta})], \quad (3)$$

где  $U_s, U_r$  – напряжение статора и ротора соответственно;

$R_s, R_r$  – активное сопротивление статора и ротора;

$i_s, i_r$  – ток статора и ротора;

$\psi_s, \psi_r$  – магнитный поток статора и ротора;

$T_e$  – электромагнитный момент;

$L_m$  – взаимная индуктивность;

$\theta$  – взаимная индуктивность.

Ориентация по магнитному потоку достигается путем выравнивания оси  $d$  по вектору потокосцепления ротора двигателя. Магнитный поток статора равен:

$$\psi_s = L_s i_s + L_m i_r = L_m i_{ms}, \quad (4)$$

где

$$i_{ms} = (1 + \sigma_s) i_s + i_r, \quad (5)$$

$$\sigma_s = (L_s / L_m) - 1, \quad (6)$$

Тогда ток статора будет равен:

$$i_s = i_{sd} + i_{sq}, \quad (7)$$

где  $i_{sd}, i_{sq}$  – проекции тока статора в системе координат  $dq$ .

Подставив уравнение (4) и (7) в уравнение электрического равновесия для трехфазного асинхронного двигателя получим:

$$R_s i_{sd} + L_m (di_{ms} / dt) = U_{sq}, \quad (8)$$

$$R_s i_{sd} + L_m \omega_1 i_{ms} = U_{sq}, \quad (9)$$

$$i_{sd} + \sigma T_r (di_{sd} / dt) = (\psi_s / L_s) + \omega_{s1} \sigma T_r i_{sq} + (T_r / L_s) [d\psi_s / dt], \quad (10)$$

$$\omega_{s1} = [i_{sq} + \sigma T_r (di_{sd} / dt)] / [(T_r / L_s) \psi_s - \sigma T_r i_{sq}], \quad (11)$$

$$T_e = (3/2)L_m [i_{ms} i_{sq}] = (3/2)\psi_s i_{sq}, \quad (12)$$

где  $T_r$  – постоянная времени ротора.

Уравнения (8) и (9) определяют связь между напряжением и током статора, уравнение (10) определяет магнитный поток, а уравнение (12) определяет электромагнитный момент. Формула (10) показывает, что магнитный поток зависит не только от  $i_{sd}$ , но и от  $i_{sq}$ . Это означает, что существует связь между этими токами [2].

Преобразование фазных токов статора асинхронного двигателя из неподвижной системы координат в двухфазную систему координат  $\alpha\beta$  и вращающуюся  $dq$  выполняется согласно следующим уравнениям:

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = I_{sA} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{sA} + \frac{2}{\sqrt{3}} I_{sB} \end{cases}, \quad (13)$$

$$\begin{cases} I_{sd} = I_{s\beta} \sin(\theta) + I_{s\alpha} \cos(\theta) \\ I_{sq} = I_{s\beta} \cos(\theta) - I_{s\alpha} \sin(\theta) \end{cases} \quad (14)$$

где  $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$  – проекции тока статора в системе координат  $\alpha\beta$ ;

$I_{sA}, I_{sB}$  – ток статора в фазе А и В.

Записав эти уравнения относительно  $I_{ds}$  и  $I_{dq}$ , получим формулы перехода из системы координат  $\alpha\beta$  в систему координат  $dq$  (прямое преобразование Парка) [4].

Расчет магнитного потока и угла поворота ротора проводится согласно уравнениям (15) и (16) соответственно:

$$\psi_r = \frac{L_m I_{ds}}{1 + T_r S}, \quad (15)$$

$$\theta_f = \int (\omega_r + \omega_m) dt, \quad (16)$$

Параметры асинхронного двигателя АИР56В2 приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры асинхронного двигателя

$P_{н}$ кВт	$V_{н}$ В	$R_{г}$ Ом	$L_{г}$ , Гн	$R_{р}$ Ом	$L_{р}$ Гн	$L_{м}$ Гн	$J$ кг·м <sup>2</sup>	$n_{н}$ об/мин	$M_{н}$ Н·м	$p$	$f_{ц}$ Гц
0.25	220	2.527	0.131	38.816	0.1444	1.387	0.000207	2720	0.88	1	50

Для обеспечения желаемого характера переходного процесса используются ПИ-регуляторы положения, скорости, магнитного потока и составляющих тока статора. При синтезе регуляторов приняты некоторые допущения:

- 1) ориентация по магнитному потоку выполнена идеально;
- 2)  $|\psi_r| = const (I_d = const)$ ;
- 3) преобразователь частоты является инерционным звеном первого порядка:

$$W_{nc}(p) = \frac{k_{nc}}{T_m p + 1}, \quad (17)$$

где  $p$  – оператор Лапласа;

$T_m$  – постоянная времени преобразователя частоты.

Таким образом, передаточная функция ПИ-регулятора тока по оси  $q$  имеет вид:

$$W_{km}(p) = \frac{1/k_{\Delta m}}{2T_{km}^2 p^2 + 2T_{km} p + 1}. \quad (18)$$

Синтез регулятора скорости проводится при допущении, что электропривод обладает жесткой механической системой, которая описывается следующим уравнением:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = M - M_c, \quad (19)$$

где  $M, M_c$  – крутящий момент и момент сопротивления;

$J$  – момент инерции двигателя;

$\omega_r$  – угловая скорость вращения ротора.

Настройка ПИ-регулятора контура скорости выполнена на симметричный оптимум, передаточная функция которого имеет вид:

$$W_{kc}(p) = \frac{4T_{kc}p + 1}{8T_{kc}^2 p^2 (T_{kc}p + 1)}, \quad (20)$$

где  $T_{kc}$  – малая некомпенсируемая постоянная времени контура скорости, состоящая из  $2T_{кт}$  и другие малые постоянные времени [4].

Передаточная функция П-регулятора положения имеет вид:

$$W_{pn}(p) = \frac{k_c}{16\tau k_n}, \quad (21)$$

где  $k_c$  – передаточная функция датчика скорости;

$k_n$  – передаточная функция датчика положения [5].

Полученные параметры регуляторов приведены в табл. 2.

Таблица 2

Параметры регуляторов

Наименование	Обозначение	Пропорциональная часть регулятора	Интегральная часть регулятора
ПИ-регулятор потока	PI Flux Controller	9.87	10.15
ПИ-регулятор скорости	PI Speed Controller	1.05	0.96
ПИ-регулятор тока $I_d$	PI $I_d^*$	10	0.1
ПИ-регулятор тока $I_q$	PI $I_q^*$	10	0.1
ПИ-регулятор положения	PI Position Controller	62.5	0

Результаты моделирования системы векторного управления асинхронным двигателем при задании положения 100 мм (что соответствует большому уровню задания) показан на рис. 3.

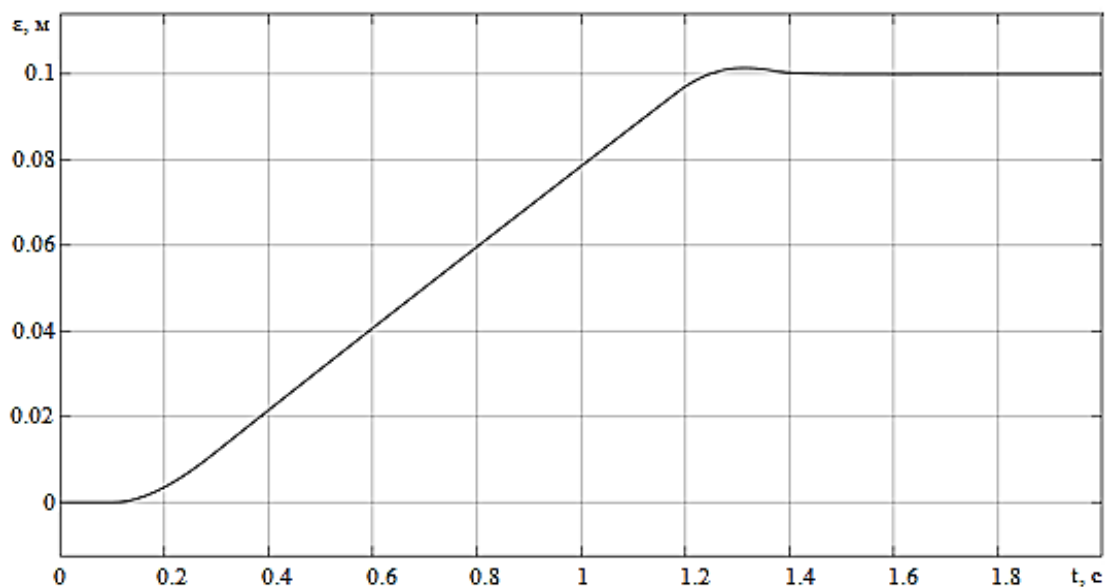


Рис. 3. График положения при задании 100 мм

Результаты моделирования системы векторного управления асинхронным двигателем при задании положения 0,01 мм (что соответствует малому уровню задания) показан на рис. 4.

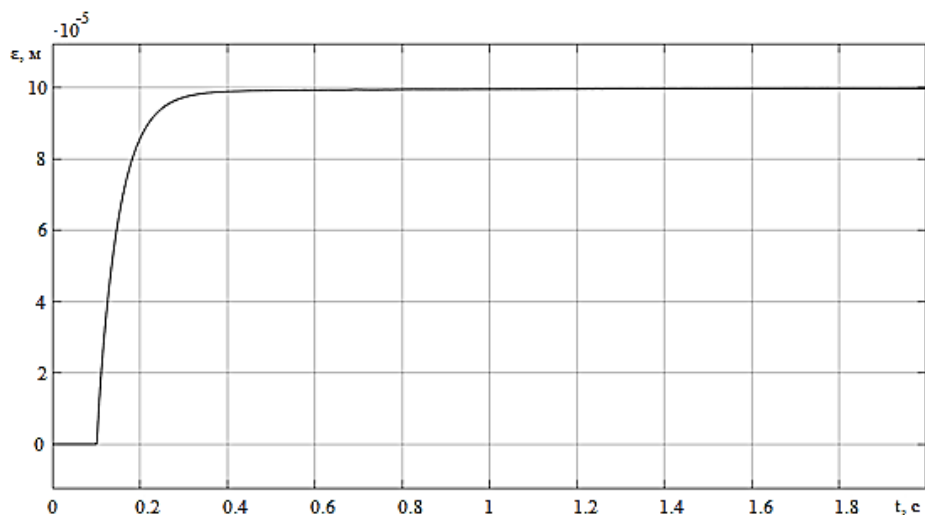


Рис. 4. График положения при задании 0,01 мм

Показатели качества переходных процессов, полученных при моделировании системы электропривода, показанной на рис. 2, приведены в табл. 3.

Таблица 3

## Показатели качества

Задание на положение	Время регулирования, с	Перерегулирование, %	Статическая ошибка, %
100 мм	1,2	1,31	0,02
0.01 мм	0,2	0,02	0,04

Результаты моделирования показывают, что при задании на положение 100 мм система отрабатывает его с перерегулированием равным 1,3 %. При задании 0,01 мм видно, что перерегулирование стремится к нулю, однако относительное время регулирования увеличивается.

## ВЫВОДЫ

Система векторного управления обеспечивает статические и динамические режимы работы, предъявляемые к приводам подачи металлорежущих станков, что дает возможность использовать асинхронный двигатель в подобных системах. Это способствует улучшению экономических показателей всей системы электропривода:

- 1) удешевление стоимости оборудования;
- 2) уменьшение затрат на обслуживание;
- 3) сокращение использования редкоземельных элементов.

## СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Tze-Fun Chan *Applied intelligent control of induction motor drives* / Tze-Fun Chan, Keli Shi // IEEE press. – 2011.
2. Ion Boldea *Vector Control of AC Drive* / Ion Boldea, Syed A. Nasar // CRC press Florida. – 1992.
3. Sandeep Goyat *Speed control of Induction Motor using Vector or Field Oriented Control* / Sandeep Goyat, Rajesh Kr. Ahuja // *International Journal of Advances in Engineering & Technology*. – 2012.
4. Калачев Ю. Н. *Векторное регулирование (заметки практика)*. – 2013.
5. Виноградов А. Б. *Векторное управление электроприводами переменного тока* / ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина». – Иваново, 2008. – 298 с.