

---

## **ЛИНЕЕН ДИНАМИЧЕН МОДЕЛ НА ТЯГОВ АСИНХРОНЕН ДВИГАТЕЛ С ВЕКТОРНО УПРАВЛЕНИЕ**

**Чавдар Джамбазки**  
[djambo1951@abv.bg](mailto:djambo1951@abv.bg)

*Висше транспортно училище „Тодор Каблешков”  
ул. „Гео Милев” 158, София 1574  
БЪЛГАРИЯ*

***Ключови думи:** асинхронен двигател, векторно управление, фазови координати, честотно управление, обобщена електрическа машина*

***Резюме:** Описан е обект за автоматично управление – асинхронен двигател (АД). Цел на работата е разработка на система за управление на АД с разработка на програма при различни закони на управление. Направен е обзор на съществуващите системи за управление и са формулирани техническите изисквания към системата. Показано е, че честотното управление на АД не удовлетворява изискванията във връзка, с което е предложено да се приеме закон за управление на напрежението на двигателя във функция от честотата и товара, обезпечаващо намаляване на загубите в двигателя, предложено от М. П. Костенко.*

Конструктивно АД (асинхронния двигател) е лишен от редица недостатъци на постоянно токовия двигател (ПТД). Отсъствието на колектор и четки в АД води до по-голяма претоварваща способност, по-високи обороти, по-висока скорост на изменение на момента, по-добри тегловогабаритни показатели. Известно е, че предимствата на АД се реализират най-пълно при честотно управление.

### **ТЕХНИЧЕСКО ОПИСАНИЕ НА СИСТЕМАТА**

В основата на математическото описание на АД (асинхронния двигател) лежи общата теория на електрическите машини (ЕМ). За описание на АД използвам уравнения, съставени във фазови координати. Особеността при АД се явява съвкупността от магнито-свързани вериги с коефициенти на само- и взаимна индукция, периодически изменящи се в зависимост от ъгъла на завъртане на ротора спрямо статора. В зависимост от степента на насищане на магнитната система тези коефициенти зависят от тока на всички намотки. Уравненията могат да бъдат съставени или в трифазна координатна система или в двуфазна за обобщена ЕМ. При записване на системата уравнения във фазови координати се получава система от 14 диференциални уравнения с променливи коефициенти, която се обработва много тежко.

Затова се въвеждат: системата от относителни единици за токовете, напреженията, съпротивленията, потокосцепленията, момента, честотата и скоростта на въртене - променливите се изразяват с резултиращи вектори. Това води до

диференциални уравнения, при които коефициентите на ненаситената машина са постоянни величини. За наситената машина се въвежда зависимост на тези коефициенти от магнитното състояние на машината.

След тези преобразувания се получава система от шест диференциални уравнения с постоянни коефициенти. По нататъшното преобразуване на получената система от уравнения води до въвеждане на векторите влизащи в уравненията в различни координатни системи. При математическото описание на АД се правят ред допускания: фазните намотки са симетрични еднакви, въздушната междина е еднаква по цялата окръжност, не се отчитат загубите в стоманата, не се отчитат висшите хармоници на работния магнитен поток, и магнито-движещата сила.

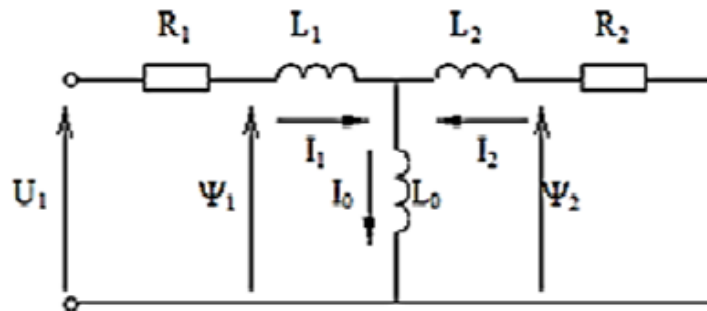
Технически характеристики на разглеждания АД са показани в таблица 1.

Таблица 1

Наименование на параметъра (дименсия)	Електрически двигател тип АД 200
Номинална мощност – $P_{\text{НОМ}}$ (kW)	8 (kW)
Номинално фазно напрежение – $U_{\text{НОМ}}$ (V)	48 (V)
Номинален фазен ток $I_{\text{НОМ}}$ (A)	110 (A)
Номинални обороти – $n_{\text{НОМ}}$ ( $\text{min}^{-1}$ )	1460 ( $\text{min}^{-1}$ )
Номинален момент – $M_{\text{НОМ}}$ (Nm)	55 (Nm)
Брой полюси $2p$ ; (брой чифтове полюси - $p$ )	4 (2)
Честота на захранващото напрежение – $f_{\text{НОМ}}$ (Hz)	0-150 (Hz)
Активно съпротивление на статора – $r_s$ ( $\Omega$ )	0,0004 $\Omega$
Активно съпротивление на ротора – $r_r$ ( $\Omega$ )	0,0007 $\Omega$
Индуктивност на разсейване на статора	$43 \cdot 10^{-4}$ (Hn)
Индуктивност на разсейване на ротора	$51 \cdot 10^{-4}$ (Hn)
Взаимна индуктивност на разсейване на ротора и статора – $L_m$	$0,1045^4$ (Hn)
Инерционен момент – $J$ ( $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ )	0,09 $\text{kg} \cdot \text{m}^2$

$$\begin{aligned}
 \bar{U}_s &= \bar{I}_s \cdot r_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} + j \cdot \bar{\Psi}_s \cdot \Omega_k \\
 0 &= \bar{I}_r \cdot r_r + \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} + j \cdot (\Omega_k - \Omega) \bar{\Psi}_r \\
 (1) \quad \bar{\Psi}_s &= \bar{I}_s \cdot (L_m + L_{\sigma s}) + \bar{I}_r \cdot L_m \\
 \bar{\Psi}_r &= \bar{I}_r \cdot (L_m + L_{\sigma r}) + \bar{I}_s \cdot L_m \\
 \mu &= \frac{L_m}{L_r} \cdot \bar{I}_m \cdot (\bar{\Psi}_r \times \bar{I}_s) \\
 \mu - \mu_c &= H \cdot \frac{d\Omega}{dt}
 \end{aligned}$$

където:  $\bar{U}_s, \bar{I}_s, \bar{\Psi}_s$  – обобщени вектори, на напрежението, тока и потокосцеплението на статора;  $\bar{I}_r, \bar{\Psi}_r$  – обобщени вектори на потокосцеплението и тока на ротора;  $r_s, r_r$  – активни съпротивления на роторната и статорната намотки;  $L_m$  – взаимна индуктивност на статорната и роторната намотки;  $L_{\sigma r}, L_{\sigma s}$  – индуктивност на разсейване на статорната и роторната намотки;  $H$  – инерционен момент на котвата на АД;  $\Omega$  – ъглова скорост на въртене на ротора;  $p$  – символ на диференциране по време  $\left(\frac{d}{dt}\right)$ .



Фиг. 1. Т-образна заместваща схема на АД

В установен режим на работа на АД (всички производни във формулите са равни на нула) на системата съответства Т – образна заместваща схема, показана на фиг. 1, където:  $I_\mu$  – намагнитващ ток на АД,  $\omega_l$  – честота на захранващото напрежение.

При математическото описание на АД е приета система относителни единици, базовите стойности, на които се определят от системата:

- базов ток  $I_{баз} = \sqrt{2} \cdot I_i$ ; базов момент  $M_{баз} = \frac{U_i \cdot I_i \cdot Z \cdot \sqrt{3}}{\omega_{баз}}$
- базово напрежение  $U_{баз} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{ном}$ ; базова индуктивност  $L_{баз} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{U_i}{\omega_{баз}}$
- базова скорост  $\Omega_{базр} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_i}{Z}$ ; базово потокосцепление  $\Psi_{баз} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{U_i}{\omega_{баз}}$
- базова честота  $\omega_{баз}$ ; базово съпротивление  $R_{баз} = \frac{U_{баз}}{I_{баз}}$
- базово време  $T_{баз}$ ; базов инерционен момент  $H = \frac{M_{баз} \cdot Z}{\omega_{баз}^2}$

При честотно управление на АД най-често се използват следните закони:

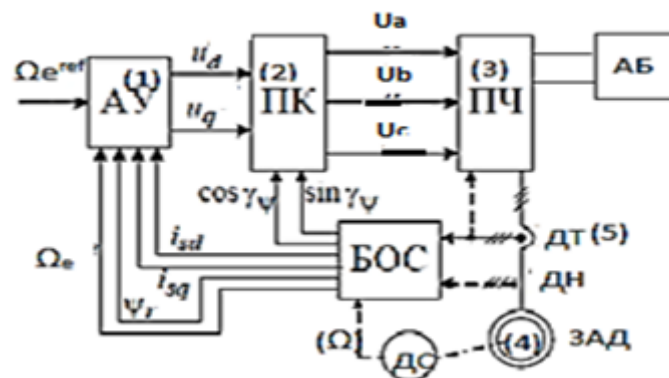
- поддържане на постоянно потокосцепление на статора ( $\Psi_1 = const.$ );
- поддържане на постоянен главен магнитен поток на машината ( $\Psi_0 = const.$ );
- поддържане на постоянно потокосцепление на ротора ( $\Psi_2 = const.$ ) и регулиране на стойностите на потокосцепленията в зависимост от стойността на съпротивителния момент ( $\Psi_1, \Psi_0, \Psi_2 = f(M)$ ).

Първия закон се реализира при поддържане на постоянно отношение на ЕДС на статора към ъгловата честота на полето. Основен недостатък на този закон е понижаваната претоварваща способност на двигателя при работа с високи стойности на честотата, което се обуславя от увеличение на индуктивното съпротивление на статорната намотка и следователно намаляване на потокосцеплението във въздушната междина между статора и ротора при увеличаване на съпротивителния момент. Поддържането на постоянен основен магнитен поток води до увеличаване претоварващата способност на АД, но усложнява апаратната реализация на системата за управление и изисква или изменение на конструкцията на машината или използването на специални датчици. При поддържане на постоянно потокосцепление на ротора, момента на двигателя няма максимум, обаче при увеличаване на съпротивителния момент се увеличава основния магнитен поток, водещ към насищане на магнитната верига на машината и следователно към невъзможност от поддържане на постоянно потокосцепление на ротора.

Общия недостатък на законите с поддържане на постоянно потокосцепление е: ниската надеждност, дължаща се на големия брой датчици, монтирани в машината, загуби в стоманата при работа на двигателя при съпротивителен момент по-малък от номиналния. Съществено повишаване на к.п.д. на двигателя е възможно при

регулиране на магнитния поток на статора (ротора) в зависимост от съпротивителния момент (хлъзгането). Недостатък на такова управление се явява ниската динамичност на електрозадвижването (ЕЗ), дължаща се на голямата стойност на времевата константа на ротора, поради което възстановяването на магнитния поток на машината става с някаква задръжка и сложността на техническата реализация на системата за управление. На практика тези закони за управление получават приложение при динамични ЕЗ, работещи срещу постоянен съпротивителен момент и с чести ударни включвания на товара. Групата закони за управление с регулиране на магнитния поток в зависимост от съпротивителния момент на вала се използват за нискодинамични ЕЗ и ЕЗ с вентилаторен товар.

Както отбелязах високи енергетични показатели притежават системите при, които регулирам магнитния поток във функция от съпротивителния момент. Увеличаване на техните динамични характеристики се реализира с увеличаване на статорното напрежение (ток) по време на преходните процеси и чести формирания на управляващи въздействия. Надеждността може да се повиши при използване на опростени системи за регулиране и отказването от встроени в двигателя и механически свързани с ротора датчици. На фиг. 2 е показана структурна схема на система поддържаща постоянен ъгъл между вектора на тока на статора  $I_1$  и потокосцеплението на ротора  $\Psi_2$ , което е равносилно на поддържане на постоянно относително хлъзгане на двигателя.

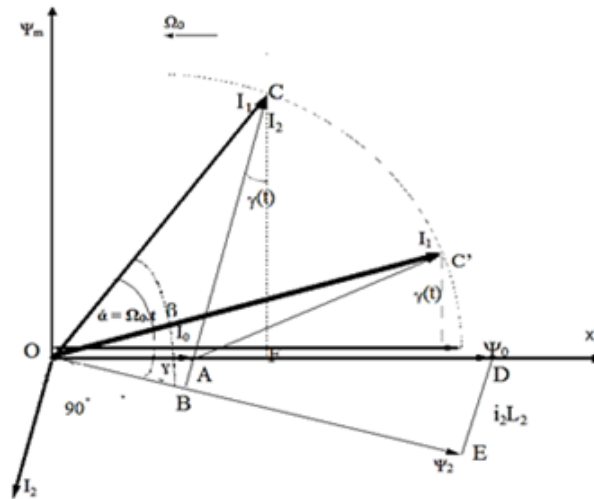


Фиг. 2. Функционална схема на затворена система за честотно управление

Системата за управление се състои от: ЗИ (1), програмируем контролер ПК (2), блок на широчинно-импулсия модулатор (3), асинхронният двигател с накъсо съединен ротор (4), датчика на тока (5) и блока за определяне на ъгъла (6). Поддържане на постоянна стойността на ъгъла между  $I_1$  и  $\Psi_2$  осигурява работа на АД в номинален режим с максимални стойности на к.п.д. и  $\cos \varphi$ . Освен това ЕЗ притежава абсолютно твърда механична характеристика, което обуславя постоянно относително хлъзгане, получава възможност за точно регулиране скоростта на въртене на ротора по пътя на изменение честотата на полето. За техническа реализация на системата с поддържане на постоянна стойността на к.п.д. на АД е необходимо да знаем или моментната стойност на относителното хлъзгане или стойността на ъгъла между тока на статора и потокосцеплението на ротора. Измерването на хлъзгането мога да направя с цифров или електро механически датчик (информатор) на скоростта. Ъгълът между  $I_1$  и  $\Psi_2$  с помощта на датчици на фазен ток и напрежение.

Тъй като датчика за скорост значително повишава стойността на системата за управление и експлоатационните разходи и влошава надеждността на системата, то предпочитан вариант е система с обратна връзка по ъгъла между вектора на тока на статора и потокосцеплението на ротора. Съществуващите в момента методи за

определяне на ъгъла между  $I_1$  и  $\Psi_2$  [1, 2, 3] имат ниско бързодействие (не повече от шест измервания на искания ъгъл за един оборот на вектора на полето) и ниска точност на измерването, обусловена от „дрейфа на нулата“ на аналоговите елементи на системата и въвеждането в алгоритъма определяне на ъгъла на активното съпротивление на статора, стойността на което се изменя в широки граници при нагряването на двигателя.



Фиг. 3. Векторна диаграма на АД

Ще разгледам алгоритъма за определяне ъгъла между  $I_1$  и  $\Psi_2$  лишен от горе споменатите недостатъци. За обосноваване на алгоритъма построявам векторната диаграма на АД с н.к.с. ротор слагайки покрай действителната ос X намагнитващия ток  $I_0$ , определен по известните реактивни параметри на АД и измерените стойности на фазните токове и напрежения [4]. Стойността на ъглите между  $I_1$  и  $\Psi_2$  могат да се определят в реален мащаб на времето, когато въртенето на вектора на тока на статора  $I_1$  се определя от честотата на захранващото напрежение на АД и в ускорен мащаб на времето, когато въртенето на вектора на тока  $I_1$  се определя в модела от избраната стъпка на времевия интервал и бързодействието на микропроцесорната система. От измерените стойности на фазните токове на АД определям стойността на вектора на тока  $I_1$  и в модела го съвместявам с действителната ос  $R_a$ , а след това привеждам (в произволен момент от времето  $t_1$ ) вектора на тока  $I_1$  в неподвижна спрямо статора координатна система, тоест започва да се изпълнява програма, съгласно която вектора на тока  $I_1$  се върти против часовата стрелка със скорост, определяема от бързодействието на микропроцесорната система и избраната стъпка на времевия интервал.

От Т – образната заместваща схема (фиг. 1) се вижда, че  $\bar{I}_2 \cdot r_2 = j \cdot \Omega_0 \cdot \bar{\Psi}_2$ , тоест векторите на тока и потокосцеплението на котвата (ротора) са взаимно перпендикулярни. В процеса на завъртането ъгълът  $\gamma(t)$  между векторите  $I_0$  и  $\Psi_2$  ще се изменя съгласно изразът:

$$(2) \quad \gamma_t = \arctg \frac{I_1 \cos \alpha - I_0}{I_1 \sin \alpha}$$

където:  $\alpha = \Omega_0 \cdot t$  е текущия ъгъл между векторите на тока на статора и действителната ос X.

В момента от време  $t_2$  векторът на тока на статора  $I_1$  ще заеме положение ОС, при което векторът на тока на ротора  $I_2$  и потокосцеплението  $\Psi_2$  са взаимно перпендикулярни, тоест  $\gamma(t_2) = 90^\circ$ . От фиг. 3 е видно, че при  $\gamma(t_2) = 90^\circ$  се изпълнява съотношението:

$$(3) \quad I_1 \cdot \sin \beta = BC = AC + AB.$$

Големината на отрязъка АВ се определя от подобие на триъгълниците ОВА и ОЕD:

$$(4) \quad AB = \frac{OA \cdot DE}{OD} = \frac{I_0 \cdot I_2 \cdot L_2}{I_0 \cdot L_0} = I_2 \frac{X_2}{X_0}$$

Тъй като АС е равно на  $I_2$  (от векторната диаграма) то :

$$(5) \quad BC = I_2 + I_2 \cdot \frac{X_2}{X_0} = AC \left( 1 + \frac{X_2}{X_0} \right)$$

Големината на отрязъка АС се определя от триъгълника АFС:

$$(6) \quad AC = \sqrt{(I_1 \cdot \cos \alpha - I_0)^2 + (I_1 \cdot \sin \alpha)^2}$$

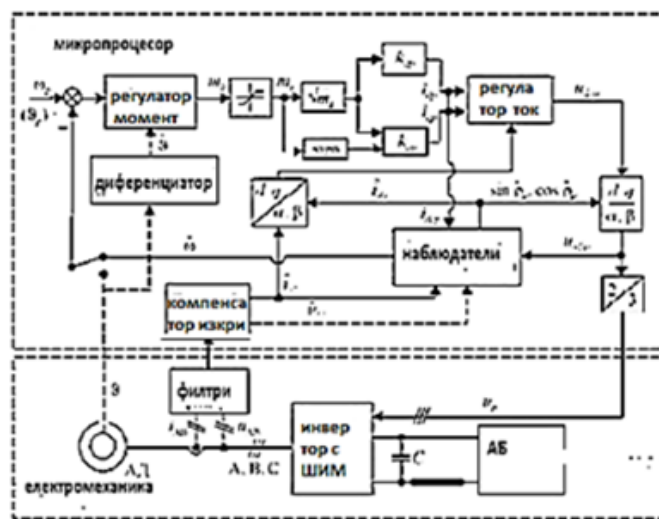
По този начин изменящия се във времето ъгъл  $\gamma(t)$  ще бъде равен на ъгъла между векторите на намагнитващия ток  $I_0$  и потокосцеплението на ротора (котвата)  $\Psi_2$  на АД в момента на изпълнение на равенството:

$$(7) \quad AC = \sqrt{(I_1 \cdot \cos \alpha - I_0)^2 + (I_1 \cdot \sin \alpha)^2}$$

От векторната диаграма фиг.3 е видно, че търсеният ъгъл  $\beta$  между векторите на тока на статора  $I_1$  и потокосцеплението на ротора  $\Psi_2$  ще се определя като :

$$(8) \quad \beta = \alpha(t_2) + \gamma(t_2) = \Omega_0 \cdot t + \gamma$$

На фиг. 4. съм показал блок схема на линеен динамичен модел на АД с ВУ. Захранването на АД се осъществява от трифазен преобразувател на честотата (ПЧ), състоящ се от инвертор на напрежение с широчинно импулсна модулация (ШИМ). За управление на АД се измерват статорните токове в две от фазите –  $i_A, i_B$  и напреженията –  $U_{AB}$  (което съм показал с пунктирни линии). За отделяне на основните хармоници на указаните променливи последните се пропускат през аналогови филтри, които покрай филтрацията, извършват и изкривяване на амплитудата и фазата на главните хармоници. Премахването на изкривяванията се осъществява с компенсатори на изкривяването, формирани в управляващия микропроцесор. Получените стойности на главните хармоници на токовете  $i_{\alpha\beta}$  и напреженията  $U_{\alpha\beta}$  постъпват в блока „наблюдатели идентификатори“ където се подават и двуфазни програмни напрежения –  $U_{\alpha\beta}$  и програмни статорни токове  $d_{qp} i$ , зададени в синхронна координатна система.



Фиг. 4. Блок схема на линеен динамичен модел на АД с ВУ

На основание на тази информация се оценява скоростта на ротора  $\hat{\Omega}$ , вектора на потокосцепление на ротора  $\Psi$  и направляващите косинуси на  $p$  – вектора на потокосцепление на ротора. Стойността на скоростта на ротора  $\hat{\Omega}$  се сравнява с програмната и стойност  $\Omega_p$ . Получената разлика постъпва в блока „регулатор на момента“, който се явява комбиниран регулатор на момента (КРМ), състоящ се от компенсираща и управляваща част. КРМ формира желания (програмния) електромагнитен момент –  $m$ .КРМ за разлика от ПИ регулатора чрез своята компенсираща част обезпечава изборност (робостатност) по отношение на товара, смущенията, неопределеността на индуктивността и приведения инерционен момент на ротора. С помощта на момента  $m$  спазвайки условието за минимум консумирана мощност или постоянство на намагнитващия ток се формират програмните токове  $d p^i, q p^i$  в синхронна координатна система.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложеното устройство се явява система за автоматично управление (САУ) на АД. Областта на използване не се ограничава само с електрозадвижвания на електромобила (ЕЛМ), може да се използва във всички задвижвания с асинхронни двигатели.

### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Усольцев А. А. Векторное управление асинхронными двигателями. Учебное пособие. СПб: СПбГИТМО (ТУ), 2002.
- [2] Эпштейн И. И. Автоматизированный электропривод переменного тока. М., Энергоиздат, 1982.
- [3] Schönfeld R. Digitale Regelung elektrischer Antriebe. Berlin, Technik, 1987
- [4] Потапенко Е. М., Е. Е. Потапенко, А. В. Соломаха. Простая система векторного управления асинхронными двигателями с клеммными измерениями. Вісник Національного технічного університету „Харківський політехнічний інститут“. Харків, НТУ «ХПІ». 2005.

## LINEAR DYNAMIC MODEL OF THE TRACTION ASYNCHRONOUS MOTOR WITH VECTOR CONTROL

**Chavdar Dzhambazki**  
[djambo1951@abv.bg](mailto:djambo1951@abv.bg)

*Todor Kableshkov University of Transport*  
*158 Geo Milev Str., Sofia 1574*  
**BULGARIA**

**Key words:** *asynchronous motor, vector control, phase coordinates, frequency control, generalized electrical machine*

**Abstract:** *It is described a subject for automatic control – Asynchronous motor (AM). Purpose of the work is the development of a system for managing of Asynchronous motor (AM) with different ways of machine control. It is made a review of existing management systems and it is formulated the technical requirements of the system.*