



## СРАВНИТЕЛЕН АНАЛИЗ НА MRAS СТРУКТУРИ ЗА ОЦЕНКА НА СКОРОСТТА В АСИНХРОННИ ЕЛЕКТРОЗАДВИЖВАНИЯ

ГЕОРГИ ИВАНОВ, ИВАН КОСТОВ, ЙОСИФ ПИЩИЙСКИ

**Резюме:** В статията се представят най-често срещаните и някои допълнителни модели, използвани за оценка на скоростта на двигателя, на база адаптивни системи с еталонен модел (Model Reference Adaptive System, MRAS). Това са моделите: на роторния магнитен поток; на роторния магнитен поток, комбиниран с наблюдател на статорния ток; на противо-е.д.н (точен и приближен модел); на реактивна мощност (изведени на основата на точния и приближен модел на противо-е.д.н.) и  $M_{el}$  оценител (модел елиминиращ потока на разсейване). Като настройващ механизъм е избран пропорционално-интегрален (ПИ) закон. Изследванията са реализирани в средата на Matlab/Simulink. Изследвани са грешките на оценителните методики при празен ход и номинално натоварване на машината, също така и при работа в областта на ниските скорости.

**Ключови думи:** асинхронен, двигател, безсензорно, скорост, оценка, MRAS

## COMPARATIVE ANALYSIS OF MRAS STRUCTURES FOR SENSORLESS SPEED ESTIMATION IN INDUCTION MOTOR ELECTRIC DRIVES

GEORGI IVANOV, IVAN KOSTOV, YOSIF PISHTIYSKI

**Abstract:** The paper presents the most widely used and some additional models, applied for estimating the induction motor speed based on Model Reference Adaptive System (MRAS) techniques. They are the Rotor-Flux, the Rotor Flux combined with Stator Current Observer, Back E.M.F (precise and approximate model), Reactive Power (precise and approximate model based on Back E.M.F. models) and  $M_{el}$  quantity estimators (model eliminated the flux-leakage from the reference model). The adaptive mechanisms is the Proportional-Integral (PI) control. Studies are carried out in the software simulation environment Matlab/Simulink. The error in the estimation of speed by no-load test and the rated load of the machine, also in the low-speed region is investigated.

**Key words:** induction, motor, sensorless, speed, estimation, MRAS

### 1. Въведение

Широко разпространение в промишлеността са получили както традиционните системи за регулируемо

честотно управление на асинхронни ЕЗ с датчик по положение или честота на въртене на вала, така и т. нар. „безсензорни“ („бездатчикови“) системи, в които оценката на скоростта се

формира или на основа информация за статорния ток и напрежение, или на информацията за разликата между честотата на захранващото напрежение и оценка на честотата на хлъзгане. Този клас задвижвания намират своето важно място в регулируемите по скорост асинхронни електрозадвижвания, като основните им предимства са свързани с намаляването на габаритите и цената на машината, увеличаване на надеждността на управлението [10], [20]. В тази връзка са разработени редица алгоритми за изчисляване на ъгловата скорост на ротора [1], [3-21]. Най-общо изчислителните схеми за оценка на скоростта се реализират по отворен или затворен контур [12]. Отворените наблюдатели, синтезирани на базата на уравненията на двигателя, се характеризират с голяма чувствителност при неточности в участващите параметри [10]. Въпреки това те намират все още приложение в схемите с векторно управление с общо предназначение [6]. Подобрени резултати се получават при анализ на допълнително инжектирани опорни сигнали в статорната намотка на двигателя [11]. Този подход обаче изисква допълнителни програмни и апаратни ресурси. Друга група от методи се опират на ефекти като явнополусност, насищане и зъбни хармоници [10]. Сериозен интерес представляват наблюдателите, базирани на рекурсивни оценки като филтър на Калман, разширен филтър на Калман (extended Kalman Filter, EKF) от пълен (full-) или ограничен ред (reduced order) [4,15,21] и наблюдател на Люенбергер [1,3,10] основан на описание на машината в пространство на състоянието. Изследват се и оценители на скоростта и параметрите на електрическите машини чрез апарата на размитите множества и невронните мрежи [19]. Особено значение се отдава и на т.нар. адаптивни системи наблюдатели с еталонен модел (MRAS). В [19] се прави обширно изследване на състоянието им. Основното предимство на последните е в простотата на използваните модели [17], което ги прави по-леки като изчислителен алгоритъм в сравнение със съществуващите линейни и нелинейни наблюдатели на състоянието и варианти на Калмановия филтър [16]. Те се основават най-често на еталонни и настройваеми модели на роторното потокосцепление, противо-е.д.н. и реактивната мощност. Настройващият механизъм най-често е ПИ алгоритъм, но може да бъде също така размит [16] или невронно-размит регулатор, sliding mode управление (управление в режим на хлъзгане) [19] и др. Настройващият се модел

може да се представи във вид на невронна мрежа [8] като теглата ѝ се определят от определени отношения на параметрите на двигателя (статорно и роторно активни съпротивления, собствена индуктивност на статора и ротора и взаимна индуктивност), като едно от теглата е скоростта. Методите за безсензорна оценка на скоростта трябва да удовлетворяват критериите за малка собствена динамика (т.е. да не внасят допълнително динамика в контура на управление) и робастност по отношение промяна или неточности при определяне на параметрите на двигателя. Влошаването на работата на оценителите на скорост най-често се дължи на температурната зависимост на статорното- и честотната зависимост на роторното активно съпротивление вследствие повърхностния (скин) ефект [5], също така влияние оказват грешките при определянето на взаимната и на разсейване индуктивности. Основните изисквания, които се предявяват към съвременните ЕЗ с общо предназначение (общо промишлени ЕЗ) е обезпечаването на грешката в установен режим в рамките на 5-20% при диапазон на регулиране на скоростта – до 100 за безсензорно управление и до 10000 при наличие на сензор за скорост.

## 2. Описание на асинхронен двигател

Моделът на асинхронния двигател е изведен чрез математическия апарат на обобщената електрическа машина в двуфазна координатна система за частния случай на стационарна ортогонална координатна система и на база общоприетите допускания [2]:

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt}; \\ u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt}; \\ 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} + \omega_{el} \Psi_{r\beta}; \\ 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} - \omega_{el} \Psi_{r\alpha}; \\ M = Z_p p L_m (i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}) \end{cases} \quad (1)$$

Уравнението на движение се представя в частния случай на едномасова механична система без да се отчита триенето:

$$T_e - T_l = J \frac{d\omega}{dt} \quad (2)$$

Компонентите на потокосцепленията по съответните оси се представят посредством изразите:

$$\begin{cases} \Psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \\ \Psi_{r\alpha} = L_m i_{s\alpha} + L_r i_{r\alpha} \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \Psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \\ \Psi_{r\beta} = L_m i_{s\beta} + L_r i_{r\beta} \end{cases} \quad (4)$$

Потококосцепления на статора и ротора могат да се представят като сума от това на въздушната междина и съответните на разсейване:

$$\begin{cases} \Psi_{s\alpha} = \Psi_{m\alpha} + L_{sl} i_{s\alpha} \\ \Psi_{r\alpha} = \Psi_{m\alpha} + L_{sl} i_{r\alpha} \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} \Psi_{s\beta} = \Psi_{m\beta} + L_{sl} i_{s\beta} \\ \Psi_{r\beta} = \Psi_{m\beta} + L_{sl} i_{r\beta} \end{cases} \quad (6)$$

Намагнитващият ток се представя като сума от токовете на статора и ротора:

$$\begin{cases} i_{m\alpha} = i_{s\alpha} + i_{r\alpha} \\ i_{m\beta} = i_{s\beta} + i_{r\beta} \end{cases} \quad (7)$$

Потококосцеплението на въздушната междина се изразява чрез:

$$\begin{cases} \Psi_{m\alpha} = L_m (i_{s\alpha} + i_{r\alpha}) \\ \Psi_{m\beta} = L_m (i_{s\beta} + i_{r\beta}) \end{cases} \quad (8)$$

Това описание е основа за разсъжденията и аналитичните извеждания в настоящата работа.

### 3. Аналитичен синтез на модели в MRAS-структури за оценка на скоростта

#### 3.1 Адаптивна схема базирана на пълния магнитен поток на ротора

Преди повече от 20 години Tamaj и Schauder [17,18] предлагат адаптивна схема за оценка на скоростта на база модели на пълния магнитен поток на ротора, като за конкретния случай ролята на еталон играе напреженовия модел на потока, докато настройваемият се представя чрез токовия модел на потока, който включва и оценявания параметър. Приема се, че оценката на скоростта клони към действителната стойност ако векторното произведение на роторния поток, получен по двата модела е равно на нула [17]:

$$\vec{E} = \vec{\Psi}_{r1} \times \vec{\Psi}_{rU} = 0 \Rightarrow \hat{\omega}_r \rightarrow \omega_r, \quad (9)$$

Векторите от (9) се представят чрез техните изобразяващи по осите на координатната система ( $\alpha, \beta$ ) и като се отчете, че произведението на колинеарните вектори е нула, за грешката се получава:

$$\varepsilon = \Psi_{r1\alpha} \Psi_{rU\beta} - \Psi_{rU\alpha} \Psi_{r1\beta} \quad (10)$$

Напреженовият модел в (10) се представя като функция на статорните ток и напрежение и се получава като от първо уравнение на системите (3) и (4) се изразят

токовете  $i_{r\alpha}$ ,  $i_{r\beta}$  и се заместят във второ на същите системи.

Така за компонентите на роторното потококосцепление може да се запише :

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} (\psi_{s\alpha} - L_s \sigma i_{s\alpha}) \\ \psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} (\psi_{s\beta} - L_s \sigma i_{s\beta}) \end{cases} \quad (11)$$

Аналитичните изрази за проекциите на вектора на статорния пълнен поток се получават като се интегрират първите 2 уравнения на модела на двигателя (1):

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = \int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \psi_{s\beta} = \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (12)$$

Уравненията за токовия модел се получават във форма на Коши като 3-то и 4-то уравнение на (1) се представят спрямо  $d\vec{\Psi}_r/dt$  и се заместят компонентите на роторния ток, получени от второ уравнение на системи (3) и (4):

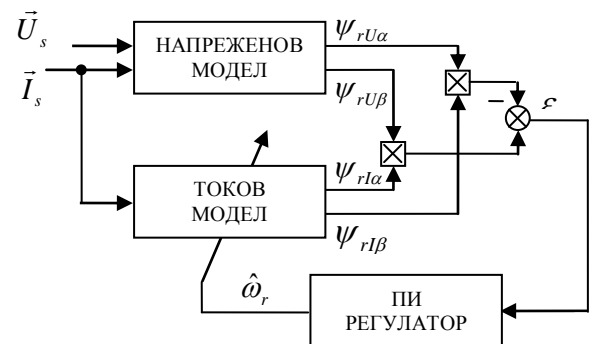
$$\begin{cases} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta} - \frac{1}{T_r} \psi_{r\alpha} \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \psi_{r\beta} \end{cases} \quad (13)$$

Механизмът за адаптация е изведен на база *Критерия на Попов за абсолютна устойчивост (Popov's hyperstability theory)* [14,17] и се реализира като пропорционално-интегрален закон (ПИ). Оттук следва, че скоростта се изчислява съгласно оценката:

$$\hat{\omega}_r = K_p \varepsilon + K_i \int \varepsilon dt, \quad (14)$$

където с  $K_p$  и  $K_i$  се бележат съответно пропорционалната и интегралната константи на ПИ регулатора.

Блоквата схема на алгоритъма е представена на фиг.1



Фиг. 1. Адаптивна схема за оценка на скоростта по пълния магнитен поток на ротора

### 3.2 Адаптивна схема базирана на противо-е.д.н. на статора

За получаване на модели на е.д.н., породено от механичното движение на ротора се решават уравненията на електрическо равновесие на двигателя (1) за статорна и роторна страна. Съгласно „Г”-образната заместваща схема на асинхронния двигател за е.д.н., породено от въртенето на двигателя:

$$\bar{E}_s = \bar{E}_r = \bar{E}_m = \frac{d\bar{\Psi}_m}{dt} \quad (15)$$

#### 3.2.1 Извеждане на „точен” аналитичен модел на е.д.н.

Еталонният модел се получава като от първите 2 уравнения на (1) се изрази  $d\psi_s/dt$  и като се вземе в предвид (15) се получава окончателния израз в неподвижна координатна система  $(\alpha, \beta)$ :

$$\begin{cases} e_{s\alpha} = u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - L_{sl} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ e_{s\beta} = u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - L_{sl} \frac{di_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (16)$$

Настройваемият модел се получава на основа уравненията на ротора от (1), при отчитане на вторите уравнения в системи (2.5), (2.6), системата (2.8), изрази (15) и като се положи  $T_{rl} = L_{rl} / R_r$ :

$$\begin{cases} e_{r\alpha} = \frac{L_{rl} L_m}{L_r} \left( \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{i_{s\alpha}}{T_{rl}} + \omega_r i_{s\beta} \right) - \\ - \frac{1}{T_r} \psi_{m\alpha} - \omega_r \psi_{m\beta} \\ e_{r\beta} = \frac{L_{rl} L_m}{L_r} \left( \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{i_{s\beta}}{T_{rl}} - \omega_r i_{s\alpha} \right) - \\ - \frac{1}{T_r} \psi_{m\beta} + \omega_r \psi_{m\alpha} \end{cases} \quad (17)$$

#### 3.2.2 Извеждане на „приближен” аналитичен модел на е.д.н.

При извеждане на е.д.н. в този случай се прави допускането, че:

$$L_m \rightarrow L_r \quad (18)$$

Оттук като се състави отношението на векторите на пълния магнитен поток на въздушната междина и ротора по уравненията от (4) и (8) и като се отчете (18) окончателно за пълния магнитен поток на намагнитващия контур:

$$\bar{\Psi}_m = \frac{L_m}{L_r} \bar{\Psi}_r \quad (19)$$

След като се диференцира изрази (20) и се вземе в предвид (15) то за е.д.н. се получава:

$$\bar{E}_m = \frac{d\bar{\Psi}_m}{dt} = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} \quad (20)$$

Еталонният модел на противо-е.д.н. се извежда лесно като се замести напреженовия модел (11) в уравненията на статорното противо е.д.н. получени на база (20):

$$\begin{cases} e_{s\alpha} = u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - L_s \sigma \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ e_{s\beta} = u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - L_s \sigma \frac{di_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (21)$$

Производната на потокосцеплението се замества с получените изрази за токовия модел (13). В полученото уравнение се представят компонентите на роторния поток по (3) и (4) и роторния ток се изразява посредством намагнитващия ток  $i_m$  съгласно (7). Изрази за е.д.н. в неподвижна координатна система  $(\alpha, \beta)$  добива окончателният си вид като се пренебрегват членовете с множител  $(L_r - L_m)$ , съгласно (18):

$$\begin{cases} e_{r\alpha} = \frac{L_m^2}{L_r T_r} (-\omega_r T_r i_{m\beta} - i_{m\alpha} + i_{s\alpha}) \\ e_{r\beta} = \frac{L_m^2}{L_r T_r} (\omega_r T_r i_{m\alpha} - i_{m\beta} + i_{s\beta}) \end{cases} \quad (22)$$

Изразите за компонентите на намагнитващия ток се представят спрямо  $d\bar{I}_m/dt$  и се получават като от роторните уравнения на модела на двигателя (1) се заместят изразите за роторните потокосцепления от с-ми (3) и (4) и се представи роторния ток на база (7). Съгласно приетото допускане (18) за тока на намагнитващия контур може да се запише:

$$\begin{cases} \frac{di_{m\alpha}}{dt} = \frac{1}{T_r} (i_{s\alpha} - i_{m\alpha}) - \omega_r i_{m\beta} \\ \frac{di_{m\beta}}{dt} = \frac{1}{T_r} (i_{s\beta} - i_{m\beta}) + \omega_r i_{m\alpha} \end{cases} \quad (23)$$

Схемата за реализация на оценка на база модели на противо –е.д.н. е аналогична на представената на фиг. 1. Механизма за оценка на скоростта е същия като (14) и грешката се представя посредством изрази:

$$\varepsilon = (e_{r\alpha} e_{s\beta} - e_{s\alpha} e_{r\beta}) \quad (24)$$

### 3.3 Адаптивна схема базирана на реактивна мощност

Реактивната мощност на еталонния модел се определя от векторното произведение:

$$\vec{Q} = \vec{I}_s \times \vec{E}_s \quad (25)$$

Изразява се вектора на противно – е.д.н и се прилагат векторната трансформация:

$$\vec{Q} = \vec{I}_s \times \vec{U}_s - R_s \vec{I}_s \times \vec{I}_s - L_s \vec{I}_s \times \frac{d\vec{I}_s}{dt} \quad (26)$$

От (26) се вижда, че второто произведение е нула тъй като векторите са колинеарни (съвпадат). По този начин се елиминира ефекта от дрейфа на активното съпротивление на статора в еталонния модел и респективно влиянието му при определянето на скоростта на двигателя.

Уравнението за реактивната мощност при стационарна координатна система, базирани на приближения модел на противно – е.д.н. добиват вида:

$$q = i_{s\alpha} u_{s\beta} - i_{s\beta} u_{s\alpha} - L_s \sigma \left( i_{s\alpha} \frac{di_{s\beta}}{dt} - i_{s\beta} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right) \quad (27)$$

При прилагане на точния модел на противно – е.д.н. разликата спрямо израз (27) е само в третия член, а именно вместо  $L_s \sigma$ , коефициента пред скобите е индуктивността на разсейване на статора  $-L_{ls}$ .

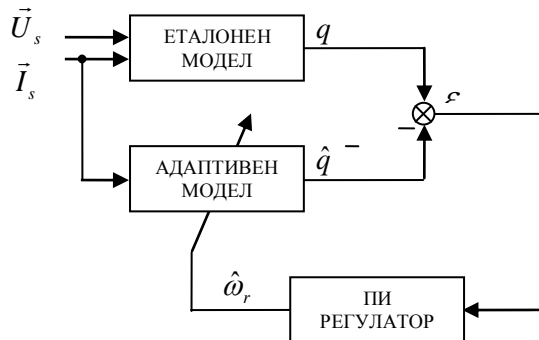
Настройващият се модел на реактивната мощност се получава на основа векторното произведение:

$$\hat{Q} = \vec{I}_s \times \vec{E}_r \quad (28)$$

или като се проектира в неподвижна координатна система и след прилагане на векторното произведение се получава:

$$\hat{q} = i_{s\alpha} e_{r\beta} - i_{s\beta} e_{r\alpha} \quad (29)$$

Механизма за адаптация е ПИ-регулатор като оценката на скоростта се реализира по следната схема:



Фиг. 2. Адаптивна схема за оценка на скоростта по реактивна мощност

Приема се, че оценката на скоростта клони към действителната стойност ако разликата между числените стойности за реактивната мощност, получена по двата модела е равно на нула [9]:

$$e = q - \hat{q} = 0 \Rightarrow \hat{\omega}_r \rightarrow \omega_r \quad (30)$$

### 3.4 Адаптивна схема с компенсация на индуктивността на разсейване

Работата на схеми за оценка на скоростта се влошава при ниски скорости, особено при неточности в параметрите на двигателя. Силно влияние на практика оказва неточната оценка на индуктивността на разсейване и поради тази причина се синтезира модел, в който се елиминира този параметър.

За целта се дефинира величината  $M_{el}$ , която се представя чрез векторното произведение:

$$M_{el} = \vec{E}_s \times \frac{d\vec{I}_s}{dt} \quad (31)$$

При прилагане на векторно произведение е.д.н. на разсейване на статора:

$$\vec{E}_{sl} = L_s \sigma \frac{d\vec{I}_s}{dt} \quad (32)$$

се елиминира и изрази за  $(\alpha, \beta)$  координатна система придобива следния вид:

$$M_{el} = u_{s\alpha} \frac{di_{s\beta}}{dt} - u_{s\beta} \frac{di_{s\alpha}}{dt} - R_s \left( i_{s\alpha} \frac{di_{s\beta}}{dt} - i_{s\beta} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right) \quad (33)$$

Респективно за настройващия модел може да се запише:

$$\hat{M}_{el} = e_{r\alpha} \frac{di_{s\beta}}{dt} - e_{r\beta} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \quad (34)$$

Използваната схема тук е аналогична на тази от фиг.2.

### 3.5 Адаптивна схема с компенсация на грешката на модела на статорния ток

Този подход се различава от утвърдената концепция за еталонен и настройваем модел, тъй като в случая и двата модела съдържат изчислителния параметър, а именно ъгловата скорост. Грешката на модела на статорния ток, заедно с оценката на роторния поток по токовия модел формират оценката за скоростта, съгласно [13]:

$$\hat{\omega}_r = K_p (\varepsilon_{i_{s\alpha}} \Psi_{r1\beta} - \varepsilon_{i_{s\beta}} \Psi_{r1\alpha}) + K_i \int (\varepsilon_{i_{s\alpha}} \Psi_{r1\beta} - \varepsilon_{i_{s\beta}} \Psi_{r1\alpha}) dt \quad (35)$$

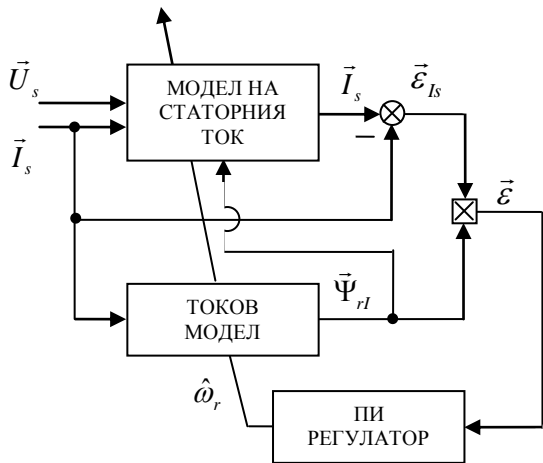
Модела на статорния ток се извежда от първите 2 уравнения на (1) като се заместват

последователно изразите за статорния пълен магнитен поток и роторния ток от (3) и (4), токовия модел на роторното потокосцепление (13) и полученото уравнение се представи спрямо  $d\vec{i}_s/dt$ .

След като се рационализират изразите за компонентите на статорния ток се получава:

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left[ \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) i_{s\alpha} + \frac{L_m}{L_r T_r} \psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \psi_{r\beta} + u_{s\alpha} \right] \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left[ \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) i_{s\beta} + \frac{L_m}{L_r T_r} \psi_{r\beta} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \psi_{r\alpha} + u_{s\beta} \right] \end{cases} \quad (37)$$

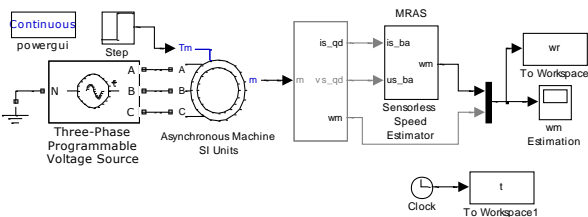
Изчислителната методика за оценка на ъгловата скорост се представя посредством схемата:



Фиг. 3. MRAS схема за оценка на скоростта, базирана на моделната грешка на статорния ток

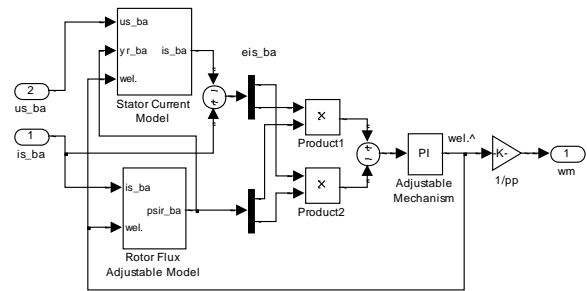
#### 4. Експериментална постановка (Изчислителен експеримент)

Изследванията се реализират в програмната среда на Matlab/Simulink като алгоритмите за оценка на скоростта и верификацията им чрез модел на асинхронен двигател с кафезен ротор от SimPowerSystems Toolbox са реализирани по обща схема от вида:



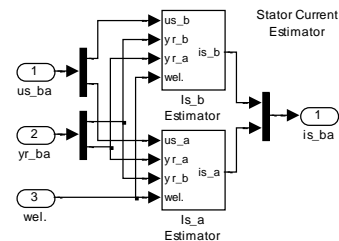
Фиг. 4. Модел за безсензорно определяне и верификация на скоростта на АД

Като пример за реализация в Simulink на конкретна изчислителна схема за оценка на скоростта е избран модела от т.3.5:

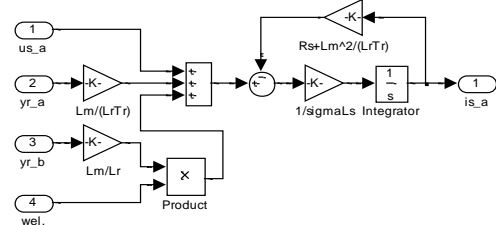


Фиг. 5. Реализация на MRAS с модел на статорния ток по т.3.5

Моделът на статорния ток съгласно (37) се реализира посредством структурата *Stator Current Model* от фиг. 5:



Фиг. 6. Оценител на статорния ток като се демонстрира изчислителния алгоритъм за  $\alpha$ -компонентата:

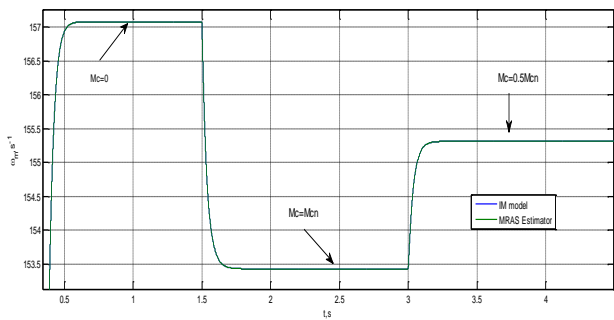


Фиг. 7. Оценител на статорния ток -  $\alpha$ -компонента

Изследвани са режими на работа на електрозадвижването, свързани с промяна в натоварването – режим на празен ход, номинален товар ( $M_c = M_{cN}$ ) и  $M_c = 0.5M_{cN}$  и в областта на ниските работни честоти - скорости на въртене в рамките на 1-2 Hz. Илюстрират се скоростта, изчислена от модела на двигателя (наричана моделна скорост) и оценката на скоростта по адаптивните (MRAS) системи.

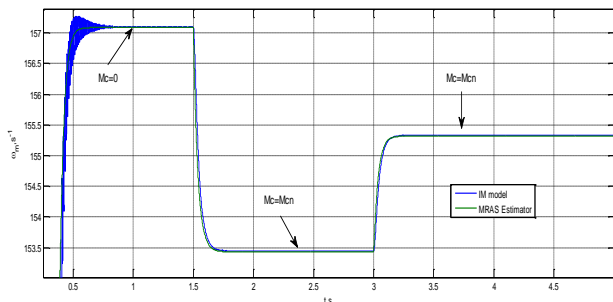
При точни параметри оценителят по роторно потокосцепление (т.3.1) и този с оценка на моделната грешка на статорния ток (т.3.5) притежават много добра сходимост към реалната скорост.

На фиг. 8 са показани преходните процеси при натоварване за оценителя от т.3.1:



**Фиг. 8.** Преходни процеси на моделната скорост и оценката по роторен поток

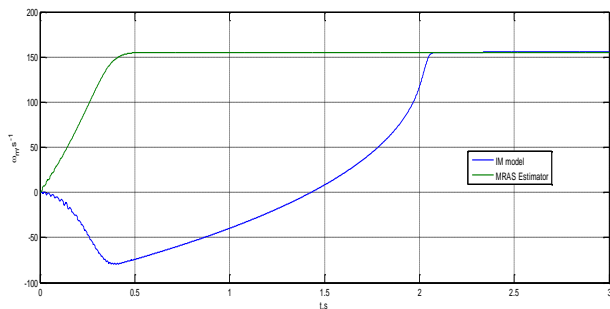
При експеримента с противо-е.д.н. базиран MRAS-алгоритъм (т.3.2.2) се забелязват известни колебания в оценката на скоростта в преходните режими, но притежава висока точност в установен режим:



**Фиг. 9.** Преходни процеси на моделната скорост и оценката по противо-е.д.н.

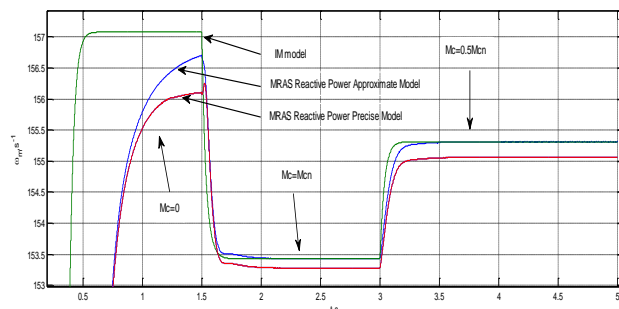
Колебанията на оценката лесно се преодоляват чрез използването на нискочестотен филтър, но това внася известно влошаване на динамиката в изчислителя.

При използването на точния модел на противо-е.д.н от т.3.2.1 с конвенционален ПИ-регулатор се получават оценка на скоростта, която притежава много лоши динамични показатели и на практика е неприложима в реални управляващи системи:



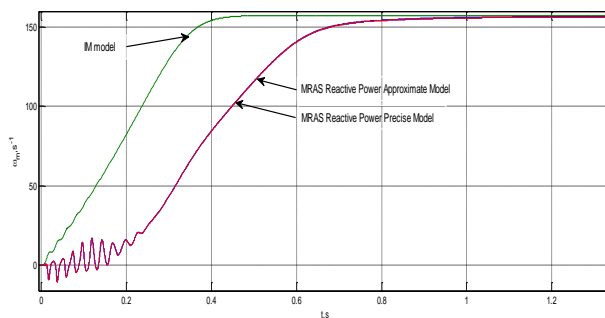
**Фиг. 10.** Преходни процеси на моделната скорост и оценката по точен модел на противо-е.д.н

При работа на схемите по приближен и точен модел на реактивна мощност се забелязват незначителни разлики в преходните режими:



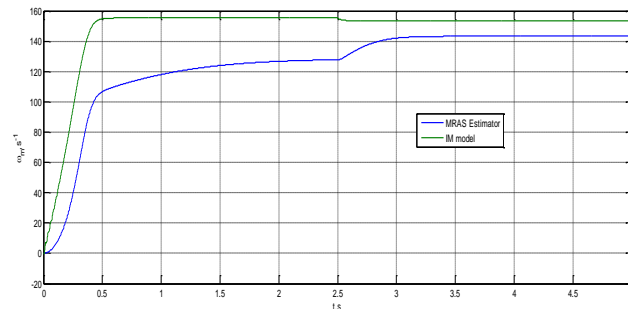
**Фиг. 11.** Преходни процеси на моделната скорост и оценката по точен и приближен модели на реактивна мощност

Недостатък на първия се явява прилагането на чисто диференциране, което прави схемата чувствителна на шумове в измерваните токове и напрежения. На практика чистото диференциране се заменя с реално, т.е. добавя се апериодичен филтър. Като цяло двете схеми влошават значителна динамиката на контура за управление – фиг.12.



**Фиг. 12.** Преходни процеси при пускане на моделната скорост и оценката по точен и приближен модели на противо-е.д.н

При изследванията на алгоритъма от т.3.4 се забелязват значителни отклонения в динамичен режим, а статичната грешка превишава 10 % и зависи от натоварването:



**Фиг. 13.** Преходни процеси при пускане на моделната скорост и оценката по точен и приближен модели на противо-е.д.н

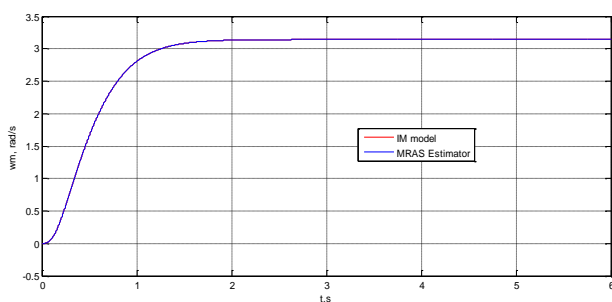
Резултатите за точността на работа в установен режим на изследваните алгоритми при коректни параметри за двигателя се обобщава в следната таблица:

Таблица 1

Статична грешка между реалната и изчислената скорости [%]

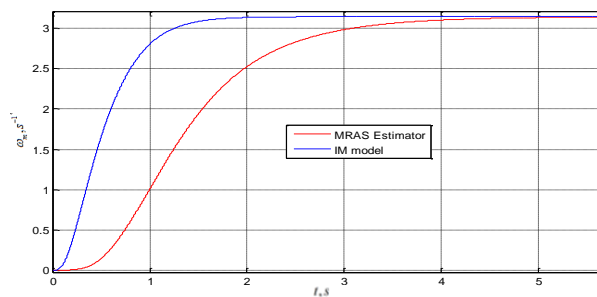
Адаптивна схема	$M_c, Nm$		
	$M_c=0$	$M_c=M_{cN}/2$	$M_c=M_{cN}$
Роторно потокосцепление	$3.1e^{-10}$	$1.3e^{-8}$	$2.5e^{-8}$
Противо-е.д.н – приближен модел	0.016	0.014	0.013
Противо-е.д.н – точен модел	0.066	0.067	0.069
Реактивна мощност – приближен модел	0.034	0.0003	0.0003
Реактивна мощност – точен модел	0.555	0.139	0.083
$M_{c1}$	19.22	17.3	6.622
Моделна грешка на статорния ток	$7.78e^{-10}$	$1.61e^{-9}$	$2.4e^{-9}$

Един от основните показатели за качеството на използваните алгоритми за безсензорна оценка на скоростта е работата им в областта на ниските и близки до нула скорости. В тази връзка MRAS-схемите ориентирани по роторния поток (т.3.1) и моделна грешка на статорния ток.(т.3.5) работят стабилно дори и при честоти на захранващото напрежение под 1Hz и закона  $U/f=const$  – фиг.14:

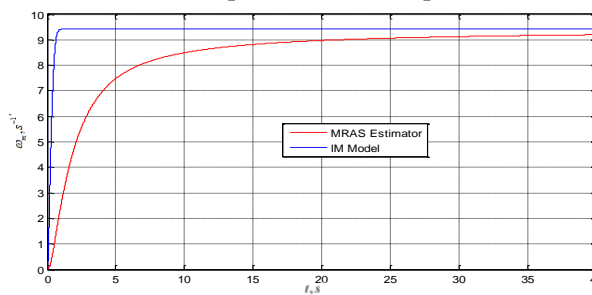


Фиг. 14. Преходни процеси на моделната скорост и оценката по MRAS базиран на моделната грешка на тока при честота на захранващото напрежение 1Hz

От фиг.15 се вижда, че по отношение на динамиката показателите на адаптивната схема за оценка на скоростта по приближения модел на реактивна мощност се влошават при ниски скорости, но точността в установен режим се запазва. При използване на точния модел освен динамичната се увеличава значително и статичната грешки (вж. Фиг.16)



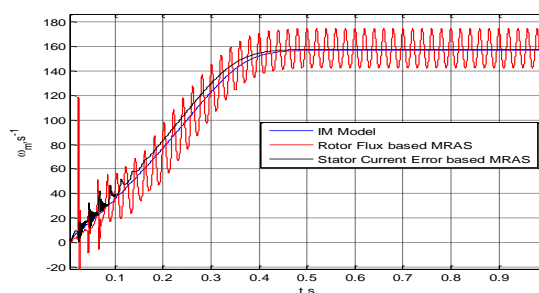
Фиг. 15. Моделна скорост и MRAS модел по реактивна мощност (приближен модел) при честота на захранващото напрежение 1Hz



Фиг. 16. Моделна скорост и MRAS модел по реактивна мощност (точен модел) при честота на захранващото напрежение 3Hz

Подобни проблеми се срещат и при работата на оценителите на скорост ориентирани по противо-е.д.н.

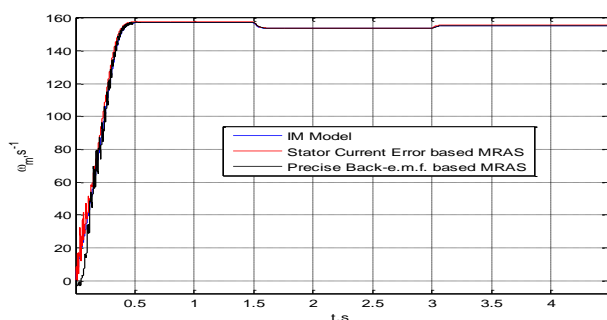
В настоящата статия се изследва поведението на разглежданите алгоритми при промяна на статорното съпротивление в хода на работа. За целта се разглежда вариант с 10% отклонение от действителната стойност като от фиг.17 се вижда, че адаптивната схема от т.3.1 работи значително по-лошо от MRAS алгоритъма, ориентиран по моделната грешка на статорния ток:



Фиг. 17. Преходни процеси на оценители по роторен поток и моделна грешка на статорния ток за отклонение на статорното съпротивление - 10%



Интерес представлява съпоставката между класическия MRAS оценител и точния модел по противо-е.д.н., илюстрирано на фиг.18:



**Фиг. 18.** Преходни процеси на оценители по противо-е.д.н и моделна грешка на статорния ток за отклонение на статорното съпротивление - 10%

На основа фиг.18 може да се заключи, че разглежданите алгоритми по т. 3.2.2 и т.3.5 се влияят слабо от грешките при определяне на статорното активно съпротивление.

За целите на експеримента се използват номиналните данни на асинхронен двигател с кафезен ротор, представени в Таблица 2:

Таблица 2  
Параметри на АД тип АО-9S-4-1100W

Наименование	Означение	Стойност
Номинална мощност	$P_N$	1.1 kW
Номинално фазно захранващо напрежение	$U_N$	220 V
Номинална честота	$f$	50 Hz
Номинални обороти	$n_N$	1410 об/min
Номинален ток	$I_{sN}$	2.8 A
Чифтове полюси	$Z_p$	2
Номинален съпротивителен момент	$M_{cN}$	5.9 Nm
Индуктивност на фаза от статорната намотка	$L_s$	0.0519 H
Активно съпротивление на фаза от статорната намотка	$R_s$	7.30Ω
Индуктивност на роторната намотка	$L_r$	0.0519 H
Активно съпротивление на фаза от роторната намотка	$R_r$	5.0026Ω
Индуктивност на намагнитващия контур	$L_m$	0.335 H
Инерционен момент на двигателя	$J_d$	0.00255 kg.m <sup>2</sup>

Настройките на ПИ-регулаторите на разглежданите алгоритми се представят в Таблица 3:

Таблица 3  
Параметри на ПИ-регулаторите за разглежданите адаптивни схеми

Адаптивна система	Ti	Kp
Роторно потокосцепление	$1e^{-9}$	60000
Противо Е.Д.Н-приближен модел	$2e^{-4}$	0.067
Противо Е.Д.Н - точен модел	0.01	4
Реактивна мощност-приближен модел	0.4	0.3
Реактивна мощност - точен модел	0.4	0.3
Mel	$1e^{-6}$	150
Роторно потокосцепление и статорен ток	$1e^{-7}$	$1e^{-7}$

## 5. Заключение

В настоящата работа са изведени аналитично основни и някои допълнителни модели, използвани при синтеза на адаптивни схеми за оценка на скоростта на асинхронни двигатели, като се анализират допусканията, направени при извеждането им.

Синтезирани са изчислителни схеми в средата на Matlab/Simulink за разглежданите алгоритми и е направен качествен анализ на работата им при различни режими на работа.

На база изследванията, реализирани в предходната точка може да се заключи, че в смисъла на робастност, най-добри показатели на качеството като максимално динамично отклонение и статична грешка притежава адаптивната схема, ориентирана по моделната грешка на статорния ток.

## Благодарности

Статията е осъществена с финансовата подкрепа на НИС на ТУ-София чрез проект № 122ПД0031-19 от 09.05.2012 г на тема *Развойна платформа за цифрово управление на асинхронно електрозадвижване*.

## Използвани означения:

$u_{s\alpha(\beta)}, i_{s\alpha(\beta)}, i_{r\alpha(\beta)}$  - статорно напрежение и статорен и роторен ток в  $(\alpha, \beta)$  координатна система

$\Psi_{s\alpha(\beta)}, \Psi_{r\alpha(\beta)}, \Psi_{m\alpha(\beta)}$  - пълен магнитен поток(потокосцепление или накратко наричано поток) на статора, ротора и въздушната междина

$L_s, L_r, R_s, R_r$  - собствени индуктивности

и активни съпротивления на статора и ротора.

$L_m$  - взаимна индуктивност

$L_{sl}$  - индуктивност на разсейване на статора

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  - коефициент на разсейване

$\omega_m$  - механична скорост на въртене на ротора

$Z_p$  - брой двойки (чифтове) полюси

$\omega_{el} = Z_p \omega_m$  - електрическа скорост на въртене на ротора

## ЛИТЕРАТУРА

- 1. Йончев, Е.,** Безсензорно управляеми асинхронни задвижвания, автореферат на дисертация за присъждане на ОНС „Доктор”, София, 2010.
- 2. Ключев, В.И.,** Теория електропривода, Учеб. для вузов, Энергоатомиздат, 2001.
- 3. Спиров, Д.,** Реализиране на различни начини за определяне на скоростта при безсензорни системи за ориентация на магнитното поле, *Международна конференция по електрически машини, задвижвания и енергийни системи – ЕЛМА*, Варна, 2005.
- 4. Barut, M., M. Gokasan, S. Bogosyan,** An Extended Kalman Filter based sensorless direct vector control of Induction Machines, *The 29th International Conference of the IEEE – Industrial Electronics Society*, Vol.1, pp. 318-322., 2003.
- 5. Bodkhe, S. B, M. V. Aware,** Speed-sensorless, adjustable-speed induction motor drive based on dc link, *International Journal of Physical Sciences* Vol. 4 (4), pp. 221-232, April, 2009.
- 6. Bojoi, R. P. Guglielmi, G. Pelegrino,** Sensorless Direct Field-Oriented Control of Three-Phase Induction Motor Drives for Low-cost Applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 44 №2, pp.475-481, 2008.
- 7. Bose, B. K.** Neural Network Applications in Power Electronics and Motor Drives – An Introduction and Perspective, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, № 1, pp. 14-33, 2007.
- 8. Chao Yang, J. W. Finch,** A Comparison of Induction Motor Speed Estimation using Conventional MRAS and AI-Based MRAS with a Dynamic Reference, *ModelAdvances in Electrical Engineering and Computational Science Lecture Notes in Electrical Engineering* Volume 39, 2009, pp. 75-85.
- 9. Filippich M.,** Digital Control of a Three Phase Induction Motor, The University of Queensland, 2002.
- 10. Holtz, J.,** Methods for Speed Sensorless Control of AC Drives, *IEEE PCC – Yokohama*, pp. 415-420, 1993.
- 11. Holtz, J.,** Sensorless Control of Induction Motor Drives. *Proceedings of IEEE*, Vol. 90, № 8, pp. 1359-1394, August 2002.
- 12. Ias, C., A. Bettini, L. Ferraris, G. Griva, F. Profumo,** Comparison of Different Schemes without Shaft Sensors for Field Oriented Control Drives, *IEEE IECON*, 1994, pp. 1579-1588.
- 13. Kubota, H., K. Matsuse, T. Nakano,** New adaptive flux observer for wide speed range motor drives, *Proc. Int. Confer. IEEE-IECON*, 1990, pp. 921-926.
- 14. Landau, Y. D.,** Adaptive control - the model reference approach, (New York: Marcel Decker, 1979).
- 15. Leite, A. V.,** Full and reduced order extended kalman filter for speed estimation in induction motor drives: a comparative study, *The 35th IEEE Power Electronic Specialists Conference*, Vol. 3, pp. 2293-2299, 2004.
- 16. Orłowska-Kowalska, T., M. Dybkowski,** Stator current based MRAS estimator for a wide range speed-sensorless induction motor drive, *IEEE Trans. Industrial Electronics* 57 (4), 1296–1308 (2010).
- 17. Schauder, C.,** Adaptive speed identification for vector control of induction motor without rotational transducers, in *Conf. Rec. 1989 IEEE IAS Ann. Mtg.*, pp. 493 – 499.
- 18. Tamai, S. et al.,** Speed Sensorless Vector Control of induction motor with the model reference adaptive system, *Proc. IEEE/IAS Annu. Meet.*, 1987, 189-195.
- 19. Tarchala, G., M. Dubkowski, T. Orłowska-Kowalska,** Analysis of the chosen speed and flux estimators for sensorless induction motor drive, *International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 525-530, 2011.
- 20. Vas, P.** Sensorless Vector and Direct Torque Control. Oxford University Press, 1998.
- 21. Yang, W., C. Xu, J. Jianguo,** Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor based on reduced order extended Kalman Filter, *IEEE The Fifth International Conference Power Electronic and Drive Systems*, Vol. 1, pp. 423-426, 2003.

Technical University–Sofia, Branch Plovdiv  
25 Tsanko Diustabanov St.

4000 Plovdiv

BULGARIA

E-mail: [georgi.iwanow@gmail.com](mailto:georgi.iwanow@gmail.com)

E-mail: [ijk@tu-plovdiv.bg](mailto:ijk@tu-plovdiv.bg)

E-mail: [pishtiyski@abv.bg](mailto:pishtiyski@abv.bg)

Постъпила на .....

Рецензент .....