



**ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ – ВАРНА**  
**Катедра „Автоматизация на производството“**

маг. инж. Живко Стефков Жеков

**РАЗВИТИЕ НА СИСТЕМИТЕ ЗА БЕЗСЕНЗОРНО ВЕКТОРНО УПРАВЛЕНИЕ  
НА АСИНХРОННИ ДВИГАТЕЛИ**

**А В Т О Р Е Ф Е Р А Т**

на дисертация за получаване на образователна и научна степен „ДОКТОР“  
по научна специалност 02.21.08  
Автоматизация на производството

Научен ръководител: доц. д-р Емил Й. Маринов

Рецензенти:

1. ....
2. ....

Варна, 2016г.

Дисертационният труд е обсъден на 02.11.2016г. в катедра „Автоматизация на производството“ и насочен за защита.

Докторантът работи в Колеж в структурата на ТУ-Варна, катедра „Автоматизация на производството“.

Автор: маг. инж. Живко Стефков Жеков

**Развитие на системите за безсензорно векторно управление на асинхронни двигатели**

**ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ – ВАРНА**

маг. инж. Живко Стефков Жеков

**РАЗВИТИЕ НА СИСТЕМИТЕ ЗА БЕЗСЕНЗОРНО ВЕКТОРНО УПРАВЛЕНИЕ  
НА АСИНХРОННИ ДВИГАТЕЛИ**

**А В Т О Р Е Ф Е Р А Т**

на дисертация за получаване на образователна и научна степен „Доктор“

по научна специалност 02.21.08

Автоматизация на производството

Варна, 2016г.

Дисертационният труд съдържа 149 страници, от които 131 страници основен текст, включително 82 фигури, 12 таблици и 6 приложения. Материалът е оформен в 4 глави, завършващи с обобщения и изводи. Списъкът на използваната литература включва 106 заглавия, от които 25 на кирилица и 81 на латиница.

Защитата на дисертационния труд ще се състои на .....г. от .....ч. в..... на открито заседание на жури сформирано със заповед на Ректора №...../..... г.

Материалите по защитата (дисертацията, рецензиите и становищата) са на разположение на интересуващите се във ФД „Докторанти“, стая 318 НУК.

## ОБЩА ХАРАКТЕРИСТИКА НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

### **Актуалност на проблема**

За постигане на широк диапазон на регулиране на скоростта  $D_{\omega} > 100:1$  асинхронните електрозадвижвания (АЕЗ) с векторно управление се нуждаят от сигнал по скорост. Това предполага наличие на датчик на скорост в системата. В редица случаи използването на датчик на скорост е нежелателно поради оскъпяване на системата, понижаване на надеждността или технологични ограничения. Ето защо в последните 15÷20г. се наблюдава повишен интерес към безсензорните векторно управляеми АЕЗ. В тези задвижвания сигналът по скорост се възстановява посредством оценител по измерените напрежения и токове на двигателя.

### **Същност на проблема**

Известни са редица методи за възстановяване на скоростта на асинхронните двигатели (АД), някои от които се отличават с проста структура и повишена чувствителност към параметрични и сигнални смущения. Други оценители се справят с изложения по-горе проблем, но се характеризират със сложни алгоритми, предявяващи високи изисквания към производителността на изчислителните устройства.

### **Цел и задачи на изследването**

Целта на дисертационната работа е разработване и изследване на система за безсензорно векторно управление на асинхронни двигатели, притежаваща следните характеристики:

- широк диапазон на регулиране на скоростта
- ниска чувствителност към сигнални и параметрични смущения
- гъвкавост, позволяваща реализиране и изследване на различни алгоритми за оценяване и управление

### **Задачи на изследването:**

1. Разработване на оценители на скоростта, роторното потокосцепление, активните съпротивления на статорната и роторната намотки на АД.
2. Приложение на оценителите в система за безсензорно векторно управление на АД.
3. Разработване на програмно осигуряване с цел симулационно изследване на оценителите и системата за управление
4. Създаване на стенд и програмно осигуряване с цел експерименталното изследване на системата за безсензорно векторно управление

### **Обект, предмет и място на изследването**

Обектът на изследването представлява система за безсензорно векторно управление на АД. Изследванията (симулационни и експериментални) са проведени в лаборатория „Управление на електромеханични системи“ към катедра „Автоматизация на производството“ на ТУ-Варна.

## **Методи, използвани за решаване на поставените задачи:**

Методи за изследване: метод на чувствителността. Методи за оптимизация: сканиране с постоянна стъпка; интерполационен метод. Методи за настройка: настройка на симетричен оптимум; настройка на модулен оптимум; настройка по желана предавателна функция (по желан преходен процес).

## **Научна новост**

Научна новост представляват: предложените итеративни оценители на скоростта, роторното потокосцепление и активните съпротивления на статорната и роторната намотки на АД, използващи оптимизационни методи за търсене на екстремум; предложените невронни оценители на скоростта на АД, характеризиращи се с използване на многослойни невронни мрежи с право разпространение на сигналите и обратно разпространение на грешката; системите за безсензорно векторно управление базирано на тези оценители.

## **Практическа приложимост на резултатите**

Разработените и изследваните системи за безсензорно векторно управление, използващи предложените итеративни и невронни оценители, могат да намерят приложение в различни области на промишлеността, изискващи регулиране скоростта на АД в широк диапазон, като поради опростяването на хардуерната част на системата това би довело до намаляване на разходите и повишаване на надеждността. Освен това биха подпомогнали по-нататъшни разработки и изследвания на системи за безсензорно векторно управление и на други променливотокови двигатели. Стендът, базиран на цифров сигнален контролер, посредством който са извършени експерименталните изследвания, позволява тестването на различни алгоритми за оценяване и управление на променливотокови двигатели.

## **Реализация на резултатите**

Разработеният във връзка с дисертацията стенд е приложен в учебния процес на специалност “АИУКС”.

## **Апробация**

Разработките по задачите на дисертацията са докладвани на научни форуми. Направени са общо 9 публикации, 5 от които самостоятелни, както следва: две на международни конференции в чужбина – в Севастопол и Охрид; две на международна конференция „Автоматика и информатика“; една на международна конференция „ЕЛМА“; четири в Годишник на ТУ-Варна;

## **Структура и обем на дисертацията**

Дисертационният труд съдържа ... страници, от които ... страници основен текст, включително ... фигури ... таблици и ... приложения. Материалът е оформен в ... глави, завършващи с обобщения и изводи. Списъкът на използваната литература включва ... заглавия, от които ... на кирилица и ... на латиница.

## Глава I. Безсензорно векторно управление на асинхронни двигатели

За постигане на качествено управление е необходима актуална информация за състоянието на обекта, която може да се получи с помощта на датчици измерващи съответните променливи и/или с посредством оценители. Безсензорно управление е термин наложил се в литературата по електрозадвижване през последните години и се употребява за затворени системи за управление на електрически двигатели, в които е минимизиран броят на датчиците, предоставящи информация за състоянието на двигателя и задвижвания от него механизъм и отсъства датчик по скорост или положение. Необходимата информация за неизмерваните променливи се възстановява посредством различни методи за оценяване.

Първоначално в системата за векторно управление (СВУ) „Трансвектор“ за определяне на положението и големината на вектора на роторното потокосцепление са използвани датчици на Хол поставени в асинхронния двигател (АД). След това системата е опростена като информацията за положението и големината на вектора на роторното потокосцепление се получава посредством частичен модел на АД и информация за измерените статорни токове и напрежения. Също така вместо използването по три датчика за измерване на фазните статорните напрежения и фазните статорните токове може да се използват по два датчика, като неизмерените напрежение и ток се изчисляват на база на измерените такива.

Допълнително редуциране на системата е възможно при възстановяване на фазните статорните напрежения и/или токове само посредством напрежението  $U_{dc}$  и/или тока  $I_{dc}$  на постоянно-токовата шина и комбинацията от задействани силови ключове на инвертора, при схема на силовата част състояща се от неуправляем изправител (НИ) и транзисторен автономен инвертор на напрежение (АИН), каквито масово се използват в съвременните системи за управление на променливотокови двигатели. Такова възстановяване на токовете е сложно и не се прилага често в практиката. Също така е възможно възстановяването на фазните статорни напрежения чрез използване на управляващите напрежения и  $U_{dc}$ .

В някои случаи е необходима информация за променливи, чието измерване е трудно и/или използваните за това датчиците твърде много усъпяват системата. Такава променлива например е електромагнитния момент  $M_e$  необходим за СВУ, използваща метода директно управление на момента. В такъв случай информацията за тези променливи се възстановява посредством оценители, използващи определен метод за оценка.

В СВУ една от най-важните променливи е ъгловата скорост или положение на ротора на АД, необходими за извършване на ортогоналните координатни преобразувания в системата и осъществяване на затворен контур за управление по скорост. Днес под безсензорно управление се разбира предимно управление

на двигатели без използване на датчик по скорост или положение (тахогенератори, инкрементални и абсолютни енкодери, резолвери). Това е така понеже от гледна точка на потребителя всички датчици (за ток и напрежение) са вградени в системата за управление и не изискват допълнително опроводяване и настройка, докато датчиците за скорост и/или положение изискват допълнително опроводяване и настройка. Предимствата за електрозадвижването получени при премахване на датчика по скорост са:

- опростяване на хардуерната част на системата
- повишаване на механичната здравина
- възможност за работа в агресивна среда
- по-висока надеждност
- повишена шумозащитеност
- понижена необходимост от обслужване
- по-ниска цена

В табл.1.2 е представено сравнение на максималния и минималния необходим брой датчици използвани от основните методи за векторно управление.

Таблица 1.2. Максимален и минимален брой датчици използвани от основните методи за векторно управление

метод за управление датчици на	RFOC* (с ПВА)		RFOC (с АВА)		SFOC*		DTC*	
	max	min	max	min	max	min	max	min
Потокосцепление	3	0	3	0	3	0	3	0
Напрежение <sup>(6)</sup>	3	1 <sup>(7)</sup>	0	1 <sup>(7)</sup>	0	1 <sup>(7)</sup>	3	1 <sup>(7)</sup>
Ток <sup>(6)</sup>	3	1	3	1	3	1	3	1
Скорост	1	0	1	0	1	0	1	0
Общ брой датчици	max	min	max	min	max	min	max	min
	10	2	7	2	7	2	10	2

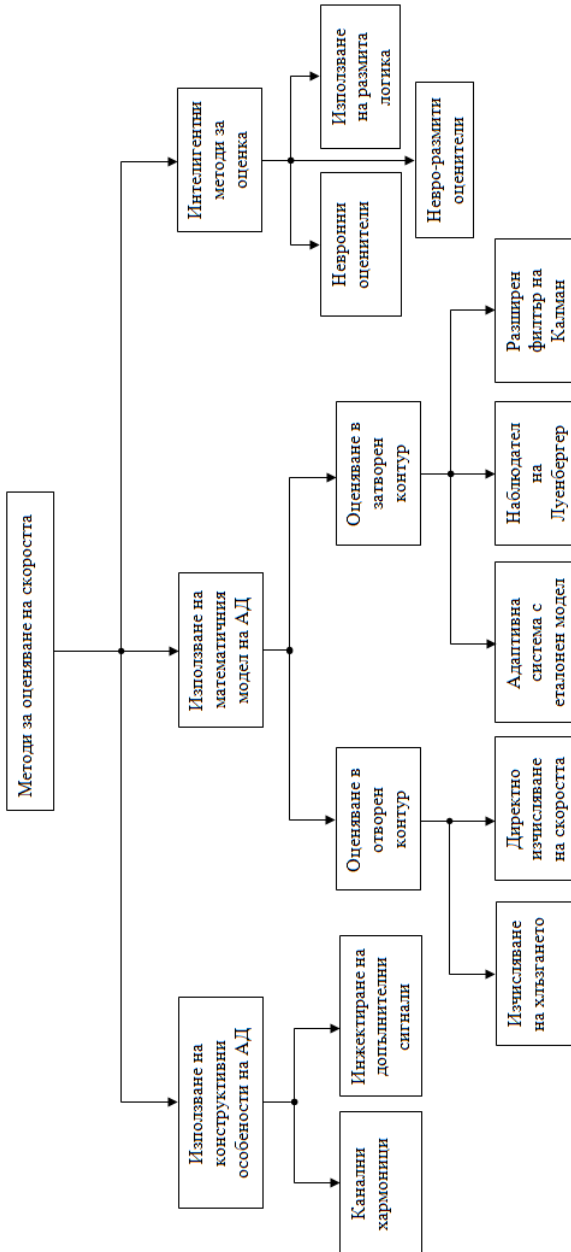
\* - Векторно управление: с ориентация по роторното потокосцепление (RFOC – rotor field oriented control); с ориентация по статорното потокосцепление (SFOC – stator field oriented control); директно управление на момента (DTC – direct torque control). АВА – активен векторен анализатор. ПВА – пасивен векторен анализатор.

На фиг.1.8 е показана класификация на основните методи за оценяване на скоростта на АД. Най-общо методите за оценяване могат да се разделят на три групи: методи използващи математичен модел на машината, методи използващи конструктивни особености на машината и интелигентни методи за оценяване.

За практическа реализация на система за безсензорно векторно управление (СБВУ) методът за оценяване на скоростта трябва да се характеризира с:



- оценяването на скоростта на двигателя да позволява работа на системата в широк работен диапазон ( $D=1:25 \div 1:50$ )
- невисока сложност, което да позволи работата в реално време на системата и оценителя
- нечувствителност към сигнални и параметрични смущения
- лесна настройка и по възможност въвеждане на минимален брой параметри на двигателя.



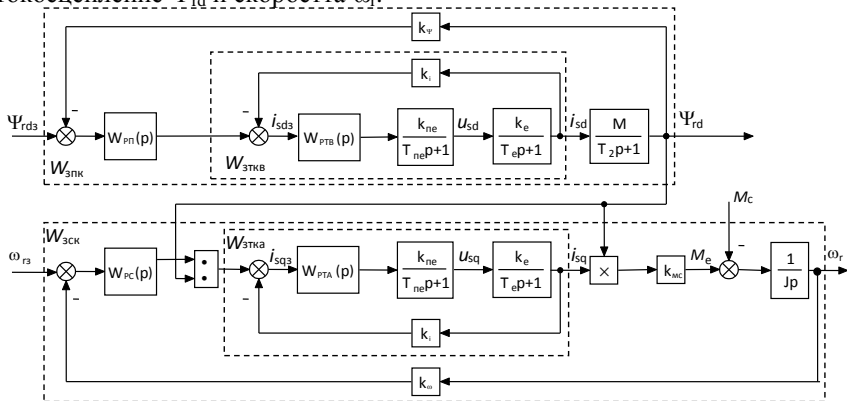
Фиг. 1.8. Класификация на основните методи за оценяване скоростта на АД

Така формулираните изисквания към оценителите на скорост са изключително високи и противоречиви. Методите за оценяване не отговарят на всички изисквания посочени по-горе. Удоволетворяването на тези изисквания би могло да се постигне посредством предлагане на нови методи за оценяване на скоростта, комбинирани или модифицирани на съществуващите методи за оценяване, като е желателно това да не повишава сложността на оценителя и системата за управление.

## Глава II. Итеративно оценяване на променливи и параметри на асинхронен двигател

### 2.1. Параметричен синтез на СВУ на асинхронен двигател с ориентация по роторното потокосцепление

При пълна компенсация на вътрешните обратни връзки на асинхронния двигател (АД) посредством блока за компенсация (БК) и с отчитане на инерционността на силовия преобразувател (СП) структурната схема на системата СП-АД е аналогична с тази на ПТД. Това дава възможност синтезът на регулаторите да се извърши по метода на подчиненото регулиране, в резултат на което се достига до структурната схема на системата - фиг.2.2. Системата е двуканална, двуконтурна с вътрешни контури по възбудителната съставяща  $i_{sd}$  и активната съставяща  $i_{sq}$  на статорния ток и външни – по роторното потокосцепление  $\Psi_{rd}$  и скоростта  $\omega_r$ .



Фиг.2.2. Структурна схема на СВУ на АД

СП се представя като апериодично звено, където  $k_{сп}$  - коефициент на пропорционалност, а  $T_{сп}$  – времеконстанта на СП.

Регулаторите на системата (РС-регулатор на скорост, РП-регулатор на потокосцепление, РТА и РТВ – регулатори на активната и възбудителната съставящи на статорния ток) са настроени по два начина:

- настройка на модулес оптимум (МО) и симетричен оптимум (СО)
- настройка по желана предавателна функция (по желан преходен процес)

## 2.2. Итеративно оценяване на променливи на АД

Итеративен оценител 1а (ИО1а) на  $\omega_r$  и  $\Psi_r$

За синтеза на оценителя се ползва математическото описание на АД (2.14) при скорост на координатната система  $\omega_k = 0$  и  $\bar{u}_r = 0$ .

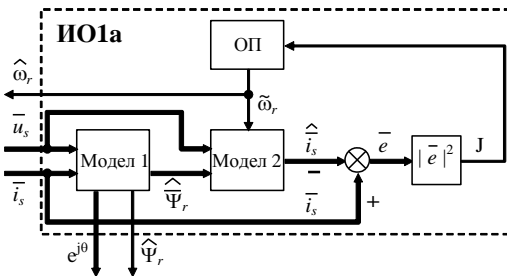
$$\begin{cases}
 \bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + p \bar{\Psi}_s \\
 0 = R_r \bar{i}_r + p \bar{\Psi}_r - j p_p \omega_r \bar{\Psi}_r \\
 \bar{\Psi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \\
 \bar{\Psi}_r = M \bar{i}_s + L_r \bar{i}_r \\
 \bar{\Psi}_\mu = \bar{\Psi}_s - l_{s\sigma} \bar{i}_s = \bar{\Psi}_r - l_{r\sigma} \bar{i}_r = M(\bar{i}_s + \bar{i}_r) = M \bar{i}_\mu \\
 M_e = \frac{3}{2} p_p M \Im m(\bar{i}_s \bar{i}_r^*) \\
 M_e - M_c = J p \omega_r
 \end{cases} \quad (2.14)$$

След изключване на  $\bar{\Psi}_s$  и  $\bar{i}_r$  се достига до:

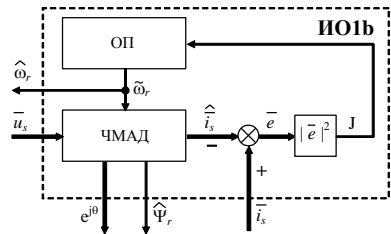
$$\bar{u}_s = R_e (T_e p + 1) \bar{i}_s - \frac{R_r L_m}{L_r^2} \bar{\Psi}_r + j \frac{L_m}{L_r} p_p \omega_r \bar{\Psi}_r, \quad (2.15)$$

$$\bar{i}_s = \frac{1}{L_m} (T_r p + 1) \bar{\Psi}_r - j \frac{T_r}{L_m} p_p \omega_r \bar{\Psi}_r. \quad (2.16)$$

Оценител 1 се състои от два частични модела на АД (модел 1 и модел 2) и оптимизационна процедура (ОП) – фиг.2.3 (с удебелените линии са показани векторните променливи, а с тънките линии - скаларните променливи). Модел 1 оценява роторното потокосцепление  $\hat{\Psi}_r$  и формира  $e^{j\theta}$ . Модел 2 дава оценка на статорния ток  $\hat{i}_s$ .



Фиг.2.3. Структурна схема на ИО1а



Фиг.2.4 Функционална схема на ИО1б

Модел 1 се описва със следните уравнения:

$$\hat{\Psi}_r = \frac{L_r}{L_m} \frac{\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s}{p} - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} \bar{i}_s, \quad (2.17)$$

$$\hat{\Psi}_r = \left| \hat{\Psi}_r \right| = \sqrt{\hat{\Psi}_{r\alpha}^2 + \hat{\Psi}_{r\beta}^2}, \quad (2.18)$$

$$\theta = \arctg \frac{\hat{\Psi}_{r\beta}}{\hat{\Psi}_{r\alpha}}, \quad (2.19)$$

където  $\theta$  е ъгълът между  $\hat{\Psi}_r$  и оста  $\alpha$ .

Уравнение (2.17) е получено от уравнения (2.15) и (2.16) след изключване на израза  $p_p \omega_r \bar{\Psi}$  от тях, като това прави модел 1 независим от скоростта.

Оценката на статорния ток  $\hat{i}_s$  се получава от модел 2 на базата на уравнение (2.15), като за тази цел се използва измереното статорно напрежение и полученото от Модел 1 роторно потокосцепление.

$$\hat{i}_s = \frac{\bar{u}_s + \frac{R_r L_m}{L_r^2} \hat{\Psi}_r - j \frac{L_m}{L_r} p_p \omega_r \hat{\Psi}_r}{R_e (T_e p + 1)}. \quad (2.20)$$

#### *Итеративен оценител 1b (ИО1b) на $\omega_r$ и $\Psi_r$*

Така синтезирания оценител може да се опрости ако уравнение (2.15) се използва директно за получаване на оценка на тока  $\hat{i}_s$ , която е зависима от  $\hat{\Psi}_r$  и  $\hat{\omega}_r$ . Уравнение (2.16) се използва за получаване на  $\hat{\Psi}_r$ , а посредством оптимизационна процедура за всеки такт  $\mathbf{k}$   $\tilde{\omega}_r$  се изменя така, че да се минимизира оптимизационния критерий  $J$ , при което се получава оценката на скоростта  $\hat{\omega}_r$ . На фиг.2.4 е показана функционалната схема на ИО1b

И за двата оценителя ИО1a и ИО1b посредством оптимизационна процедура за всеки такт  $\mathbf{k}$   $\tilde{\omega}_r$  се изменя така, че да се минимизира оптимизационния критерий  $J$ , при което се получава оценката на скоростта  $\hat{\omega}_r$ , т.е.  $\hat{\omega}_r = \tilde{\omega}_r$  когато  $J = \min$

$$\text{Оптимизационният критерий е: } J = |\bar{e}|^2 = \left| \bar{i}_s - \hat{i}_s \right|^2. \quad (2.21)$$

В най-простия случай ОП може да се реализира по метода на последователното сканиране с постоянна стъпка в определен интервал.

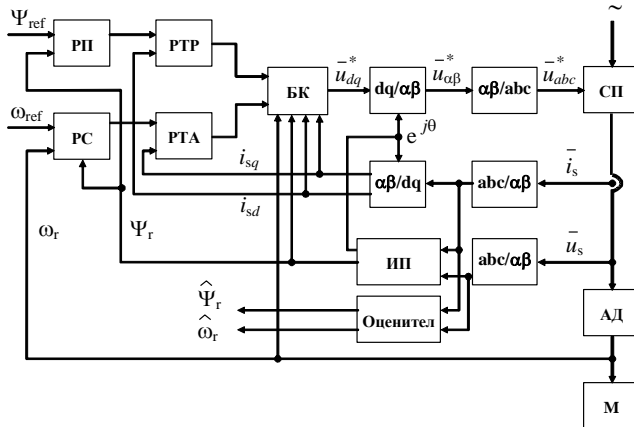
#### *Симулационни изследвания на ИО1*

Тъй като множеството проведени изследвания показват по-добра работоспособност на ИО1b спрямо ИО1a, особено при параметрични промени,

ето защо са представени изследванията само на ИО1b, който за по-кратко ще бъде означен като ИО1.

Посредством програмна среда Matlab е моделирана система за директно векторно управление на АД и изследваните оценители. Използван е АД - Siemens 1LA7096-4AA със следните основни каталожни данни:  $P_n=1.5kW$ ,  $n_n=1340rpm$ ,  $I_n=3.4A$ ,  $M_n=10Nm$ . Оптимизационната процедура на оценителите се основава на метода на пълното сканиране с постоянна стъпка.

При изследването на работата на оценителя моделираната СВУ ползва действителните стойности на скоростта и роторното потокосцепление, а оценителят работи автономно като използва сигналите по ток и напрежение от СВУ (фиг.2.5).



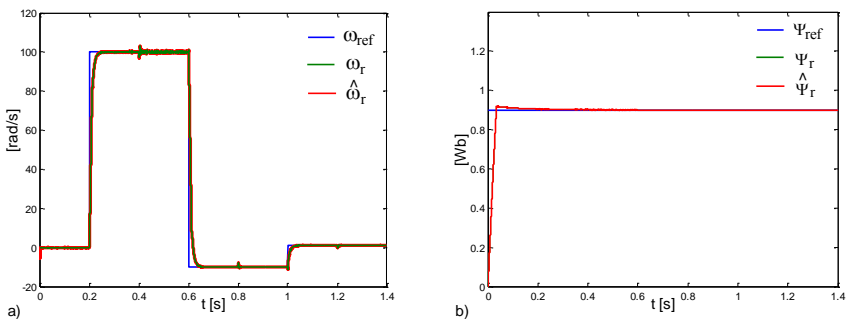
Фиг.2.5. Функционална схема на системата за векторно управление и изследвания оценител

Резултатите от проведените изследвания, показани на фиг.2.6 са получени при  $R_s=R_{skat}$ ,  $R_r=R_{rkat}$ , а на фиг.2.8 при  $R_s=1.2R_{skat}$ ,  $R_r=1.2R_{rkat}$ . На фиг.2.6a и 2.8a е показана промяната на заданието по скорост  $\omega_{ref}$ , действителната скорост  $\omega_r$  и оценката по скорост  $\hat{\omega}_r$ . На фиг.2.6b и 2.8b е показана промяната на заданието по потокосцепление  $\Psi_{ref}$ , действителното роторно потокосцепление  $\Psi_r$  и оценката по потокосцепление  $\hat{\Psi}_r$ . Съпротивителният момент  $M_c$  е приет за реактивен и се изменя в диапазона  $(0.1 \div 1)M_n$  както следва: при  $t \leq 0.4s$   $M_c=0.1M_n$ ; при  $0.4 < t \leq 0.8s$   $M_c=M_n$ ; при  $0.8 < t \leq 1.2s$   $M_c=0.1M_n$ ; при  $1.2 < t < 1.4s$   $M_c=1M_n$ .

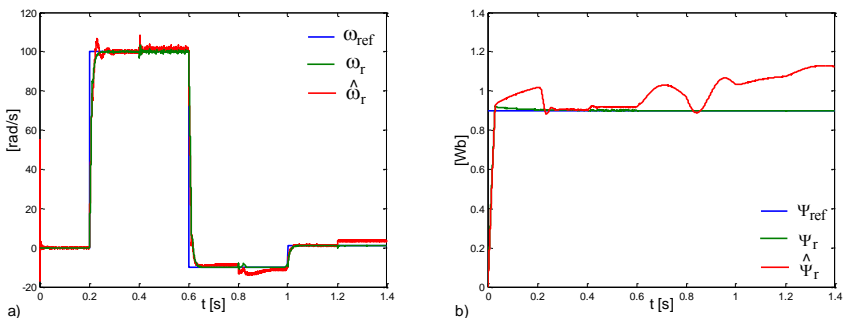
Относителните средноквадратични грешки на оценяване по скорост в

установен режим, изчислени съгласно 
$$\varepsilon_{\hat{\omega}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\omega_r - \hat{\omega}_r)^2}{n}} \cdot \frac{100}{\omega_{ref}} [\%],$$
 са:

0.0362% и 0.246% съответно при  $\omega_{ref}=100rad/s$ ,  $\omega_{ref}=10rad/s$  (за интервали  $0.4 < t \leq 0.6s$  и  $0.6 < t \leq 1s$ ). \* - зависимостта по-горе се използва и за останалите представени относителни средноквадратични грешки.

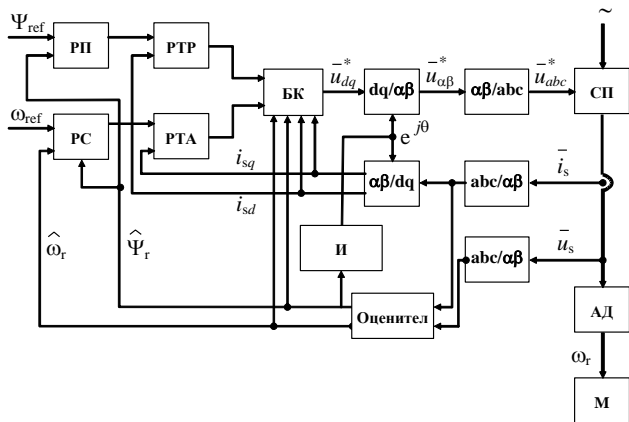


Фиг.2.6. Работа на ИО1 при  $R_s=R_{skat}$ ,  $R_r=R_{rkat}$ .

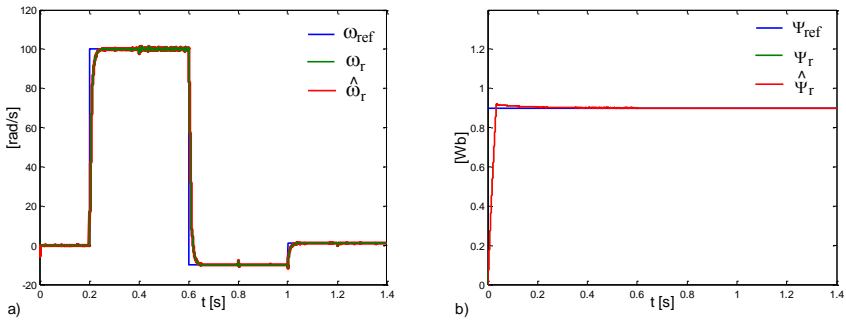


Фиг.2.8. Работа на ИО1 при  $R_s=1.2R_{skat}$ ,  $R_r=1.2R_{rkat}$ .

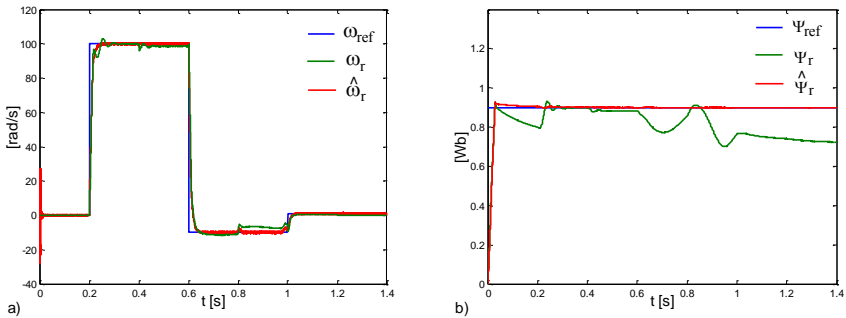
При промяна на  $R_s$  и  $R_r$  се наблюдава влошаване на работата на оценителя, както при оценяване на  $\omega_r$  така и при оценяване на  $\Psi_r$ . Относителната средноквадратична грешка на оценяване по скорост в установен режим е 1.5% и 22.66%, съответно при  $\omega_{ref}=100\text{rad/s}$  и  $\omega_{ref}=10\text{rad/s}$ .



Фиг.2.9. Функционална схема на системата за безсензорно векторно управление



Фиг.2.10. Работа на СБВУ с ИО1 при  $R_s=R_{skat}$ ,  $R_r=R_{rkat}$ .



Фиг.2.12. Работа на СБВУ с ИО1 при  $R_s=1.2R_{skat}$ ,  $R_r=1.2R_{rkat}$ .

При изследването на СБВУ базирана на ИО1 (фиг.2.9), системата ползва оценките по скорост и потокосцепление получени от оценителя.

На базата на представените резултати се установява добра работоспособност на СБВУ, използваща ИО1 при отсъствие на параметрични смущения, като относителната средноквадратична грешки на оценката по скорост в установен режим е 0.0355% и 0.249% съответно при  $\omega_{ref}=100\text{rad/s}$  и  $\omega_{ref}=10\text{rad/s}$ .

Отново при промяна на  $R_s$  и  $R_r$  се наблюдава влошаване на работата на оценителя. Относителната средноквадратична грешка на оценката по скорост в установен режим е 1.51% и 29.5% съответно при  $\omega_{ref}=100\text{rad/s}$  и  $\omega_{ref}=10\text{rad/s}$  (табл.2.2). Вследствие на влошената работа на ИО1 се влошава и работата на цялата система, като относителната средноквадратична грешка по скорост е 1.54% и 32.9% съответно при  $\omega_{ref}=100\text{rad/s}$  и  $\omega_{ref}=10\text{rad/s}$  (табл.2.3), а СБВУ запазва работоспособност до около 15rad/s. Това показва, че диапазонът на регулиране на скоростта на СБВУ с така предложения оценител е  $D_\omega \approx 10:1$ .

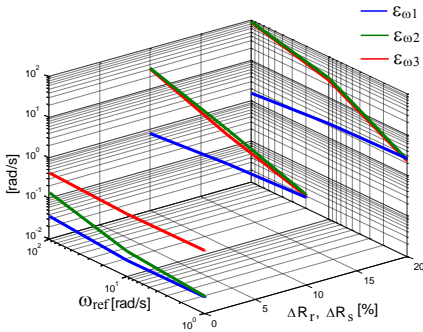
*Сравнение на ИО1 с известни оценители на скорост и потокосцепление.*

Разработен е модел на чувствителността. Изследвана е чувствителността на ИО1 и е сравнена с чувствителностите на оценител директно изчисляващ скоростта (ОДИС) и оценител базиран на адаптивна система с еталонен модел (ОАСЕМ),

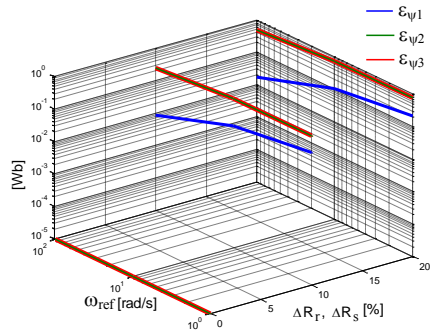
спрямо промяна на  $R_s$  и  $R_r$ . Оценката по скорост на ИО1 е приблизително еднакво чувствителна към промяната на  $R_s$  и  $R_r$ , а оценката му по потокосцепление е по-чувствителна към промяна на  $R_s$ . ИО1 е по-малко чувствителен по скорост и потокосцепление спрямо ОДИС и ОАСЕМ при промяна на  $R_s$  и еднакво чувствителен спрямо ОДИС и ОАСЕМ при промяна на  $R_r$ , което води и до по-малката му чувствителност като цяло при едновременната промяна на  $R_s$  и  $R_r$ .

На триизмерните графики по-долу в обобщен вид са показани абсолютните грешки на оценките по скорост  $\varepsilon_{\omega 1}$ ,  $\varepsilon_{\omega 2}$ ,  $\varepsilon_{\omega 3}$  и оценките по потокосцепление  $\varepsilon_{\psi 1}$ ,  $\varepsilon_{\psi 2}$ ,  $\varepsilon_{\psi 3}$  съответно на ИО1, ОДИС и ОАСЕМ, в установен режим и при промяна на заданието по скорост, и промяната на  $R_s$  и  $R_r$ .

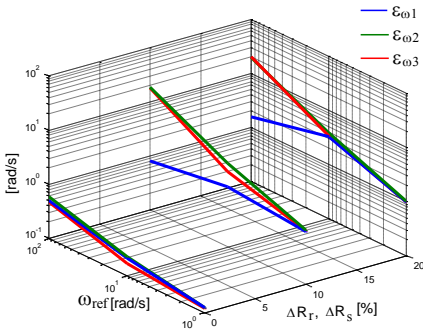
От представените резултати се наблюдава по-точно оценяване на скоростта и потокосцеплението на ИО1 в сравнение с другите два оценителя, като това е



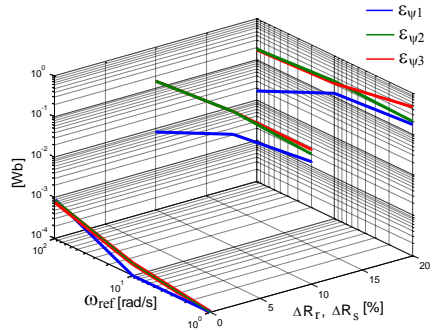
Фиг.2.17. Грешки на оценките по скорост при автономна работа на оценителите



Фиг.2.18. Грешки на оценките по потокосцепление при автономна работа на оценителите



Фиг.2.21. Грешки по скорост при работа на СБВУ с оценителите



Фиг.2.22. Грешки по потокосцепление при работа на СБВУ с оценителите

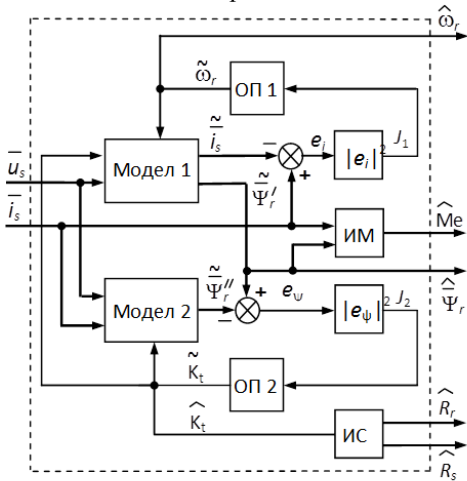
валидно най-вече при изменение на  $R_s$  и  $R_r$  и при високи скорости, което се дължи на по-ниската чувствителност на ИО1 към едновременната промяна на  $R_s$  и  $R_r$  в



сравнение с другите два оценителя. Добрата работа на ИО1 в широк диапазон от скорости, както и при сигнални и параметрични смущения води до потвърждаване на работоспособността на СБВУ при тези условия.

### 2.3. Итеративно оценяване на променливи и параметри на АД

От изследването на работата и чувствителността на ИО1 се наблюдава влошаване на оценките на  $\omega_r$  и  $\Psi_r$ , особено при ниски скорости и влошаване на работата на СБВУ при параметрични смущения. Избягване на този недостатък може да стане ако са известни действителните стойности на  $R_s$  и  $R_r$  или ако бъдат получени техните оценки с определена точност. Поради тази причина се предлага итеративен оценител 2 (ИО2) на  $\omega_r$ ,  $\Psi_r$ ,  $R_s$  и  $R_r$ . Предложеният оценител се състои от два настройваеми модела на АД - фиг.2.23.



Модел 1, описващ се с уравнения (2.15) и (2.16) дава оценка на скоростта и роторното потокосцепление. Модел 2, посредством който се получава оценка на роторното потокосцепление се описва с уравнение (2.17). Работата на оценителя се състои в последователно използване на двата модела за всеки такт като се настройват моделите всеки посредством съответната ОП, така че да се получат оценките на  $\omega_r$ ,  $\Psi_r$ ,  $R_s$  и  $R_r$ . За  $k$ -тия такт оптимизационната процедура 1 (ОП 1) варира  $\tilde{\omega}_r$  в интервала

Фиг. 2.23. Функционална схема на ИО2.

$[\hat{\omega}_r(k-1) - \Delta\omega_{r,max} \cdot \hat{\omega}_r(k-1) + \Delta\omega_{r,max}]$  така, че посредством настройването на Модел 1 да се минимизира оптимизационния критерий  $J_1 = |\bar{e}_i|^2 = \left| \bar{i}_s - \tilde{i}_s \right|^2$  (2.32). Едновременно с това от Модел 1 се получава и междинна оценка на потокосцеплението  $\tilde{\Psi}_r'$ . Спрямо получената стойност за  $\tilde{\Psi}_r'$  се настройва Модел 2 посредством втора оптимизационна процедура (ОП 2), която варира  $\tilde{K}_r$  в интервала  $[\hat{K}_r(k-1) - \Delta K_{r,max} \cdot \hat{K}_r(k-1) + \Delta K_{r,max}]$ . Оптимизационният критерий  $J_2$ , чиито минимум се търси, е  $J_2 = |\bar{e}_\Psi|^2 = \left| \tilde{\Psi}_r' - \tilde{\Psi}_r'' \right|^2$ . (2.33)

При  $J_2 = \min \hat{K}_t = \tilde{K}_t$ . Така получената оценка  $\hat{K}_t$  се връща към Модел 1 за донастройка на модела и получаване на окончателните оценки  $\hat{\omega}_r$  и  $\hat{\Psi}_r$ . Стартирането на процедурата започва с начална стойност за оценката  $\hat{K}_t = 1$  (т.е. при  $R_r = R_{rkat}$  и  $R_s = R_{skat}$ ).

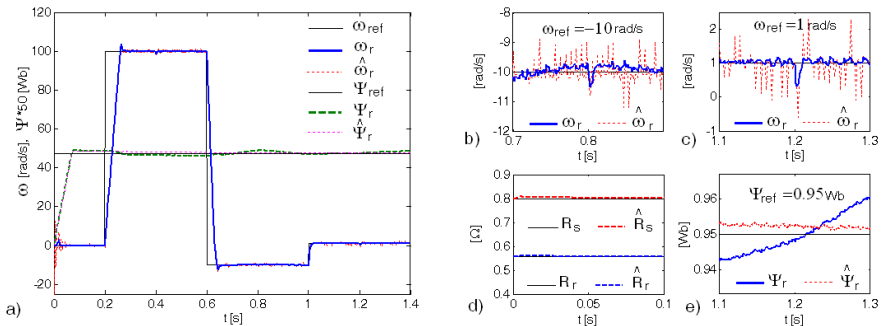
За оптимизационни процедури 1 и 2 могат да се използват някои от известните оптимизационни процедури описани в литературата. В конкретния случай се използва методът на сканирането с постоянна стъпка.

### Симуляционни изследвания на ИО2

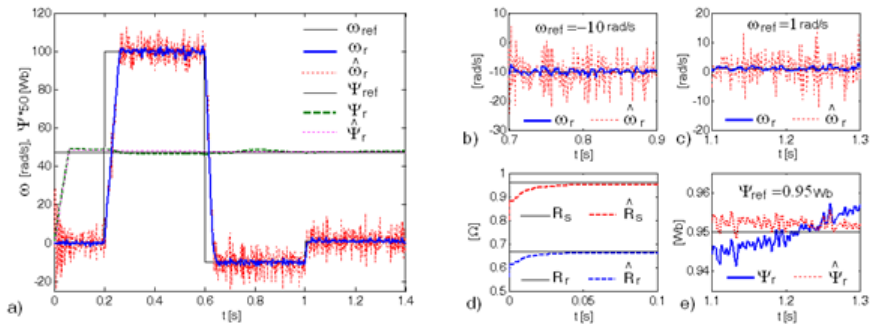
Изследванията са извършени за система с директно векторно управление (фиг.2.9), работеща с предложени оценител и двигател тип АО 2 41-4 със следните каталожни данни:  $P_n = 5.5 \text{ kW}$ ;  $M_n = 36.22 \text{ Nm}$ ;  $I_n = 11.2 \text{ A}$ .

Резултатите от проведените симуляционни изследвания, показани на фиг.2.24 са получени при  $R_s = R_{skat}$ ,  $R_r = R_{rkat}$ , без зашумяване. Резултатите на фиг.2.26 са получени при  $R_s = 1.2R_{skat}$ ,  $R_r = 1.2R_{rkat}$  и със зашумяване. На фигурите е представено изменението на скоростта на двигателя и роторното потокосцепление  $\omega_r$  и  $\Psi_r$ , техните оценки  $\hat{\omega}_r$  и  $\hat{\Psi}_r$ , и съответните задания  $\omega_{ref}$  и  $\Psi_{ref}$ . Фиг.2.24bсе и 2.26bсе илюстрират по-ясно изменението на скоростта и роторното потокосцепление. На фиг.2.24d и 2.26d са представени активните съпротивления на АД  $R_r$  и  $R_s$ , и техните оценки  $\hat{R}_r$  и  $\hat{R}_s$ .

Съпротивителният момент  $M_c$  за всички показани случаи е приет за реактивен и се изменя в диапазона  $(0.1 \div 1)M_n$  както следва:  $M_c = 0.1M_n$  за  $t \leq 0.2 \text{ s}$ ;  $M_c = 0.5M_n$  за  $0.2 < t \leq 0.4 \text{ s}$ ,  $M_c = M_n$  за  $0.4 < t \leq 0.8 \text{ s}$ ,  $M_c = 0.5M_n$  за  $0.8 < t \leq 1.2 \text{ s}$ ,  $M_c = M_n$  за  $1.2 < t \leq 1.4 \text{ s}$ .



Фиг.2.24. Работа на системата при  $R_s = R_{skat}$ ;  $R_r = R_{rkat}$ ; и отсъствие на шум



Фиг.2.26. Работа на системата при  $R_s=1.2R_{skat}$ ;  $R_r=1.2R_{rkat}$ ; и наличие на шум

Точността на оценяване на  $K_t$  при различни начални температури на намотките, респективно  $K_t$  е показана в табл.2.4. Където  $\delta = \left| K_t - \hat{K}_{ts} \right| / \left| \hat{K}_{ts} \right|$  е относителната грешка при оценяване на  $K_t$ .

Табл.2.4. Оценки на  $K_t$  и относителни грешки  $\delta$

	$K_t$	1.00	1.05	1.10	1.15	1.20
без шум	$\hat{K}_{ts}$	1.0041	1.0553	1.1055	1.1542	1.1979
	$\delta$ [%]	0.4	0.5	0.5	0.36	0.2
с шум	$\hat{K}_{ts}$	1.0237	1.0675	1.1108	1.1486	1.1876
	$\delta$ [%]	2.3	1.64	0.97	0.12	1.05

От изследванията се установява, че смущенията влияят по-незначително върху оценяването на роторното и статорното съпротивления и потокосцеплението в сравнение с оценяването на скоростта. Поради филтриращите свойства на обекта максималните пулсации на скоростта са  $\pm 1$ rad/s.

Недостатък на оценителя е сложността на алгоритъма на работа, по който се реализира, като това би поставило високи изисквания към изчислителното устройство при практическа реализация.

### Глава III. Невронни оценители на скоростта на асинхронен двигател

#### 3.1. OFF-LINE обучаем невронен оценител на скорост 1 (HO1)

Съгласно известните препоръки в литературата за изграждане на невронни модели на динамични обекти и отчитане на спецификите на АД за оценителя е избрана невронна мрежа със следното математично описание:

$$\hat{\omega}_r(k) = F_{nn} [u_{s\alpha}(k-1), u_{s\alpha}(k-2), u_{s\beta}(k-1), u_{s\beta}(k-2), i_{s\alpha}(k-1), i_{s\alpha}(k-2), i_{s\beta}(k-1), i_{s\beta}(k-2), \hat{\Psi}_{s\alpha}(k-1), \hat{\Psi}_{s\alpha}(k-2), \hat{\Psi}_{s\beta}(k-1), \hat{\Psi}_{s\beta}(k-2)]. \quad (3.6)$$

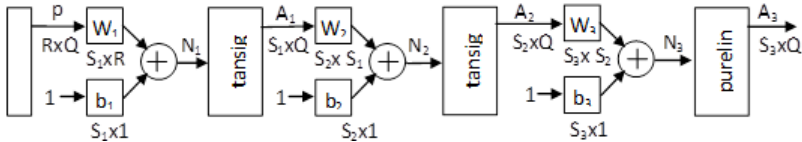
В съответствие с това математическо описание входния вектор  $\mathbf{p}$  и целевия вектор  $\mathbf{t}$  се формират по следния начин:

$$\mathbf{p}(k) = [u_{s\alpha}(k-1), u_{s\alpha}(k-2), u_{s\beta}(k-1), u_{s\beta}(k-2), i_{s\alpha}(k-1), i_{s\alpha}(k-2), i_{s\beta}(k-1), i_{s\beta}(k-2), \hat{\Psi}_{s\alpha}(k-1), \hat{\Psi}_{s\alpha}(k-2), \hat{\Psi}_{s\beta}(k-1), \hat{\Psi}_{s\beta}(k-2)]^T; \quad (3.7)$$

$$\mathbf{t}(k) = [\omega_r(k)]. \quad (3.8)$$

Тъй като невронният модел е **off-line** обучаем, то за да „запазят“ всички възможни режими, както и за да пресъздаде динамиката на АД е използван голям брой входни вектори  $\mathbf{Q}=50000$ . Наличието на големия брой режими при векторното управление се основава на широкия диапазон на регулиране на скоростта, промяната на съпротивителния момент  $M_c \in [0 \dots M_n]$  в зависимост от технологичния режим и промяната на параметрите на двигателя.

Поради сложността на математическия модел на АД, големия брой входни вектори и значителния брой променливи във всеки вектор е използвана трислойна невронна мрежа с обратно разпространение на грешката с два нелинейни и един линеен слой. Броят на невроните в първите два слоя е подбран опитно, съответно  $S_1=8$  и  $S_2=16$  неврона. Броят на невроните в изходния слой  $S_3$  еднозначно се определя от броя на изходните променливи включени в целевия вектор т.е. в настоящата задача се ползва един неврон. Структурната схема на невронния оценител е представена на фиг.3.1, като  $W_1, W_2, W_3, b_1, b_2, b_3$  са съответно матрици и вектори с теглови коефициенти и отмествания.



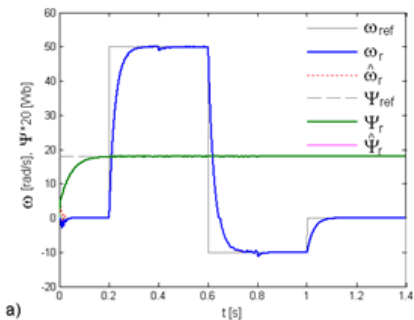
Фиг.3.1. Структурна схема на НО1

### Симуляционни изследвания на НО1

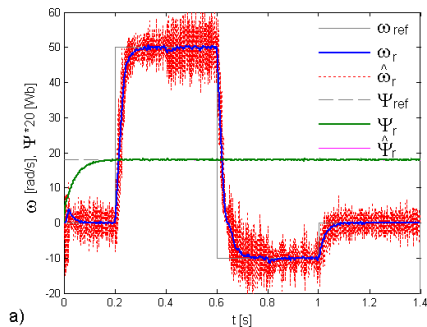
Изследванията са извършени за система с векторно управление, използваща предложения оценител и двигател тип МТК 21-6 със следните каталожни данни:  $P_n=5\text{kW}$ ;  $M_n=52.47\text{Nm}$ ;  $I_n=13.4\text{A}$ .

Резултатите от проведените симуляционни изследвания, показани на фиг.3.3 са получени при  $R_s=R_{skat}$ ,  $R_r=R_{rkat}$  и без зашумяване на статорните токове, на фиг.3.4 при  $R_s=R_{skat}$ ,  $R_r=R_{rkat}$  и със зашумяване на статорните токове с адитивен бял шум (отношение шум/сигнал=0.01). На фигурите е представено изменението на скоростта на двигателя и роторното потокосцепление, техните оценки и съответните задания  $\omega_{ref}$  и  $\Psi_{ref}$ .

Съпротивителният момент  $M_c$  е приет за реактивен и се изменя в диапазона  $(0.1 \div 1)M_n$ . От проведените изследвания се установява добрата работа на невронния оценител при всички режими на работа на системата при отсъствие на параметрични промени и без добавяне на шум към статорните токове.



Фиг.3.3. Работа на системата при  $R_s=R_{skat}$ ,  $R_r=R_{rkat}$  и без зашумяване



Фиг.3.4. Работа на системата при  $R_s=R_{skat}$ ,  $R_r=R_{rkat}$  и зашумяване на статорните токове

При наличие на шум в статорните токове работата на оценителя се влошава, като поради филтриращите свойства на системата това не оказва съществено влияние върху работата ѝ. Параметричните промени водят до влошаване работата на невронния оценител и на системата, поради влошаване работата на оценителя на потокосцеплението.

### 3.2. ON-LINE обучаеми невронни оценители на скорост

Друга възможност при изграждането на невронен оценител е да се използва невронна мрежа, която да апроксимира околността на работната точка на АД. Това позволява да се използва НМ с малка размерност и изисква невронната мрежа периодично да се обучава, като се редуват интервали на работа и обучение (on-line обучение) най-често в един и същ цикъл на работа на алгоритъма на системата.

#### ON-LINE обучаем невронен оценител 2a (HO2a)

Представена е вариация на описания в [1.3.3.1.1] on-line обучаем невронен оценител (НО). Разликата се състои в реализирането едновременно и на еталонния модел, и на настройваемия модел посредством невронна мрежа.

Невронния оценител се състои от две невронни мрежи. Първата невронна мрежа (НМ1) се базира на уравнения (3.11) и (3.13), а втората невронна мрежа (НМ2) на уравнения (3.12) и (3.14).

$$\hat{\Psi}'_{r\alpha}(k) = \left(1 - T_0 \frac{R_s}{L_r}\right) \hat{\Psi}'_{r\alpha}(k-1) - T_0 \frac{R_s L_m}{L_r} i_{s\alpha}(k) + T_0 p_p \hat{\omega}'_r(k) \Psi'_{r\beta}(k); \quad (3.11)$$

$$\hat{\Psi}'_{r\beta}(k) = \left(1 - T_0 \frac{R_s}{L_r}\right) \hat{\Psi}'_{r\beta}(k-1) - T_0 \frac{R_s L_m}{L_r} i_{s\beta}(k) - T_0 p_p \hat{\omega}''_r(k) \Psi'_{r\alpha}(k); \quad (3.12)$$

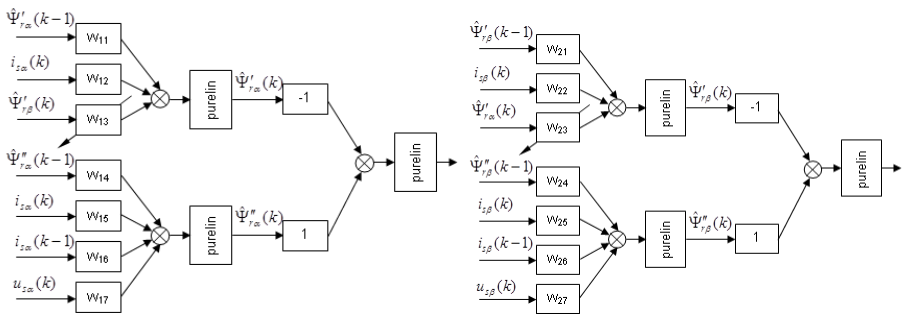
$$\hat{\Psi}_{r\alpha}''(k) = \hat{\Psi}_{r\alpha}''(k-1) - \left( \frac{L_r L_s}{L_m} - L_m \right) i_{s\alpha}(k) + \left( \frac{L_r L_s}{L_m} - T_0 \frac{L_r R_s}{L_m} - L_m \right) i_{s\alpha}(k-1) + T_0 \frac{L_r}{L_m} u_{s\alpha}(k); \quad (3.13)$$

$$\hat{\Psi}_{r\beta}''(k) = \hat{\Psi}_{r\beta}''(k-1) - \left( \frac{L_r L_s}{L_m} - L_m \right) i_{s\beta}(k) + \left( \frac{L_r L_s}{L_m} - T_0 \frac{L_r R_s}{L_m} - L_m \right) i_{s\beta}(k-1) + T_0 \frac{L_r}{L_m} u_{s\beta}(k), \quad (3.14)$$

където  $T_0$  – период на дискретизация.

Структурните схеми на невронните мрежи са показани на фиг.3.6 и фиг.3.7. Мрежите се състоят от по два слоя. Първият слой съдържа два неврона, а вторият слой един неврон. Невроните в първият слой на НМ1 формират проекциите на потокосцеплението по оста  $\alpha$  за  $k^{\text{тия}}$  такт:  $\hat{\Psi}'_{r\alpha}(k)$  и  $\hat{\Psi}''_{r\alpha}(k)$ , аналогично в НМ2 се формират проекциите на потокосцеплението по оста  $\beta$ :  $\hat{\Psi}'_{r\beta}(k)$  и  $\hat{\Psi}''_{r\beta}(k)$ .

Тегловите коефициенти на мрежите са коефициентите от уравнения (3.11÷3.14). Всички коефициенти се поддържат постоянни и не се обучават с изключение на коефициентите  $w_{13}$  и  $w_{23}$  съдържащи оценките на скоростта  $\hat{\omega}'_r$  и  $\hat{\omega}''_r$ . За да се апроксимира областта на работната точка на АД във входните матрици  $\mathbf{P}_1$  и  $\mathbf{P}_2$  на двете невронните мрежи се включват вектори, съдържащи предходни стойности на входните променливи.



Фиг.3.6. Структурна схема на НМ1    Фиг.3.7. Структурна схема на НМ2

За двете невронни мрежи съответно:

$$\mathbf{P}_1(k) = [\mathbf{p}_{11}(k), \mathbf{p}_{12}(k-1), \mathbf{p}_{13}(k-2), \dots, \mathbf{p}_{1n}(k-n+1)]; \quad (3.15)$$

$$\mathbf{P}_2(k) = [\mathbf{p}_{21}(k), \mathbf{p}_{22}(k-1), \mathbf{p}_{23}(k-2), \dots, \mathbf{p}_{2n}(k-n+1)]; \quad (3.16)$$

Целевите вектори са с размерност  $n$  съответно за НМ1 и НМ2:

$$\mathbf{t}_1(k) = [0, 0, 0, \dots, 0] \quad (3.19) \quad \text{и} \quad \mathbf{t}_2(k) = [0, 0, 0, \dots, 0]. \quad (3.20)$$

Посредством втория слой на НМ1 се формира разликата  $\delta_1(k) = \hat{\Psi}'_{r\alpha}(k) - \hat{\Psi}''_{r\alpha}(k)$ , аналогично в НМ2 се формира разликата  $\delta_2(k) = \hat{\Psi}'_{r\beta}(k) - \hat{\Psi}''_{r\beta}(k)$ . Тези разлики се подават към изходите на двете невронни мрежи. Тъй като целевите вектори са нулеви посредством обучителната процедура на невронните мрежи коефициентите  $w_{13}$  и  $w_{23}$  се настройват, така че разликите  $\delta_1$  и  $\delta_2$  да клонят към нула с грешка  $\varepsilon$ . Поради това, че сигналите на изходите на невроните в първите слоеве базирани на напреженовия модел са инвариантни по отношение на скоростта при  $\delta_1 \rightarrow 0$   $\hat{\omega}'_r(k) \rightarrow \omega_r(k)$ , аналогично при  $\delta_2 \rightarrow 0$   $\hat{\omega}''_r(k) \rightarrow \omega_r(k)$ . След обучението оценките на скоростта се получават от следните зависимости:

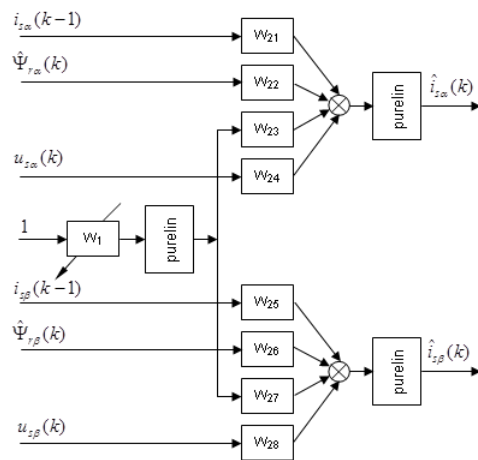
$$\hat{\omega}'_r(k) = w_{13}/T_o P_p ; \quad (3.21) \quad \hat{\omega}''_r(k) = w_{23}/-T_o P_p . \quad (3.22)$$

С цел изглаждане на резултата крайната оценка на скоростта  $\hat{\omega}_r$  се изчислява като средноаритметично от предходните две оценки:

$$\hat{\omega}_r(k) = (\hat{\omega}'_r(k) + \hat{\omega}''_r(k))/2 . \quad (3.23)$$

### ON-LINE обучаем невронен оценител 2b (НО2b)

Структурната схема на НО2b е представена на фиг.3.8. Състои се от една двуслойна невронна мрежа. Първият слой съдържа един неврон с един коефициент, който се обучава. Невроните във втория слой са два като те не се обучават. На изхода на всеки от невроните във втория слой се формира проекцията на оценката на статорния ток по оста  $\alpha$  за  $k^{\text{тия}}$  такт  $\hat{i}_{s\alpha}(k)$  и проекцията на оценката на



статорния ток по оста  $\beta$  за  $k^{\text{тия}}$  такт  $\hat{i}_{s\beta}(k)$ , съответно. НО2b се базира на диференчни уравнения (3.24) и (3.25). Всички коефициенти се поддържат постоянни и не се обучават с изключение на коефициент  $w_1$  съдържащи оценките на скоростта  $\hat{\omega}'_r$ . За да се апроксимира областта на работната точка на АД във входната матрица  $\mathbf{P}_2$  на втория слой се включват вектори съдържащи предходни стойности на входните променливи.

Фиг.3.8. Структурна схема на НО2b

$$\hat{i}_{s\alpha}(k) = (1 - T_o T_e) \hat{i}_{s\alpha}(k-1) + T_o \frac{R_r L_m T_e}{L_r^2 R_e} \hat{\Psi}'_{r\alpha}(k) + T_o \frac{L_m P_p T_e}{L_r R_e} \hat{\omega}'_r(k) \hat{\Psi}'_{r\beta}(k) + T_o \frac{T_e}{R_e} u_{s\alpha}(k) ; \quad (3.24)$$

$$\hat{i}_{s\beta}(k) = (1 - T_0 T_e) i_{s\beta}(k-1) + T_0 \frac{R_r L_m T_e}{L_r^2 R_e} \hat{\Psi}_{r\beta}(k) - T_0 \frac{L_m p_p T_e}{L_r R_e} \hat{\omega}'_r(k) \hat{\Psi}_{r\alpha}(k) + T_0 \frac{T_e}{R_e} u_{s\beta}(k); \quad (3.25)$$

Тегловите коефициенти на мрежата са коефициентите от уравнения (3.24) и (3.25):

$$w_1 = T_0 \frac{L_m p_p T_e}{L_r R_e} \hat{\omega}'_r(k); \quad w_{21} = (1 - T_0 T_e); \quad w_{22} = T_0 \frac{R_r L_m T_e}{L_r^2 R_e}; \quad w_{23} = \hat{\Psi}_{r\beta}(k); \quad w_{24} = T_0 \frac{T_e}{R_e};$$

$$w_{25} = (1 - T_0 T_e); \quad w_{26} = T_0 \frac{R_r L_m T_e}{L_r^2 R_e}; \quad w_{27} = -\hat{\Psi}_{r\beta}(k); \quad w_{28} = T_0 \frac{T_e}{R_e};$$

$$\mathbf{P}_1(k) = [1, 1, 1, \dots, 1]; \quad (3.26) \quad \mathbf{P}_2(k) = [\mathbf{p}_{21}(k), \mathbf{p}_{22}(k-1), \mathbf{p}_{23}(k-2), \dots, \mathbf{p}_{2n}(k-n+1)]; \quad (3.27)$$

Целевата матрица  $\mathbf{T}$  е:  $\mathbf{T}(k) = [\mathbf{t}_1(k), \mathbf{t}_2(k-1), \mathbf{t}_3(k-2), \dots, \mathbf{t}_n(k-n+1)]$ . (3.29)

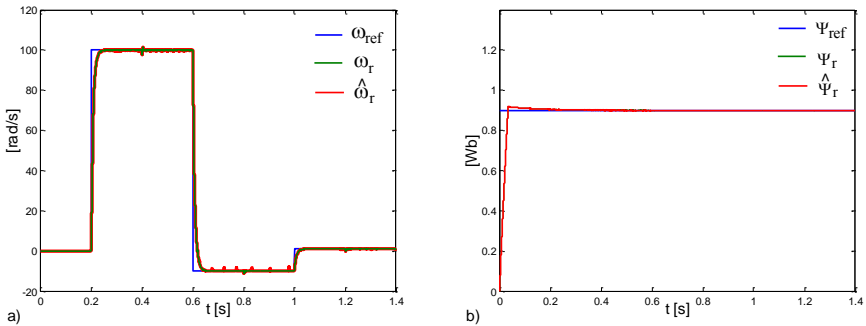
Тъй като в целевият вектор се съдържат действителните токове посредством обучителната процедура на невронната мрежа коефициентът  $w_1$  се настройва, така че при  $\hat{i}_{s\alpha}(k) \rightarrow i_{s\alpha}(k)$  и  $\hat{i}_{s\beta}(k) \rightarrow i_{s\beta}(k)$  тогава  $\hat{\omega}'_r \rightarrow \omega_r$ . След обучението оценката на скоростта се получава от следната зависимост:

$$\hat{\omega}'_r(k) = w_1 L_r R_e / T_0 L_m p_p T_e. \quad (3.31)$$

За разлика от НО2а, който се състои от две невронни мрежи с общо 6 неврона от които 2 се обучават НО2б се характеризира с опростена структура и се състои от една невронна мрежа с 3 неврона от които 1 се обучава.

### Симулационни изследвания на ON-LINE обучаеми невронни оценители

На фиг.3.9а е показана промяната на заданието по скорост  $\omega_{ref}$ , действителната скорост  $\omega_r$  и оценката по скорост  $\hat{\omega}_r$ , а на фиг.3.9б е показана промяната на заданието по потокосцепление  $\Psi_{ref}$ , действителното роторно потокосцепление  $\Psi_r$  и оценката по потокосцепление  $\hat{\Psi}_r$  при  $R_s = R_{skat}$ ,  $R_r = R_{rkat}$ .



Фиг.3.9. Работа на НО2а при  $R_s = R_{skat}$ ,  $R_r = R_{rkat}$ .

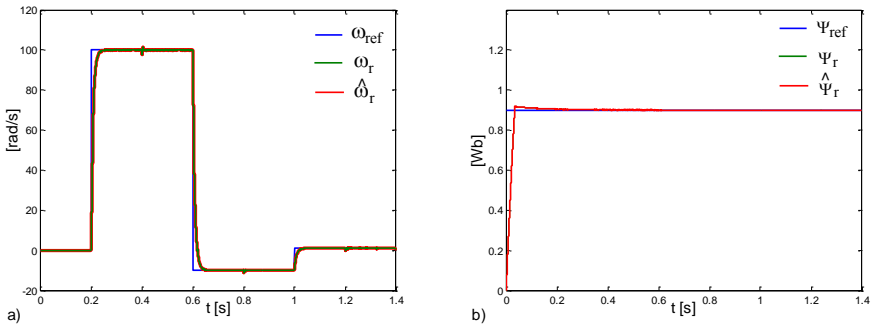


От представените по-горе резултати се установява добра работоспособност на НО2а при отсъствие на параметрични смущения, като относителните средноквадратични грешки на оценяване по скорост в установен режим са 0.0343%, 0.79% съответно при  $\omega_{ref}=100\text{rad/s}$ ,  $\omega_{ref}=10\text{rad/s}$ .

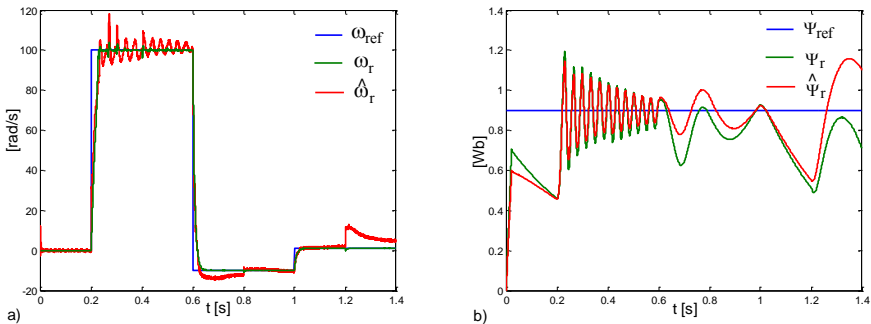
При промяна на  $R_s$  и  $R_r$  се наблюдава значително влошаване на работата на оценителя, както при оценяване на  $\omega_r$  така и при оценяване на  $\Psi_r$ . Поради това СБВУ, работеща с този оценител също не показва задоволителни резултати.

### Изследване на работата на НО2b

Резултатите от проведените изследвания, показани на фиг.3.15 са получени при  $R_s=R_{skat}$ ,  $R_r=R_{rkat}$ , на фиг.3.17 при  $R_s=1.2R_{skat}$ ,  $R_r=1.2R_{rkat}$ . На фиг.3.15а и 3.17а е показана промяната на заданието по скорост  $\omega_{ref}$ , действителната скорост  $\omega_r$  и оценката по скорост  $\hat{\omega}_r$ .



Фиг.3.15. Работа на НО2b при  $R_s=R_{skat}$ ,  $R_r=R_{rkat}$ .



Фиг.3.17. Работа на НО2b при  $R_s=1.2R_{skat}$ ,  $R_r=1.2R_{rkat}$ .

На фиг.3.15b÷3.17b е показана промяната на заданието по потокосцепление  $\Psi_{ref}$ , действителното роторно потокосцепление  $\Psi_r$ , и оценката по потокосцепление  $\hat{\Psi}_r$ .

Съпротивителният момент  $M_c$  е приет за реактивен и се изменя в диапазона  $(0.1 \div 1)M_n$  както следва: при  $t \leq 0.4s$   $M_c = 0.1M_n$ ; при  $0.4 < t \leq 0.8s$   $M_c = M_n$ ; при  $0.8 < t \leq 1.2s$   $M_c = 0.1M_n$ ; при  $1.2 < t < 1.4s$   $M_c = 1M_n$ .

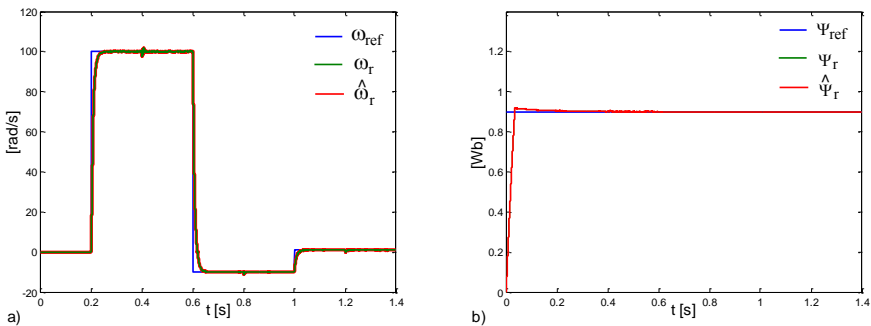
От представените резултати (фиг.3.15÷3.17) се установява добра работоспособност на НО2b при отсъствие на параметрични смущения, като относителните средноквадратични грешки на оценяване по скорост в установен режим са 0.017%, 0.135% съответно при  $\omega_{ref} = 100rad/s$ ,  $\omega_{ref} = 10rad/s$ .

Промяната на  $R_s$  и  $R_r$  води до влошаване работата на оценителя, както при оценяване на  $\omega_r$  така и при оценяване на  $\Psi_r$ , което се дължи на участие на активните съпротивления на статорната и роторната намотки в математическото описание на НО2b. Въпреки това оценителят запазва работоспособността си в приемливи граници (грешка до 10%). Относителната средноквадратична грешка на оценяване по скорост в установен режим е 2.68% и 5.25%, съответно при  $\omega_{ref} = 100rad/s$  и  $\omega_{ref} = 10rad/s$ .

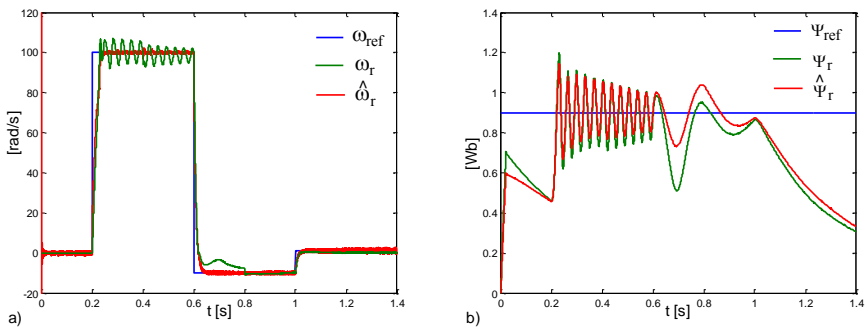
### Изследване на СБВУ базирана на НО2b

Резултатите от проведените симулационни изследвания, показани на фиг.3.18 са получени при  $R_s = R_{skat}$ ,  $R_r = R_{rkat}$ , на фиг.3.20 при  $R_s = 1.2R_{skat}$ ,  $R_r = 1.2R_{rkat}$ . На фиг.3.18a÷3.20a е показана промяната на заданието по скорост  $\omega_{ref}$ , действителната скорост  $\omega_r$ , и оценката по скорост  $\hat{\omega}_r$ . На фиг.3.18b÷3.20b е показана промяната на заданието по потокосцепление  $\Psi_{ref}$ , действителното роторно потокосцепление  $\Psi_r$ , и оценката по потокосцепление  $\hat{\Psi}_r$ . Съпротивителният момент  $M_c$  е приет за реактивен и се изменя както при предходното изследване.

Резултатите от изследванията потвърждават работоспособността на СБВУ, използваща НО2b. При отсъствие на параметрични смущения относителната средноквадратична грешки на оценката по скорост в установен режим е 0.0225% и 0.145% съответно при  $\omega_{ref} = 100rad/s$  и  $\omega_{ref} = 10rad/s$ .



Фиг.3.18. Работа на СБВУ с НО2b при  $R_s = R_{skat}$ ,  $R_r = R_{rkat}$ .



Фиг.3.20. Работа на СБВУ с НО2b при  $R_s=1.2R_{skat}$ ,  $R_r=1.2R_{rkat}$ .

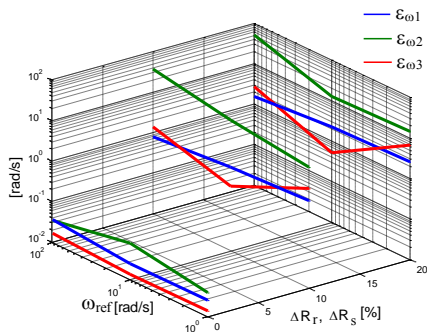
При промяна на  $R_s$  и  $R_r$  се наблюдава влошаване работата на оценителя. Относителната средноквадратична грешка на оценката по скорост в установен режим е 3.59% и 5.35% съответно при  $\omega_{ref}=100\text{rad/s}$  и  $\omega_{ref}=10\text{rad/s}$ .

Вследствие на влошената работа на оценителя се влошава и работата на цялата система, като относителната средноквадратична грешка по скорост е 3.57% и 4% съответно при  $\omega_{ref}=100\text{rad/s}$  и  $\omega_{ref}=10\text{rad/s}$ , а СБВУ запазва работоспособност и под  $10\text{rad/s}$ . Това показва, че диапазонът на регулиране на скоростта на СБВУ с така предложения оценител е  $D_{\omega} \approx 20:1$ .

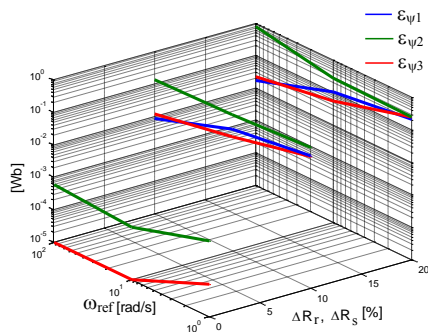
### Сравнение на точността на оценяване и точността на работа на СБВУ

На триизмерните графики по-долу в обобщен вид са показани абсолютните грешки на оценките по скорост  $\epsilon_{\omega 1}$ ,  $\epsilon_{\omega 2}$ ,  $\epsilon_{\omega 3}$  и оценките по потокосцепление  $\epsilon_{\psi 1}$ ,  $\epsilon_{\psi 2}$ ,  $\epsilon_{\psi 3}$  на ИО1, НО2a и НО2b, в установен режим и при промяна на заданието по скорост, и промяната на  $R_s$  и  $R_r$ .

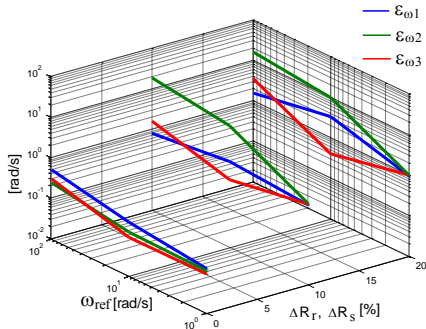
Грешките на оценките по скорост и потокосцепление са представени на: фиг.3.21 и фиг.3.22 при автономна работа на оценителите.



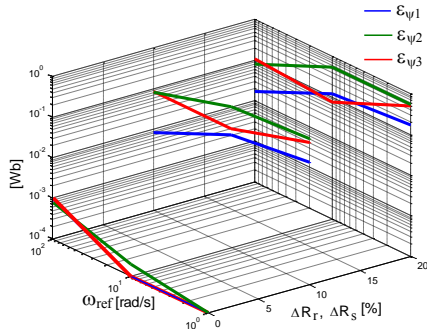
Фиг.3.21. Грешки на оценките по скорост при автономна работа на оценителите



Фиг.3.22. Грешки на оценките по потокосцепление при автономна работа на оценителите



Фиг.3.25. Грешки по скорост при работа на СБВУ с оценителите



Фиг.3.26. Грешки по потокосцепление при работа на СБВУ с оценителите

На фиг.3.25 и фиг.3.26 е сравнена точността на работата по скорост и потокосцепление на СБВУ със съответния оценител.

От показаните резултати се установява близка точност на оценяване по скорост и на трите сравнени оценителя, както и близка точност на работа по скорост на СБВУ, работеща с тези оценители, при отсъствие на параметрични смущения. При наличие на параметрични смущения се наблюдава по-добрата работа на НО2b в сравнение с НО2a, състояща се в по-точно оценяване както по скорост така и по потокосцепление. Също така СБВУ работи с по-малка грешка по скорост и потокосцепление при използване на НО2b.

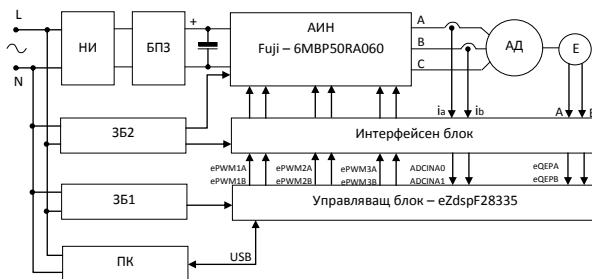
При сравнение на ИО1 и НО2b се наблюдава близка точност на оценяване и близка точност на работа на СБВУ и с двата оценителя, както по скорост така и по потокосцепление. Забелязва се по-добра точност на оценяване на ИО1 при високите скорости (около 100rad/s), по-добра точност на оценяване на НО2b при скорости в диапазона 2÷50rad/s и аналогична или по-добра точност на оценяване на ИО1 при ниските скорости (около 1rad/s).

## Глава IV. Експериментално изследване на система за безсензорно векторно управление на асинхронни двигатели

### 4.1. Стенд за изследване на променливотокови електрозадвижвания

На фиг.4.1 е представена блоковата схема на разработения стенд. Посредством този стенд могат да се реализират и изследват както асинхронни така и синхронни електрозадвижвания, реализирани като отворени и затворени системи за управление. Използвана е развойната система eZdspF28335, като управляващ блок.

Стендът се състои от следните основни блокове: автономен инвертор на напрежение (АИН); еднофазен неуправляем изправител (НИ); блок за първоначално зареждане (БПЗ); интерфейсен блок (ИБ); управляващ блок (УБ); асинхронен двигател (АД); енкодер (Е); хранящи блокове (ЗБ1 и ЗБ2); персонален компютър (ПК).

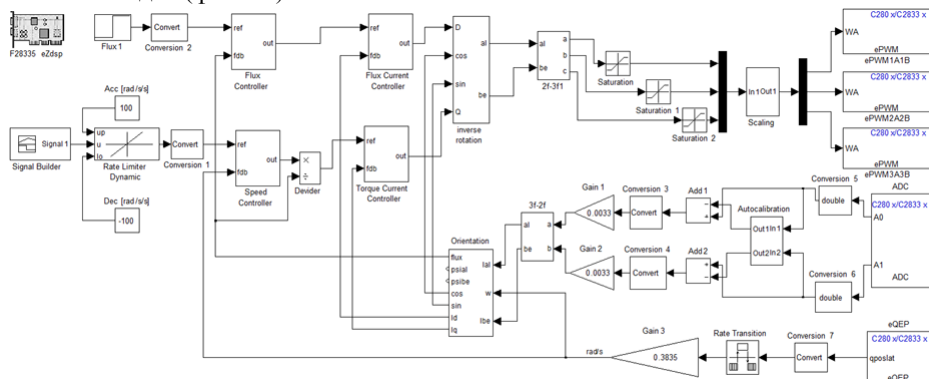


Фиг.4.1. Блокова схема на стенд за изследване на променливотокови електродвигвания

## 4.2. Реализиране и изследване на система за векторно управление на АД

Програмно осигуряване за директно векторно управление на АД

Разработена е програма за директно векторно управление по поле във вид на Simulink модел (фиг.4.3).



Фиг.4.3. Програма във вид на Simulink модел за директно векторно управление на АД

Simulink моделът съдържа следните блокове:

- източник на задание по скорост (ИЗС) - *Signal Builder*;
- източник на задание по потокосцепление (ИЗП) - *Flux1*;
- ограничител на ускорение и закъснение (ОУЗ) - *Rate Limiter Dynamic*;
- източници за задаване на ускорение и закъснение (ИЗУ и ИЗЗ) - *Acc* и *Dec*;
- регулатор на скорост (РС) - *Speed controller*,
- регулатор на потокосцепление (ПИ) - *Flux controller*,
- регулатор на активен ток (РТА) - *Torque current controller*;
- регулатор на възбудителен ток (РТВ) - *Flux current controller*;
- обратно преобразуване на Парк (ОПП) - *Inverse rotation*;

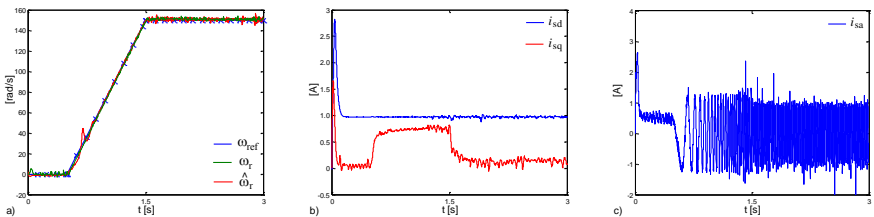
- обратно преобразуване на Кларк (ОПК) -  $2f-3f$ ;
- блок за ограничение (БО) - *Saturation*;
- блок за премащабиране (БП) - *Scaling*;
- блокове за широчинно-импулсна модулация (ШИМ) - *ePWM*;
- блок за аналого-цифрово преобразуване (АЦП) - *ADC*;
- блок за автоматично калибриране на АЦП (БАК) - *Autocalibration*;
- коефициент на пропорционалност (КП) - *Gain*;
- блок за обработване на сигналите от енкодер (БОСЕ) - *eQEP*;
- блок за ориентация/функционален блок (БО/ФБ) - *Orientation*.

*Експериментално изследване на директно векторно управление на АД и ИО1.*

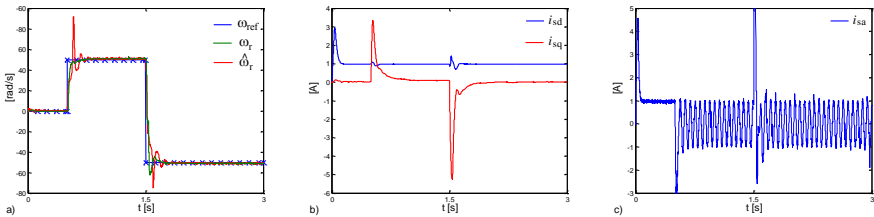
СВУ и ИО1 са изследвани при различни стойности и начини на промяна на заданието по скорост, като заданието за роторното потокосцепление се поддържа постоянно.

Двигателят предварително се възбужда което се осъществява за приблизително 0.25s, след което заданието по скорост се променя при  $t=0.5s$ .

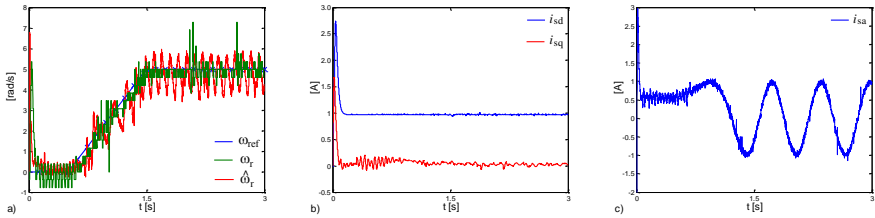
На фиг.4.10a÷4.12a са представени заданието по скорост  $\omega_{ref}$ , действителната скорост  $\omega_r$  и оценката по скорост  $\hat{\omega}_r$ . На фиг.4.10b÷4.12b са представени възбудителната  $i_{sd}$  и активната  $i_{sq}$  компоненти на статорния ток. На фиг.4.10c÷4.12c е представен токът във фаза А  $i_{sa}$ .



Фиг.4.10. Работа на СВУ и ИО1 при  $\omega_{ref}=150$  rad/s и линейно нарастване на заданието по скорост.



Фиг.4.11. Работа на СВУ и ИО1 при  $\omega_{ref}=50$  rad/s и стъпална промяна на заданието по скорост.



Фиг.4.12. Работа на СБВУ и ИО1 при  $\omega_{ref}=5$  rad/s и линейно нарастване на заданието по скорост.

Грешките по скорост в установен режим при:  $\omega_{ref}=150$  rad/s,  $\omega_{ref}=50$  rad/s и  $\omega_{ref}=5$  rad/s са съответно  $\varepsilon_{\omega}(\infty) = 0.33\%$ ,  $\varepsilon_{\omega}(\infty) = 1.4\%$  и  $\varepsilon_{\omega}(\infty) = 1.95\%$  и се дължат основно на грешката, внасяна от алгоритъма за обработка на сигналите от енкодера.

Наблюдава се известна промяна на възбудителната съставяща  $i_{sd}$  (фиг.4.11b) единствено при стъпална промяна на заданието, като това се дължи на многосвързания характер на АД като обект за управление и на отсъствие в СБВУ на блок за компенсация на вътрешните обратни връзки.

При стъпална промяна на заданието съществува значително отклонение на  $\hat{\omega}_r$  от  $\omega_r$  по време на преходните процеси (фиг.4.11a), а при ниски скорости (фиг.4.12a) се наблюдават колебания на оценката на скоростта и в преходните, и в установените режими на работа.

### 4.3. Реализиране и изследване на система за безсензорно векторно управление (СБВУ) на АД

СБВУ се изгражда на база на директно векторно управление по поле, чиято програма е представена и тествана експериментално в т.4.2, и итеративен оценител 1, който е описан и симулационно изследван в глава II.

Действието на системата е аналогично като това на системата с директно векторно управление, с ориентация по роторното потокосцепление, но скоростта вместо от датчик на скорост се получава като оценка посредством ИО1. Програмата, във вид на Simulink модел, за безсензорно индиректно векторно управление по поле на АД е представена на фиг.4.13. Блоквата схема на ИО1 е показана на фиг.4.14.

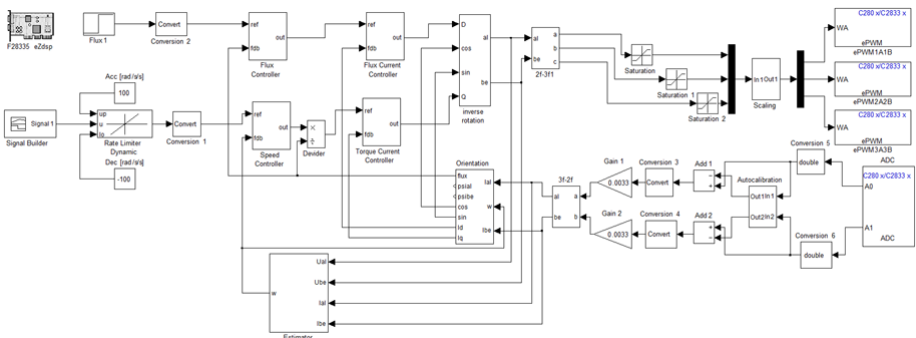
С цел успешното приложение на ИО1 в реалната СБВУ в алгоритъма му на работа са направени следните промени:

- Векторното управление, използващо активен векторен анализатор не се нуждае от фазните статорни напрежения за работата на ИО1 трябва да се предвидят датчици на напрежение, което би увеличило сложността, и намалило степента на безсензорност на системата. Поради това вместо реалните фазни статорни напрежения се използват управляващите напрежения  $U_{u\alpha}$  и  $U_{u\beta}$ .

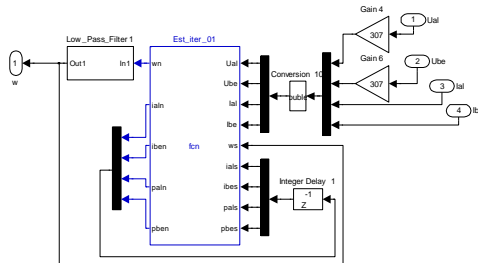
- Необходимите за работата на системата  $|\bar{\Psi}_r|$  и  $\theta_{\Psi r}$  могат да се изчислят

посредством получените от ИО1 оценки  $\bar{\Psi}_{r\alpha}$  и  $\bar{\Psi}_{r\beta}$ , което е свързано с допълнителни изчисления, вместо това  $|\bar{\Psi}_r|$  и  $\theta_{\Psi r}$  се получават посредством блока за ориентация (*Orientation*), но към него се подава не измерена скорост, а оценка на скоростта получена от ИО1.

- За оптимизационната процедура е използван интерполяционен метод поради по-голямото му бързодействие спрямо метода на сканирането с постоянна стъпка, като предварително е изследвана целевата функция J за унимодалност и е установено, че притежава един екстремум.



Фиг.4.13. Програма във вид на Simulink модел за безсензорно директно векторно управление на АД

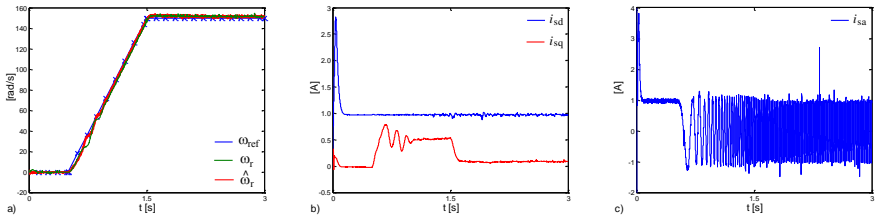


Фиг.4.14. Оценител ИО1 във вид на Simulink модел

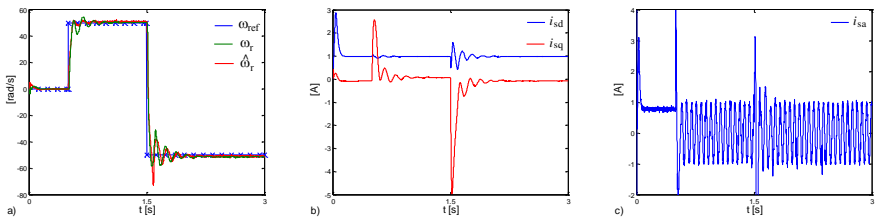
*Експериментално изследване на безсензорно директно векторно управление на АД*

На фиг.4.16а÷4.18а са представени заданието по скорост  $\omega_{ref}$ , действителната скорост  $\omega_r$  и оценката по скорост  $\hat{\omega}_r$ .

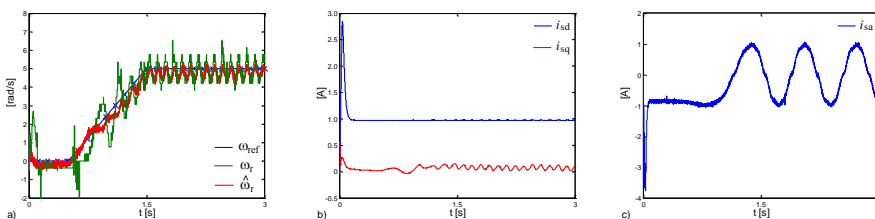




Фиг.4.16. Работа на СБВУ с ИО1 при  $\omega_{ref}=150$  rad/s и линейно нарастване на заданието по скорост.



Фиг.4.17. Работа на СБВУ с ИО1 при  $\omega_{ref}=50$  rad/s и стъпална промяна на на заданието по скорост.



Фиг.4.18. Работа на СБВУ с ИО1 при  $\omega_{ref}=5$  rad/s и линейно нарастване на заданието по скорост.

На фиг.4.16b÷4.18b са представени възбудителната  $i_{sd}$  и активната  $i_{sq}$  компоненти на статорния ток. На фиг.4.16c÷4.18c е представен токът във фаза А  $i_{sa}$ . Грешките по скорост в установен режим при:  $\omega_{ref}=150$  rad/s,  $\omega_{ref}=50$  rad/s и  $\omega_{ref}=5$  rad/s са съответно  $\varepsilon_{\omega}(\infty) = 0.87\%$ ,  $\varepsilon_{\omega}(\infty) = 2.5\%$  и  $\varepsilon_{\omega}(\infty) = 2\%$ , като те се дължат на оценителя.

Аналогично, както и в преходния случай (фиг.4.11), след предварителното намагнитване на АД се наблюдава известно изменение на възбудителната съставляща  $i_{sd}$  при съществена промяна на заданието. При ниски скорости (фиг.4.18a.) съществуват колебания на  $\omega_r$ , както по време на преходните процеси, така и в установен режим ( $k_{mul} = 0.32$ ), дължащи се на колебания на оценката на скоростта.

Налице е несъществено влошаване на работата на СБВУ в изследвания диапазон в сравнение с СВУ (фиг.4.10-4.12), въз основа на което може да се приеме диапазон на регулиране  $D_{\omega} \approx 30:1$  за безсензорния вариант на системата.

### **Основни изводи и заключение**

1. Направен е анализ на състоянието на системите за безсензорно векторно управление на АД, който е приет като основа за формулиране на целта на изследването и на възможностите за развитие на тези системи.

2. Предложени са оценители, характеризиращи се с итеративно оценяване на променливите и параметрите на АД, посредством оптимизационни процедури, използващи сканиране с постоянна стъпка.

3. Проведени са: симулационни изследвания на итеративните оценители, работещи в автономен режим (без да подават сигнали към системата за управление) и симулационни изследвания на СБВУ, използваща тези оценители, потвърждаващи работоспособността на оценителите и системата за управление.

4. Извършено е сравнение спрямо известни оценители на точността на работа на итеративните оценители и чувствителността им към параметрични промени.

5. Изследван е оптимизационния критерий  $J$ , използван в оптимизационните процедури на итеративните оценители, за унимодалност и е потвърден неговия едноекстремален и квадратичен характер.

6. Адаптиран е интерполационен метод, използващ квадратичен полином, към оптимизационната процедура.

7. Реализиран е многофункционален стенд, позволяващ разработване и изследване на алгоритми за управление на променливотокови електрозадвижвания. Стендът е приложен в учебния процес на специалност “АИУКС” за степен “бакалавър” по дисциплината “Системи за управление на електрозадвижванията”.

8. Проведени са експериментални изследвания на СВУ и СБВУ, базирана на итеративен оценител, потвърждаващи работоспособността на оценителя и системата за управление.

9. Разработени са невронни оценители на скоростта на АД, характеризиращи се с използване на многослойни невронни мрежи с право разпространение на сигналите и обратно разпространение на грешката

10. Проведени са: симулационни изследвания на невронните оценители, работещи в автономен режим и симулационни изследвания на СБВУ, използваща тези оценители, потвърждаващи работоспособността на оценителите и системата за управление.

## Приноси на дисертационния труд

### Научно-приложни:

1. Разработени са итеративни оценители: на скоростта и роторното потокосцепление на АД; на скоростта, роторното потокосцепление, активните съпротивления на статорната и роторната намотки на АД, отличаващи се с работа в затворен контур и основаващи се на математичния модел на двигателя и оптимизационни процедури.

2. Разработени са невронни оценители на скоростта на АД характеризиращи се: с off-line обучение и използване на многослойна нелинейна невронна мрежа; с on-line обучение и използване на многослойна линейна невронна мрежа. Използвани са невронни мрежи с право разпространение на сигналите и обратно разпространение на грешката.

3. Предложени са асинхронни електрозадвижвания с безсензорно директно векторно управление с ориентация по роторното потокосцепление на АД, базирани на разработените итеративни и невронни оценители.

### Приложни:

4. Разработени са симулационни модели на предложените оценители и системи за безсензорно векторно управление на АД във вид на М-файлове в среда на Matlab. Проведени са симулационни изследвания, потвърждаващи работоспособността им в широк диапазон на регулиране на скоростта, при изменение на активното съпротивление на намотките на двигателя и промяна на натоварването в допустимия за двигателя диапазон.

5. Създаден е стенд, базиран на развойна система eZdspF28335, използваща цифров сигнален контролер TMS320F28335. Стендът дава възможност за реализиране и изследване на сензорни и безсензорни варианти на променливотокови електрозадвижвания. Позволява на база алгоритмите за управление и оценяване разработване на необходимото програмно осигуряване във вид на Simulink модели в среда на Matlab. Извършено е експериментално изследване на система за безсензорно векторно управление и итеративен оценител.

## Публикации по дисертационния труд

1. Marinov E., Lutskanov K., Zhekov Zh., Sensorless Vector Control of Induction Motors, XLII International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies ISBN 9989-786-06-2, Faculty of Technical Sciences – Bitola, Macedonia, 2007, Vol.2 pp.553÷556.

2. Маринов Е., Жеков Ж., Асинхронно електрозадвижване с безсензорно директно векторно управление, Годишник на ТУ-Варна'07 ISSN:1311-896X, ТУ-Варна, България, 2007, том.ІІІ стр.124÷129.

3. Маринов Е., Жеков Ж., Оценител на скоростта, потокосцеплението, статорното и роторното съпротивления за безсензорно векторно управление на асинхронен двигател, International Conference AUTOMATICS AND INFORMATICS'08 ISSN:1313-1850, САИ, България, 2008, XII-9÷XII-12.

4. Жеков Ж., Невронен оценител на скорост за безсензорно векторно управление на асинхронен двигател, Годишник на ТУ-Варна'08 ISSN:1311-896X, ТУ-Варна, България, 2008, том ІІ стр.15÷20.

5. Маринов Е, Жеков Ж, Годоров Ц., Изследване на параметричната чувствителност на оценители на скоростта и потокосцеплението за системите с безсензорно векторно управление на асинхронни двигатели, Годишник на ТУ-Варна'09 ISSN:1311-896X, ТУ-Варна, България, 2009, том І стр. 8÷13.

6. Жеков Ж., On-line обучаем невронен оценител на скорост за безсензорно векторно управление на асинхронен двигател, International Conference AUTOMATICS AND INFORMATICS'10 ISSN:1313-1850, САИ, България, 2010, I-143÷I-146.

7. Жеков Ж., V/F control of induction motor based on digital signal controller TMS320F28335, Годишник на ТУ-Варна'12 ISSN:1311-896X, ТУ-Варна, България, 2012, том І стр. 69÷72.

8. Zhekov Zh., Vector control of IM based on digital signal controller TMS320F28335, Международна научно-техническа конференция “Управление в мехатронных и автоматизированных системах” 23-25 април 2014, СевНТУ, Севастопол, 2014, стр.53÷57.

9. Zhekov Zh., Sensorless vector control of induction motor, Международна конференция по електрически машини, задвижвания и енергийни системи “ЕЛМА” 1-3 октомври 2015, ТУ-Варна, Варна, 2015, стр.95÷98.

## ABSTRACT

### **Development of the systems for sensorless vector control of induction motors**

To achieve a wide range of speed control ( $D_{\omega} > 100:1$ ) vector controlled asynchronous electric drives need a signal for the rotor speed. This implies presence of a speed sensor in the system. In many cases, the use of speed sensor is undesirable due to increased costs of the system, lowering the reliability or technological limitations. That is why in the last 15 ÷ 20 years the interest in sensorless vector controlled asynchronous electric drives are increased. In these drives the signal for motor velocity is restored by an estimator using the measured voltages and currents of the motor. There are known a number of methods for recovery of the asynchronous motors velocity, ones of which is characterized by a simple structure and increased sensitivity to parametric and signal disturbances. Other estimators deal with the foregoing problem, but are characterized by complex algorithms claiming high performance requirements of computing devices.

In this thesis are developed: Iterative estimators of rotor velocity, rotor flux and active resistances of stator and rotor windings of an induction motor (IM) using optimization methods; Neural estimators of the IM velocity which are characterized by the use of multilayer neural networks with forward propagation of the signals and back propagation of the error; Vector controlled asynchronous electric drives based on these estimators.

Were performed simulation and experimental research confirming the efficiency of the proposed estimators and drives in a wide range of speed control at the active resistances of the motor windings changes and load changes in allowable motor range. Developed and researched sensorless vector controlled systems using the proposed iterative and neural estimators can find application in various areas of industry requiring variable speed of IM in a wide range. Due to the simplification of the hardware part of the system that will reduce costs and increasing reliability.

## **Развитие систем для бездатчиковое векторное управление асинхронных двигателей**

Для того чтобы достигнуть широкий диапазон регулирования скорости ( $D_{\omega} > 100:1$ ) векторно управляемые асинхронные электроприводы необходим сигнал для скорости двигателя. Это предполагает наличие датчика скорости в системе. Во многих случаях использование датчика скорости является нежелательным в связи с увеличением расходов системы, снижение надежности или технологических ограничений. Именно поэтому в последние 15 ÷ 20 лет интерес к бездатчиковые векторно управляемые асинхронные электроприводы увеличены. В этих привода сигнал для скорости двигателя восстанавливается посредством наблюдатель с использованием измеренного напряжения и тока двигателя. Существует целый ряд методов для восстановления скорости асинхронных двигателей, те из которых характеризуется простой структурой и повышенной чувствительности к параметрическим и сигнальным возмущений. Другие наблюдатели справляется с вышеупомянутой проблемой, но характеризуются сложными алгоритмами, утверждающих высокие требования к производительности вычислительных устройств.

В диссертации разработаны: итерационные наблюдатели скорости ротора, потокосцепление ротора и активных сопротивлений обмоток статора и ротора асинхронного двигателя (АД) с использованием методов оптимизации; Нейронные наблюдатели скорости АД, которые характеризуются использованием многослойных нейронных сетей с прямой распространения сигналов и обратного распространения ошибки; векторно управляемых асинхронных электроприводов на основе этих наблюдатели.

Были выполнены модельные и экспериментальные исследования, подтверждающие работоспособность предложенных наблюдатели и приводов в широком диапазоне регулирования скорости при изменения активных сопротивлений обмоток двигателя и изменения нагрузки в допустимых пределах двигателя. Разработанные и исследованные бездатчиковых векторно управляемых систем с помощью предложенных итерационных и нейронных наблюдатели могут найти применение в различных областях промышленности, требующих переменной скорости АД в широком диапазоне. Упрощения аппаратной части систем приведет к снижению затрат и повышению надежности.