

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
СХІДНОУКРАЇНСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
імені ВОЛОДИМИРА ДАЛЯ

Методичні рекомендації до лабораторних робіт

з дисциплін

«МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИХ ТА  
ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ»  
«ЕЛЕКТРОТЕХНІКА, ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ, ЕЛЕКТРОПРИВОД»  
Частина II

*(для здобувачів вищої освіти спеціальностей G3 Електрична інженерія,  
G16 Гірництво та газонафтові технології)  
(Електронне видання)*

ЗАТВЕРДЖЕНО  
на засіданні кафедри  
електричної інженерії  
Протокол № 9 від 15.04.2025 р.

Методичні вказівки до лабораторних робіт з дисциплін «Моделювання електротехнічних та електромеханічних систем», «Електротехніка, електропостачання, електропривод» Частина II (для здобувачів вищої освіти спеціальностей G3 Електрична інженерія, G16 Гірництво та газонафтові технології)  
// Укладачі: Є.С. Руднєв, Ю.А. Романченко, Н.М. Філімоненко – Київ: Вид-во СНУ ім. В. Даля, 2025. – 32с.

Методичні вказівки призначені для здобувачів вищої освіти спеціальностей G3 Електрична інженерія, G16 Гірництво та газонафтові технології та можуть бути корисними для здобувачів вищої освіти інших інженерних спеціальностей.

Методичні вказівки містять рекомендації для виконання лабораторних робіт з використанням пакету MATLAB (Simulink, Control System Toolbox, SimPowerSystem) за наступними темами: «Дослідження системи «джерело струму – двигун»», «Система частотного керування асинхронним електроприводом», «Система частотно-струмового асинхронного електропривода».

Укладачі

Є. С. Руднєв, д.т.н., доц.

Ю. А. Романченко, к.т.н., доц.

Н.М. Філімоненко, к.т.н., доц.

Рецензент

М.О. Морнева, к.т.н., доц.

## ЗМІСТ

ВСТУП.....	4
ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №5.	
Дослідження системи «джерело струму – двигун».....	5
ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №6.	
Система частотного керування асинхронним електроприводом .....	12
ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №7.	
Система частотно-струмового асинхронного електропривода .....	19
РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА.....	31

## ВСТУП

Лабораторні роботи, представлені в даному комплексі, присвячені дослідженню систем електропривода. У всіх роботах пропонується моделювання двигунів та систем структурним способом.

В лабораторній роботі №5 досліджується система «джерело струму – двигун постійного струму з незалежним збудженням». В якості даних, наведені параметри двигунів серії Д.

В лабораторних роботах з дослідження систем частотного та частотно-струмового керування асинхронним двигуном (ЛР№6,7) використовується модель АМ. Окрім того, в розрахунку параметрів систем керування використовуються значення потокозчеплення ротора в номінальному режимі, яке можна одержати з динамічної моделі АМ. Отже, роботи №6 і №7 виконуються, маючи результати за роботою з дослідження динаміки АМ.

## ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №5

### ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ «ДЖЕРЕЛО СТРУМУ – ДВИГУН»

**Мета роботи:** дослідження електропривода за системою «джерело струму – двигун постійного струму з незалежним збудженням» в якій використано нерегульоване (параметричне) джерело струму.

#### 5.1 Теоретичні відомості

У якості джерела постійного струму якоря ДПС з НЗ розглянемо некероване (параметричне) джерело – наприклад індуктивно-ємнісний перетворювач з діодним випрямлячем. Регулювання моменту двигуна  $M_e = C\Phi I_0$  при незмінному струмі якоря  $I_0 = const$  здійснюється зміненням потоку збудження  $\Phi$ .

Процеси в обмотці збудження розглядаються при нехтуванні нелінійності і вихрових струмів. Вважаємо, що джерело струму якоря ідеальне і безінерційне, тобто процеси в якірному ланцюзі не впливають на змінення  $I_0$ , тому процеси в якірному ланцюзі: електромагнітні та вплив е.р.с. на роботу джерела струму не розглядаються. Опис двигуна як джерела моменту визначається процесами в обмотці збудження та механічним процесом і буде наступним:

$$\begin{cases} U_\varepsilon = i_\varepsilon R_\varepsilon + L_\varepsilon \frac{di_\varepsilon}{dt}; \\ C\Phi = ki_\varepsilon; \\ M_e = C\Phi I_0; \\ M_e - M_c = J \frac{d\omega}{dt}. \end{cases} \quad (5.1)$$

Структурне представлення опису (5.1) наведено на рисунку 5.1.

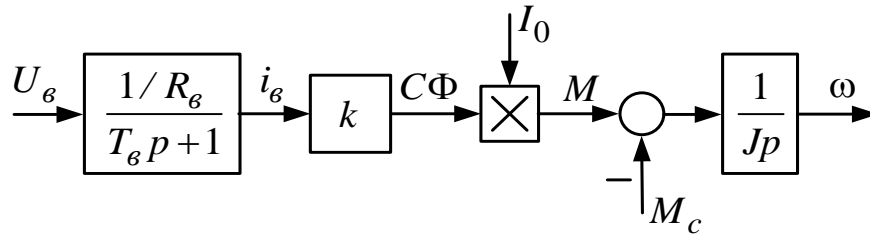


Рисунок 5.1 – Структура об’єкту керування

Система електропривода «ДС-Д» будується замкненою за швидкістю, в якій обмотка збудження одержує живлення від регульованого джерела напруги (наприклад тиристорного перетворювача). Для підвищення якості регулювання система будується двоконтурною за принципом підпорядкованого керування з внутрішнім контуром струму збудження та зовнішнім контуром швидкості. Функціональна схема наведена на рисунку 5.2.

Представляючи тиристорний перетворювач живлення обмотки збудження аперіодичною ланкою з коефіцієнтом  $K_n$  і сталою часу  $T_\mu$ , використовуючи структуру двигуна (рисунок 5.1) як об’єкта керування, одержимо структурну схему системи ДС-Д (рис. 5.3)

## 5.2 Розрахунок параметрів системи ДС-Д

Номінальний потік двигуна 
$$C\Phi_n = \frac{U_n - I_n r_\gamma}{\omega_n};$$

номінальний струм збудження 
$$I_{\text{вн}} = \frac{U_{\text{вн}}}{R_\epsilon};$$

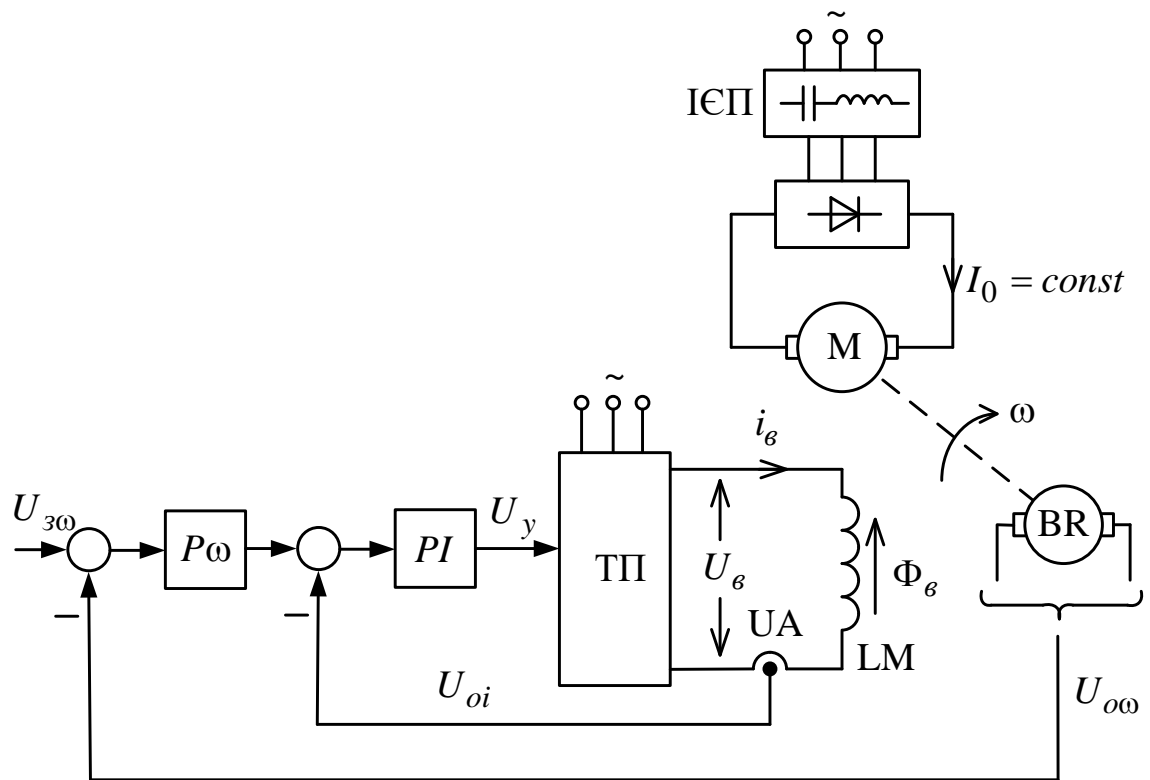


Рисунок 5.2 – Функціональна схема системи ДС-Д

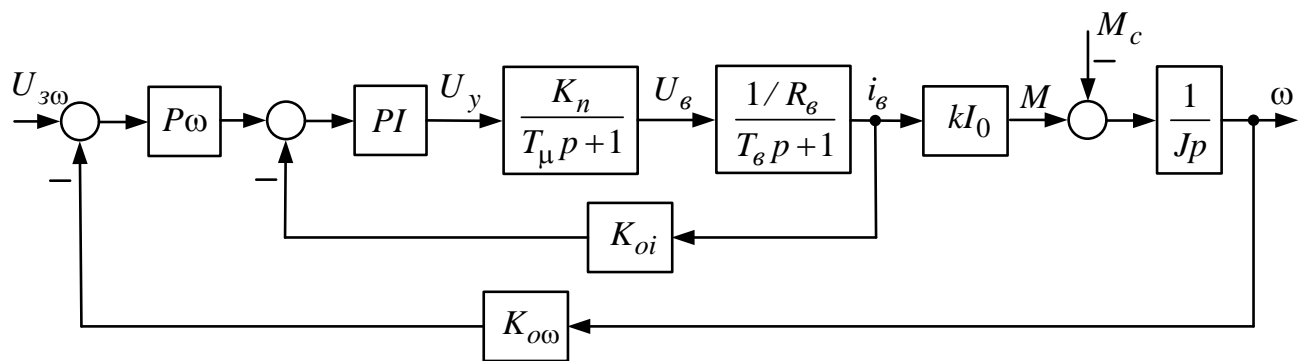


Рисунок 5.3 – Структурна схема системи ДС-Д

коефіцієнт каналу збудження:  $k = \frac{C\Phi_H}{I_{вн}}$ ;

момент інерції електропривода  $J = J_{\partial} \cdot k_j$ ;

індуктивність обмотки збудження  $L_{\epsilon} \cong 2pW_{\epsilon} \left( \frac{\Phi_H}{I_{вн}} \cdot 1,25 \right)$ ;

стала часу обмотки збудження  $T_{\epsilon} = \frac{L_{\epsilon}}{R_{\epsilon}}$ .

Параметри елементів ІЄП такі, щоб забезпечити незмінний випрямлений струм в якорі  $I_0 = 1,5I_H$ .

Тиристорний перетворювач одержує живлення від трифазної мережі 380 В, тож його максимальна вихідна напруга дорівнює  $U_{d0} = 1,35 \cdot U_{л} \cong 513$  В.

Стала часу тиристорного перетворювача  $T_{\mu} = 0,005$  с.

Максимальна напруга сигналів в керуючій частині системи  $U_{ym} = 10$  В, з цього розраховуються:

– коефіцієнт передачі тиристорного перетворювач:

$$K_n = \frac{U_{d0}}{U_{ym}} = 51,3.$$

– коефіцієнти зворотних зв'язків за швидкістю та струмом збудження:

$$K_{\omega\omega} = \frac{U_{ym}}{\omega_H}; K_{oi\epsilon} = \frac{U_{ym}}{I_{вн}}.$$

Контур струму збудження настраюється на модульний оптимум. Маємо ПІ-регулятор з передатною функцією

$$W_{pi}(p) = \frac{(T_{\epsilon}p + 1)R_{\epsilon}}{K_n K_{oi\epsilon} 2T_{\mu}p} = K_{npi} + K_{ipi} \frac{1}{p},$$

$$\text{де } K_{npi} = \frac{T_{\epsilon}R_{\epsilon}}{2T_{\mu}K_n K_{oi\epsilon}}; K_{ipi} = \frac{R_{\epsilon}}{2T_{\mu}K_n K_{oi\epsilon}} = \frac{K_{npi}}{T_{\epsilon}}.$$

Контур швидкості оптимізується за модульним оптимумом, тож матимемо ПІ-регулятор швидкості з передатною функцією

$$W_{p\omega}(p) = \frac{K_{oie}J}{4T_{\mu}kI_0K_{o\omega}} = K_{p\omega}.$$

Напруга завдання на швидкість ( $U_{3\omega}$ ) формується задавачем інтенсивності. Темп змінення завдання на швидкість розраховується за заданим динамічним моментом  $M_j$  і моментом інерції електропривода.

### 5.3 Програма досліджень

1) Для двигуна, обраного за таблицею 5.1 за варіантом, розрахувати всі необхідні параметри системи ДС-Д та час розгону і гальмування. За структурною схемою рис. 5.3 побудувати модель системи ДС-Д в MATLAB/Simulink.

2) Промодельювати процеси пуску до номінальної швидкості накиду-зняття навантаження реверсу та гальмування електроприводу.

Для усунення режиму динамічного гальмування з протіканням струму через діоди ІЄП, темп гальмування обирається таким щоб при гальмуванні момент не змінював свій знак. Значення  $M_c$  та  $M_j$ , по відношенню до номінального момента, наведені в таблиці вихідних даних (табл. 5.1).

Таблиця 5.1 – Параметри ДПС з НЗ\*

№ вар	Тип	$P_n$ , кВт	$U_{ня}$ , В	$n_n$ , об/хв	$I_n$ , А	$R_{я}$ , Ом
1	Д-806	32	440	1000	82	0,205
2	Д-32	17	440	1190	45	0,534
3	Д-22	7	440	1410	19,5	1,69
4	Д-818	185	440	450	460	0,026
5	Д-816	150	440	490	370	0,0324
6	Д-812	70	440	520	176	0,099
7	Д-810	55	440	560	141	0,146
8	Д-808	37	440	575	96	0,21
9	Д-41	15	440	710	40	0,695
10	Д-31	6,7	440	875	19	2,08
11	Д-21	4	440	1220	12	3,54
12	Д-808	47	220	800	238	0,0295
13	Д-806	32	220	1000	165	0,047
14	Д-41	24	220	1100	124	0,072
15	Д-32	18	220	1190	94	0,125
16	Д-31	12	220	1360	64	0,194
17	Д-22	8	220	1510	43,5	0,322
18	Д-21	5,5	220	1440	31	0,531
19	Д-818	185	220	450	920	0,0066
20	Д-816	150	220	480	745	0,084
21	Д-814	110	220	500	550	0,0805
22	Д-812	75	220	515	380	0,023
23	Д-810	55	220	550	282	0,0356
24	Д-808	37	220	575	192	0,054
25	Д-806	22	220	650	116	0,1085
26	Д-41	16	220	690	86	0,17
27	Д-32	12	220	770	65	0,28
28	Д-31	8	220	840	44	0,42
29	Д-22	6	220	1100	33	0,57
30	Д-21	4,5	220	130	26	0,95
31	Д-12	2,5	220	1180	14,6	1,63

\* для всіх двигунів  $U_{вн} = 220$  В,  $2p = 4$

Продовження таблиці 5.1

№ вар	$R_B$ , Ом	$W_B$	$\Phi_H$ , мВб	$J_D$ , кгм <sup>2</sup>	$k_j$	$M_c^*$	$M_j^*$
1	85,8	1400	25	1	1,2	0,8	0,65
2	47,5	1140	57	0,425	1,3	0,7	0,50
3	55,4	1145	45	0,125	1,4	0,9	0,40
4	22,8	1000	111,5	27,5	1,5	1,0	0,60
5	32,6	1160	102,5	16,25	1,2	1,1	0,45
6	45,4	1350	57,3	7	1,3	1,2	0,55
7	61,0	1500	46,8	3,625	1,4	0,8	0,70
8	58,6	1250	38,6	2	1,5	0,7	0,60
9	92,4	1480	17	0,8	1,2	0,9	0,65
10	141,2	1700	8,8	0,3	1,3	1,0	0,35
11	169,0	1650	5,6	0,125	1,4	1,1	0,40
12	58,6	1250	37,2	2	1,5	1,2	0,60
13	85,8	1400	25	1	1,2	0,8	0,70
14	92,4	1480	17	0,8	1,3	0,7	0,55
15	124,1	1470	13,2	0,425	1,4	0,9	0,60
16	141,2	1700	8,8	0,3	1,5	1,0	0,50
17	171,6	1480	7,4	0,155	1,2	1,1	0,45
18	169,0	1650	5,8	0,125	1,3	1,2	0,40
19	22,8	1000	111	27,5	1,4	0,8	0,60
20	32,6	1160	104	16,25	1,5	0,7	0,55
21	46,5	1200	82,1	10,25	1,2	0,9	0,70
22	45,4	1350	57,2	7	1,3	1,0	0,75
23	61,0	1500	47,5	3,625	1,4	1,1	0,60
24	58,6	1250	38	2	1,5	1,2	0,70
25	85,8	1400	25	1	1,2	0,8	0,65
26	92,4	1480	17	0,8	1,3	0,7	0,50
27	124,1	1470	13,2	0,425	1,4	0,9	0,60
28	141,2	1700	8,8	0,3	1,5	1,0	0,55
29	171,6	1480	7,4	0,155	1,2	1,1	0,65
30	169,0	1650	5,8	0,125	1,3	1,2	0,45
31	343,2	1800	4,6	0,05	1,4	0,8	0,75

# ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №6

## СИСТЕМА ЧАСТОТНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ

**Мета роботи:** дослідження динаміки розімкненої та замкненої за швидкістю системи частотного керування при різних законах U-f.

### 6.1 Теоретичні відомості

#### 6.1.1 Модель АМ і перетворювача частоти напруги

Для дослідження частотного керування використовуємо модель асинхронної машини в узагальненій просторовій системі координат яка «пов'язана» зі статором ( $\alpha, \beta$ ;  $\omega_k = 0$ ) набір фазових координат можна обрати довільно. Рекомендується застосування моделі АМ в координатах стану « $i_s - \psi_r$ », опис якої наведено в ЛБ №3 (розділ I).

Структуру моделі АМ в Simulink доцільно подавати підсистемою. Власне структура моделі-підсистеми наведена на рисунку 3.1 (розділ I).

В роботі розглядається варіант живлення АМ від інвертора напруги з ШІМ, тому процеси заряду конденсатора проміжного ланцюга постійної напруги не розглядаються, а перетворювач вважається безінерційним.

Складові змінної напруги статора в осях  $\alpha$  і  $\beta$  формується за виразами:

$$\begin{aligned} U_{s\alpha} &= U_{\phi m} \sin\left(\int \omega_{0e} dt\right); \\ U_{s\beta} &= -U_{\phi m} \cos\left(\int \omega_{0e} dt\right). \end{aligned} \tag{6.1}$$

При регулюванні швидкість  $\omega_{0e}$  і  $U_{\phi m}$  є функціями часу.

При побудові моделі, інвертор, що формує напруги статора за (6.1), рекомендується також представляти згорнутим в підсистему, входами якої є сигнали  $\omega_{0e}$  і  $U_{\phi m}$  а виходами –  $U_{s\alpha}$  і  $U_{s\beta}$ .

### 6.1.2 Закони частотного керування

З закону М.П. Костенко, який одержимо для випадку нехтування активним опором статора:

$$\frac{U}{U_n} = \frac{f}{f_n} \sqrt{\frac{M_c}{M_n}} \quad (6.2)$$

можна одержати залежності напруги від частоти при різних характерах залежності моменту опору від  $f$ .

Вираз (6.2) зручніше розглядати у відносних одиницях:

$$\frac{U}{U_n} = \gamma \text{ – відносна напруга;}$$

$$\frac{f}{f_n} = \alpha \text{ – відносна частота.}$$

Частні закони частотного керування як зв'язок напруги і частоти при різних залежностях  $M_c(f)$  приведені в таблиці 6.1.

Таблиця 6.1 – Частні випадки закону М.П. Костенко

Характер $M_c$	Закон зв'язку $U$ і $f$		Залежність напруги від частоти у відносних одиницях
	у розмірних одиницях	у відносних одиницях	
$M_c = const$	$\frac{U}{f} = const$	$\frac{\gamma}{\alpha} = 1$	$\gamma = \alpha \quad (6.3)$
$M_c = f^2$	$\frac{U}{f^2} = const$	$\frac{\gamma}{\alpha^2} = 1$	$\gamma = \alpha^2 \quad (6.4)$
$M_c = \frac{1}{f}$	$\frac{U}{\sqrt{f}} = const$	$\frac{\gamma}{\sqrt{\alpha}} = 1$	$\gamma = \sqrt{\alpha} \quad (6.5)$

### 6.1.3 Розімкнена система частотного керування

В розімкненій системі сигналом завдання є сигнал змінення частоти ( $\alpha$ ), а сигнал на змінення напруги формується відповідно до обраного закону керування (6.3) – (6.5) функціональним перетворювачем (рис. 6.1,а)

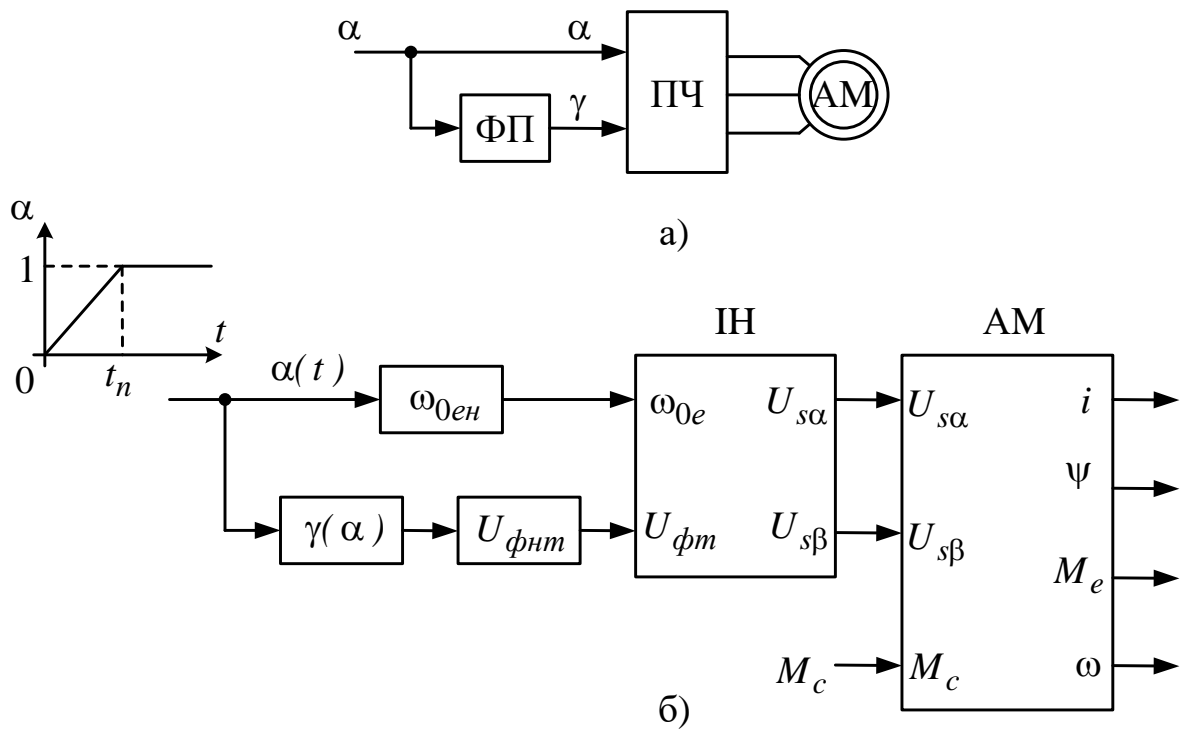


Рисунок 6.1 – Структура та модель розімкненої системи частотного керування

При моделюванні процес  $\alpha(t)$  задається таким, що лінійно збільшується від 0 до 1 за час  $t_n$  (рис. 6.1,б). Час  $t_n$  розраховується з умови розгону до номінальної швидкості при  $M_j = M_n$ .

Функціональна залежність  $\gamma(\alpha)$  для прийнятого закону керування задається у відповідному блоці.

В моделі рис. 6.1,б, яка відображає структуру розімкненої системи, підсистеми ПЧ та АМ відповідають описам (6.1) та опису АМ. Напруга  $U_{фнт}$  – це амплітуда номінальної фазної напруги АМ,  $\omega_{0ен}$  – електрична швидкість обертання поля при номінальній частоті напруги живлення:  $\omega_{0ен} = 2\pi f_n$ .

#### 6.1.4 Замкнена за швидкістю система частотного керування

Серед багатьох існуючих способів побудови замкнених за швидкістю систем частотного керування, в даній роботі буде досліджений найпростіший: система з інвертором напруги без зв'язків за електричними координатами, з

функціональним перетворювачем з регулятором швидкості. Функціональна схема описаної системи наведена на рис. 6.2.

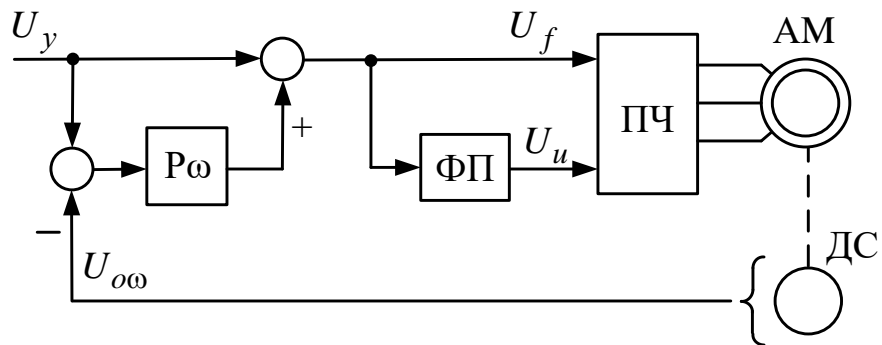


Рисунок 6.2 – Функціональна схема замкненої системи частотного керування

Фактично регулятор швидкості в представленій системі є регулятором абсолютного ковзання, тому що з суматора АW1 одержується сигнал пропорційний абсолютному ковзанню. Представлена системи може бути доповнена зв'язками за струмом для його обмеження та додатковими сигналами в каналі формування сигнала завдання на напругу ( $U_u$ ), наприклад IR-компенсації.

Оптимізація в системі здійснюється за структурною схемою лінеаризованої системи на ділянці  $s < s_k$  (рис. 6.3).

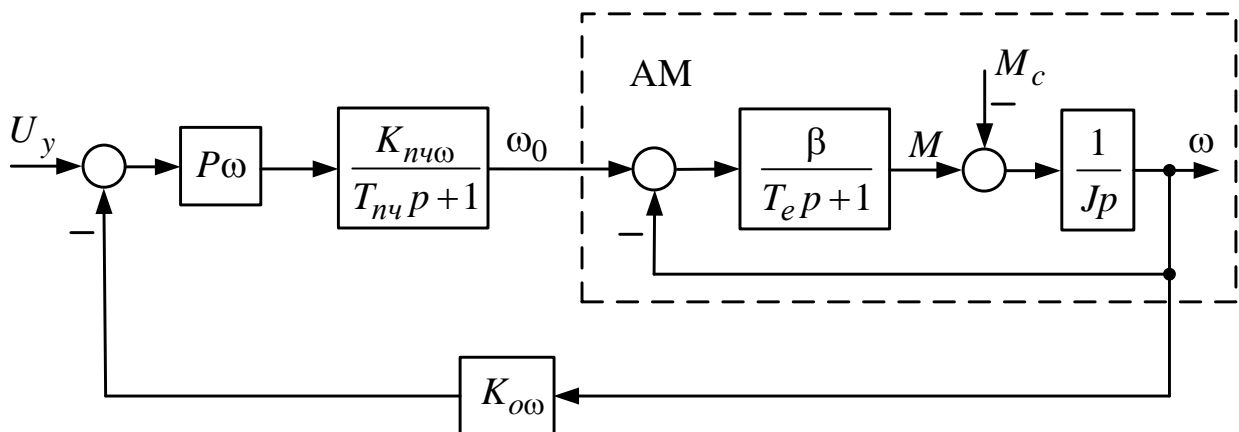


Рисунок 6.3 – Структурна схема системи ПЧ-АД

На схемі прийняті позначення:

$\beta$  – модуль жорсткості лінеарізованої механічної характеристики АМ,

$$\beta = \frac{2M_{\kappa}}{\omega_{0H}S_{\kappa}};$$

$T_e$  – еквівалентна електромагнітна стала часу ланцюгів статора і ротора АД:

$$T_e = \frac{1}{\omega_{0eH}S_{\kappa}}; \omega_{0eH} = 2\pi f_H;$$

$K_{н\omega}$  – передавальний коефіцієнт ПЧ за частотою (механічною),

$$K_{н\omega} = \frac{\omega_0}{U_{p\omega m}}; \omega_0 = \frac{\omega_{0eH}}{z_p},$$

де  $U_{p\omega m}$  – максимальна напруга завдання ПЧ за каналом частоти (максимальна вихідна напруга регулятора швидкості).

$T_{нч}$  – стала часу ланцюга керування ПЧ. Для ПЧ з ШІМ з частотою модуляції (2...10 кГц) стала часу  $T_{нч}$  не перевищує 0,001 с. Прийmemo  $T_{нч} = 0,001$  с.

$K_{\omega\omega}$  – коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю,

$$K_{\omega\omega} = \frac{U_{\omega\omega m}}{\omega_0}.$$

При оптимізації контуру швидкості (абсолютного ковзання) за модульним оптимумом одержуємо ПІ-регулятор швидкості:

$$W_{p\omega}(p) = k_{p\omega} + k_{ip\omega} \frac{1}{p},$$
$$k_{p\omega} = \frac{T_e J}{2T_{н\omega} K_{нч} \beta K_{\omega\omega}}, \quad k_{ip\omega} = \frac{k_{p\omega}}{T_e}.$$

При розрахунках коефіцієнтів структури рис. 6.3, максимальне значення напруги в керуючій частині традиційно приймається 10 В.

$$U_{y\max} = U_{p\omega m} = U_{\omega\omega m} = 10 \text{ В.}$$

При реалізації моделі системи в Simulink з застосуванням моделі «перетворювач – асинхронний двигун», яка зображена на рис. 6.1,б необхідно застосувати блок узгодження рівнів сигналів в керуючій частині і відносних частоти і напруги, а також відобразити наявність інерційності перетворювача. Структура, за якою будується модель системи ПЧ-АД наведена на рис. 6.4.

## 6.2 Програма роботи

1) Для двигуна обраного за варіантом за табл. 3.1 розрахувати його параметри. Побудувати в Simulink модель двигуна. Розрахувати параметри системи частотного керування, побудувати моделі розімкненої (за рис. 6.1,б) і замкненої (за рис. 6.4) систем.

2) Дослідити в розімкненій системі процеси пуску до номінальної швидкості і гальмування при різних законах керування (6.3) – (6.5) без моменту опору та з відповідним зміненням моменту опору.

3) Дослідити в розімкненій системі при законі  $U / f = const$  процеси пуску до швидкості  $0,1 \omega_{0n}$ , накиду – зняття номінального навантаження (реактивного характеру) подальшого розгону до номінальної швидкості, накиду номінального навантаження.

4) Дослідити процеси за п 2), 3), але в замкненій системі, порівняти системи за статичними і динамічними показниками.

Момент інерції механізму прийняти  $J_m = 0,3J_d$ . Отже повний момент інерції електропривода  $J = 1,3J_d$ . Темп розгону на який налагоджується задавач інтенсивності задати таким, щоб динамічний момент при пуску і гальмуванні був  $M_j = M_n$ .

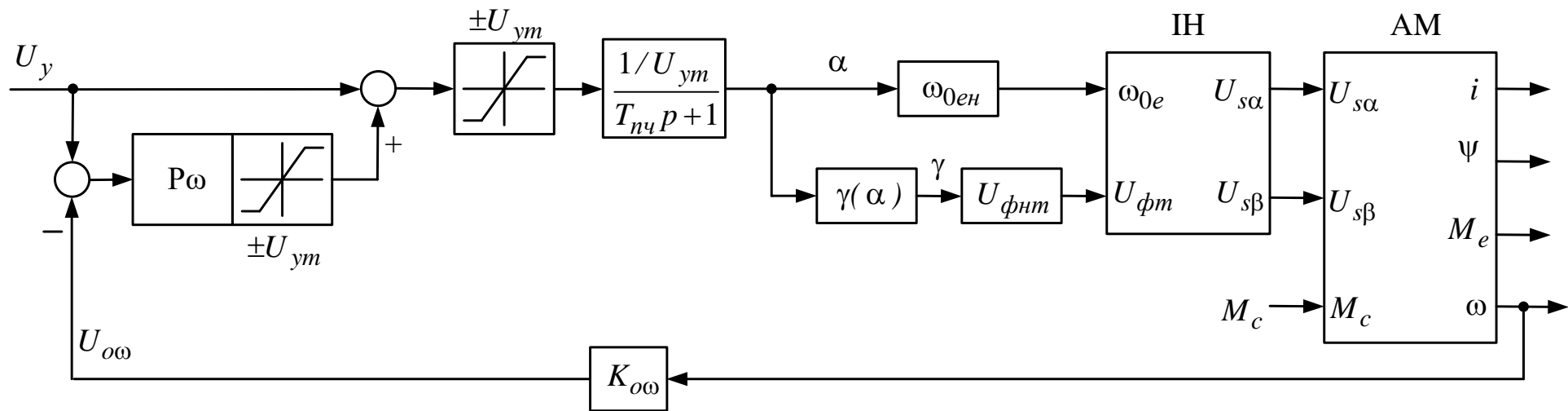


Рисунок 6.4 – Структура моделі системи ПЧ-АД

# ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №7

## СИСТЕМА ЧАСТОТНО-СТРУМОВОГО АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА

**Мета роботи:** дослідження системи частотно-струмового асинхронного електропривода, реалізованої на базі інвертора струму з системою регулювання випрямленого струму.

### 7.1 Теоретичні відомості

#### 7.1.1 Модель асинхронної машини, що одержує живлення від джерела струму

Для одержання процесів в статорі АМ реальними при частотному регулюванні опис АМ слід розглядати в загальній ортогональній просторовій системі координат  $\alpha, \beta$ , пов'язаній з статором ( $\omega_k = 0$ ). Для одержання опису зручного для частотно-струмового керування за статором використовуємо класичний опис в координатах стану « $i_s - \psi_r$ » (див. ЛРН№3, формула (3.5)). При частотно-струмовому керуванні струми статора (складові  $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ ) є вихідними сигналами, отже необхідний опис одержується з (3.5) вилученими з двох перших диференціальних рівнянь для складових струму статора:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}\psi_{r\alpha} + R_r K_r i_{s\alpha} - \omega_e \psi_{r\beta} \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}\psi_{r\beta} + R_r K_r i_{s\beta} - \omega_e \psi_{r\alpha} \\ M_e = \frac{3}{2} z_p K_r (i_{s\beta} \psi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \psi_{r\beta}); \omega_e = z_p \omega \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (M_e - M_c) \end{array} \right. \quad (7.1)$$

Вирази для проти-ЕРС, які наводяться в статорі одержимо як алгебраїчні вирази з перших двох рівнянь опису (3.5):

$$\begin{aligned}
e_{s\alpha} &= (K_r \frac{R_r}{L_r} \psi_{r\alpha} + \omega_e K_r \psi_{r\beta}) = K_r (\frac{R_r}{L_r} \psi_{r\alpha} + \omega_e \psi_{r\beta}); \\
e_{s\beta} &= (K_r \frac{R_r}{L_r} \psi_{r\beta} - \omega_e K_r \psi_{r\alpha}) = K_r (\frac{R_r}{L_r} \psi_{r\beta} - \omega_e \psi_{r\alpha}).
\end{aligned}
\tag{7.2}$$

Випрямлена проти-ЕРС АМ для проміжного контуру постійного струму розраховується як амплітудне значення при розгляданні координат стану в амплітудних значеннях. Отже

$$|E_s| = \sqrt{e_{s\alpha}^2 + e_{s\beta}^2}. \tag{7.3}$$

З рівнянь (3.5) бачимо, що з електромеханічної точки зору, в контурі постійного струму, АМ представляється активно-індуктивним ланцюжком з  $R_\partial = R_s + K_r^2 R_r$  та  $L_\partial = \sigma L_s$  з проти-ЕРС  $E_\partial$ . Потокозчеплення статора струми ротора, а також одержання реальних координат ротора здійснюється за (3.7) та (3.8), як і в класичному описі.

За рівняннями (7.1) – (7.3) складається структура моделі в Simulink. Модель рекомендується згорнути в підсистему входами якої є сигнали  $i_{s\alpha}, i_{s\beta}, M_c$ , а виходами  $M_e, \omega$ , модуль ЕРС що наводиться в обмотках статора та всі струми і потокозчеплення. Відповідна структурна схема приведена на рис. 7.1. Структуру моделі в Simulink можна одержати з структури за рис. 3.1, змінивши її відповідним чином.



### 7.1.2 Модель перетворювачів та силового контуру постійного струму

Струм в ланці постійного струму регулюється (стабілізується) тиристорним випрямлячем (ТП), який працює в системі замкненій за струмом (рис. 7.2,а).

Інвертор струму представляємо безінерційним, а функція одержана змінного струму ( $i_s$ ) з постійного ( $I_d$ ) є гладкою. Отже інвертор представляємо таким, що формує гладкі синусоїдальні сигнали струму з частотою  $\omega_{0e}$  і амплітудою, яка відповідає амплітуді першої гармоніки фазного струму при куті комутації в інверторі струму  $\lambda = 120^\circ$

$$\begin{aligned} i_{s\alpha} &= I_{\phi m} \cdot \sin \theta; \quad i_{s\beta} = -I_{\phi m} \cdot \cos \theta; \\ I_{\phi m} &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d; \quad \theta = \int \omega_{0e} dt. \end{aligned} \quad (7.4)$$

Розглянемо коло протікання випрямленого струму. Асинхронний двигун з реальними обмотками і проти-ЕРС змінного струму замінюємо еквівалентними на постійному струмі (рис. 7.2,б). ЕРС двигуна на постійному струмі знаходимо як випрямлене за трохфазною мостовою схемою значення амплітуди фазних ЕРС статора. Амплітуда, в свою чергу, за моделлю АМ знаходиться як модуль узагальненого вектора ЕРС статора:

$$E_\partial = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_{\phi m}; \quad E_{\phi m} = |E_s| = \sqrt{e_{s\alpha}^2 + e_{s\beta}^2}.$$

Таким чином, ланцюг випрямленого струму за схемою заміщення подібний до силового ланцюга системи ТП-Д з двигуном постійного струму. Індуктивність та активний опір фільтра обираються межах  $L_\Phi = (0,5 \dots 2,5)L_{\sigma 1}$ ,  $R_\Phi = (0,05 \dots 0,5)R_s$ .

Повні індуктивність і активний опір кола постійного струму

$$L_e = L_\Phi + L_\partial; \quad R_e = R_\Phi + R_\partial.$$

Електромагнітна стала часу контуру випрямленого струму

$$T_e = \frac{L_e}{R_e}.$$

На структурній схемі, проти-ЕРС двигуна є збуренням в контурі струму (рис. 7.2,в). Тиристорний перетворювач на стороні мережі живлення представляється аперіодичною ланкою зі сталою часу  $T_\mu = 0,005$  с і коефіцієнтом підсилення, який відповідає максимальній випрямленій напрузі. В нашому випадку живлення реалізується від мережі  $U_n = 380$  В, тож

$$K_{mn} = \frac{1,35U_n}{U_{ym}} = \frac{513}{10} = 51,3 \text{ В/В}.$$

Контур постійного струму оптимізується класично за модульним оптимумом. В результаті одержуємо ПІ-регулятор струму

$$W_{pi}(p) = \frac{T_e p + 1}{2T_\mu p K_{mn} K_{oid} (1/R_e)}.$$

Коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом розраховується з максимального значення струму статора:

$$k_{oid} = \frac{U_{ym}}{I_{dm}}; I_{dm} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} (i_{\phi m})_{\max} = \frac{2\sqrt{3}\sqrt{2}}{\pi} i_{\phi \max}; i_{\phi \max} = 2,5I_{1n}.$$

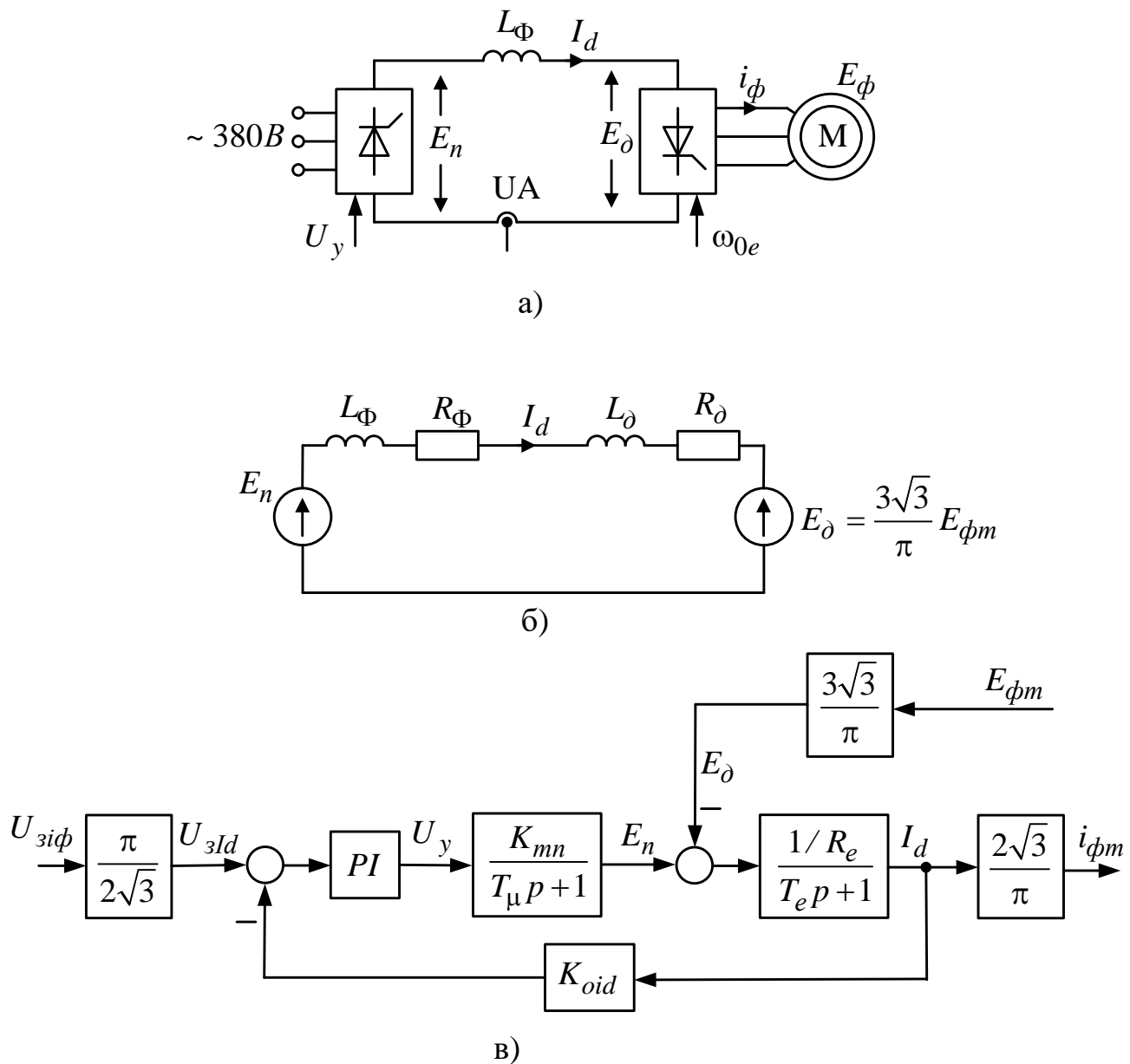


Рисунок 7.2 – Ланцюг постійного струму:

а) функціональна схема;

б) схема заміщення;

в) структурна схема контуру регулювання струму  $I_d$

### 7.1.3 Нелінійна залежність $|I_s|(M_e)$

Для забезпечення постійності  $|\psi_r| = |\psi_r|_H$ , рівень струму статора необхідно підтримувати в залежності від електромагнітного моменту:

$$|I_s| = \frac{|\psi_r|_H}{L_m} \sqrt{\left(\frac{M_e L_r}{\frac{3}{2} z_p |\psi_r|_H^2}\right)^2 + 1}, \quad (7.5)$$

де  $|I_s|$  – модуль узагальненого вектору струму;

$|\psi_r|_H$  – модуль узагальненого вектору потокозчеплення ротора в номінальному режимі.

Залежність  $|I_s|(M_e)$  рекомендується використовувати у розмірних одиницях. Характерний її вигляд наведено на рис. 7.3. В реальності сигнал за струмом обмежують. В нашому випадку модуль струму обмежується на рівні

$$|I_s|_{\max} = 2,5 |I_s|_H = 2,5 \sqrt{2} I_{1H}.$$

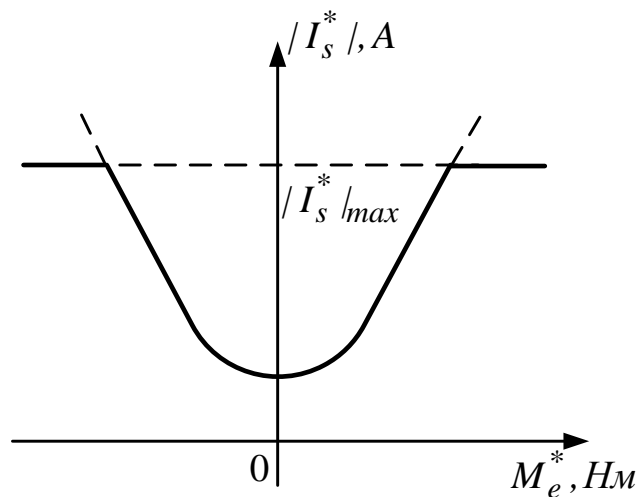


Рисунок 7.3 – Залежність  $|I_s|(M_e)$

### 7.1.4 Контур швидкості

В системі з регулятором швидкості контур містить згорнутий контур випрямленого струму нелінійності  $|I_s^*|(M_e^*)$ ,  $M_e(I_s)$  та механічну частину ( $|I_s^*|, M_e^*$  – задані момент та струм статора) (рис. 7.4,а). Сигнал регулятора

швидкості є пропорційним необхідному електромагнітному моменту. Електромагнітну частину контуру розглядаємо в розмірних одиницях, тож коефіцієнт  $K_m$  «переводить» сигнал  $U_{p\omega}$  в  $M_e^*$ :

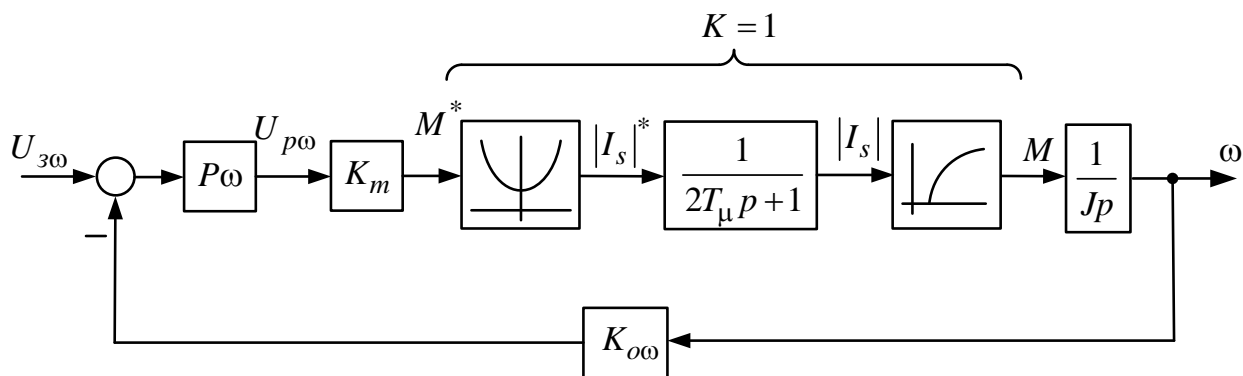
$$K_m = \frac{M_{em}}{U_{p\omega m}} = \frac{M_{em}}{10} \text{ НМ/В}; M_{em} = 2M_n.$$

Бачимо що канал від  $M_e^*$  до реального  $M_e$  двигуна при розгляді в розмірних одиницях має коефіцієнт передачі  $K = 1$ , тож при оптимізації контуру швидкості «згортається», і контур швидкості буде мати структуру, приведену на рис. 7.4,б. Контур швидкості оптимізуємо за модульним оптимумом – одержуємо П-регулятор:

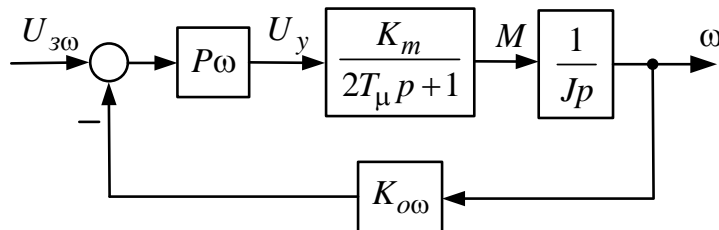
$$W_{p\omega}(p) = \frac{1}{4T_\mu} \cdot \frac{1}{K_m K_{o\omega}} = K_{p\omega},$$

Де  $K_{o\omega}$  – коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю,

$$U_{o\omega} = \frac{U_{ym}}{\omega_m} = \frac{10}{\omega_m}; \omega_m = \omega_n.$$



а)



б)

Рисунок 7.4 – Контур швидкості

### 7.1.5 Сигнал завдання на швидкість обертання поля $\omega_{0e}$

При стабілізації  $|\psi_r|$  механічна характеристика АМ є лінійною, і за описом нагадує МХ ДПС з НЗ

$$\omega = \omega_0 - \underbrace{\frac{R_r}{\frac{3}{2} z_p^2 |\psi_r|_H^2}}_{\Delta\omega} M = \omega_0 - \Delta\omega. \quad (7.6)$$

Отже просадка швидкості  $\Delta\omega$  пропорційна моменту двигуна. Введемо позначення

$$\Delta\omega = \frac{M}{\beta_m}, \quad \beta_m = \frac{\frac{3}{2} z_p^2 |\psi_r|_H^2}{R_r}. \quad (7.7)$$

Маючи сигнал, який відповідає реальній швидкості ( $\omega$ ), що вимірюється датчиком швидкості з значення заданого момента  $M_e^*$ , з (7.6) і (7.7) визначимо необхідну механічну швидкість поля:

$$\omega_0 = \omega + \Delta\omega = \omega + \frac{M_e^*}{\beta_m}. \quad (7.8)$$

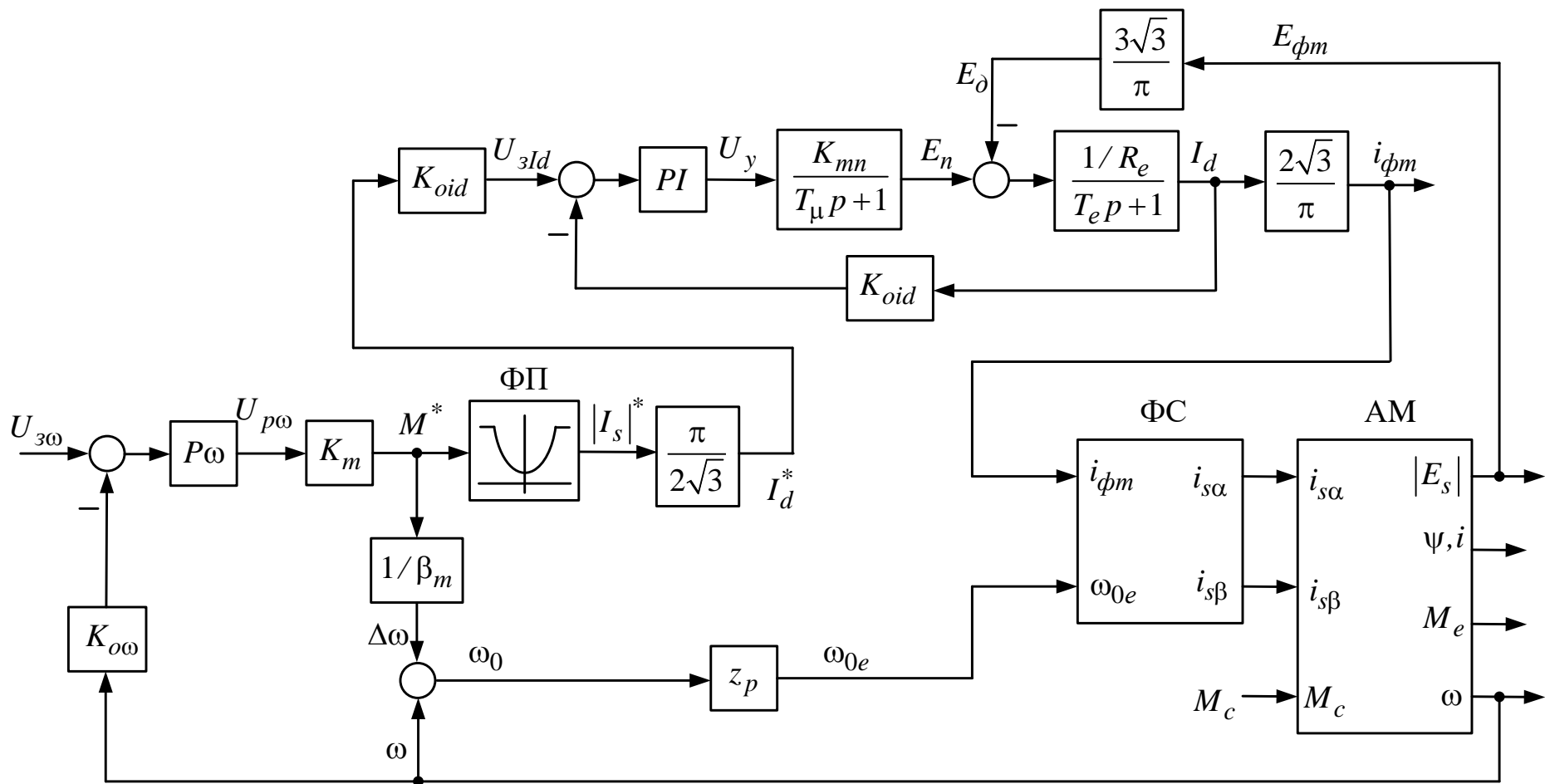
Електрична швидкість поля, яка є з сигналом завдання в інвертор струму:

$$\omega_{0e} = z_p \omega_0 = z_p \left( \omega + \frac{M_e^*}{\beta_m} \right). \quad (7.9)$$

### 7.1.6 Складання повної моделі системи частотно-струмового керування

Модель системи складається за структурною схемою, яка відображає всі попередні викладки (рис. 7.5). В структурі функціональний перетворювач (блок ФП) реалізує залежність  $|I_s^*|(M_e^*)$  за (7.5). Реалізувати цю залежність в моделі можна, задавши аналітично блоком  $F_{sp}$ .

Швидкість обертання поля ( $\omega_{0e}$ ) формується за виразом (7.9). Інвертор струму показано блоком ФС (формував струмів), в якому реалізуються функції (7.4). Блок АМ відображає опис асинхронної машини при живленні від джерела струму. Внутрішня структура блока реалізує опис (7.1) – (7.3) та показана на рисунку 7.1. Сигнал завдання на швидкість ( $U_{\omega}$ ) формується задавачем інтенсивності швидкості, який на схемі не показаний.



## 7.2 Програма роботи

1) Реалізувати в Simulink моделі АМ (рис. 7.1) і інвертора струму за (7.4) у вигляді підсистем. Побудувати структуру моделі частотно-струмового ЕП за рис. 7.5.

2) Розрахувати параметри системи для двигуна, обраного за варіантом за табл. 3.1. Розрахувати та побудувати в одержаній фігурі залежність  $|I_s|(M_e)$  яка в моделі реалізуватиметься в функціональному блоці. Для розрахунку залежності та параметрів системи значення амплітуди фазового потокозчеплення ротора в номінальному режимі  $|\psi_r|_n$  (модуля узагальненого просторового вектора  $\psi_r$ ) береться з ЛР №3 як одержане при моделюванні АМ за повним описом з номінальним навантаженням.

3) Промоделювати процеси пуску накиду-зняття номінального навантаження, реверсу та гальмування. Темп змінення напруги завдання на швидкість  $U_{30}$ , який закладається в задавачі інтенсивності швидкості повинен відповідати процесам з динамічним моментом  $M_j = 1,5M_n$ . Повний момент інерції електропривода прийняти  $J = 1,3J_\partial$ . При моделюванні, перед подачею завдання на змінення швидкості слід забезпечити паузу, яка необхідна для закінчення перехідних процесів у колі збудження. Тривалість такої паузи має бути трохи більшою тривалості перехідного процесу за потоком (струмом) збудження і досить легко визначається пробним моделюванням при нульовому завданні на швидкість. Приблизний вид діаграми змінення швидкості та момента навантаження наведено на рис. 7.6.

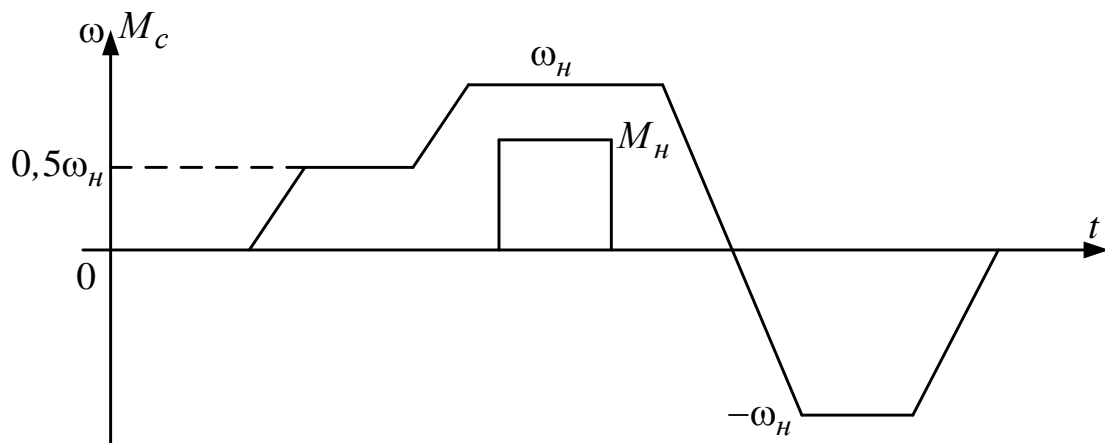


Рисунок 7.6 – Діаграми швидкості і моменту навантаження

Результатами є процеси струмів статора і ротора (їх модулів), потікозчеплень статора і ротора (їх модулів), швидкості і електромагнітного моменту. Процеси на кожному етапі (розгону до  $0,5\omega_n$ ,  $\omega_n$ , накиду-зняття і т.д) слід представляти окремо.

## РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА

1. Гаєв Є.О., Нестеренко Б.М. Універсальний математичний пакет MATLAB і типові задачі обчислювальної математики. Навчальний посібник.– К.: НАУ, 2004. – 176 с.
2. Ільїн С.П. Варіаційне обчислення із застосуванням MATLAB. – Харків: ХП, 2001. – 107 с.
3. Лазарєв Ю.Ф. Початки програмування в середовищі MATLAB. Навч. посібник. – К.: "Політехніка", 2000. – 396 с.
4. Проведення математичних розрахунків із використанням системи MATLAB. Метод. посібник. – Харків: НТУ "ХП", 2001. – 56 с.
5. Вірченко Н.О., Ляшко І.І. Графіки елементарних та спеціальних функцій. – К.: Наук. думка, 1996. – 582 с.

Навчальне видання

МЕТОДИЧНІ РЕКОМЕНДАЦІЇ ДО ЛАБОРАТОРНИХ РОБІТ

з дисциплін

«МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИХ ТА  
ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ»

«ЕЛЕКТРОТЕХНІКА, ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ, ЕЛЕКТРОПРИВОД»

Частина I

(для здобувачів вищої освіти спеціальностей G3 Електрична інженерія,  
G16 Гірництво та газонафтові технології)

(електронне видання)

Укладачі:

Є. С. РУДНЄВ

Ю. А. РОМАНЧЕНКО

Н. М. ФІЛІМОНЕНКО

Оригінал-макет      *Ю.А. Романченко*

Підписано до друку \_\_\_\_\_ 2025.

Формат 60x84 <sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Папір типогр. Гарнітура Times.

Друк офсетний. Умов. друк. арк. \_\_\_\_ . Обл.-вид. арк. \_\_\_\_ .

Наклад \_\_\_\_ прим. Вид. № \_\_\_\_ . Замов. № \_\_\_\_ . Безкоштовно.

**Видавництво Східноукраїнського національного університету  
імені Володимира Даля**

Свідоцтво про реєстрацію: серія ДК № 1620 від 18.12.03 р.

Адреса видавництва: 01042, м. Київ, вул. Іоанна Павла II, 17

адреса електронної пошти [uni@snu.edu.ua](mailto:uni@snu.edu.ua),

офіційний web-сайт <https://snu.edu.ua>

E-mail: [vidavnictvoSNU.ua@gmail.com](mailto:vidavnictvoSNU.ua@gmail.com)