

УДК 621.313

Баховський П. Ф., к.т.н.; Селепина Р. О., к.т.н.; Селепина Й.Р., к.т.н.

## РЕГУЛЬОВАНИЙ АСИНХРОННИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД ДЛЯ КОРОТКОТРИВАЛИХ РЕЖИМІВ РОБОТИ

**Баховський П. Ф., Селепина Р. О., Селепина Й. Р. Регульований асинхронний електропривод для короткотривалих режимів роботи.** Запропоновано асинхронний електропривод, що працює в короткотривалому режимі роботи. На основі запропонованої математичної моделі, алгоритму та програми розраховані електромеханічні перехідні процеси та усталені режими, побудовані статичні характеристики досліджуваного електроприводу.

**Ключові слова:** РЕГУЛЬОВАНИЙ АСИНХРОННИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД, МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ, ХАРАКТЕРИСТИКИ.

**Баховский П. Ф., Селепина Р. О., Селепина И. Р. Регулированный асинхронный электропривод для кратковременных режимов работы.** Предложен асинхронный электропривод, который работает в кратковременных режимах работы. На основании предложенной математической модели, алгоритма и программы рассчитаны электромеханические переходные процессы и установившиеся режимы, построены статические характеристики исследуемого электропривода.

**Ключевые слова:** РЕГУЛИРУЕМЫЙ АСИНХРОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД, МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ, ХАРАКТЕРИСТИКИ.

**Bakhovskyy P. F., Selepyna R. O., Selepyna Yo. R. Variable speed asynchronous drive for short-time mode of operation.** An asynchronous drive operated in short-time mode is proposed. On the basis of proposed mathematical model, algorithm and program the electromechanical transient processes and set modes are calculated, static descriptions of the drive under study drive are built.

**Key words:** VARIABLE SPEED ASYNCHRONOUS DRIVE, MATHEMATICAL MODEL, DESCRIPTIONS

**Постановка проблеми та аналіз останніх досліджень.** Роль енергозберігаючих технологій, що знаходять все більше застосування в системах телекомунікаційних мереж останнім часом стає ще більш актуальною. Відомо, що мережа електроживлення, яка застосовується в системах телекомунікацій включає в себе і структуру автоматики з складними виконавчими електроприводами для забезпечення безперервного електроживлення. В виконавчих електропроводах автоматики технологічних засобів, що працюють в короткочасному режимі роботи в системах телекомунікаційних мереж, необхідно мати прості, надійні схеми, які дозволяють проводити не тільки пуск двигуна, але й регулювання частоти обертання до заданого значення (нижче чи рівного номінальному). Асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором мають ряд позитивних властивостей, однак мають погані регульовальні властивості. Регулювання частоти обертання АД з короткозамкненим ротором здійснюють, використовуючи перетворювачі частоти на базі транзисторних інверторів, застосуванням регуляторів змінної напруги статора тощо. Одним із засобів регулювання частоти обертання ротора в діапазоні від нуля до номінального значення є включення нелінійних опорів (діодів та тиристорів), з'єднаних у вигляді шестипульсної схеми, вхід якої з'єднується з кінцями обмотки статора, а вихід закорочується через тиристор або резистор (включення моста в роз'єднання загальної точки статора) [1, 4].

**Виклад основного матеріалу.** В [3] запропонована схема електроприводу змінного струму, яка дозволяє здійснювати не тільки пуск та відключення АД з короткозамкненим ротором шляхом подачі імпульсів керування на тиристорну групу включеного в роз'єднання спільної точки статора АД несиметричного мостового випрямляча, а й здійснювати регулювання частоти обертання ротора від нуля до номінального значення з достатньо високою жорсткістю характеристик, яка визначається параметрами і коефіцієнтами схем зворотного зв'язку за частотою обертання ротора двигуна  $\omega$ . Принципова схема системи електроприводу зображена на рис. 1. Система імпульсно-фазового керування (СІФК), яка працює за вертикальним принципом, реалізована на трифазному трансформаторі, вторинні обмотки якого включені через діоди VD7-VD9 в коло керуючих електродів тиристорів VD4-VD6. Керування кутом  $\alpha$  здійснюється шляхом зміни напруги  $U_r$ . Така схема СІФК

практично забезпечує кут керування  $\alpha$  тиристорами мостового випрямляча в межах 0-80°, що достатньо для регулювання середнього значення напруги на обмотці статора в межах від максимального значення до нуля.

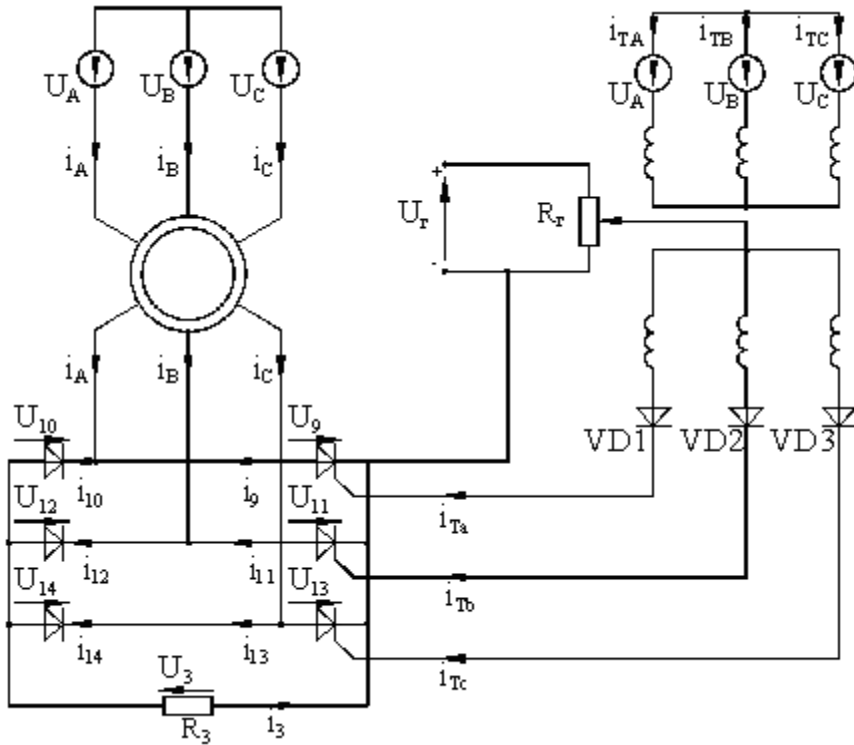


Рис. 1. Схема асинхронного електроприводу з системою імпульсно-фазового керування

Математична модель даного асинхронного приводу складається з моделі власне самого двигуна з випрямлячем та моделі системи імпульсно-фазового керування. Причому для спрощення побудови першої не враховуються гістерезис, вихрові струми і скіс пазів; обмотки статора і ротора є симетричними та розподілені вздовж розточки статора і ротора за гармонічним законом; потокозчеплення фаз статора і ротора є лінійними однорідними функціями струмів фаз статора та ротора відповідно [2].

**Математична модель асинхронного двигуна з випрямлячем в колі статора.** Електромеханічні процеси в електроприводі описуються системою рівнянь, яка складається з рівнянь магнітно-механічної характеристики двигуна [6]:

$$\vec{\psi}_s = (L_{\sigma s} + L_{\delta ss})\vec{i}_s + L_{\delta sr}(\gamma)\vec{i}_r; \quad \vec{\psi}_r = L_{\delta rs}(\gamma)\vec{i}_s + (L_{\sigma r} + L_{\delta rr})\vec{i}_r; \quad (1)$$

$$M = \vec{i}_r^T L'_{\delta rs}(\gamma) \vec{i}_s, \quad (2)$$

рівнянь електричного стану, записаних за 1-м та 2-м законами Кірхгофа:

$$K_{is}\vec{i}_s + K_{im}\vec{i}_m + K_{i3}i_3 = 0; \quad (3) \quad K_{ir}\vec{i}_r = 0; \quad (4)$$

$$K_{us}\vec{u}_s(t) - K_{us}\frac{d\vec{\psi}_s}{dt} - K_{us}R_s\vec{i}_s + K_{um}\vec{u}_m + K_{u3}R_3i_3 = 0; \quad (5) \quad K_{ur}\frac{d\vec{\psi}_r}{dt} + K_{ur}R_r\vec{i}_r = 0, \quad (6)$$

вольт-амперних характеристик вентилів випрямляча:

$$\vec{u}_m = R_m\vec{i}_m \quad (7)$$

та рівнянь механічного стану

$$-J\frac{d\omega}{dt} + M + M_{\text{eат}}(t) = 0; \quad \omega = \frac{d\gamma}{dt}, \quad (8)$$

де  $\vec{i}_s = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}$ ;  $\vec{i}_r = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$ ;  $\vec{\psi}_s = \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix}$ ;  $\vec{\psi}_r = \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}$ ;  $\vec{u}_s(t) = \begin{bmatrix} u_A(t) \\ u_B(t) \\ u_C(t) \end{bmatrix}$  – вектори струмів і

потокоччеплень фаз статора й ротора відповідно та вектор напруг фаз статора, як відомих функцій часу;

$\vec{u}_m = [u_9 \ u_{10} \ u_{11} \ u_{12} \ u_{13} \ u_{14}]^T$ ,  $\vec{i}_m = [i_9 \ i_{10} \ i_{11} \ i_{12} \ i_{13} \ i_{14}]^T$  – вектор напруг та струмів вентилів випрямляча;

$R_m = \text{diag}(R_9, R_{10}, R_{11}, R_{12}, R_{13}, R_{14})$  – діагональна матриця опорів вентилів випрямляча;  $R_s$ ,  $R_r$  – опори фази статора та ротора, відповідно;  $R_3$ ,  $i_3$  – опір гілки між групою діодів і групою тиристорів та струм цієї ж гілки, відповідно;

$M_{\text{вал}}(t)$ ,  $M$  – момент на валу як відома функція часу та електромагнітний момент двигуна відповідно;  $\gamma$ ,  $\omega$  – кут повороту та кутова швидкість ротора відповідно;  $J$  – момент інерції ротора;

$$L_{\sigma s} = \begin{bmatrix} L_{\sigma sL} & L_{\sigma sM} & L_{\sigma sM} \\ L_{\sigma sM} & L_{\sigma sL} & L_{\sigma sM} \\ L_{\sigma sM} & L_{\sigma sM} & L_{\sigma sL} \end{bmatrix}; \quad L_{\sigma r} = \begin{bmatrix} L_{\sigma rL} & L_{\sigma rM} & L_{\sigma rM} \\ L_{\sigma rM} & L_{\sigma rL} & L_{\sigma rM} \\ L_{\sigma rM} & L_{\sigma rM} & L_{\sigma rL} \end{bmatrix} \text{ – матриця власних та взаємних}$$

індуктивностей розсіяння фаз статора і фаз ротора, відповідно;

$$L_{\delta ss} = \begin{bmatrix} L_\delta & -\frac{1}{2}L_\delta & -\frac{1}{2}L_\delta \\ -\frac{1}{2}L_\delta & L_\delta & -\frac{1}{2}L_\delta \\ -\frac{1}{2}L_\delta & -\frac{1}{2}L_\delta & L_\delta \end{bmatrix}; \quad L_{\delta rr} = \begin{bmatrix} L_\delta & -\frac{1}{2}L_\delta & -\frac{1}{2}L_\delta \\ -\frac{1}{2}L_\delta & L_\delta & -\frac{1}{2}L_\delta \\ -\frac{1}{2}L_\delta & -\frac{1}{2}L_\delta & L_\delta \end{bmatrix} \text{ – матриця власних та}$$

взаємних робочих індуктивностей фаз статора та фаз ротора, відповідно;

$$L_{\delta sr}(\gamma) = \begin{bmatrix} L_\delta \cos(p\gamma) & L_\delta \cos(p\gamma + 2\pi/3) & L_\delta \cos(p\gamma - 2\pi/3) \\ L_\delta \cos(p\gamma - 2\pi/3) & L_\delta \cos(p\gamma) & L_\delta \cos(p\gamma + 2\pi/3) \\ L_\delta \cos(p\gamma + 2\pi/3) & L_\delta \cos(p\gamma - 2\pi/3) & L_\delta \cos(p\gamma) \end{bmatrix} \text{ – матриця взаємних}$$

робочих індуктивностей фаз статора і ротора;

$$L_{\delta rs}(\gamma) = \begin{bmatrix} L_\delta \cos(p\gamma) & L_\delta \cos(p\gamma - 2\pi/3) & L_\delta \cos(p\gamma + 2\pi/3) \\ L_\delta \cos(p\gamma + 2\pi/3) & L_\delta \cos(p\gamma) & L_\delta \cos(p\gamma - 2\pi/3) \\ L_\delta \cos(p\gamma - 2\pi/3) & L_\delta \cos(p\gamma + 2\pi/3) & L_\delta \cos(p\gamma) \end{bmatrix} \text{ – матриця взаємних}$$

робочих індуктивностей фаз ротора і статора;

$L_\delta$  – амплітуда робочої взаємної індуктивності фаз статора і ротора;

$p$  – кількість пар полюсів асинхронного двигуна;

$$L_{\delta rs}^\gamma(\gamma) = \frac{dL_{\delta rs}(\gamma)}{d\gamma} = -p \begin{bmatrix} L_\delta \sin(p\gamma) & L_\delta \sin(p\gamma - 2\pi/3) & L_\delta \sin(p\gamma + 2\pi/3) \\ L_\delta \sin(p\gamma + 2\pi/3) & L_\delta \sin(p\gamma) & L_\delta \sin(p\gamma - 2\pi/3) \\ L_\delta \sin(p\gamma - 2\pi/3) & L_\delta \sin(p\gamma + 2\pi/3) & L_\delta \sin(p\gamma) \end{bmatrix} \text{ –}$$

похідна матриці взаємних робочих індуктивностей фаз ротора і статора;

$$K_{is} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad K_{ir} = [1 \quad 1 \quad 1]; \quad K_{i3} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad K_{us} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$K_{ur} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}; \quad K_{um} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & -1 & -1 \end{bmatrix}; \quad K_{u3} = \begin{bmatrix} -1 \\ -1 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$K_{im} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} - \text{матриці-коефіцієнти рівнянь (1), (3)...(6)}.$$

Тут і надалі індекс „Т” означає транспонування.

Система рівнянь (1)...(8) складається з 10 рівнянь і містить стільки ж невідомих. Разом з початковими умовами  $t = t_0$ ;  $\vec{i}_s = \vec{i}_{s0}$ ;  $\vec{i}_r = \vec{i}_{r0}$ ;  $\gamma = \gamma_0$ ;  $\omega = \omega_0$  вона відображає задачу Коші, яка описує електромеханічні перехідні процеси в асинхронному електроприводі з несиметричним мостовим випрямлячем.

Для інтегрування цієї системи рівнянь застосуємо метод ФДН [7].

Після алгебризації похідних у рівняннях (5), (6)...(8) за формулою диференціювання назад  $g$ -того порядку отримуємо алгебричні рівняння

$$K_{us} \vec{u}_s(t) - K_{us} (b \vec{\psi}_s + \sum_{j=1}^g b_j \vec{\psi}_{sj}) - K_{us} R_s \vec{i}_s + K_{um} \vec{u}_m + K_{u3} R_3 i_3 = 0; \quad (9)$$

$$K_{ur} (b \vec{\psi}_r + \sum_{j=1}^g b_j \vec{\psi}_{rj}) + K_{ur} R_r \vec{i}_r = 0; \quad (10)$$

$$-J(b\omega + \sum_{j=1}^g b_j \omega_j) + M + M_{\text{eат}}(t) = 0; \quad \omega = b\gamma + \sum_{j=1}^g b_j \gamma_j, \quad (11)$$

де  $\vec{i}_s$ ,  $\vec{i}_r$ ,  $i_3$ ,  $\vec{\psi}_s$ ,  $\vec{\psi}_r$ ,  $\vec{u}_m$ ,  $M$ ,  $\gamma$ ,  $\omega$  – невідомі значення змінних у момент часу  $t$ ;  $\vec{u}_s(t)$  – відомі значення напруг фаз статора у момент часу  $t$ ;  $\vec{\psi}_{sj}$ ,  $\vec{\psi}_{rj}$ ,  $\gamma_j$ ,  $\omega_j$  ( $j = 1, \dots, g$ ) – відомі у результаті виконання попередніх  $g$  кроків інтегрування значення змінних;  $b$ ,  $b_j$  ( $j = 1, \dots, g$ ) – коефіцієнти, що визначаються сукупністю значень  $t$ ,  $t_j$  ( $j = 1, \dots, g$ ).

Система алгебричних рівнянь (1)...(4), (9), (10), (7), (11) складається з 10 рівнянь і містить невідомі значення змінних  $\vec{i}_s$ ,  $\vec{i}_r$ ,  $\vec{i}_m$ ,  $i_3$ ,  $\vec{\psi}_s$ ,  $\vec{\psi}_r$ ,  $\vec{u}_m$ ,  $M$ ,  $\gamma$ ,  $\omega$  у моменті  $t$ . До її розв’язання застосуємо метод Ньютона.

Лінеаризована система рівнянь на  $i$ -й ітерації методу Ньютона має вигляд:

$$\Delta \vec{\psi}_s^{(i)} = (L_{\sigma s} + L_{\delta ss}) \Delta \vec{i}_s^{(i)} + L_{\delta sr} (\gamma^{(i-1)}) \Delta \vec{i}_r^{(i)} + L_{\delta sr} (\gamma^{(i-1)}) \vec{i}_r^{(i-1)} \Delta \gamma^{(i)}; \quad (12)$$

$$\Delta \vec{\psi}_r^{(i)} = L_{\delta rs} (\gamma^{(i-1)}) \Delta \vec{i}_s^{(i)} + L_{\delta rs} (\gamma^{(i-1)}) \vec{i}_s^{(i-1)} \Delta \gamma^{(i)} + (L_{\sigma r} + L_{\delta rr}) \Delta \vec{i}_r^{(i)}; \quad (13)$$

$$\Delta M^{(i)} = \vec{i}_{rT}^{(i-1)} L_{\delta rs}^\gamma (\gamma^{(i-1)}) \Delta \vec{i}_s^{(i)} + \vec{i}_{rT}^{(i-1)} L_{\delta rs}^{\gamma\gamma} (\gamma^{(i-1)}) \vec{i}_s^{(i-1)} \Delta \gamma^{(i)} + \vec{i}_{sT}^{(i-1)} L_{\delta rsT}^\gamma (\gamma^{(i-1)}) \Delta \vec{i}_r^{(i)}; \quad (14)$$

$$K_{is} \Delta \vec{i}_s^{(i)} + K_{im} \Delta \vec{i}_m^{(i)} + K_{i3} \Delta i_3^{(i)} = -\vec{f}_{is}^{(i-1)}; \quad (15)$$

$$K_{ir} \Delta \vec{i}_r^{(i)} = -\vec{f}_{ir}^{(i-1)}; \quad (16)$$

$$-K_{us} b \Delta \vec{\psi}_s^{(i)} - K_{us} R_s \Delta \vec{i}_s^{(i)} + K_{um} \Delta \vec{u}_m^{(i)} + K_{u3} R_3 \Delta i_3^{(i)} = -\vec{f}_{us}^{(i-1)}; \quad (17)$$

$$K_{ur} b \Delta \vec{\psi}_r^{(i)} + K_{ur} R_r \Delta \vec{i}_r^{(i)} = -\vec{f}_{ur}^{(i-1)}; \quad (18)$$

$$\Delta \vec{u}_m^{(i)} = R_m \Delta \vec{i}_m^{(i)}; \quad (19)$$

$$-Jb \Delta \omega^{(i)} + \Delta M^{(i)} = -\vec{f}_m^{(i-1)}; \quad \Delta \omega = b \Delta \gamma^{(i)}, \quad (20)$$

де  $\Delta \vec{i}_s^{(i)}$ ,  $\Delta \vec{i}_r^{(i)}$ ,  $\Delta \vec{i}_m^{(i)}$ ,  $\Delta i_3^{(i)}$ ,  $\Delta \gamma^{(i)}$ ,  $\Delta \omega^{(i)}$ ,  $\Delta \vec{u}_m^{(i)}$ ,  $\Delta \vec{\psi}_s^{(i)}$ ,  $\Delta \vec{\psi}_r^{(i)}$ ,  $\Delta M^{(i)}$  – поправки невідомих на  $i$ -й ітерації;

$\vec{f}_{is}^{(i-1)}$ ,  $\vec{f}_{ir}^{(i-1)}$ ,  $\vec{f}_{us}^{(i-1)}$ ,  $\vec{f}_{ur}^{(i-1)}$ ,  $\vec{f}_m^{(i-1)}$  – значення неув'язок

$$\vec{f}_{is} = K_{is} \vec{i}_s + K_{im} \vec{i}_m + K_{i3} i_3; \quad (21)$$

$$f_{ir} = K_{ir} \vec{i}_r; \quad (22)$$

$$\vec{f}_{us} = K_{us} \vec{u}_s(t) - K_{us} (b \vec{\psi}_s + \sum_{j=1}^g b_j \vec{\psi}_{sj}) - K_{us} R_s \vec{i}_s + K_{um} \vec{u}_m + K_{u3} R_3 i_3; \quad (23)$$

$$\vec{f}_{ur} = K_{ur} (b \vec{\psi}_r + \sum_{j=1}^g b_j \vec{\psi}_{rj}) + K_{ur} R_r \vec{i}_r; \quad (24)$$

$$f_m = -J(b\omega + \sum_{j=1}^g b_j \omega_j) + M + M_{\text{вал}}(t), \quad (25)$$

обчислені за  $(i-1)$ -м наближенням  $\vec{i}_s^{(i-1)}$ ,  $\vec{i}_r^{(i-1)}$ ,  $\vec{i}_m^{(i-1)}$ ,  $i_3^{(i-1)}$ ,  $\gamma^{(i-1)}$ ,  $\omega^{(i-1)}$ ,  $\vec{u}_m^{(i-1)}$ ,  $\vec{\psi}_s^{(i-1)}$ ,  $\vec{\psi}_r^{(i-1)}$ ,  $M^{(i-1)}$  невідомих.

Лінійна система рівнянь (12)...(20) зводиться до вигляду:

$$A^{(i-1)} \Delta \vec{X}^{(i)} = -\vec{f}^{(i-1)}, \quad (26)$$

де  $\vec{f}^{(i-1)}$ ,  $A^{(i-1)}$  – значення вектора неув'язок  $\vec{f} = [\vec{f}_{is} \quad f_{ir} \quad \vec{f}_{us} \quad \vec{f}_{ur} \quad f_m]^T$  та матриці

$$A = \begin{bmatrix} K_{is} & 0_{5,3} & K_{im} & K_{i3} & 0_{5,1} \\ 0_{1,5} & K_{ir} & 0_{1,6} & 0_{1,1} & 0_{1,1} \\ -K_{us}(b(L_{\sigma s} + L_{\delta ss}) + R_s 1_3) & -K_{us} b L_{\delta sr}(\gamma) & K_{um} R_m & K_{u3} R_3 & -K_{us} b L_{\delta sr}^\gamma(\gamma) \vec{i}_r \\ K_{ur} b L_{\delta rs}(\gamma) & K_{ur}(b(L_{\sigma r} + L_{\delta rr}) + R_r 1_3) & 0_{2,6} & 0_{2,1} & K_{ur} b L_{\delta rs}^\gamma(\gamma) \vec{i}_s \\ \vec{i}_{rT} L_{\delta rs}^\gamma(\gamma) & \vec{i}_{sT} L_{\delta sr}^\gamma(\gamma) & 0_{1,6} & 0_{1,1} & \vec{i}_{rT} L_{\delta rs}^\gamma(\gamma) - b^2 J \end{bmatrix},$$

обчислені за  $(i-1)$ -м наближенням невідомих;

$\Delta \vec{X} = [\Delta \vec{i}_s \quad \Delta \vec{i}_r \quad \Delta \vec{i}_m \quad \Delta i_3 \quad \Delta \gamma]^T$  – вектор поправок первинних невідомих на  $i$ -й ітерації.

У матриці  $A$  коефіцієнтів системи рівнянь (26)  $0_{5,3}$ ,  $0_{5,1}$ ,  $0_{1,5}$ ,  $0_{1,6}$ ,  $0_{1,1}$  – нульові матриці розміру  $5 \times 3$ ,  $5 \times 1$ ,  $1 \times 5$ ,  $1 \times 6$ ,  $1 \times 1$  відповідно,  $1_3$  – одинична матриця розміру 3.

**Математична модель системи керування.** Момент відкривання тиристорів визначається на основі розв'язування рівнянь логіки [5].

Якщо анодна напруга на тиристорі, струм керування стають додатними, а тиристор до цього моменту був закритим, то він відкривається.

Закривання тиристора відбувається у момент переходу його струму через нуль з додатного значення у від'ємне. Відповідно треба визначати моменти переходу струму тиристора через нуль.

**Алгоритм розрахунку перехідних процесів в асинхронному електроприводі.** На кожному кроці інтегрування нелінійної системи алгебричних і диференціальних рівнянь (1)...(8) необхідно виконати ітераційну процедуру розв'язування нелінійної системи алгебричних рівнянь (1)...(4), (9), (10), (7), (11), під час якої слід:

- за  $(i-1)$ -им наближенням невідомих обчислити значення  $A^{(i-1)}$  матриці  $A$  і  $\vec{f}^{(i-1)}$  вектора  $\vec{f}$  нев'язок;
- розв'язати чисельним методом лінійну систему (26) алгебраїчних рівнянь;
- обчислити  $i$ -е наближення первинних невідомих за формулою
 
$$\vec{X}^{(i)} = \vec{X}^{(i-1)} + \Delta\vec{X}^{(i)};$$
- обчислити  $i$ -е наближення вторинних невідомих за формулами (1), (2), (7), (11).

Після виконання кожного кроку інтегрування, якщо струм одного з вентилів змінив свій знак на протилежний, слід відшукати момент переходу струму через нуль, змінити величину активного опору вентиля і продовжити інтегрування системи від моменту переходу струму через нуль. Зміна опору тиристора відбувається у момент переходу струму через нуль, але за умови виконання умов рівнянь логіки.

**Результати,** які отримано за допомогою математичної моделі полягають в наступному:

- розраховані перехідні характеристики струму статора в фазі  $A$  і кутової швидкості обертання ротора під час пуску, накиду та скидання навантаження при  $\alpha = 0$  та для двох значень опору  $R_d = 0$  та 11 Ом, з навантаженням на валу двигуна (рис. 2, 3);
- побудовані механічні характеристики АД з несиметричним мостовим випрямлячем при різних значеннях кута  $\alpha$  та опору  $R_d$  (рис. 4).

**Характеристики АД під час роботи схеми.** Пуск двигуна є прямим, тобто до статора АД підключається повна напруга мережі, середнє значення якої регулюється кутом керування  $\alpha$ . Таким чином, механічні характеристики АД при пуску аналогічні механічним характеристикам двигуна при зміні напруги живлення. При збільшенні опору  $R_d$ , на який замкнена катодна й анодна група випрямляча, механічні характеристики АД тотожні з механічними характеристиками АД з фазним ротором [4]. Як впливає з наведених характеристик, при збільшенні опору  $R_d$  значення критичного ковзання АД збільшується, але одночасно зменшується і критичний момент двигуна. При збільшенні кута керування  $\alpha$  значення критичного ковзання залишається незмінним, а значення критичного моменту зменшується. Отже, змінюючи кут керування  $\alpha$  можна одержати сімейство механічних характеристик АД з заданою жорсткістю.

**Висновки.** Запропоновано регульований асинхронний електропривод для короткотривалих режимів роботи в системах телекомунікаційних мереж з безперебійними джерелами живлення. Описано математичну модель, що дозволяє досліджувати не лише електромеханічні перехідні процеси в асинхронному електроприводі з несиметричним мостовим випрямлячем, але й усталені режими таких електроприводів, що знаходять застосування в резервних дизель – генераторних установках в системах безперебійного електроживлення обладнання електрозв'язку [8]. Приведені статичні характеристики досліджуваного електроприводу

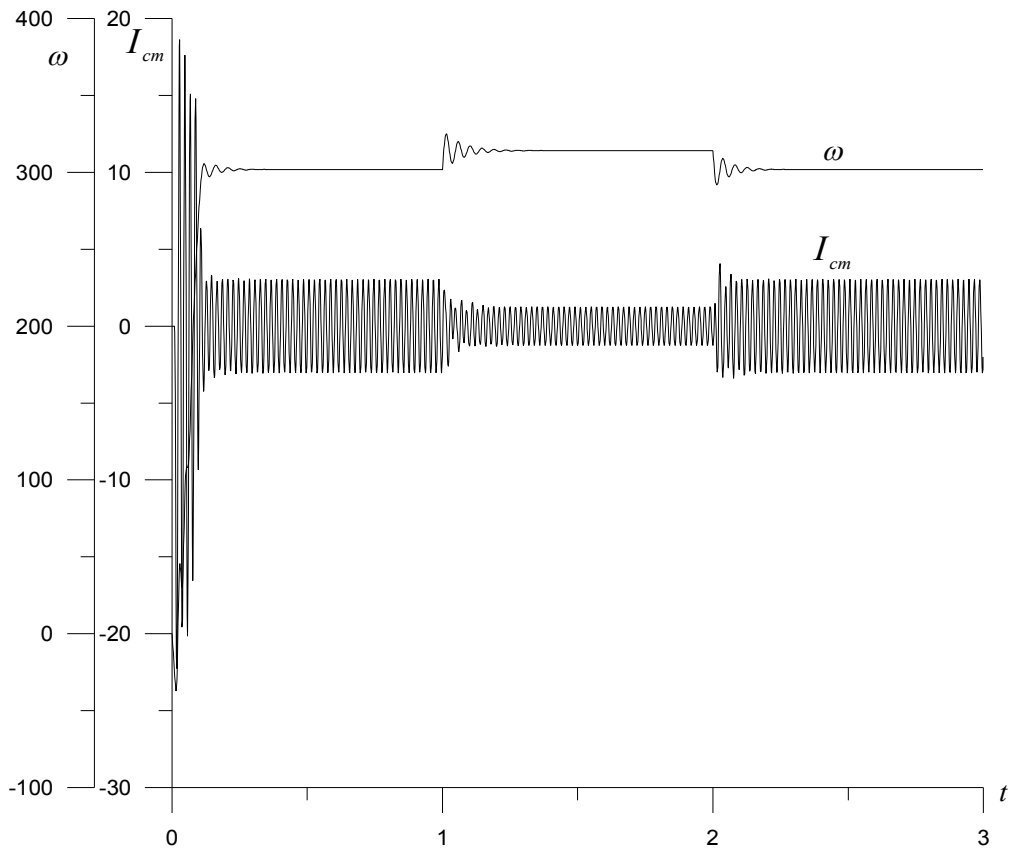


Рис. 2. Перехідні процеси в асинхронному електроприводі з несиметричним випрямлячем при  $U_c = 220$  В та  $R_d = 0$

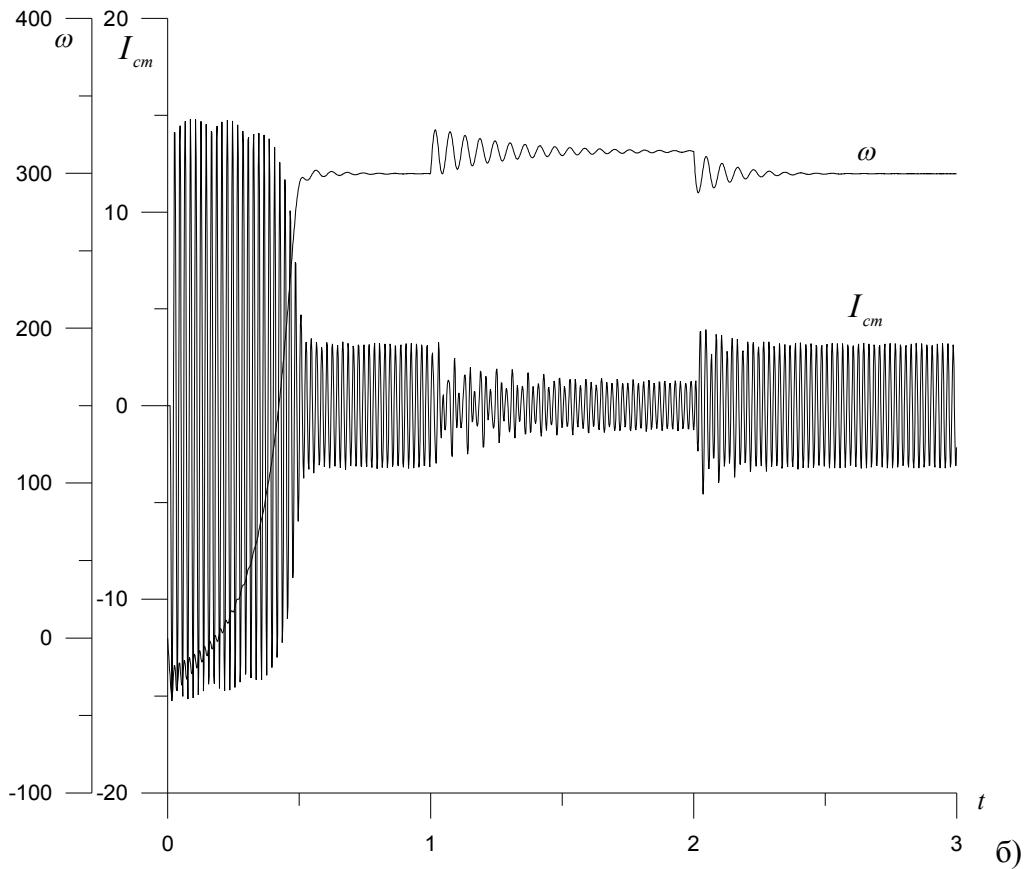


Рис. 3. Перехідні процеси в асинхронному електроприводі з несиметричним випрямлячем при  $U_c = 220$  В та  $R_d = 11$  Ом

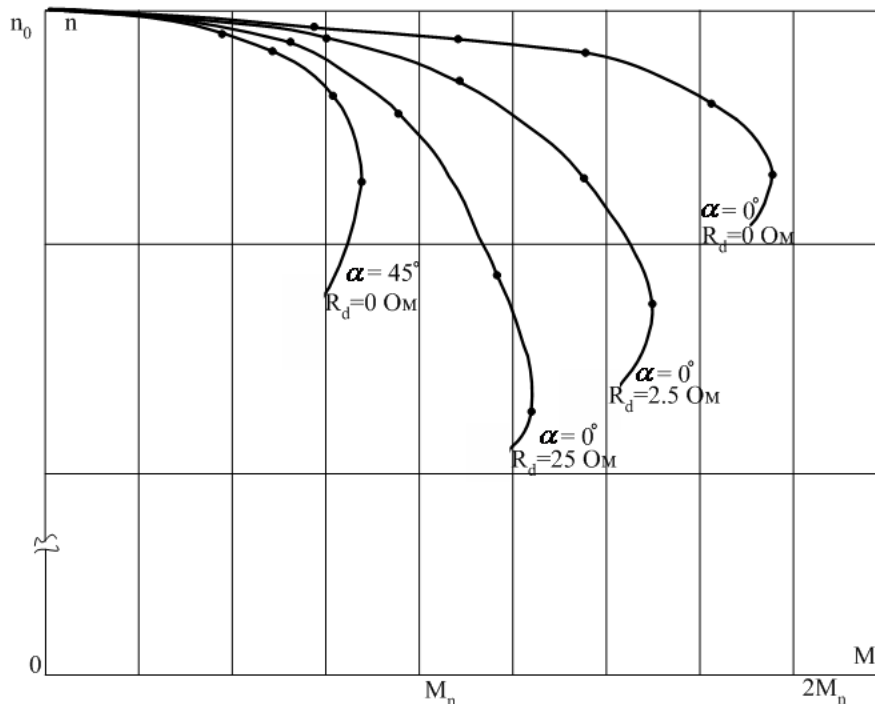


Рис. 4. Механічні характеристики АД типу 4А80А4 УЗ

### Література

1. Вербовой П. Ф. Асинхронные двигатели для тиристорного электропривода / П. Ф. Вербовой, А. П. Заболотной, А. М. Сьянов. – НАН Украины, Ин-т электродинамики. – К.: Наукова думка, 1994. – 224 с.
2. Гладкий В. М. Математична модель для розрахунку перехідних процесів в асинхронному електроприводі з несиметричним мостовим випростувачем / В. М. Гладкий, Й. Р. Селепина // Вісник НУ «Львівська політехніка» Електроенергетичні та електромеханічні системи. – 2009. – № 654. – С. 41-47.
3. Патент 19002, Україна, МПК Н 02 ІР 7/02. Електропривід змінного струму / Селепина Р. О. (Україна); заявник і патентовласник Луцький індустріальний інститут; опубл. 25.12.1997, бюл. №6.
4. Плахтына Е. Г. Математическое моделирование электро-машинно-вентильных систем / Е. Г. Плахтына. – Львів: Вища школа, 1986. – 164 с.
5. Плахтына О. Г. Частотно-керовані асинхронні та синхронні електроприводи / О. Г. Плахтына, С. С. Мазепа, А. С. Куцик. – Львів, Видавництво Національного університету «Львівська політехніка», 2002. – 228 с.
6. Фильц Р. В. Магнитно-механические параметры электромеханических преобразователей энергии / Р. В. Фильц // Известия вузов, Электромеханика, 1988. – С. 18-22.
7. Чуа Л. О. Машинный анализ электронных схем / Чуа Л. О., Лиин Пен-Мин. – М.: Энергия, 1980. – 638 с.
8. Китаев В. Е. Расчет источников электропитания устройств связи / В. Е. Китаев, А. А. Бокуняев, М. Ф. Колканов. М.: Радио и связь, 1993-232с.