

Математичне моделювання перехідних процесів у регульованому асинхронному електроприводі

Й. Селепина, к.т.н., ст. викл.; В. Лишук, к.т.н., доц.; М. Хвищун, к.ф.-м.н., доц.

Луцький національний технічний університет,
43018, м. Луцьк, вул. Львівська, 75, e-mail: fe@lntu.edu.ua

Abstract. On the basis of the offered mathematical model, algorithm and program electromechanics transients and set modes are expected, static descriptions of the drive, consisting squirrel-cage asynchronous motor and asymmetrical bridge rectifier are built.

Key words: variable speed asynchronous drive, mathematical model, asymmetrical bridge rectifier, characteristics.

Постановка проблеми та аналіз останніх досліджень. У виконавчих електропроводах, що працюють у короткочасних режимах, необхідно мати прості, надійні схеми, які дають змогу проводити не тільки пуск двигуна, але й регулювання частоти обертання. Асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором мають ряд позитивних властивостей, однак володіють поганими регульовальними властивостями. Для плавного та економічного регулювання частоти обертання асинхронних двигунів запропоновано багато систем керування, які описані, наприклад, в [1], однак донині ведуться роботи зі створення нових систем керування і дана задача залишається актуальною.

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 шестипульсової схеми, вхід якої з'єднується з кінцями обмотки статора, а вихід закорочується через тиристор або резистор (включення моста в роз'єднання загальної точки статора) [2,3].

Виклад основного матеріалу. В [3] запропонована схема електроприводу змінного струму (рис.1), яка дає змогу 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. 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 α здійснюється шляхом зміни постійної напруги U_c від додаткового джерела. Така схема СІФК практично забезпечує кут керування α тиристорами мостового випрямляча в межах 0-80°, що достатньо для регулювання середнього значення напруги на обмотці статора асинхронного двигуна в межах від максимального значення до нуля.

Математична модель такого асинхронного приводу складається з моделі двигуна з випростувачем та моделі системи імпульсно-фазового керування [3].

Модель асинхронного двигуна в фазних координатах ґрунтується на наступних передумовах:

- не враховуються вихрові струми і гістерезис;
- магнітне поле розглядається як таке, що складається з трьох незалежних з погляду рівнянь магнітостатики частин – робочого поля, поля розсіювання статора і поля розсіювання ротора;
- частини потокозчеплень фаз статора, зумовлені полями розсіювання статора, є лінійними однорідними функціями струмів фаз статора;
- частини потокозчеплень фаз ротора, зумовлені полями розсіювання ротора, є лінійними однорідними функціями струмів фаз ротора;
- обмотки статора і ротора є симетричними і розподілені вздовж розтки статора і ротора за гармонічним законом.

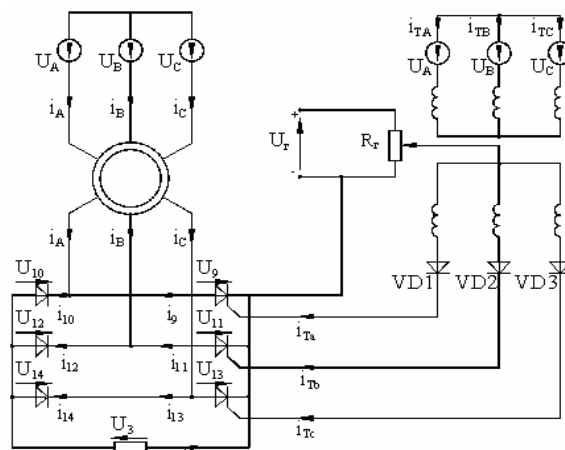


Рис. 1. Схема асинхронного електроприводу з системою імпульсно-фазового керування

Електромеханічні процеси в електроприводі описуються системою рівнянь, що складається з рівнянь магнітно-механічної характеристики двигуна [5]

$$\vec{\Psi}_s = (L_{\sigma s} + L_{\sigma ss})\vec{i}_s + L_{\sigma sr}(\gamma)\vec{i}_r; \quad (1)$$

$$\vec{\Psi}_r = L_{\sigma rs}(\gamma)\vec{i}_s + (L_{\sigma r} + L_{\sigma rr})\vec{i}_r;$$

$$M = \vec{i}_r^T L_{\sigma rs}(\gamma)\vec{i}_s, \quad (2)$$

рівнянь електричного стану, записаних за I-им та II-им законами Кірхгофа

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

$$K_{ir}\vec{i}_r = 0; \quad (4)$$

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

$$K_{ur}\frac{d\vec{\Psi}_r}{dt} + K_{ur}R_r\vec{i}_r = 0; \quad (6)$$

вольт-амперних характеристик вентилів випростувача

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

та рівнянь механічного стану

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

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 потокозчеплень 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 випростувача; $R_m = \text{diag}(R_9, R_{10}, R_{11}, R_{12}, R_{13}, R_{14})$ – діагональна матриця опорів вентилів випростувача; 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; γ, ω – кут повороту та кутова швидкість ротора відповідно; J –

момент інерції ротора; $L_{\sigma s} = \begin{bmatrix} L_{\sigma sL} & L_{\sigma sM} & L_{\sigma sM} \\ L_{\sigma sM} & L_{\sigma sL} & L_{\sigma sM} \\ L_{\sigma sM} & L_{\sigma sM} & L_{\sigma sL} \end{bmatrix}$;

$L_{\sigma r} = \begin{bmatrix} L_{\sigma rL} & L_{\sigma rM} & L_{\sigma rM} \\ L_{\sigma rM} & L_{\sigma rL} & L_{\sigma rM} \\ L_{\sigma rM} & L_{\sigma rM} & L_{\sigma rL} \end{bmatrix}$ – матриця власних та взаєм-

них індуктивностей розсіяння фаз статора і фаз ротора відповідно;

$$L_{\sigma ss} = \begin{bmatrix} L_\delta & -0,5L_\delta & -0,5L_\delta \\ -0,5L_\delta & L_\delta & -0,5L_\delta \\ -0,5L_\delta & -0,5L_\delta & L_\delta \end{bmatrix}; \quad L_{\sigma rr} = \begin{bmatrix} L_\delta & -0,5L_\delta & -0,5L_\delta \\ -0,5L_\delta & L_\delta & -0,5L_\delta \\ -0,5L_\delta & -0,5L_\delta & L_\delta \end{bmatrix} -$$

матриця власних та взаємних робочих індуктивностей фаз статора та фаз ротора відповідно;

$$L_{\sigma sr}(\gamma) = \begin{bmatrix} L_\delta \cos(p\gamma) & L_\delta \cos\left(p\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & L_\delta \cos\left(p\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_\delta \cos\left(p\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & L_\delta \cos(p\gamma) & L_\delta \cos\left(p\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_\delta \cos\left(p\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & L_\delta \cos\left(p\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & L_\delta \cos(p\gamma) \end{bmatrix} -$$

матриця взаємних робочих індуктивностей фаз статора і ротора;

$$L_{\sigma rs}(\gamma) = \begin{bmatrix} L_\delta \cos(p\gamma) & L_\delta \cos\left(p\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & L_\delta \cos\left(p\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_\delta \cos\left(p\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & L_\delta \cos(p\gamma) & L_\delta \cos\left(p\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_\delta \cos\left(p\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & L_\delta \cos\left(p\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & L_\delta \cos(p\gamma) \end{bmatrix} -$$

матриця взаємних робочих індуктивностей фаз ротора

і статора; L_δ – амплітуда робочої взаємної індуктивності фаз статора і ротора; p – кількість пар полюсів асинхронного двигуна;

$$L_{\delta rs}^u(\gamma) = -p \begin{bmatrix} L_\delta \sin(p\gamma) & L_\delta \sin\left(p\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & L_\delta \sin\left(p\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_\delta \sin\left(p\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & L_\delta \sin(p\gamma) & L_\delta \sin\left(p\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_\delta \sin\left(p\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & L_\delta \sin\left(p\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & L_\delta \sin(p\gamma) \end{bmatrix} -$$

похідна матриці взаємних робочих індуктивностей фаз

$$\text{ротора і статора; } K_{is} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad K_{ir} = [1 \ 1 \ 1];$$

$$K_{i3} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad K_{us} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad K_{ur} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix};$$

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

$$K_{im} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} - \text{матриці-}$$

коефіцієнти рівнянь (1), (3) – (6).

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

Для інтегрування цієї системи рівнянь застосовано метод ФДН (формула диференціювання назад).

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

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

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

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

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 на-

пруг 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 -тій ітерації методу Ньютона має вигляд

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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 -тій ітерації; $\vec{f}_{is}^{(i-1)}, \vec{f}_{ir}^{(i-1)}, \vec{f}_{us}^{(i-1)}, \vec{f}_{ur}^{(i-1)}, \vec{f}_i^{(i-1)}$ – значення нев'язок

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

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

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

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

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

обчислені за $(i-1)$ -им 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 нев'язок

$\vec{f} = [\vec{f}_{is} \ f_{ir} \ \vec{f}_{us} \ \vec{f}_{ur} \ f_M]^T$ та матриці

$$A = \begin{bmatrix} K_{is} & 0_{3,3} & K_{im} & K_{i3} & 0_{3,1} \\ 0_{1,5} & K_{ir} & 0_{1,6} & 0_{1,1} & 0_{1,1} \\ -K_{us}(b(L_{\sigma s} + L_{\sigma ss}) + R_s) & -K_{us} b L_{\sigma sr} & K_{um} R_m & K_{u3} R_3 & -K_{us} b L_{\sigma sr} \vec{i}_r \\ K_{ur} b L_{\sigma sr} & K_{ur}(b(L_{\sigma r} + L_{\sigma rr}) + R_r) & 0_{2,6} & 0_{2,1} & K_{ur} b L_{\sigma sr} \vec{i}_s \\ \vec{i}_{rT} L_{\sigma rs} & \vec{i}_{sT} L_{\sigma sr} & 0_{1,6} & 0_{1,1} & \vec{i}_{rT} L_{\sigma rs} - b^T J \end{bmatrix} \quad (27)$$

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

$\Delta \vec{X} = [\Delta \vec{i}_s \ \Delta \vec{i}_r \ \Delta \vec{i}_m \ \Delta i_3 \ \Delta \gamma]^T$ – вектор поправок первинних невідомих на i -тій 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, I_3 – одинична матриця розміру 3.

Математична модель системи керування ґрунтується на таких припущеннях:

- напівпровідникові елементи випростувача еквівалентуємо активним опором, що змінюється стрибкоподібно в моменти відкриття та закриття, і який є нескінченно великим, якщо вентиль перебуває у непровідному стані, і дорівнює відношенню напруги до струму провідної частини вольт-амперної характеристики вентиля у провідному стані;
- вольт-амперну характеристику вентиля у провідному стані вважатимемо лінійною.

Момент відкриття тиристорів визначається на основі розв'язування рівнянь логіки. Якщо напруга на тиристорі та 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.

На даній математичній моделі реалізована програма розрахунку перехідних процесів асинхронного двигуна з системою імпульсно-фазового керування, вхідними даними якої є: власна і взаємна індуктивність розсіяння фази статора та ротора, опори фаз статора та ротора, амплітуда та частота живлення АД, момент інерції обертових мас АД, механічний момент на валі, кількість пар полюсів, опір діода та тиристора у відкритому (провідному) стані, опір діода і тиристора у закритому (непровідному) стані, амплітуди вторинних ЕРС трансформатора, а також початкові умови: струми фаз статора і ротора, кут повороту ротора та кутова швидкість ротора.

За допомогою математичної моделі отримано наступні результати.

На рис. 2, 3, 4, 5 зображені перехідні характеристики струму статора в фазі A та кутової швидкості обертання ротора під час пуску, накиду та скидання навантаження, для різних значень напруги статора U_c та опору, включеного в шестипульсний діодний випростувач R_d без та з механічним навантаженням на валу відповідно.

Також побудовані механічні характеристики АД з несиметричним мостовим випростувачем при різних значеннях кута α та опору R_d (рис. 6).

Розглянемо характеристики АД під час роботи

цієї схеми. Пуск двигуна є прямим, тобто до статора АД підключається повна напруга мережі, середнє значення якої регулюється кутом керування α . 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. Як впливає з наведених характеристик, при збільшенні опору R_d значення критичного ковзання АД збільшується, але одночасно зменшується і критичний момент двигуна.

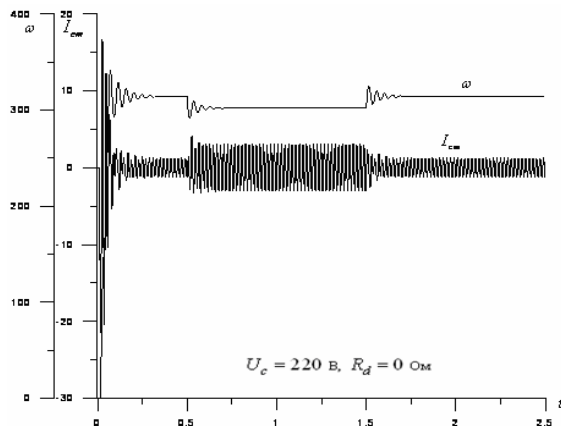


Рис. 2. Перехідні характеристики електроприводу без навантаження на валу двигуна при $U_c = 220$ В, $R_d = 0$ Ом.

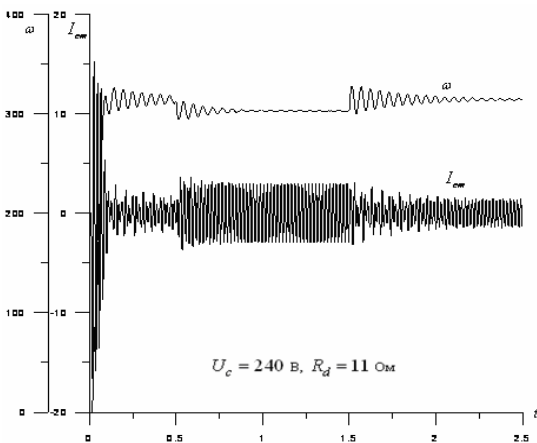


Рис. 3. Перехідні характеристики електроприводу без навантаження на валу двигуна $U_c = 240$ В, $R_d = 11$ Ом.

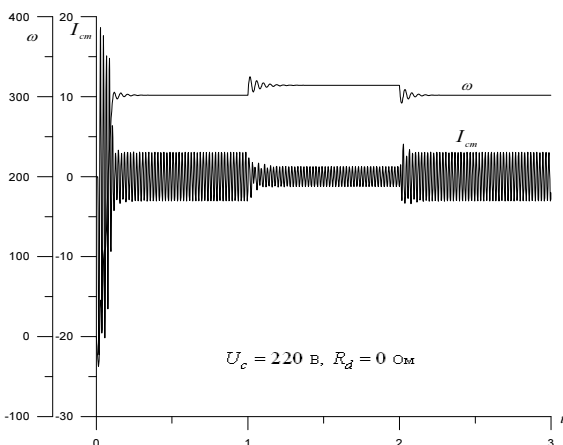


Рис. 4. Перехідні характеристики електроприводу з навантаженням на валу двигуна при $U_c = 220$ В, $R_d = 0$ Ом.

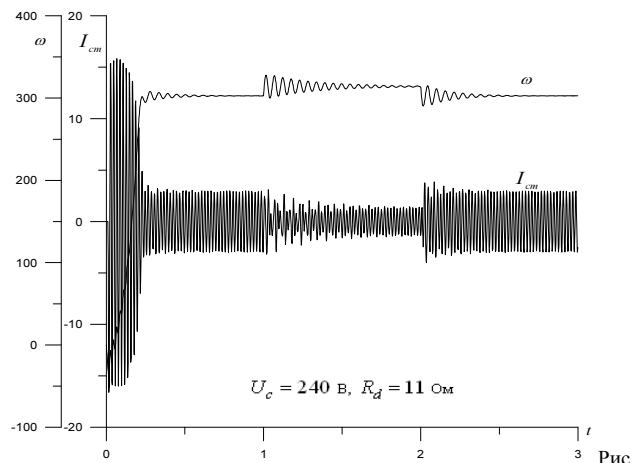


Рис. 5. Перехідні характеристики електроприводу з навантаженням на валу двигуна при $U_c = 240$ В, $R_d = 11$ Ом.

При збільшенні кута керування α значення критичного ковзання залишається незмінним, а значення критичного моменту зменшується.

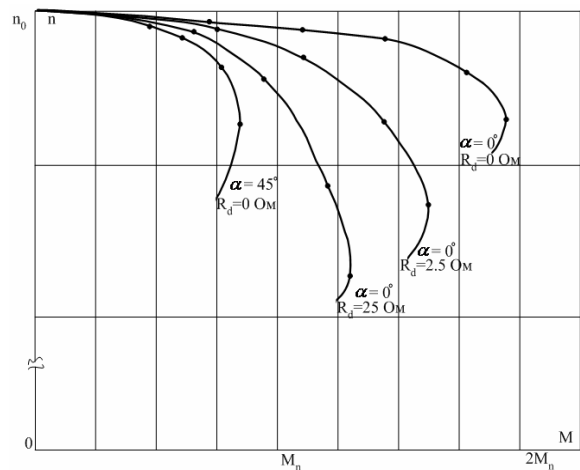


Рис. 6. Механічні характеристики АД типу 4А80А4 У3.

Висновки. Описано математичну модель асинхронного електроприводу з несиметричним мостовим випроствувачем, та за її допомогою досліджені електро-механічні перехідні процеси при різних режимах роботи. Змінюючи кут керування α в системі регульованого електроприводу можна одержати сімейство механічних характеристик АД з заданою жорсткістю. Приведені статичні характеристики досліджуваного електроприводу.

Література

1. Плахтина О.Г. Частотно-керовані асинхронні та синхронні електроприводи / О.Г. Плахтина, С.С. Мазепа, А.С. Куцик. – Львів, Вид-во Національного університету „Львівська політехніка”, 2002. – 228 с.
2. Селепина Й. Р. Характеристики асинхронного електроприводу з не лінійностями в колі статора. // Вісник НУ „Львівська політехніка” Електроенергетичні та електромеханічні системи, 2007, № 587. – с. 89 – 93.
3. Гладкий В.М. Математична модель для розрахунку перехідних процесів в асинхронному електроприводі з несиметричним мостовим випроствувачем / В.М. Гладкий, Й.Р. Селепина // Вісник НУ „Львівська політехніка” Електроенергетичні та електромеханічні системи. – 2009. – № 654. – С. 41 – 47.