

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
«ХАРКІВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ»

**ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ
ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНИМ АСИНХРОННИМ
ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ**

методичні вказівки до виконання курсового проекту за курсами:
«Сучасні методи керування електроприводами змінного струму»
«Сучасні методи керування приводами мехатронних систем»
для студентів освітньої програми:
«Електропривод, мехатроніка та робототехніка» спеціальності
141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

Затверджено
редакційно-видавничою
радою університету,
протокол № 1 від 16.02.23

Харків
НТУ «ХПІ»
2023

Дослідження системи векторного керування частотно-регульованим асинхронним електроприводом: Методичні вказівки до виконання курсового проєкту за курсами «Сучасні методи керування електроприводами змінного струму», «Сучасні методи керування приводами мехатронних систем» для студентів освітньої програми «Електропривод, мехатроніка та робототехніка» / Укладачі М. В. Аніщенко, І. В. Обруч – Харків: НТУ «ХП», 2023. – 60 с.

Укладачі: Микола АНІЩЕНКО
Ігор ОБРУЧ

Рецензент Ігор ТУКАЛОВ
Кафедра «Автоматизовані електромеханічні системи»

ВСТУП

В теперішній час технічним стандартом для асинхронного приводу є частотне керування. Існує два види систем частотного керування.

В системах скалярного керування частота трифазної системи напруг, що живить асинхронний двигун (АД), пропорційна бажаній кутовій швидкості обертання двигуна. При цьому з метою збереження електромагнітних характеристик АД (що визначаються магнітним потокозчепленням статора), амплітуда напруги змінюється пропорційно частоті. Система скалярного керування має малий діапазон регулювання кутової швидкості, невисоку точність і незадовільні динамічні характеристики для багатьох електроприводів промислових механізмів.

З розвитком силової і слабострумової електроніки відкрилися нові можливості заміни двигунів постійного струму в високоточних електроприводах більш простими, дешевими і надійними асинхронними двигунами з короткозамкненим ротором. Розроблений новий принцип керування АД, заснований на регулюванні складових вектора струму обмотки статора, орієнтованих за вектором потокозчеплення ротора. Такий метод отримав назву векторне керування (ВК).

Слід зазначити, що векторне керування частотно-регульованого асинхронного електроприводу пов'язане як зі зміною частоти і поточних значень параметрів АД, так і з взаємною орієнтацією їх векторів в декартовій системі координат. Саме за рахунок регулювання амплітудних значень змінних і кутів між їх векторами забезпечується керування АД як в статиці, так і в динаміці, що сприяє суттєвому поліпшенню якості перехідних процесів і розширенню діапазону регулювання швидкості в порівнянні зі скалярним керуванням.

Мета курсового проекту полягає в розрахунку статичних і динамічних параметрів АД і моделюванні перехідних процесів в двигуні та електроприводі з двоканальною системою ВК при живленні АД від перетворювача частоти засобами програмного пакету Matlab. У якості математичної моделі АД використовується його модель в системі координат, орієнтованій за потокозчепленням ротора.

1. ЗАВДАННЯ НА ПРОЄКТУВАННЯ

1. Вивчити принцип роботи перетворювача частоти (ПЧ) – автономного інвертора напруги з широтно-імпульсною модуляцією.

2. Розрахувати статичні параметри схеми заміщення і динамічні параметри АД відповідно до варіанта завдання. Вихідні дані для виконання курсового проєкту наведені в додатку А. У табл. А.1 задані номінальні і обмотувальні дані електродвигунів типу МТКФ, а в табл. А.2 – дані асинхронних короткозамкнених двигунів типу К21R – К22R, що випускаються заводом VEM motors (Німеччина) і використовуються в розробках частотно-регульованих електроприводів з векторним керуванням фірмою Siemens. Номінальна напруга перетворювача частоти і напруга живлення двигунів дорівнює 380 – 400 В.

3. Виконати моделювання на ЕОМ та отримати графіки перехідних процесів в АД для різних систем координат.

4. Ознайомитися зі структурною схемою системи векторного керування АД і накреслити її.

5. Розрахувати параметри регуляторів струму, потокозчеплення та кутової швидкості.

6. Ввести в ЕОМ модель розробленої системи векторного керування електроприводу і дослідити перехідні процеси в різних режимах роботи.

7. Провести обробку отриманих графіків перехідних процесів і дати їх аналіз.

8. Зробити висновки.

2. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ

Живлення електричних машин змінного струму із змінною кутовою швидкістю обертання здійснюється від пристроїв, що забезпечують на своєму виході регульовану частоту напруги або струму. При застосуванні напівпровідникової техніки прилади повинні включатися і вимикатися в певній послідовності, формуючи цю вихідну напругу (струм). Раніше в якості таких приладів використовувалися тиристори. Як відомо, закрити вже відкритий тиристор можна тільки при подачі на його анод негативної (по відношенню до катоду) напруги. Для цих цілей використовувалися вузли штучної комутації, що складаються, як правило, з тиристорів, конденсаторів, діодів і котушок індуктивності. Їх наявність знижувала надійність перетворювачів, збільшувала їх габарити і вартість.

Ситуація радикально змінилася в зв'язку з появою IGBT-транзисторів (Insulated Gate Bipolar Transistor) – пристроїв, які можна закрити по колу керування. У корпус IGBT вбудований зворотний діод (рис. 2.1), який забезпечує при необхідності шлях протікання струму зворотної полярності.

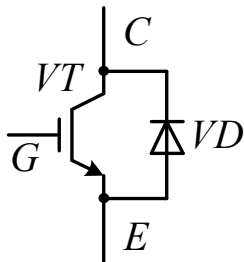


Рисунок 2.1 – IGBT-транзистор

Для керування IGBT транзистором необхідно, як правило, перетворити логічний сигнал керування в напругу, придатну для керування IGBT. Це здійснюється за допомогою спеціальних пристроїв, званих драйверами, якими зазвичай виробники IGBT комплектують свої поставки. Можлива блок-схема драйвера приведена на рис. 2.2.

Крім цього, драйвери вирішують такі завдання: трансформаторне або оптичне потенціальне розділення кіл керування і силових; захист IGBT від перевантажень і коротких замикань; обмеження швидкості наростання анодного струму; реалізацію необхідних затримок при включенні–виключенні IGBT в одній фазі інвертора (для виключення наскрізних струмів необхідно спочатку вимкнути транзистор, що виходить з роботи, а потім включити транзистор, що вступає в роботу – затримка часу становить кілька мікросекунд); індикацію стану драйвера і транзистора.

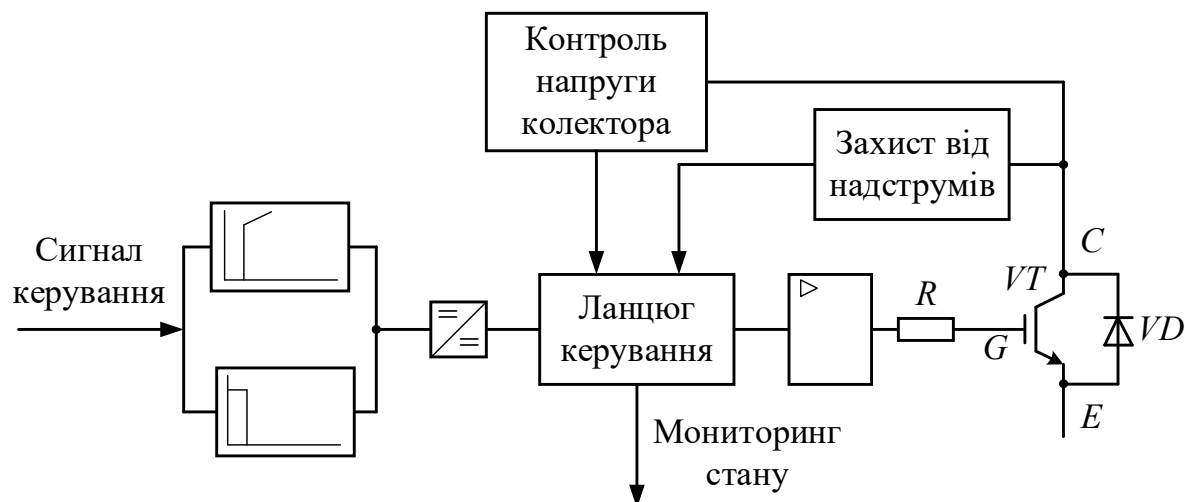


Рисунок 2.2 – Схема драйверу

Основним видом перетворювача, який живить регульований за швидкістю АД, є інвертор напруги (рис. 2.3), що складається з трьох частин: джерела постійної напруги, ланки постійного струму і власне інвертора.

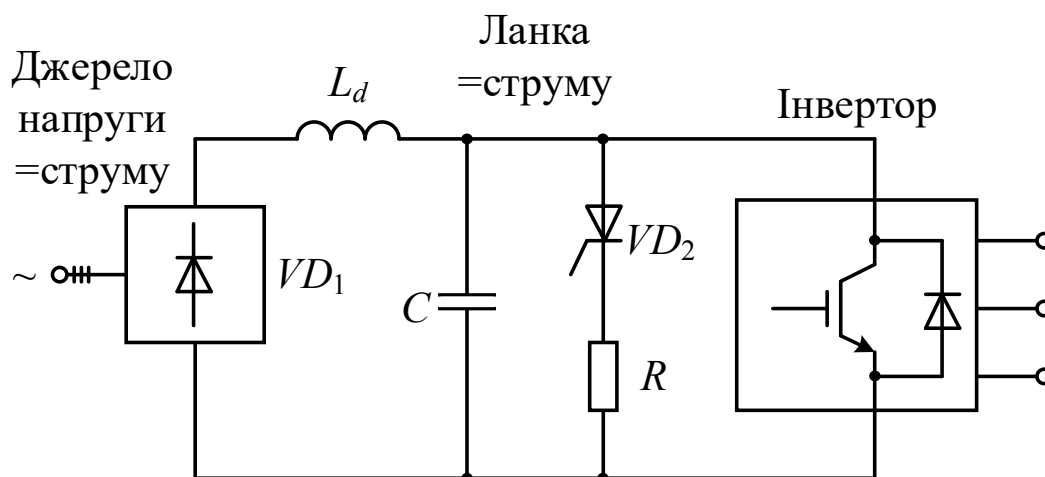


Рисунок 2.3 – Функціональна схема інвертора напруги

Для більшості промислових електроприводів джерелом постійної напруги є трифазний випрямляч (рис. 2.4), зібраний за мостовою схемою.

Індуктивність L обмежує аварійний струм установки і швидкість його зростання, зменшує спотворення мережі живлення.

Ланка постійного струму складається з дроселя L_d , конденсатора C та кола з напівпровідниковим ключем VD_2 і резистором R , який необхідний для гасіння гальмівної енергії двигуна і захисту конденсатора від перенапруги (рис. 2.3). Індуктивність L_d в колі постійного струму необхідна для

зменшення зарядного струму конденсатора і зменшення пульсацій струму. Напряга на конденсаторі C дорівнює в середньому $1,35U$, де U – діюче значення лінійної напруги живлення.

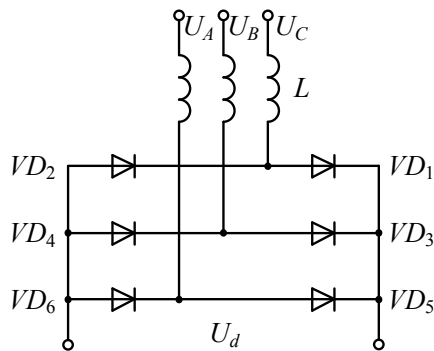


Рисунок 2.4 – Нерегульований вхідний випрямляч

Величина ємності конденсатора повинна забезпечити:

- істотне зменшення рівня пульсацій напруги U_d , викликаних комутаційними процесами в інверторі і випрямлячі. Оскільки частота цих процесів досить велика, то необхідна для цього ємність конденсатора виявляється невеликою;

- при аварійному процесі в інверторі енергія, накопичена в індуктивності двигуна, розряджається на конденсатор, збільшуючи його напругу;

- в перехідних процесах скидання і накидання навантаження і при переході двигуна в генераторний режим напруга на конденсаторі не повинна змінюватися більш ніж на 15% від встановленого значення.

Остатню частину схеми на рис. 2.3 складає власне інвертор. Простий (або дворівневий) інвертор зображений на рис. 2.5. У ньому умовно показані ключі являють собою IGBT-транзистори.

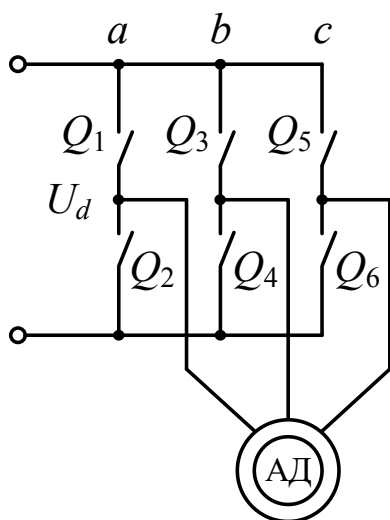


Рисунок 2.5 – Інвертор напруги

При нормальній роботі в кожній фазі один з ключів замкнутий, а другий розімкнутий. Стан інвертора прийнято позначати трирозрядним двійковим кодом відповідно трьом фазам живлячої напруги. Старший розряд відповідає фазі a , молодший розряд – фазі c . Якщо розряд дорівнює «0», то це відповідає розімкненому стану ключа відповідної фази, приєднаного до шини «+» (і відповідно замкненому стану ключа в цій фазі, приєднаного до шини «-»).

Для логічного сигналу «1» маємо протилежні стани ключів (замкнений стан ключа відповідної фази, приєднаного до шини «+» і розімкнений стан ключа в цій фазі, приєднаного до шини «-»). Наприклад, стан інвертора $V_k = 100_2 (4_{10})$ говорить про те, що замкнуті ключі Q_1, Q_4, Q_6 .

Обраний перетворювач частоти являє собою автономний інвертор напруги (АІН) і містить ємність в ланці постійного струму (силовий фільтр). У АІН має місце однозначна залежність напруги в ланці постійного струму від напруги на навантаженні, і тому він є джерелом напруги. Завдяки наявності ємності, при роботі інвертора як джерела напруги на активно-індуктивне навантаження, яким є АД, забезпечується обмін реактивної енергії між АД і ланкою постійного струму.

Перетворювач готовий до роботи після заряду конденсатора C .

Побудований з IGBT-модулів інвертор виробляє з постійної напруги проміжного контуру трифазну систему напруг для живлення двигуна. Крім конденсатора C , для цієї мети необхідні зворотні діоди, включені паралельно основним ключам. Через ці діоди (рис. 2.1) протікає струм в моменти повернення реактивної енергії від двигуна в ємність. Струм в колі на ділянці між інвертором і ємністю при низьких $\cos(\varphi)$ навантаження може змінювати напрям. Форма напруги на виході інвертора визначається порядком перемикання ключів. Напруга на виході інвертора регулюється широтно-імпульсним засобом, який здійснюється модуляцією напруги несучої частоти ω_k (частоти комутації ключів) сигналом основної частоти.

3. ВИБІР МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ АД

3.1. Обґрунтування вибору математичної моделі

У структурі електроприводу електромеханічний перетворювач енергії (електродвигун) являє собою ідеалізований двигун, ротор якого не має механічної інерції, не схильний до дії моменту механічних втрат і жорстко пов'язаний з реальним ротором, що входить до складу механічної частини електроприводу. Цій умові відповідає уявлення двигуна у вигляді електромеханічного багатополюсника, показано на рис. 3.1.

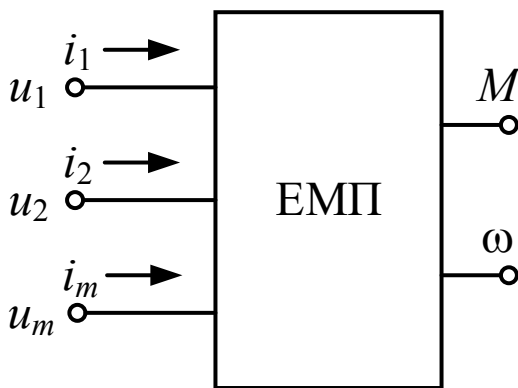


Рисунок 3.1 – Електромеханічний багатополюсник

Електромеханічний перетворювач (ЕМП) має m пар електричних входів, що відповідають m обмоткам двигуна, і одну пару механічних виводів, на яких в результаті електромеханічного перетворення енергії при кутовій швидкості Ω розвивається електромагнітний момент двигуна M . Прикладені до обмоток напруги u_1, u_2, \dots, u_m пов'язують електромеханічний перетворювач з системою керування електроприводом.

Електромагнітний момент M є вихідною величиною ЕМП і вхідною для механічної частини електроприводу. Кутова швидкість ротора Ω визначається умовами руху механічної частини, але при вивченні процесів електромеханічного перетворення енергії може розглядатися як незалежна змінна.

Як правило, двигуни є багатозазними електричними машинами. Ця обставина ускладнює математичний опис динамічних процесів, так як зі збільшенням числа фаз зростає число рівнянь електричної рівноваги і ускладнюються електромагнітні зв'язки. Тому у всіх випадках, коли це можливо, прагнуть зводити аналіз процесів у багатозазній машині до аналізу тих же процесів в еквівалентній двофазній моделі цієї машини.

У теорії електричних машин доведено, що будь-яка багатозазна електрична машина з m_1 -фазною обмоткою статора та m_2 -фазною обмоткою ротора за умови рівності повних електричних опорів фазних обмоток ста-

тора (ротора) в динаміці може бути представлена двофазною моделлю.

АД має трифазну обмотку на статорі і короткозамкнену обмотку на роторі. Його принцип дії заснований на тому, що обертаюче магнітне поле статора, перетинаючи провідники обмотки (стрижні) ротора, наводить в них напругу, що викликає протікання струму в короткозамкненому роторі. Взаємодія цього струму з потоком статора створює електромагнітний момент, який приводить ротор до обертання. Для створення моменту, що обертає ротор, необхідно, щоб електрична кутова частота обертання ротора ω_r була б менше кутової частоти обертання магнітного потоку статора ω_s , причому $\omega_r = p\Omega$, де Ω – механічна кутова швидкість обертання ротора, p – число пар полюсів двигуна. Величина $\Delta\omega = (\omega_s - \omega_r)$ називається абсолютним ковзанням двигуна, а величина $s_{AD} = (\omega_s - \omega_r)/\omega_{sN}$ – відносним ковзанням, де ω_{sN} – номінальна електрична (кутова) частота живлення статора (зазвичай $\omega_{sN} = 314 \text{ c}^{-1}$).

Асинхронний двигун являє собою нелінійний багатовимірний об'єкт з досить складною структурою, який можна представити як сукупність складних тривимірних електричних і магнітних кіл, що містять ділянки з різною магнітною проникністю. Тому точний опис реальної машини виявляється практично неможливим. При дослідженнях та інженерних розрахунках користуються спрощеними уявленнями про фізичні процеси в машині, наближено враховуючи, а в деяких випадках взагалі не розглядаючи:

- вплив змінного насичення магнітного кола;
- втрати в сталі магнітопроводу;
- вихрові струми;
- ефект гістерезису;
- вплив форми пазів і нерівномірність проміжку;
- неоднорідний розподіл в просторі кривих магніторушійних сил (МРС) і магнітної індукції, наявність вищих гармонік в повітряному проміжку;
- нагрів обмоток;
- інші фактори.

Рівняння, записані з такими спрощеними припущеннями, є лише наближеною математичною моделлю реальної машини. Однак у багатьох випадках вони описують явища в машині та її поведінку з цілком достатньою для практичних цілей точністю.

При математичному описі АД велике значення має коректність

прийнятих в кожному конкретному випадку припущень. Різноманітність математичних моделей АД пов'язана з вмістом зроблених припущень, з системою координат, в якій виконано математичний опис, з вмістом вхідних і вихідних сигналів моделі і з системою прийнятих відносних величин. Залежно від прийнятої системи координат розроблені наступні моделі асинхронних двигунів:

- моделі АД в трифазній системі координат;
- моделі АД в двофазній ортогональній системі координат;
- однофазні моделі на підставі статичних характеристик АД зі спрощеним урахуванням електромагнітних процесів (на підставі схеми заміщення АД в усталеному режимі).

Вибір системи координат і конфігурації моделі, тобто складу вхідних і вихідних сигналів, залежить від структури системи керування, зокрема, від складу сигналів, за допомогою яких організуються зворотні зв'язки, і від особливостей джерела живлення двигуна.

Сучасний рівень розвитку обчислювальної техніки дає принципову можливість з урахуванням зроблених припущень будувати модель асинхронного двигуна в трифазних осях A, B, C . Однак структурна схема моделі при цьому виходить досить складною через наявність змінних коефіцієнтів в рівняннях зв'язку фазних струмів і магнітних потокозчеплень машини, що залежать від миттєвого кута повороту ротора.

3.2. Моделі АД в двофазних ортогональних системах координат

Умовою можливості приведення багатофазної машини до еквівалентної двофазної є її симетрія, тому повні опори фазних обмоток статора і ротора узагальненої машини рівні. Напруги живлення можуть бути несиметричними, при цьому для аналізу динаміки слід користуватися відомим методом симетричних складових.

При використанні цього методу робляться припущення, які дозволяють лінеаризувати електричні кола АД і тим самим припускати справедливим використання методу накладення:

- в машині відсутнє насичення, тобто її параметри незмінні;
- статор і ротор машини гладкі, повітряний зазор рівномірний;
- напруга, прикладена до двигуна, електрорушійна сила (ЕРС) і стру-

ми машини змінюються за синусоїдальним законом.

Для переходу від математичного опису гармонійних сигналів в багатофазних (трифазних) координатах до математичного опису в ортогональних двофазних координатах d, q використовується поняття узагальненого вектору. Узагальненим називають такий вектор, проєкції якого на осі фаз рівні миттєвим значенням відповідних фазних величин в заданий момент часу.

Для виконання цього формулювання узагальнений вектор при куті повороту φ_v повинен обертатися проти годинникової стрілки з кутовою частотою

$$\omega_v = \frac{d\varphi_v}{dt}, \quad (3.1)$$

що співпадає з кутовою частотою відповідного періодичного сигналу і має модуль, який дорівнює максимальному значенню фазної величини

$$|\tilde{v}| = v_{\max} \quad (3.2)$$

На рис. 3.2 зображено узагальнений вектор будь-якої фізичної величини ротора \tilde{v}_r , його проєкції на фізичні осі $\tilde{v}_A, \tilde{v}_B, \tilde{v}_C$, векторна сума цих проєкцій $\tilde{v}_A + \tilde{v}_B + \tilde{v}_C$ і проєкції узагальненого вектору на дійсну d (Re) і уявну q (Im) вісі, перша з яких (v_d) збігається з віссю A , а друга (v_q) – розташована перпендикулярно до першої і повернута на кут 90° проти годинникової стрілки.

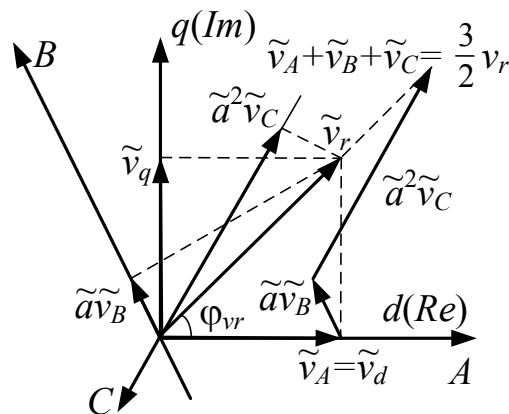


Рисунок 3.2 – Узагальнений вектор і його складові

Сумою векторів $\tilde{v}_A, \tilde{v}_B, \tilde{v}_C$ є вектор, який збігається з узагальненим вектором у напрямку і перевищує його амплітуду в 1,5 рази. З урахуванням цього можна записати:

$$\tilde{\mathbf{v}}_{r, abc} = \frac{2}{3}(\tilde{v}_A + \tilde{v}_B + \tilde{v}_C) = \frac{2}{3}(v_a + v_b e^{j2\pi/3} + v_c e^{j4\pi/3}) = \frac{2}{3} a v_r, \quad (3.3)$$

$$\tilde{\mathbf{v}}_{r, abc} = \tilde{\mathbf{v}}_{r, dq} = v_{r, \max} e^{j\varphi_{vr}} = v_{r, \max} (\cos \varphi_{vr} + j \sin \varphi_{vr}) = v_d + j v_q, \quad (3.4)$$

$$\text{де: } a = \begin{bmatrix} 1 & \bar{a} & \bar{a}^2 \end{bmatrix}, \quad \bar{a} = e^{j2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2}, \quad \bar{a}^2 = e^{j4\pi/3} = -\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2};$$

$$\mathbf{v}_r = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |\tilde{v}_a| \\ |\tilde{v}_b| \\ |\tilde{v}_c| \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{r, \max} \cos(\varphi_{vr}(t)) \\ v_{r, \max} \cos(\varphi_{vr}(t) - 2\pi/3) \\ v_{r, \max} \cos(\varphi_{vr}(t) - 4\pi/3) \end{bmatrix},$$

а φ_{vr} – кут між напрямком узагальненого вектору ротора і віссю d :

$$\frac{d\varphi_{vr}}{dt} = \omega_{vr} - p\Omega. \quad (3.5)$$

Таким чином, формули (3.3) і (3.4) описують узагальнений вектор ротора в трифазній (abc) та ортогональній (dq) системі координат, які обертаються з кутовою частотою ротора:

$$\omega_r = p\Omega. \quad (3.6)$$

При дослідженні АД використовуються параметри схеми заміщення двигуна, що зображена на рис. 3.3. Вона відрізняється від звичайної схеми заміщення АД наявністю джерела ЕРС обертання в колі ротора двигуна. На рисунку прийняті наступні позначення: U_s, i_s – напруга і струм обмотки статора; R_s – активний опір фазної обмотки статора; U_r, i_r – напруга і струм обмотки ротору; R'_r – приведений активний опір фазної обмотки ротора;

L_μ – індуктивність від головного (основного) потоку двигуна; L_{sl}, L'_{rl} – індуктивність розсіювання фазних обмоток статора і ротора.

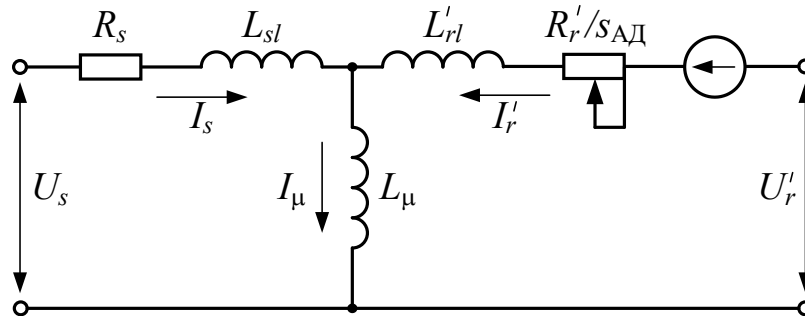


Рисунок 3.3 – Схема заміщення АД

Схема узагальненої електричної машини в довільній системі координат u, v , що обертається з деякою кутовою частотою ω_k , наведена на рис. 3.4.

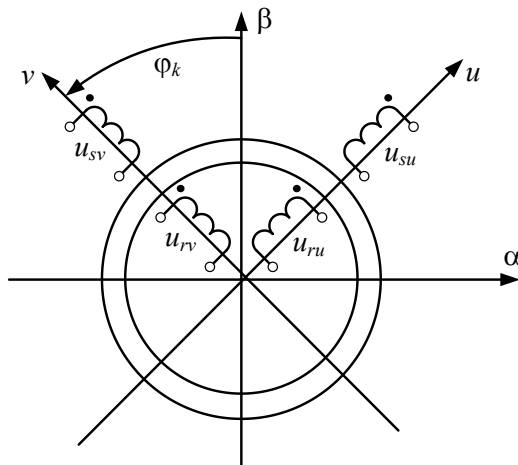


Рисунок 3.4 – Схема узагальненої машини в осях u, v

Динаміка узагальненої машини описується чотирма рівняннями електричної рівноваги в колах її обмоток і рівнянням електромеханічного перетворення енергії, яке виражає електромагнітний момент M як функцію електричних і механічних координат системи. Рівняння Кірхгофа (електричної рівноваги) в системі координат u, v , які виражені через потокозчеплення Ψ , мають вигляд:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{su} = i_{su} R_s + \frac{d\Psi_{su}}{dt} - \omega_k \Psi_{sv} \\ U_{sv} = i_{sv} R_s + \frac{d\Psi_{sv}}{dt} + \omega_k \Psi_{su} \\ U_{ru} = i_{ru} R'_r + \frac{d\Psi_{ru}}{dt} - (\omega_k - \omega_r) \Psi_{rv} \\ U_{rv} = i_{rv} R'_r + \frac{d\Psi_{rv}}{dt} + (\omega_k - \omega_r) \Psi_{ru} \end{array} \right. , \quad (3.7)$$

де ω_k – кутова частота системи координат;

Ψ_s – потокозчеплення обмотки статора;

Ψ_r – потокозчеплення обмотки ротора.

Потокозчеплення обмоток визначаються результуючою дією струмів всіх обмоток статора і ротора:

$$\begin{aligned}\Psi_{su} &= L_s i_{su} + L_\mu i_{ru} \\ \Psi_{sv} &= L_s i_{sv} + L_\mu i_{rv} \\ \Psi_{ru} &= L_r i_{ru} + L_\mu i_{su} \\ \Psi_{rv} &= L_r i_{rv} + L_\mu i_{sv}\end{aligned}\quad (3.8)$$

де $L_r = L'_{rl} + L_\mu$, $L_s = L'_{sl} + L_\mu$.

З рівняння (3.8) визначимо струми обмоток статора і ротора:

$$\begin{aligned}i_{su} &= \frac{1}{L_s L_r - L_\mu^2} (\Psi_{su} L_r - \Psi_{ru} L_\mu) \\ i_{sv} &= \frac{1}{L_s L_r - L_\mu^2} (\Psi_{sv} L_r - \Psi_{rv} L_\mu) \\ i_{ru} &= \frac{1}{L_s L_r - L_\mu^2} (\Psi_{ru} L_s - \Psi_{su} L_\mu) \\ i_{rv} &= \frac{1}{L_s L_r - L_\mu^2} (\Psi_{rv} L_s - \Psi_{sv} L_\mu)\end{aligned}\quad (3.9)$$

В теорії електромагнітних перехідних процесів електричних машин в ортогональних осях зазвичай застосовуються три координатні системи, що є окремим випадком системи координат, що обертається з довільною частотою ω_k :

- система координат α, β , нерухома відносно статора $\omega_k = 0$;
- система координат d, q , нерухома відносно ротора і обертається щодо статора з кутовою частотою обертання ротора $\omega_k = \omega_r$;
- система координат x, y , що обертається щодо статора з синхронною частотою і є нерухомою щодо поля статора асинхронної машини, в цьому випадку $\omega_k = \omega_{0e}$.

Перехід до моделі з двома взаємно нерухомими обмотками істотно спрощує математичний опис динамічних процесів електромеханічного перетворення енергії. Коефіцієнти взаємної індукції і потокозчеплення взаємно нерухомих обмоток стають незалежними від механічної координати, а рух реальних обмоток і обертання координатних осей враховуються в рівняннях електричної рівноваги введенням додаткових ЕРС обертання. При цьому значно спрощується рівняння електромагнітного моменту двигуна, в якому усувається безпосередня залежність від кута $\varphi_{ел}$ і електромеханічний зв'язок проявляється у вигляді залежності струмів і потокозчеплення обмоток від кутової швидкості двигуна.

3.2.1 Модель в системі координат α, β

Система координат α, β застосовується для аналізу систем електроприводу з керуванням рушійними і гальмівними режимами асинхронних машин в колі статора, в тому числі при аналізі систем з векторним керуванням і для дослідження режимів при несиметрії статорних кіл. При моделюванні АД з живленням від джерел несинусоїдальної напруги використовуються моделі в природних осях A, B, C та α, β . Зазвичай положення осі α збігається з магнітною віссю однієї з фаз реальної машини, при цьому еквівалентний струм $i_{s\alpha}$ буде дорівнювати реальному фазному току двигуна. Вибір $\omega_k = 0$ забезпечує перетворення реальних змінних ротора, виражених в осях u, v до нерухомих осей α, β пов'язаних зі статором машини.

Певну складність при побудові моделі АД в системі координат α, β являє та обставина, що еквівалентні напруги $u_{s\alpha}$ та $u_{s\beta}$ змінюються в часі за синусоїдальним законом з постійною кутовою частотою ω_{0e} що пропорційна частоті джерела електроенергії $\omega_{0e} = 2\pi f_d, \text{ c}^{-1}, f_d$ – частота коливань струму джерела живлення.

При цьому напруги, прикладені до обмоток статора, дорівнюють відповідно:

$$\begin{aligned} U_{s\alpha} &= U_{\max} \cos(\omega_{0e} t) \\ U_{s\beta} &= U_{\max} \sin(\omega_{0e} t) = U_{\max} \cos(\omega_{0e} t - \pi/2), \end{aligned} \quad (3.10)$$

де $U_{\max} = 311 \text{ В}$ – амплітудне значення напруги.

Структурна схема для моделювання відповідних напруг обмоток статора представлена на рис. 3.5.

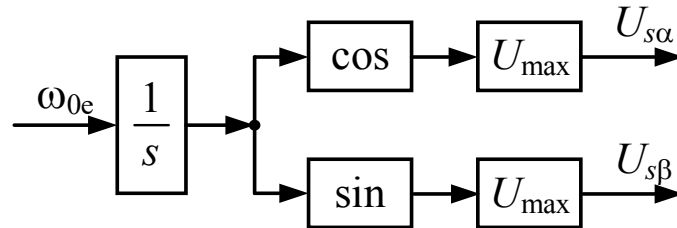


Рисунок 3.5 – Схема завдання напруги обмоток статора

Рівняння електричної рівноваги в осях α , β приймають вид:

$$\begin{cases} U_{s\alpha} = i_{s\alpha} R_s + \frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt} \\ U_{s\beta} = i_{s\beta} R_s + \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt} \\ U_{r\alpha} = i_{r\alpha} R'_r + \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} + \omega_e \Psi_{r\beta} \\ U_{r\beta} = i_{r\beta} R'_r + \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} - \omega_e \Psi_{r\alpha} \end{cases} \quad (3.11)$$

3.2.2 Модель в системі координат d, q

Систему координат d, q використовують переважно для дослідження режимів синхронних і асинхронних машин при несиметрії ротора. Вона найбільш доцільна при розрахунку систем електроприводу з машинами подвійного живлення, наприклад, каскадних схем керування АД з фазним ротором. При цьому статорні і роторні змінні змінюються за синусоїдальним законом з частотою ковзання двигуна.

У синхронних машинах в усталених режимах роботи $\omega_{0e} = \omega_e$, тому використання системи координат d, q дозволяє оперувати співвідношеннями, аналогічними постійному струму.

Вибір $\omega_k = \omega_e = \omega_r$ відповідає перетворенню реальних змінних машини до осей d, q , жорстко пов'язаним з ротором машини. При такому пере-

творенні напруги і струми є змінними величинами, але мають як в роторній, так і в статорній обмотках частоту струму ротора $\omega_{r.e} = \omega_{0e} - \omega_e$. Проекції вектору напруги на координатні осі d і q визначаються виразами:

$$\begin{aligned} U_{sd} &= U_{\max} \cos(\omega_{0e} - \omega_r)t \\ U_{sq} &= U_{\max} \sin(\omega_{0e} - \omega_r)t \end{aligned} \quad (3.12)$$

На рис. 3.6 зображена структурна схема формування живлячих напруг обмоток статора U_{sd} та U_{sq} .

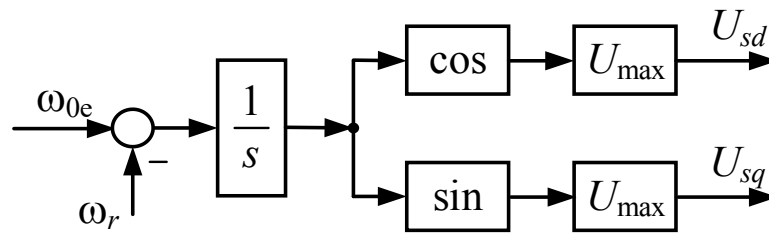


Рисунок 3.6 – Структурна схема моделі джерела синусоїдальної напруги змінної частоти

Рівняння електричної рівноваги в осях d, q приймають вид:

$$\left\{ \begin{aligned} U_{sd} &= i_{sd} R_s + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega_e \Psi_{sq} \\ U_{sq} &= i_{sq} R_s + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \omega_e \Psi_{sd} \\ U_{rd} &= i_{rd} R'_r + \frac{d\Psi_{rd}}{dt} \\ U_{rq} &= i_{rq} R'_r + \frac{d\Psi_{rq}}{dt} \end{aligned} \right. \quad (3.13)$$

Вирази (3.11) і (3.13) показують, що вибором системи координат можна виключити ЕРС обертання ($\omega_e \Psi$), але тільки в одному з рівнянь. Вважаючи $\omega_k = 0$, отримаємо рівняння в нерухомій системі координат з виключенням ЕРС обертання тільки в рівняннях статора. В системі координат d, q , що обертається синхронно з ротором $\omega_k = \omega_e = \omega_r$, ЕРС обертання стає рівною нулю в рівняннях ротора.

3.2.3 Модель в системі координат x, y

Третю систему координат x, y доцільно використовувати тільки для дослідження симетричних режимів асинхронних машин, якщо її застосування призводить до спрощення описів збурюючих впливів.

Моделі x, y , так само, як і d, q , прив'язані до кутової швидкості поля статора (або ротора), що обмежує область їх застосування тільки випадками живлення статора АД синусоїдальною напругою. В іншому випадку потрібно розкладання несинусоїдальної напруги на суму гармонійних складових, що збільшує час моделювання. Цим ускладнюється модель при аналізі перехідних процесів, так як на кожному кроці розрахунку доводиться робити розкладання на гармонійні складові. Момент на валу АД розглядається як сума моментів від кожної гармоніки напруги живлення, що у багато разів ускладнює розрахунок.

Вибір $\omega_k = \omega_{0e}$ дозволяє здійснити перетворення до осей x, y , що обертаються із синхронною кутовою частотою поля машини. При цьому рівняння електричної рівноваги записуються так:

$$\begin{cases} U_{sx} = i_{sx} R_s + \frac{d\Psi_{sx}}{dt} - \omega_{0e} \Psi_{sy} \\ U_{sy} = i_{sy} R_s + \frac{d\Psi_{sy}}{dt} + \omega_{0e} \Psi_{sx} \\ U_{rx} = i_{rx} R'_r + \frac{d\Psi_{rx}}{dt} - (\omega_{0e} - \omega_e) \Psi_{ry} \\ U_{ry} = i_{ry} R'_r + \frac{d\Psi_{ry}}{dt} + (\omega_{0e} - \omega_e) \Psi_{rx} \end{cases} \quad (3.14)$$

До реальних обмоток статора прикладена симетрична двофазна система напруг. При $\omega_k = \omega_{0e}$ і $\phi_k = \omega_{0e} t$ вирази для напруг мають вигляд:

$$\begin{cases} U_{sx} = U_{s \max} \cos^2 \omega_k t + U_{s \max} \sin^2 \omega_k t = U_{s \max} \\ U_{sy} = -U_{s \max} \cos \omega_k t \sin \omega_k t + U_{s \max} \sin \omega_k t \cos \omega_k t = 0 \end{cases} \quad (3.15)$$

Таким чином, в осях x, y що синхронно обертаються, реальні змінні

напруги, які прикладені до обмоток статора, при прийнятій початковій фазі перетворюються в постійну напругу $U_{s \max} = \text{const}$, що прикладена до обмотки, розташованій на осі x . Змінні струми статора і ротора перетворюються в постійні. Вони представляються амплітудними значеннями і не містять гармонійних складових.

Система x, y часто застосовується для моделювання асинхронних машин зі скалярним частотно-струмовим і векторним керуванням. При побудові таких систем регулювання асинхронним електроприводом ця система координат найбільш доцільна, оскільки в ній амплітуда і частота вхідної напруги, прикладеної до обмоток статора, присутня в явному вигляді. Обчислювальні операції для виявлення координат двигуна, що неможливо спостерігати, тут також істотно спрощені через відсутність в статорних і роторних колах гармонійних складових.

3.3 Електромагнітний момент асинхронного двигуна

Наведені вище рівняння (3.7) – (3.15) опису процесів в АД недостатні для отримання його повної математичної моделі, тому що вони не стосуються процесу перетворення електричної енергії в механічну, що відбувається в ньому. Головною величиною, що характеризує цей процес, є електромагнітний момент M , який виникає як результат взаємодії струмів у витках обмоток асинхронного двигуна і магнітного поля, в якому вони знаходяться.

Електромагнітний момент може бути представлений у вигляді векторного множення струму і потокозчеплення:

$$\tilde{M} = \frac{m}{2} \cdot p \cdot (\tilde{\Psi}_s \times \tilde{i}_s) = \frac{m}{2} \cdot p \cdot (\tilde{\Psi}_r \times \tilde{i}_r), \quad (3.16)$$

де $\tilde{i}_r, \tilde{\Psi}_r$ – миттєві значення узагальнених просторових векторів струмів і потокозчеплення; m – кількість фаз статора.

При використанні опису електромагнітних процесів в просторових векторах, можливо, представити електромагнітний момент двигуна через проекції просторових векторів струмів і потокозчеплення у відповідній системі координат. У багатьох випадках для моделювання та проєктування сис-

тем керування АД необхідно використовувати інші пари змінних. У загальному випадку електромагнітний момент асинхронного двигуна може бути розрахований як векторне множення наступних пар векторів – (i_s, i_r) , (Ψ_s, Ψ_r) , (i_s, Ψ_s) , (i_s, Ψ_r) , (i_r, Ψ_s) , (i_r, Ψ_r) . Часто при аналізі процесів в асинхронному двигуні вводиться потокозчеплення взаємоіндукції $\Psi_\mu = L_\mu(i_s + i_r)$.

У цьому випадку з'являються ще дві можливості представлення електромагнітного моменту асинхронного двигуна через наступні пари – (i_s, Ψ_μ) , (i_r, Ψ_μ) . Електромагнітний момент не може бути виражений через множення потокозчеплення взаємоіндукції і потокозчеплення статора або ротора (Ψ_s, Ψ_μ) , (Ψ_r, Ψ_μ) .

Таким чином, можна використовувати вісім рівнянь для розрахунку електромагнітного моменту двигуна. При використанні будь-якого з цих виразів результат буде один і той же. Найбільш часто електромагнітний момент трифазного асинхронного двигуна ($m = 3$) розраховують за наступними рівнозначними формулами:

$$M = \frac{3}{2} p L_\mu (i_{sv} i_{ru} - i_{su} i_{rv}), \quad (3.17)$$

$$M = \frac{3}{2} p \frac{k_s}{\sigma L_r} (\Psi_{sv} \Psi_{ru} - \Psi_{su} \Psi_{rv}), \quad (3.18)$$

$$M = \frac{3}{2} p (\Psi_{su} i_{sv} - \Psi_{sv} i_{su}), \quad (3.19)$$

$$M = \frac{3}{2} p (\Psi_{rv} i_{ru} - \Psi_{ru} i_{rv}), \quad (3.20)$$

$$M = \frac{3}{2} p k_s (\Psi_{sv} i_{ru} - \Psi_{su} i_{rv}), \quad (3.21)$$

$$M = \frac{3}{2} p k_r (\Psi_{ru} i_{sv} - \Psi_{rv} i_{su}). \quad (3.22)$$

У рівняннях (3.17) – (3.22) k_s, k_r – безрозмірні коефіцієнти ($k_s = L_\mu/L_s, k_r = L_\mu/L_r$), $\sigma = 1 - L_\mu^2/(L_s L_r)$ – коефіцієнт розсіювання двигуна.

3.4 Математична модель АД з короткозамкненим ротором в нерухомій системі координат α, β

Для асинхронного двигуна з фазним ротором при керуванні по колу обмотки статора і двигуна з короткозамкненим ротором напруга ротора дорівнює нулю. Тоді систему рівнянь (3.7) запишемо у вигляді:

$$\begin{cases} U_{su} = i_{su} R_s + \frac{d\Psi_{su}}{dt} - \omega_k \Psi_{sv} \\ U_{sv} = i_{sv} R_s + \frac{d\Psi_{sv}}{dt} + \omega_k \Psi_{su} \\ 0 = i_{ru} R'_r + \frac{d\Psi_{ru}}{dt} - (\omega_k - \omega_r) \Psi_{rv} \\ 0 = i_{rv} R'_r + \frac{d\Psi_{rv}}{dt} + (\omega_k - \omega_r) \Psi_{ru} \end{cases} \quad (3.23)$$

Щоб отримати математичний опис асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором потрібно до системи рівнянь електричної рівноваги (3.23) додати рівняння, які пов'язують потокозчеплення і струми відповідних обмоток асинхронного двигуна (3.9) і залежності електромагнітного моменту (3.17) – (3.22). У рівняннях (3.9) і (3.23) замість індексів (u, v) потрібно підставити індекси обраної системи координат (α, β), (d, q) або (x, y).

Крім того, необхідно додати рівняння руху, яке для одномасової електромеханічної системи (J – приведений момент інерції, M_l – момент навантаження) має вигляд:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = M - M_l. \quad (3.24)$$

Запишемо в операторній формі ($d/dt = s$) систему рівнянь асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором в нерухомій системі координат – осях α, β , коли $\omega_k = 0$:

$$\begin{cases} U_{s\alpha} = i_{s\alpha} R_s + \Psi_{s\alpha} s \\ U_{s\beta} = i_{s\beta} R_s + \Psi_{s\beta} s \\ 0 = i_{r\alpha} R'_r + \Psi_{r\alpha} s + \omega_e \Psi_{r\beta} \\ 0 = i_{r\beta} R'_r + \Psi_{r\beta} s - \omega_e \Psi_{r\alpha} \end{cases} \quad (3.25)$$

При цьому на підставі (3.8) і (3.9) будемо мати:

$$\begin{aligned} i_{s\alpha} &= \frac{1}{L_s L_r - L_\mu^2} (\Psi_{s\alpha} L_r - \Psi_{r\alpha} L_\mu) \\ i_{s\beta} &= \frac{1}{L_s L_r - L_\mu^2} (\Psi_{s\beta} L_r - \Psi_{r\beta} L_\mu) \\ i_{r\alpha} &= \frac{1}{L_s L_r - L_\mu^2} (\Psi_{r\alpha} L_r - \Psi_{s\alpha} L_\mu) \\ i_{r\beta} &= \frac{1}{L_s L_r - L_\mu^2} (\Psi_{r\beta} L_r - \Psi_{s\beta} L_\mu) \end{aligned} \quad (3.26)$$

Остаточно для обертового моменту двигуна і кутової швидкості його обертання можна записати:

$$\begin{aligned} M &= \frac{3}{2} p \frac{k_s}{\sigma L_r} (\Psi_{s\beta} \Psi_{r\alpha} - \Psi_{s\alpha} \Psi_{r\beta}) \\ J\Omega \cdot s &= M - M_l \\ \omega_e &= \omega_r = p\Omega \end{aligned} \quad (3.27)$$

Відповідно з рівняннями (3.25)–(3.27) складемо структурну схему асинхронного двигуна (рис. 3.7).

3.5 Математична модель АД в обертовій системі координат x, y , що орієнтована за вектором потокозчеплення ротору

Модель асинхронного двигуна в координатах x, y є основою розробки системи векторного керування короткозамкненим АД.

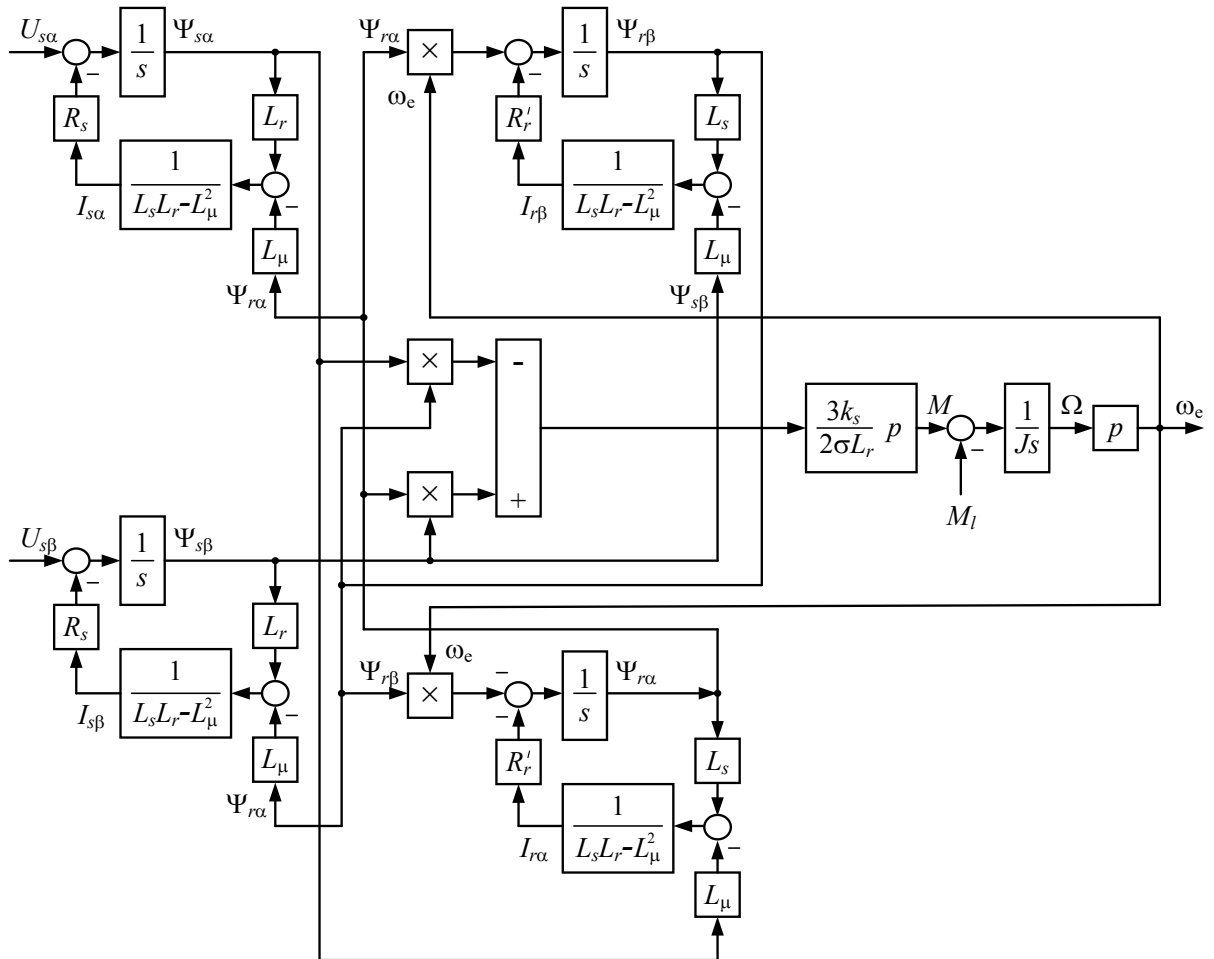


Рисунок 3.7 – Структурна схема АД з КЗ ротором в нерухомій системі координат

У системах векторного керування асинхронними двигунами виникає завдання орієнтації системи координат x, y , що обертається з постійною частотою ω_{0e} , щодо вектору будь-якого параметра АД. При живленні обмоток статора двигуна від джерела напруги система векторного керування має два зворотних зв'язки по ЕРС машини, які залежать від складових струму статора і потокозчеплення ротора. Тому умовою розробки моделі АД буде наявність в ній перерахованих сигналів: $i_{sx}, i_{sy}, \Psi_{rx}, \Psi_{ry}$ і орієнтація системи координат за вектором потокозчеплення ротора $\tilde{\Psi}_r$.

У векторному вигляді система рівнянь (3.23) має вигляд:

$$\begin{cases} \tilde{U}_s = R_s \tilde{i}_s + \frac{d\tilde{\Psi}_s}{dt} + j\omega_k \tilde{\Psi}_s \\ 0 = R_r \tilde{i}_r + \frac{d\tilde{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega_r) \tilde{\Psi}_r \end{cases} \quad (3.28)$$

Для того щоб забезпечити обумовлений склад сигналів моделі, з рівнянь системи (3.8) знайдемо узагальнені вектори струму ротора і потокозчеплення статора:

$$\begin{cases} \tilde{i}_r = \frac{1}{L_r} \tilde{\Psi}_r - \frac{L_\mu}{L_r} \tilde{i}_s = \frac{1}{L_r} \tilde{\Psi}_r - k_r \tilde{i}_s \\ \tilde{\Psi}_s = L_s \tilde{i}_s - \frac{L_\mu^2}{L_r} \tilde{i}_s + \frac{L_\mu}{L_r} \tilde{\Psi}_r = \sigma L_s \tilde{i}_s + k_r \tilde{\Psi}_r \end{cases} \quad (3.29)$$

Після підстановки рівнянь (3.29) в систему (3.28) отримаємо:

$$\begin{cases} \tilde{U}_s = R_s \tilde{i}_s + \sigma L_s \frac{d\tilde{i}_s}{dt} + k_r \frac{d\tilde{\Psi}_r}{dt} + j\omega_k (\sigma L_s \tilde{i}_s + k_r \tilde{\Psi}_r) \\ 0 = \frac{1}{T_r} \tilde{\Psi}_r - \frac{L_\mu}{T_r} \tilde{i}_s + \frac{d\tilde{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - p\omega) \tilde{\Psi}_r \end{cases} \quad (3.30)$$

де T_r – електромагнітна постійна часу ротора: $T_r = L_r / R_r'$.

Для того щоб перше рівняння системи (3.30) мало похідну тільки від одного сигналу, виразимо похідну від потокозчеплення ротора в другому рівнянні цієї ж системи і підставимо отриманий вираз в перше:

$$\frac{d\tilde{\Psi}_r}{dt} = k_r R_r' \tilde{i}_s - \frac{1}{T_r} \tilde{\Psi}_r - j(\omega_k - p\omega) \tilde{\Psi}_r, \quad (3.31)$$

$$\tilde{U}_s = (R_s + k_r^2 R_r') \tilde{i}_s + \sigma L_s \frac{d\tilde{i}_s}{dt} - \frac{k_r}{T_r} \tilde{\Psi}_r + j\omega_k \sigma L_s \tilde{i}_s - jp\omega k_r \tilde{\Psi}_r. \quad (3.32)$$

Позначимо

$$R_{sr} = R_s + k_r^2 R_r', \quad T_{sr} = \sigma L_s / R_{sr}. \quad (3.33)$$

Запишемо рівняння (3.31) і (3.32) з урахуванням їх проекцій на осі x та y . Враховуючи (3.33) отримаємо:

$$\begin{cases} U_{sx} = R_{sr} i_{sx} + \sigma L_s \frac{di_{sx}}{dt} - \frac{k_r}{T_r} \Psi_{rx} - \omega_k \sigma L_s i_{sy} - p\Omega k_r \Psi_{ry} \\ U_{sy} = R_{sr} i_{sy} + \sigma L_s \frac{di_{sy}}{dt} - \frac{k_r}{T_r} \Psi_{ry} + \omega_k \sigma L_s i_{sx} + p\Omega k_r \Psi_{rx} \\ \frac{d\Psi_{rx}}{dt} = \frac{L_\mu}{T_r} i_{sx} - \frac{1}{T_r} \Psi_{rx} + (\omega_k - p\Omega) \Psi_{ry} \\ \frac{d\Psi_{ry}}{dt} = \frac{L_\mu}{T_r} i_{sy} - \frac{1}{T_r} \Psi_{ry} - (\omega_k - p\Omega) \Psi_{rx} \end{cases}. \quad (3.34)$$

Перепишемо систему диференціальних рівнянь (3.34) в операторній формі:

$$\begin{cases} U_{sx} + \frac{k_r}{T_r} \Psi_{rx} + \omega_k \sigma L_s i_{sy} + p\Omega k_r \Psi_{ry} = i_{sx} R_{sr} (T_{sr} s + 1) \\ U_{sy} + \frac{k_r}{T_r} \Psi_{ry} - \omega_k \sigma L_s i_{sx} - p\Omega k_r \Psi_{rx} = i_{sy} R_{sr} (T_{sr} s + 1) \\ L_\mu i_{sx} + T_r (\omega_k - p\Omega) \Psi_{ry} = \Psi_{rx} (T_r s + 1) \\ L_\mu i_{sy} - T_r (\omega_k - p\Omega) \Psi_{rx} = \Psi_{ry} (T_r s + 1) \end{cases}. \quad (3.35)$$

З урахуванням обраних параметрів моделі i_{sx} , i_{sy} , Ψ_{rx} , Ψ_{ry} для визначення електромагнітного моменту двигуна застосовуємо вираз (3.22):

$$M = \frac{3}{2} p k_r (\Psi_{rx} i_{sy} - \Psi_{ry} i_{sx}). \quad (3.36)$$

Додамо до системи рівнянь (3.35) і рівняння моменту АД (3.36) форму механічної рівноваги (3.24). Структурна схема, що відповідає цим рівнянням, представлена на рис. 3.8.

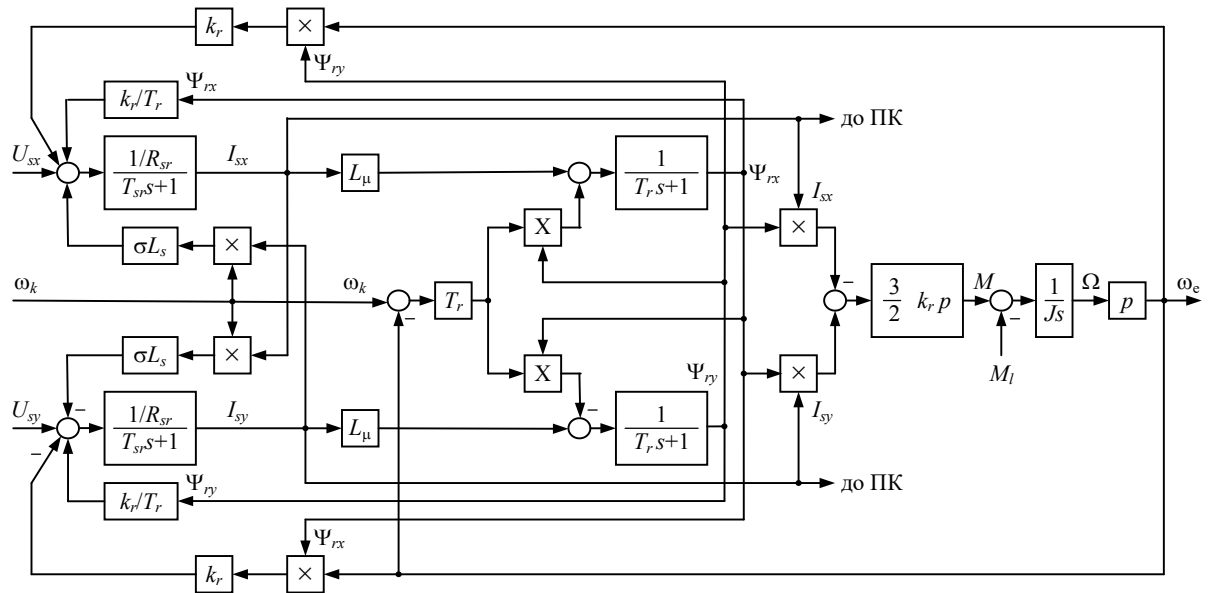


Рисунок 3.8 – Структурна схема АД з КЗ ротором у обертовій системі координат, що орієнтована за вектором потокозчеплення ротору

Отримана схема АД з КЗ ротором у обертовій системі координат x, y , що орієнтована за вектором потокозчеплення ротору, дозволяє виконувати дослідження АД. Однак вона не може застосовуватися в системі векторного керування. Виконаємо деякі перетворення.

Для того щоб напрямок дійсної осі x ортогональної системи координат x, y збігався з напрямком узагальненого вектору потокозчеплення ротора Ψ_r , взятого за основу, система координат повинна обертатися синхронно з цим вектором. При цьому вектор потокозчеплення ротора в ній буде мати тільки дійсну складову Ψ_{rx} , так як проекція цього вектору на уявну вісь y дорівнюватиме нулю. Тоді умови математичного опису АД в цих координатах матимуть вигляд:

$$\omega_k = \omega_{\Psi_r}, \quad (3.37)$$

$$\Psi_{ry} = 0, \quad \Psi_{rx} = |\tilde{\Psi}_r| = \Psi_r. \quad (3.38)$$

Система рівнянь (3.34) з урахуванням виразу (3.38) прийме наступний вигляд:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{sx} = R_{sr} i_{sx} + \sigma L_s \frac{di_{sx}}{dt} - \frac{k_r}{T_r} \Psi_r - \omega_k \sigma L_s i_{sy} \\ U_{sy} = R_{sr} i_{sy} + \sigma L_s \frac{di_{sy}}{dt} + \omega_k \sigma L_s i_{sx} + p\Omega k_r \Psi_r \\ \frac{d\Psi_r}{dt} = \frac{L_\mu}{T_r} i_{sx} - \frac{1}{T_r} \Psi_r \\ 0 = \frac{L_\mu}{T_r} i_{sy} - (\omega_k - p\Omega) \Psi_r \end{array} \right. . \quad (3.39)$$

Диференційні рівняння (3.39) в операторній формі приймуть вигляд:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{sx} + \frac{k_r}{T_r} \Psi_r + \omega_k \sigma L_s i_{sy} = i_{sx} R_{sr} (T_{sr} s + 1) \\ U_{sy} - \omega_k \sigma L_s i_{sx} - p\Omega k_r \Psi_r = i_{sy} R_{sr} (T_{sr} s + 1) \\ L_\mu i_{sx} = \Psi_r (T_r s + 1) \\ \omega_k = k_r R_r' \frac{i_{sy}}{\Psi_r} + p\Omega. \end{array} \right. . \quad (3.40)$$

В останньому рівнянні системи (3.40) позначимо швидкість ротора і абсолютне ковзання, приведені до швидкості електромагнітного поля:

$$\Delta\omega_r = \omega_k - p\Omega = k_r R_r' i_{sy} / \Psi_r . \quad (3.41)$$

Представимо в осях x, y складові ЕРС в обмотці статора у вигляді:

$$\left\{ \begin{array}{l} E_{sx} = \frac{k_r}{T_r} \Psi_r + \sigma L_s i_{sy} \omega_k \\ E_{sy} = k_r p\Omega \Psi_r + \sigma L_s i_{sx} \omega_k \end{array} \right. , \quad (3.42)$$

де $k_r \Psi_r / T_r$ визначає падіння напруги в роторному колі АД, вирази $\sigma L_s i_{sy} \omega_k$ і $\sigma L_s i_{sx} \omega_k$ характеризують ЕРС самоіндукції, а $k_r p\Omega \Psi_r$ враховує складову ЕРС обертання, що наводиться в статорі потокозчепленням ротора. Тоді перші два рівняння системи рівнянь (3.40) приймуть вид:

$$\begin{cases} U_{sx}(s) + E_{sx}(s) = R_{sr}(T_{sr}s + 1)i_{sx} \\ U_{sy}(s) + E_{sy}(s) = R_{sr}(T_{sr}s + 1)i_{sy} \end{cases} \quad (3.43)$$

Рівняння (3.43) подібні до рівняння електричної рівноваги для якорного кола машини постійного струму в операторній формі.

Рівняння для електромагнітного моменту двигуна (3.36) представляється як:

$$M = \frac{3}{2} p k_r \Psi_r i_{sy} \quad (3.44)$$

За отриманими вище рівняннями (3.40)–(3.44) і рівнянням руху (3.24) складена структурна схема короткозамкненого АД (рис. 3.9). На рисунку позначено: U_{kx} – напруга перехресного зв'язку по каналу реактивного струму (для компенсації); U_{ky} – напруга перехресного зв'язку по каналу активного струму (для компенсації).

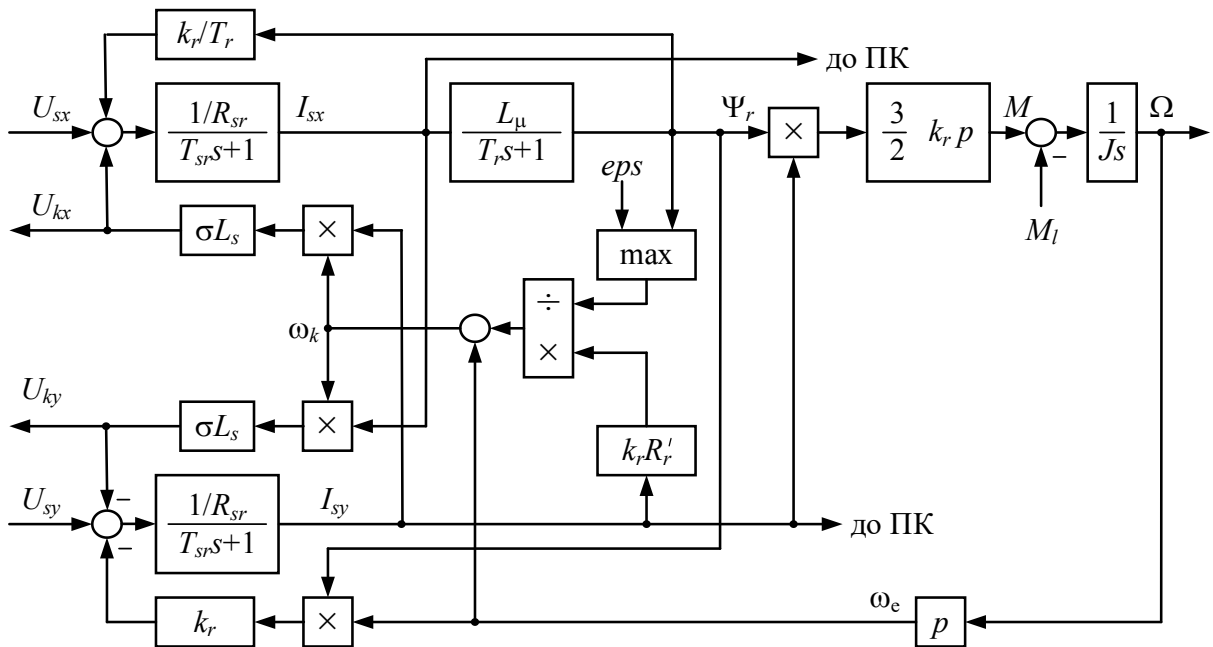


Рисунок 3.9 – Структурна схема АД з КЗ ротором в обертовій системі координат x, y , що орієнтована за вектором потокозчеплення ротору

Наведена структурна схема використовується при дослідженні асинх-

ронного електроприводу з системою векторного керування при опорному векторі – потокозчеплення ротора. Модель має два незалежних лінійних канали керування, що значно спрощує синтез передавальних функцій регуляторів. При цьому в системі керування в залежності від параметрів двигуна повинні бути компенсовані внутрішні перехресні зворотні зв'язки з впливами по ЕРС E_{sx} і E_{sy} , всередині яких знаходяться зв'язки з сигналами U_{kx} і U_{ky} .

Блок ділення реалізований за допомогою того ж блоку Product, що і блоки множення. Щоб виключити можливість поділу на нуль в початковій фазі моделювання, на вхід блоку подається не потокозчеплення ротора Ψ_r , а сигнал, що дорівнює $\max(\Psi_r, \text{eps})$, де $\text{eps} = 2,22 \cdot 10^{-16}$ – одна із зарезервованих констант пакету MATLAB. Пошук максимального сигналу здійснюється блоком MinMax математичної бібліотеки Math.

3.6 Структурна схема системи векторного керування

Система векторного керування має два канали:

- канал регулювання моменту, в якому контур регулювання активної складової струму статора i_{sy} підпорядкований контуру регулювання кутової швидкості;
- канал регулювання потокозчеплення ротора, в якому контур регулювання реактивної складової струму статора i_{sx} підпорядкований контуру регулювання потокозчеплення Ψ_r .

Для додання системі необхідних якостей, необхідно синтезувати регулятори як в каналі регулювання (стабілізації) потокозчеплення, так і в каналі регулювання кутової швидкості.

При живленні АД від автономного інвертора напруги не вдається синтезувати регулятори класичним способом внаслідок того, що в цьому випадку сильний вплив на динаміку системи надають перехресні зв'язки. Сучасні системи векторного керування АД, що випускаються провідними електротехнічними фірмами, будуються на базі програмованого мікропроцесорного керування і є цифровими. Однак вони можуть бути представлені своїм аналоговим варіантом.

Структурна схема такого ЕП показана на рис. 3.10. На рисунку прийняті позначення: 1 – сигнал задання кутової швидкості, $U_{\text{зш}} = 10$ В; 2 – момент опору, який дорівнює номінальному моменту двигуна, $M_l = M_N$;

вімо реальні змінні трифазної машини у вигляді векторів і будемо вважати, що перетворені змінні в осях, не рівні, а пропорційні сумі проєкцій реальних змінних x_{sa}, x_{sb}, x_{sc} на осі α, β . Схема перетворення змінних для трифазного асинхронного двигуна наведена на рис. 3.11.

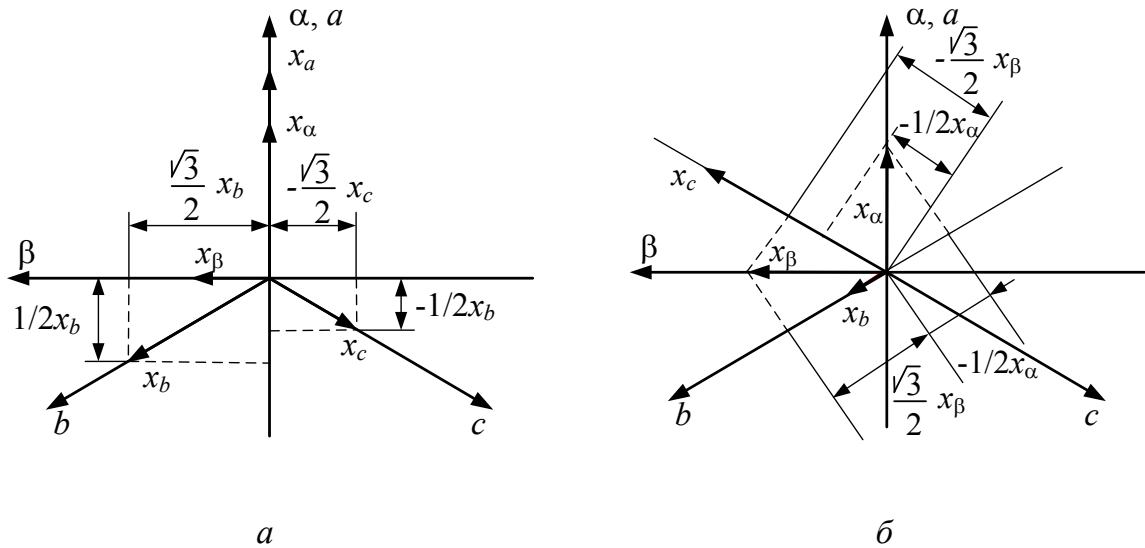


Рисунок 3.11 – Схеми перетворення змінних трифазної машини

На підставі схеми що показана на рис. 3.11, *a* можна записати:

$$x_{\alpha} = k_{\text{ук}} \left(x_a - \frac{1}{2} x_b + \frac{1}{2} x_c \right), \quad x_{\beta} = k_{\text{ук}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} x_b - \frac{\sqrt{3}}{2} x_c \right), \quad (3.45)$$

де $k_{\text{ук}}$ – узгоджувальний коефіцієнт пропорційності, вибір якого повинен здійснюватися за умови інваріантності потужності.

Розглянемо найбільш поширений на практиці випадок, коли змінні трифазної машини підкоряються умові:

$$x_a + x_b + x_c = 0. \quad (3.46)$$

З урахуванням (3.44) рівняння (3.43) перетворюються до вигляду

$$x_{\alpha} = \frac{3}{2} k_{\text{ук}} x_a, \quad x_{\beta} = \frac{\sqrt{3}}{2} k_{\text{ук}} (x_b - x_c). \quad (3.47)$$

Формули оберненого перетворення з нерухомої ортогональної двофазної системи координат α, β в трифазну A, B, C можна отримати аналогічно за допомогою рис. 3.11, б:

$$x_a = k_{\text{ук}} x_\alpha, \quad x_b = k_{\text{ук}} \left(-\frac{1}{2} x_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} x_\beta \right), \quad x_c = k_{\text{ук}} \left(-\frac{1}{2} x_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} x_\beta \right). \quad (3.48)$$

Для виконання умови інваріантності потужності узгоджувальний коефіцієнт повинен дорівнювати $k_{\text{ук}} = \sqrt{2/3}$.

Для перетворення скалярних змінних, записаних в нерухомій системі координат α, β , в рухому систему координат x, y і назад (рис. 3.12) потрібно використовувати такі формули перерахунку:

$$x_x = x_\alpha \cos \varphi_e + x_\beta \sin \varphi_e, \quad x_y = -x_\alpha \sin \varphi_e + x_\beta \cos \varphi_e. \quad (3.49)$$

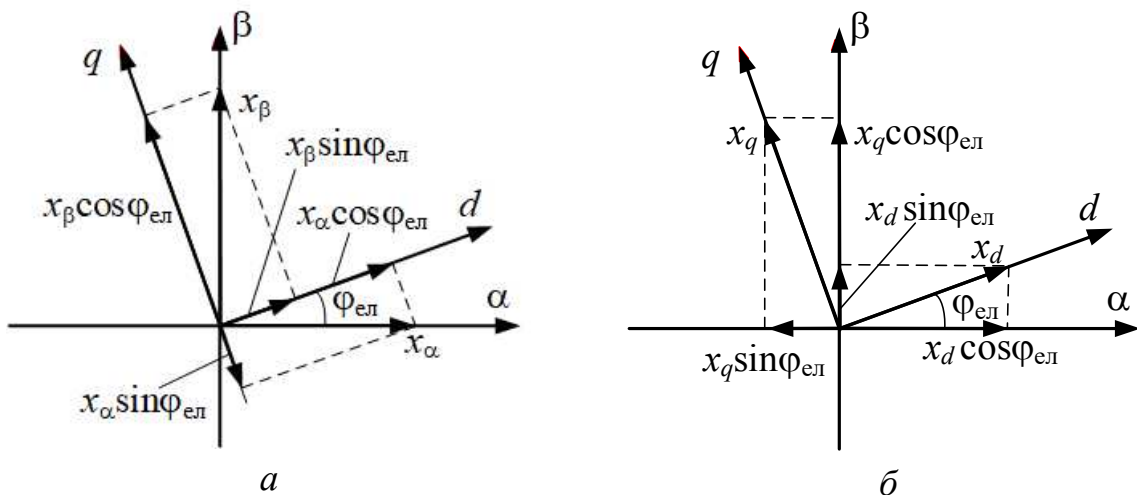


Рисунок 3.12 – Векторні діаграми для перетворення координат:
 $a - \alpha, \beta$ в x, y ; $b - x, y$ в α, β

$$x_\alpha = x_x \cos \varphi_e - x_y \sin \varphi_e, \quad x_\beta = x_x \sin \varphi_e + x_y \cos \varphi_e. \quad (3.50)$$

де φ_e – положення обертової системи координат.

Перетворювачі координат (ПК) складають виконавчу частину системи керування. Схему ПК з обертової системи координат x, y в нерухому

α, β на підставі рівнянь (3.50) приведено на рис. 3.13, а схема ПК з двофазної α, β в трифазну A, B, C на підставі рівнянь (3.48) показана на рис. 3.14. Використовуючи обидві схеми ПК, можна отримати реальні струми в фазних обмотках асинхронного двигун.

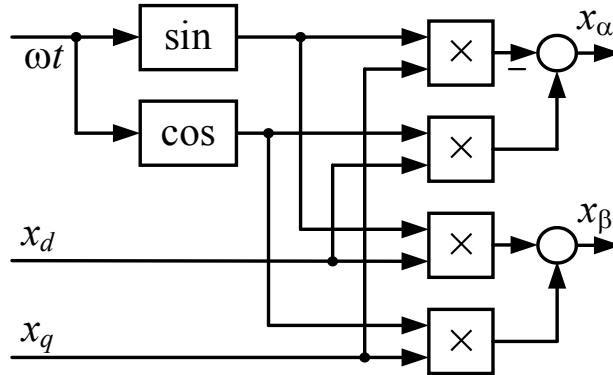


Рисунок 3.13 – Перетворювач координат з двофазної обертової системи x, y в двофазну нерухому α, β

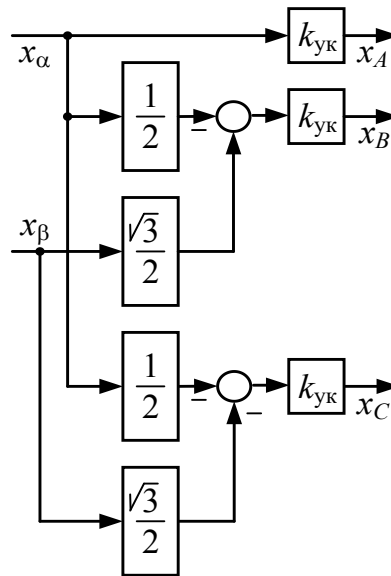


Рисунок 3.14 – Перетворювач координат з двофазної нерухомої системи α, β в трифазну A, B, C з узгоджувальним коефіцієнтом $k_{ук}$

4 РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ ОБ'ЄКТА КЕРУВАННЯ ТА РЕГУЛЯТОРІВ

4.1 Розрахунок параметрів АД і ПЧ

Розрахуємо статичні і динамічні параметри АД. Індуктивності від головного магнітного потоку L_μ і потоків розсіювання L_{sl} і L'_{rl} розраховуються за формулами:

$$L_\mu = \frac{X_\mu}{\omega_s}, \quad L_{sl} = \frac{X_{sl}}{\omega_s}, \quad L'_{rl} = \frac{X'_{rl}}{\omega_s}, \quad (4.1)$$

де $\omega_s = 2\pi f$ – кутова частота коливань напруги живлення статора, с^{-1} .

Індуктивний опір від основного потоку машини можна визначити за каталожними даними двигунів серії МТКФ за формулою:

$$X_\mu = \frac{U_\phi}{I_0 \sin \varphi_0} = \frac{U_\phi}{I_0 \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_0}}. \quad (4.2)$$

Для двигунів типу К21R, К22R значення наводиться в каталозі.

Коефіцієнти зв'язку ротора і статора визначаються як:

$$k_r = \frac{L_\mu}{L_r}, \quad k_s = \frac{L_\mu}{L_s}, \quad (4.3)$$

де $L_r = L'_{rl} + L_\mu$, $L_s = L_{sl} + L_\mu$.

Результуючий коефіцієнт розсіювання σ і сталі часу T_r і T_{sr} , с, розраховуються за формулами:

$$\sigma = 1 - \frac{L_\mu^2}{L_s L_r}, \quad T_r = \frac{L_r}{R'_r}, \quad T_{sr} = \frac{\sigma L_s}{R_{sr}}, \quad (4.4)$$

де $R_{sr} = R_s + k_r^2 R'_r$, Ом.

Номинальне ковзання s_N , визначається:

$$s_N = \frac{n_s - n_N}{n_s}, \quad (4.5)$$

де $n_s = 3000/p$ – частота обертання магнітного поля статора.

Потокозчеплення статора і ротора розраховуються за формулами:

$$\Psi_{s0} = \frac{U_{н.ф}}{\omega_s}, \quad (4.6)$$

$$\Psi_{r0} = k_s \Psi_{s0}. \quad (4.7)$$

Перетворювач частоти у вигляді АІН представляється як реальна аперіодична ланка. Малу некомпенсовану сталу часу перетворювача частоти (ПЧ) зазвичай приймають рівною $T_\mu = 0,002$ с. Таким чином, передавальна функція ПЧ буде мати вигляд:

$$W_{пч}(s) = \frac{K_{пч}}{T_\mu p + 1}, \quad (4.8)$$

де $K_{пч} = 38$ – коефіцієнт підсилення перетворювача за напругою.

4.2 Розрахунок параметрів регуляторів

Принцип підпорядкованого регулювання (рис. 3.10) заснований на тому, що всі регулятори повинні компенсувати сталі часу, наявні в об'єкті регулювання. Крім того, в коефіцієнтах підсилення регуляторів необхідно врахувати всі коефіцієнти підсилення об'єкта.

У каналі регулювання кутової швидкості вибираємо пропорційний регулятор швидкості (РШ), а в каналі регулювання магнітного потоку (потокозчеплення) – пропорційно-інтегральний регулятор потоку (РП). У якості регуляторів струму по осях x і y також вибираємо пропорційно-інтегральні регулятори $РС_x$ і $РС_y$.

4.2.1 Внутрішні контури струмів

Налаштування на модульний оптимум (МО) внутрішніх струмових контурів забезпечується пропорційно-інтегральними (ПІ) – регуляторами складових струму i_{sx} і i_{sy} ПІ-РС_x, ПІ-РС_y з передавальною функцією:

$$W_{pc}(s) = K_{pc} \frac{(T_{sr}s + 1)}{T_{sr}s}, \quad (4.9)$$

де K_{pc} – коефіцієнт підсилення регулятора струму

$$K_{pc} = \frac{T_{sr}}{K_{oc}T_c}, \quad (4.10)$$

а $T_c = 2T_\mu = 0,004$ – стала часу регулятора струму, с.

Коефіцієнт підсилення об'єкту

$$K_{oc} = K_{пч} \cdot K_{дс} \cdot \frac{1}{R_{sr}}. \quad (4.11)$$

При цьому коефіцієнт підсилення датчика струму $K_{дс} = U_{zc}/(2,5I_N)$, де $U_{zc} = 10$ В – напруга завдання струму асинхронного двигуна.

Такі регулятори активного і реактивного струму (4.9) повністю компенсують інерційність об'єкта керування T_{sr} і мають ідентичні передавальні функції.

4.2.2 Контур потокозчеплення ротора

Для стабілізації потоку (тобто підтримки його на постійному рівні) синтезується ПІ-регулятор потоку. Напруга завдання потоку Ψ_{r0} приймається рівною $U_{зп} = 10$ В. Передавальна функція РП має вигляд:

$$W_{rp}(s) = K_{rp} \frac{(T_r s + 1)}{T_r s}, \quad (4.12)$$

де $K_{\text{рп}} = T_r / (K_{\text{оп}} T_{\text{п}})$ – коефіцієнт підсилення регулятора потоку,
 $T_{\text{п}} = 4T_{\mu} = 0,008$ – стала часу регулятора потоку, с.

Коефіцієнт підсилення об'єкту:

$$K_{\text{оп}} = K_{\text{с}} \cdot K_{\text{дп}} \cdot L_{\mu}, \quad (4.13)$$

де $K_{\text{с}} = 1/K_{\text{дс}}$; $K_{\text{дп}} = U_{\text{зп}}/\Psi_{r0}$ – коефіцієнт підсилення датчика потоку.

Канал регулювання потоку має астатизм першого порядку. Таким чином, в ньому буде відсутня помилка за задавальним сигналом, тобто буде відпрацьовуватися задане значення потокозчеплення Ψ_{r0} .

4.2.3 Контур кутової швидкості

Для налаштування контуру кутової швидкості можуть бути взяті як ПІ, так і П-регулятори кутової швидкості. Для пропорційного П-РШ маємо передавальну функцію:

$$W_{\text{рш}}(s) = \frac{K_{\text{дс}} \cdot J}{\frac{3}{2} \cdot p \cdot k_r \cdot \Psi_{r0} \cdot T_{\text{ш}} \cdot K_{\text{дш}}}, \quad (4.14)$$

де $T_{\text{ш}} = 2T_{\text{с}} = 4T_{\mu} = 0,008$ – стала часу контуру швидкості, с.

Коефіцієнт підсилення датчика кутової швидкості розраховується з умови завдання керуючої напруги ($U_{\text{зш}} = 10$ В) в каналі регулювання кутової швидкості. Виходячи з цього, визначається коефіцієнт підсилення датчика зворотного зв'язку по кутовій швидкості $K_{\text{дш}} = U_{\text{зш}} \cdot p / \omega_s$.

Канал регулювання кутової швидкості з П-регулятором є однократноінтегруючим. Таким чином, в системі при накиданні навантаження є просадка швидкості (статична помилка). Щоб позбавитись статичної помилки регулювання потрібно використовувати ПІ-регулятор швидкості.

4.2.4. Розрахунок датчика напруги контуру компенсації

В об'єкті керування (АД) є перехресні зв'язки, які мають істотний вплив на динаміку ЕП. У перехідних режимах спостерігається значна коливальність

і просадка кутової швидкості. Отже, ці зв'язки необхідно компенсувати. Для цього сигнали U_{kx} і U_{ky} подаються на вхід ланок, що описують перетворювач частоти в каналах реактивного і активного струмів відповідно. Підсилювальна ланка компенсуючого контуру, умовно названа датчик напруги, має передавальну функцію:

$$K_{\text{ДН}} = U_{\text{зав max}} / U_{kx} , \quad (4.15)$$

де $U_{kx} = 380$ В – напруга перехресного зв'язку по каналу реактивного струму (для компенсації); $U_{\text{зав max}} = 10$ В – максимальне значення напруги завантаження, В.

4.3 Розрахунок параметрів задавача інтенсивності

Завдання на вхід системи подається через задавач інтенсивності (ЗІ) (рис. 4.1). Необхідно розрахувати його постійну часу $T_{\text{зі}}$ по співвідношенню:

$$T_{\text{зі}} = t_p / U_{\text{зав max}} , \quad (4.16)$$

де $t_p = J\Omega_N / (0,8M_N)$ – час розгону електроприводу, $M_N = P_N / \Omega_N$.

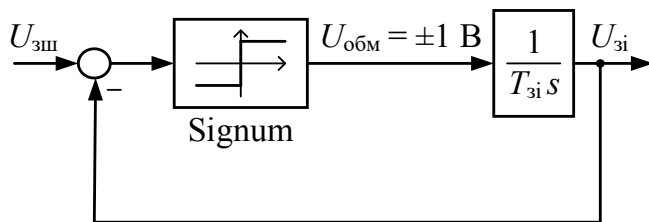


Рисунок 4.1 – Структурна схема задавача інтенсивності

Напруга на виході блоку обмеження $U_{\text{обм}} = \pm 1$ В. Пуск від ЗІ здійснюється для можливості забезпечення постійного прискорення, а також щоб уникнути інтенсивних коливань моменту і струмів, які будуть спостерігатися при прямому пуску.

При роботі від ЗІ графіки перехідних процесів струмів та кутової швидкості будуть відрізнятися від типових реакцій контурів, налаштованих на відповідні оптимуми, при ступінчатій формі вхідного сигналу. Задання на вхід системи від ЗІ подається з затримкою 0,05 – 0,1 с. Це необхідно для того, щоб магнітний потік в двигуні вийшов на номінальне значення. Тому спочатку подається напруга $U_{\text{зш}} = 10$ В.

5 ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ КУРСОВОГО ПРОЄКТУ

1. Скласти систему рівнянь математичних моделей асинхронного двигуна в системах координат: $\alpha, \beta; x, y; d, q$. Один із варіантів моделі в системі координат α, β надано системою рівнянь (3.25) – (3.27).

1.1. Накреслити структурні схеми АД в системах координат $\alpha, \beta; x, y; d, q$. Для математичної моделі в системі координат α, β (3.25) – (3.27) структурна схема приведена на рис. 3.7.

1.2. За формулами розділу 4 вибрати і розрахувати параметри асинхронного двигуна: кутову швидкість, номінальний обертальний момент, параметри фазних обмоток ротора і статора, необхідні для побудови структурних схем коефіцієнти і сталі часу.

1.3. Набрати структурні схеми АД в системах координат $\alpha, \beta; d, q; x, y$ в програмі «Matlab» і дослідити перехідні процеси $\omega(t), M(t), i_s(t), i_r(t), \Psi_r(t)$ для режиму розгону АД на холостому ході і накидання навантаження в усталеному режимі. Для моделювання необхідно використовувати схеми завдання напруг обмоток статора відповідно до рівнянь (3.10), (3.12), (3.15). Відповідні схеми приведені на рис. 3.5 – 3.6. Приклади графіків перехідних процесів приведені у додатку Б.

2. Скласти математичну модель двигуна в обертовій системі координат x, y що орієнтована за вектором потокозчеплення статора відповідно до рівнянь (3.24), (3.35) – (3.36). Накреслити структурну схему (рис. 3.8). Набрати структурну схему АД в програмі «Matlab» і дослідити перехідні процеси $\omega(t), M(t), i_s(t), i_r(t), \Psi_r(t)$ для режиму розгону АД на холостому ході і накидання навантаження в усталеному режимі. Для завдання живлячих напруг обмотки статора використовувати рівняння (3.15). Приклади графіків перехідних процесів наведені у додатку Б.

3. Побудувати систему векторного керування асинхронного двигуна.

3.1. Скласти математичну модель двигуна в обертовій системі координат, що орієнтована за потокозчепленням ротора відповідно до рівнянь (3.24), (3.40) – (3.44) і накреслити структурну схему двигуна (рис. 3.9).

3.2. За формулами розділу 4 розрахувати параметри регуляторів струму, потокозчеплення та кутової швидкості обертання.

3.3. Накреслити структурну схему системи векторного керування (рис. 3.10), набрати її в програмі «Matlab» (як двигун використовувати мо-

дель на рис. 3.9) і дослідити перехідні процеси $\omega(t)$, $M(t)$, $i_s(t)$, $i_r(t)$, $\Psi_r(t)$:

а) з урахуванням всіх присутніх в схемі АД перехресних зв'язків і зворотного зв'язку за ЕРС двигуна необхідно провести дослідження при наступних режимах роботи:

- розгін системи на холостому ходу від задавача інтенсивності, а також накидання навантаження під час розгону;

- розгін системи на холостому ходу від задавача інтенсивності з накиданням навантаження в усталеному режимі;

б) без урахування в структурі АД як перехресних зв'язків, так і зворотного зв'язку за ЕРС двигуна в тих же режимах;

в) з урахуванням в структурі АД тільки перехресних зв'язків та без урахування зворотного зв'язку за ЕРС в тих же режимах роботи;

г) без урахування тільки перехресних зв'язків в об'єкті керування в тих же режимах роботи;

д) з урахуванням всіх присутніх в структурі АД перехресних зв'язків і зворотного зв'язку за ЕРС двигуна з компенсацією цих зв'язків, що надходить на входи ПЧ через датчик напруги з П- та ПІ-регуляторами кутової швидкості;

е) за допомогою наведених в розділі 3.7 перетворювачів координат отримати реальні трифазні струми двигуна при пуску. Для отримання реальних трифазних струмів двигунів необхідно перетворювачі координат (рис. 3.13 – 3.14) підключити до відповідних точок схеми (рис. 3.9). Приклади графіків перехідних процесів наведені у додатку Б.

4. Провести аналіз отриманих перехідних процесів.

Пояснювальна записка повинна містити:

1. Мету роботи.
 2. Завдання з усіма вихідними даними.
 3. Розрахунки параметрів математичних моделей АД в системах координат $\alpha, \beta; d, q; x, y$ і регуляторів системи векторного керування.
 4. Структурні схеми двигуна в системах координат $\alpha, \beta; d, q; x, y$, системи векторного керування, а також перетворювачів координат.
 5. Графіки перехідних процесів відповідно до розділу 5.
 6. Аналіз отриманих результатів.
 7. Список літератури.
- Оформлення пояснювальної записки має виконуватися відповідно до стандартів НТУ «ХП».

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Попович М. Г., Лозинський О. Ю., Клепиков В. Б. та ін. Електро-механічні системи автоматичного керування та електроприводи: Навч. посібник за ред. М. Г. Поповича, О. Ю. Лозинського. – Київ: Либідь, 2005. – 680 с.
2. Голуб А.П., Кузнецов Б. І., Опришко І. О., Соляник В. П. Системи керування електроприводами : навч. посібник / А.П. Голуб, Б. І. Кузнецов та ін. – Київ: НМК ВО, 1992. – 352 с.
3. Плахтина О. Г., Мазепа С. С., Куцик А. С. Частотно-керовані асинхронні та синхронні електроприводи / О. Г. Плахтина, С. С. Мазепа, А. С. Куцик. – Львів: Видавництво НУ"ЛП", 2002. – 228 с.
4. Перельмутер В. М. Прямое управление моментом и током двигателей переменного тока / В. М. Перельмутер. – Харьков: Основа, 2004.
5. Лозинський А., Мороз В., Паранчук Я. Розв'язування задач електромеханіки в середовищах пакетів MathCAD і MATLAB : навчальний посібник / А. Лозинський, В. Мороз, Я. Паранчук. – Львів : Видавництво НУ"ЛП", 2000. – 166 с.
6. Чорний О. П., Толочко О. І., Титюк В. К. та ін. Математичні моделі та особливості чисельних розрахунків динаміки електроприводів з асинхронними двигунами: монографія / О. П. Чорний, О. І. Толочко, В. К. Титюк та ін. – Кременчук: ПП Щербатих О. В, 2016. – 302 с.
7. Толочко О. І. Моделювання електромеханічних систем. Математичне моделювання систем асинхронного електроприводу: навчальний посібник / О. І. Толочко. – Київ, НТУУ «КПІ», 2016. – 150 с. Іл.
8. Акимов Л. В., Анищенко Н. В., Литвиненко Д. Г., Обруч И. В. Исследование системы векторного управления частотно-регулируемым асинхронным электроприводом: Методические указания к выполнению курсового проекта по курсу «Программное управление механизмами» / Л. В. Акимов, Н. В. Анищенко, Д. Г. Литвиненко, И. В. Обруч. – Харьков: НТУ «ХПИ» – 2011. – 58 с.
9. СТЗВО-ХПИ-3.01-2021. Текстові документи у сфері навчального процесу. Загальні вимоги до виконання» / Виконав. Є. І. Сокол [та ін.]. – Харків: Методична рада НТУ "ХПИ", 2021. 52 с. Затверджено і введено в дію наказом ректора НТУ «ХПИ» № 574 ОД від 09.12.2021 р.

ДОДАТОК А. Технічні характеристики АД

Таблиця А.1 Технічні характеристики АД серії МТКФ ($U_H = 380$ В)

Дані/Варіант	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Тип двигуна з ПВ 25%, МТКФ	011-6	012-6	111-6	112-6	211-6	311-6	312-6	311-8	312-8
Потужність, P_N , кВт	1,7	2,7	4,1	5,8	9,0	13,0	17,5	9,0	13,0
Номінальна частота обертання, n_N , об/хв	835	835	850	870	840	895	915	670	690
Момент інерції, J , кг·м ²	0,02	0,03	0,05	0,07	0,11	0,21	0,3	0,28	0,39
Номінальний струм, I_N , А	5,8	8,2	10,9	15,5	23,3	32,3	40,5	24	31,8
Струм неробочого ходу, I_0 , А	4,17	5,30	7,30	9,60	11,65	19,30	29,80	16,40	27,70
$\cos\varphi_0$	0,166	0,140	0,125	0,105	0,085	0,092	0,085	0,114	0,088
Активний опір статора, R_s , Ом	5,78	3,63	2,1	1,26	0,755	0,48	0,23	0,80	0,45
Реактивний опір розсіювання статора, X_{st} , Ом	3,6	2,51	1,93	1,26	1,05	0,645	0,334	0,843	0,53
Активний приведений опір ротора, R'_r , Ом	7,45	5,38	3,26	2,19	1,62	0,8	0,477	1,01	0,64
Реактивний приведений опір розсіювання ротора, X'_{rl} , Ом	3,17	2,32	2,76	2,06	1,02	0,555	0,356	0,645	0,42

Продовження таблиці А.1

Дані/Варіант	10	11	12	13	14	15	16	17	18
Тип двигуна з ПВ 25%, МТКФ	411-6	412-6	411-8	412-8	111-6	112-6	211-6	311-6	312-6
Потужність, P_N , кВт	27,0	36,0	18,0	26,0	3,5	5,3	8,2	13,0	17,5
Номинальна частота обертання, n_N , об/хв	915	920	680	690	890	875	875	895	915
Момент інерції, J , кг·м ²	0,48	0,64	0,54	0,75	0,05	0,07	0,11	0,21	0,3
Номинальний струм, I_N , А	61,0	81,0	45,0	66,0	10,5	14,0	23,2	32,3	40,5
Струм неробочого ходу, I_0 , А	31,30	42,10	25,40	43,3	7,3	8,8	14,4	19,3	30,3
$\cos\varphi_0$	0,077	0,069	0,083	0,080	0,125	0,125	0,112	0,095	0,092
Активний опір статора, R_s , Ом	0,197	0,124	0,327	0,182	2,25	1,67	0,835	0,51	0,337
Реактивний опір розсіювання статора, X_{sl} , Ом	0,287	0,197	0,53	0,313	2,45	1,88	0,88	0,645	0,431
Активний приведений опір ротора, R'_r , Ом	0,327	0,236	0,503	0,325	2,34	2,17	1,4	0,8	0,478
Реактивний приведений опір розсіювання ротора, X'_{rl} , Ом	0,348	0,251	0,409	0,278	2,76	2,06	0,88	0,555	0,356

Закінчення таблиці А.1

Дані/Варіант	19	20	21	22	23	24	25	26
Тип двигуна з ПВ 25%, МТКФ	311-8	312-8	411-6	412-6	411-8	412-8	511-8	512-8
Потужність, P_N , кВт	9,0	13,0	27,0	36,0	18,0	26,0	34,0	45,0
Номинальна частота обертання, n_N , об/хв	670	690	915	920	680	690	680	680
Момент інерції, J , кг·м ²	0,28	0,39	0,48	0,64	0,54	0,75	1,08	1,43
Номинальний струм, I_N , А	24,0	31,8	61,0	81,0	45,0	66,0	73,0	104,0
Струм неробочого ходу, I_0 , А	16,4	27,7	30,8	41,5	25,5	43,3	38,8	45,0
$\cos\varphi_0$	0,123	0,103	0,08	0,071	0,086	0,084	0,07	0,08
Активний опір статора, R_s , Ом	0,875	0,51	0,219	0,133	0,352	0,202	0,164	0,103
Реактивний опір розсіювання статора, X_{st} , Ом	1,08	0,666	0,271	0,197	0,507	0,1313	0,232	0,172
Активний приведений опір ротора, R'_r , Ом	1,01	0,64	0,328	0,236	0,507	0,325	0,307	0,237
Реактивний приведений опір розсіювання ротора, X'_{rl} , Ом	0,645	0,42	0,346	0,25	0,409	0,27	0,464	0,366

Таблиця А.2 Технічні характеристики АД типу VEM motors ($U_H = 400$ В)

Дані/ Варіант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Тип двигуна, VEM motors, Siemens	K21R132S6	K21R132M6	K21R132MX6	K21R160M6	K21R160L6	K21R180L6	K21R200L6	K21R200LX6	K21R225M6	K21R250M6
Потужність, P_N , кВт	2,1	2,8	4,3	5,9	9,4	12,6	16	19	29	36
Номінальна частота обертання, n_N , об/хв	955	955	955	960	965	965	970	970	973	975
Момент інер- ції, J , кг·м ²	0,018	0,023	0,043	0,053	0,113	0,145	0,228	0,268	0,443	0,825
Номінальний струм, I_N , А	4,7	6,3	9,0	12,2	18,4	25,6	30,5	35,5	52,5	64,5
Активний опір статора, R_s , Ом	2,87	1,75	1,30	0,77	0,56	0,31	0,25	0,18	0,12	0,09
Реактивний опір розсію- вання стато- ра, X_{sl} , Ом	2,56	1,74	1,64	1,23	0,86	0,52	0,55	0,43	0,36	0,29
Активний приведений опір ротора, R_r' , Ом	2,0	1,37	0,97	0,74	0,73	0,27	0,22	0,18	0,13	0,09
Реактивний приведений опір розсію- вання ротора, X_{rl}' , Ом	2,33	1,63	2,10	1,63	1,14	0,73	0,68	0,54	0,46	0,44
Головний ін- дуктивний опір, X_μ , Ом	58,93	41,0	38,23	30,36	27,20	16,13	19,0	15,36	13,96	11,93

Закінчення таблиці А.2

Дані/ Варіант	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Тип двигуна, VEM motors, Siemens	K21R280S6	K21R280M6	K21R3315S6	K21R3315M6	K21R3315MX 6	K21R315MY6	K21R315L6	K21R3315LX6	K22R355MY6	K22R355M6
Потужність, P_N , кВт	45,0	55,0	75,0	90,0	100,0	132,0	160,0	175,0	185,0	238,0
Номінальна частота обертання, n_N , об/хв	980	980	985	990	990	990	985	990	995	994
Момент інер- ції, J , кг·м ²	1,28	1,48	2,63	3,33	3,6	6,0	6,67	8,6	8,1	8,2
Номінальний струм, I_N , А	81,0	97,5	133,0	156,0	175,0	228,0	272,0	305,0	335,0	442,0
Активний опір статора, R_s , Ом	0,07	0,05	0,03	0,03	0,02	0,01	0,01	0,007	0,005	0,004
Реактивний опір розсію- вання стато- ра, X_{sl} , Ом	0,24	0,19	0,16	0,12	0,1	0,09	0,075	0,053	0,061	0,046
Активний приведений опір ротора, R'_r , Ом	0,06	0,04	0,02	0,02	0,02	0,01	0,01	0,008	0,005	0,042
Реактивний приведений опір розсію- вання ротора, X'_{rl} , Ом	0,377	0,297	0,24	0,2	0,16	0,15	0,14	0,113	0,114	0,09
Головний індуктивний опір, X_μ , Ом	9,13	7,3	6,13	5,03	3,93	3,76	3,24	2,07	1,81	1,23

ДОДАТОК Б. Приклади графіків перехідних процесів

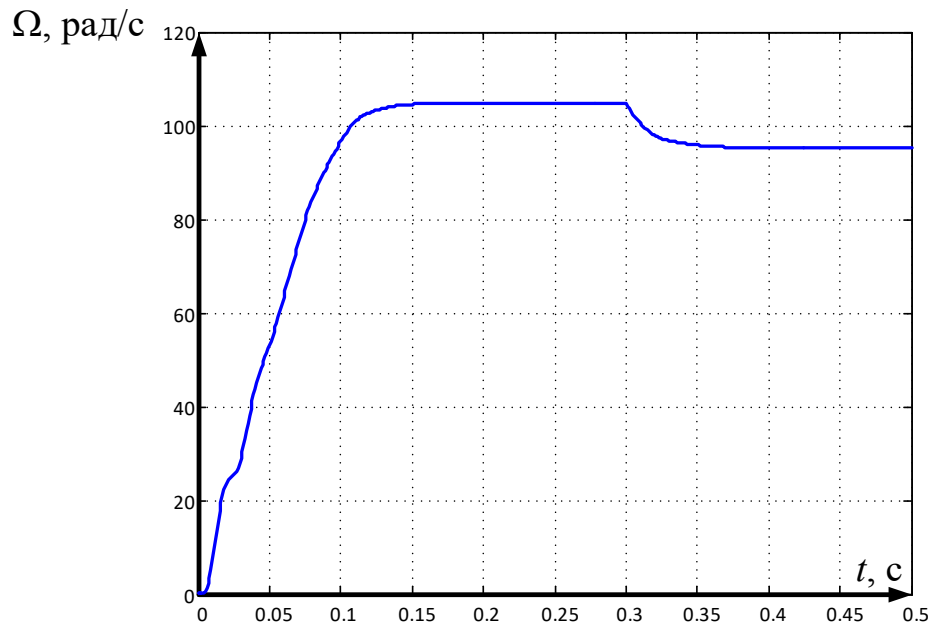


Рисунок Б.1 – Кутова швидкість АД при накиданні номінального навантаження

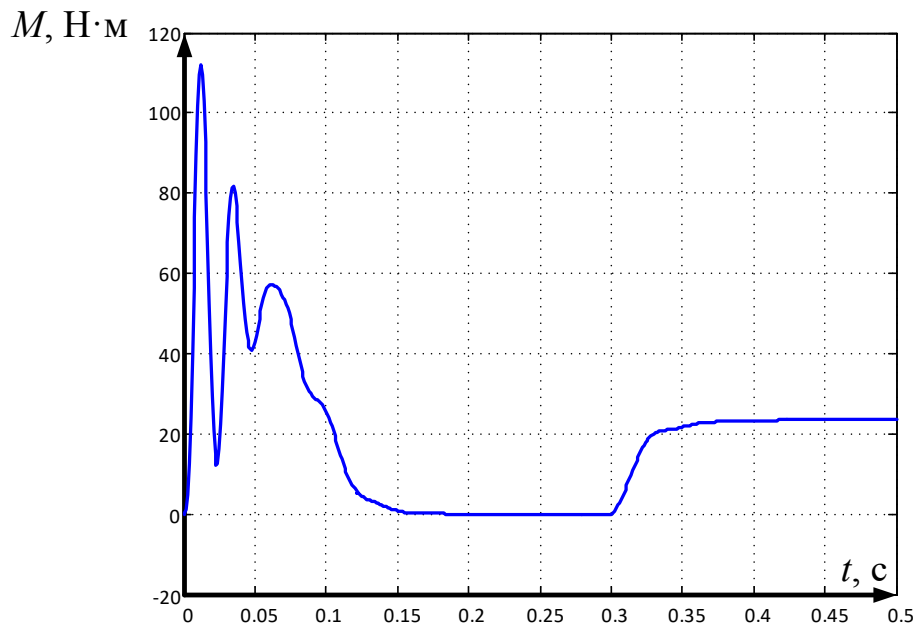


Рисунок Б.2 – Обертовий момент АД при накиданні номінального навантаження

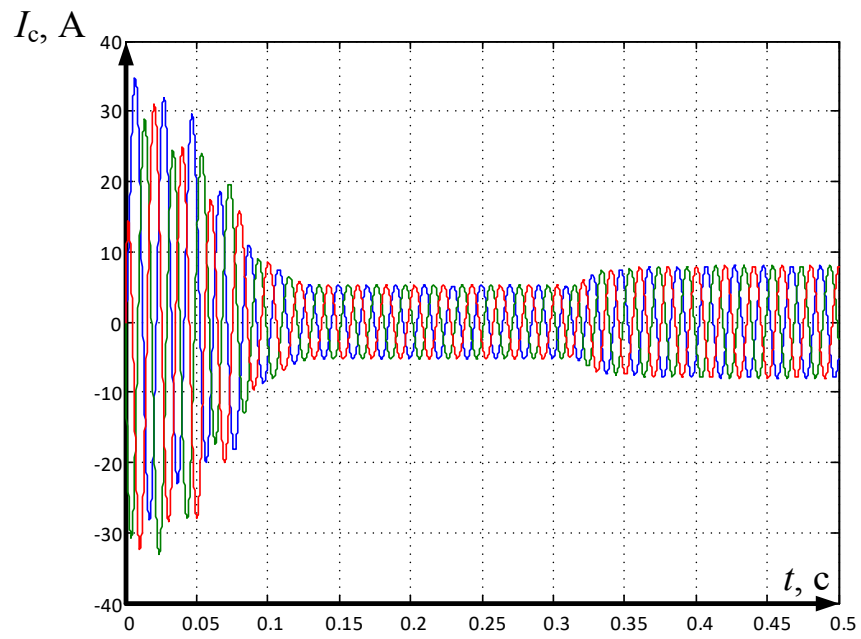


Рисунок Б.3 – Струми статора АД при накиданні номінального навантаження

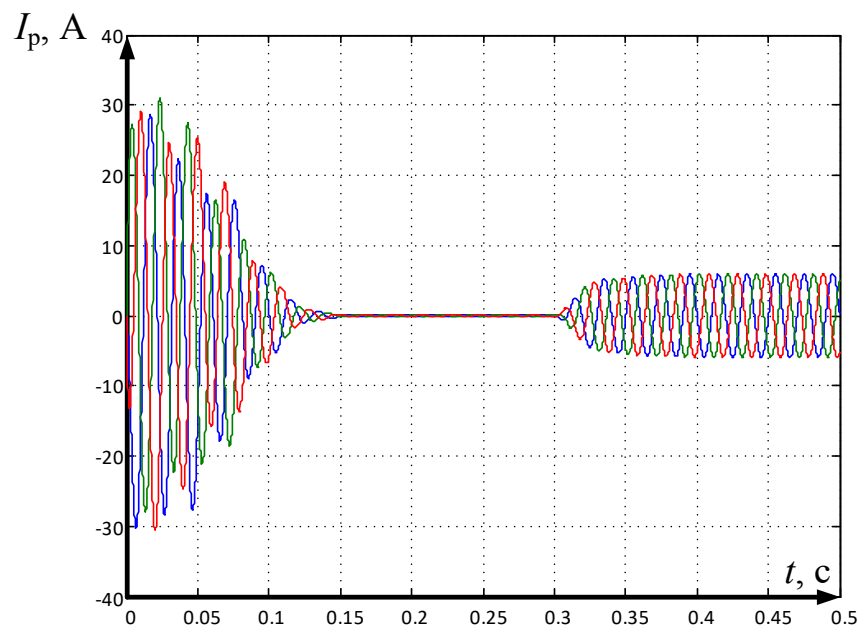


Рисунок Б.4 – Струми ротора АД при накиданні номінального навантаження

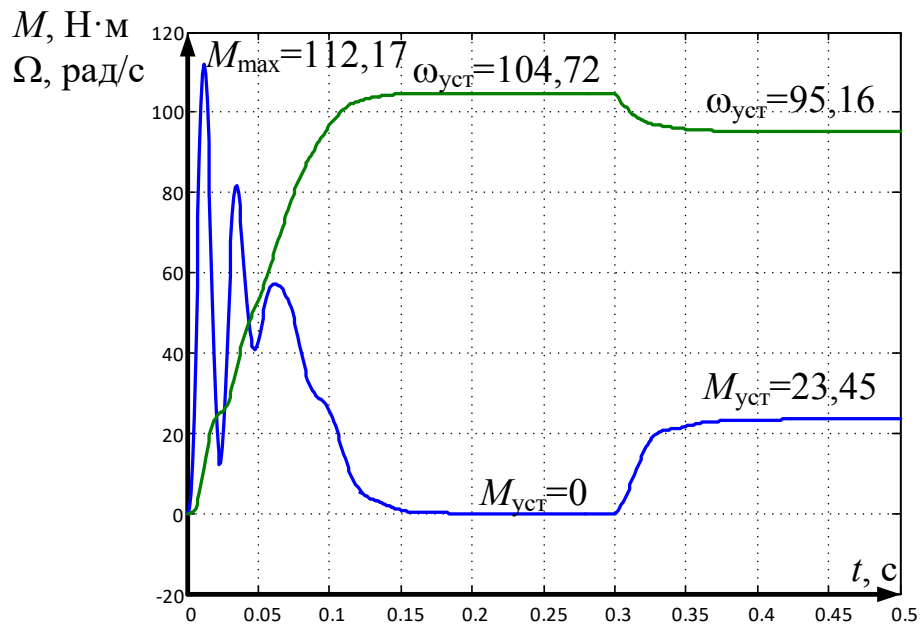


Рисунок Б.5 – Перехідні процеси в АД при накиданні номінального навантаження $M_l = M_N$

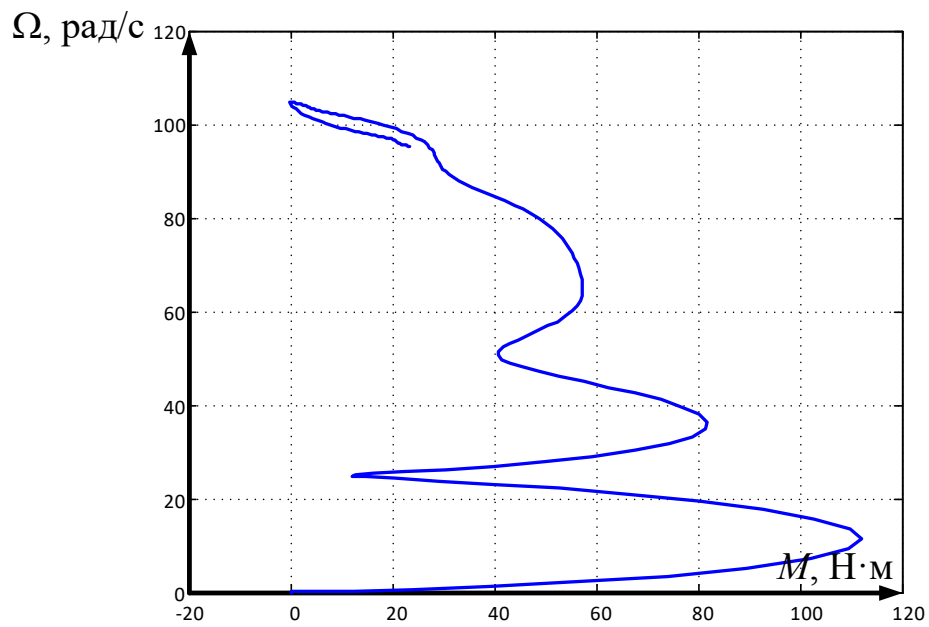


Рисунок Б.6 – Динамічна механічна характеристика АД при пуску на неробочому ході і накиданні навантаження $M_l = M_N$ в усталеному режимі

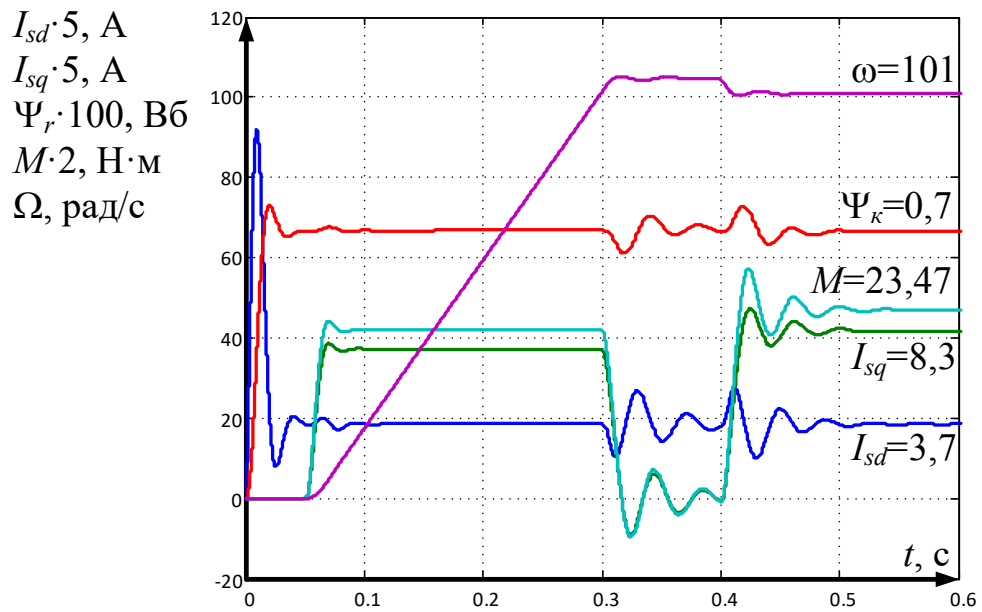


Рисунок Б.7 – Розгін на неробочому ході з накиданням навантаження при $t = 0,4$ с з урахуванням усіх перехресних зв'язків та 33 по ЕРС

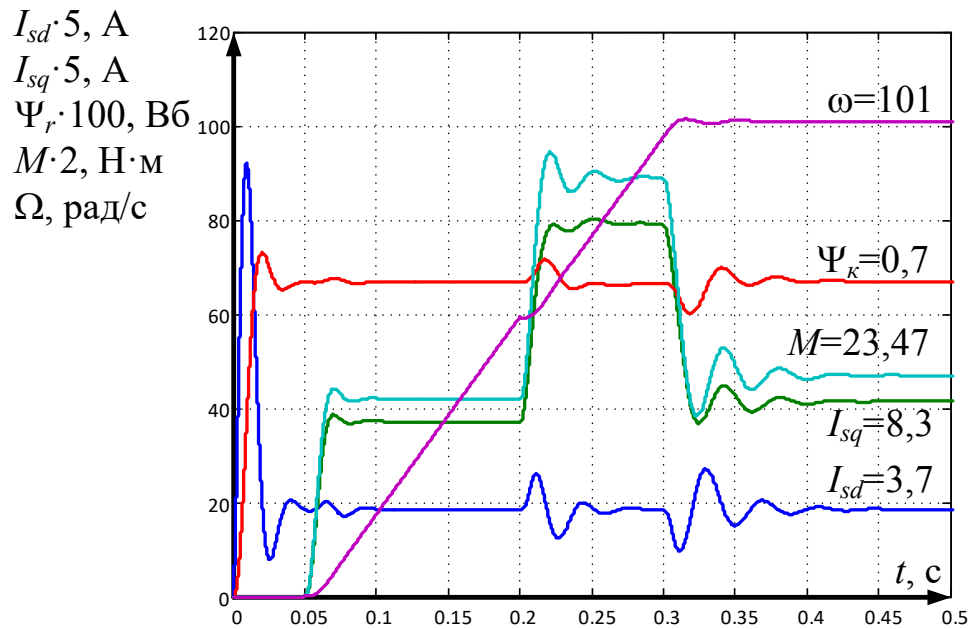


Рисунок Б.8 – Перехідний процес з накиданням навантаження під час розгону з урахуванням усіх перехресних зв'язків та 33 по ЕРС

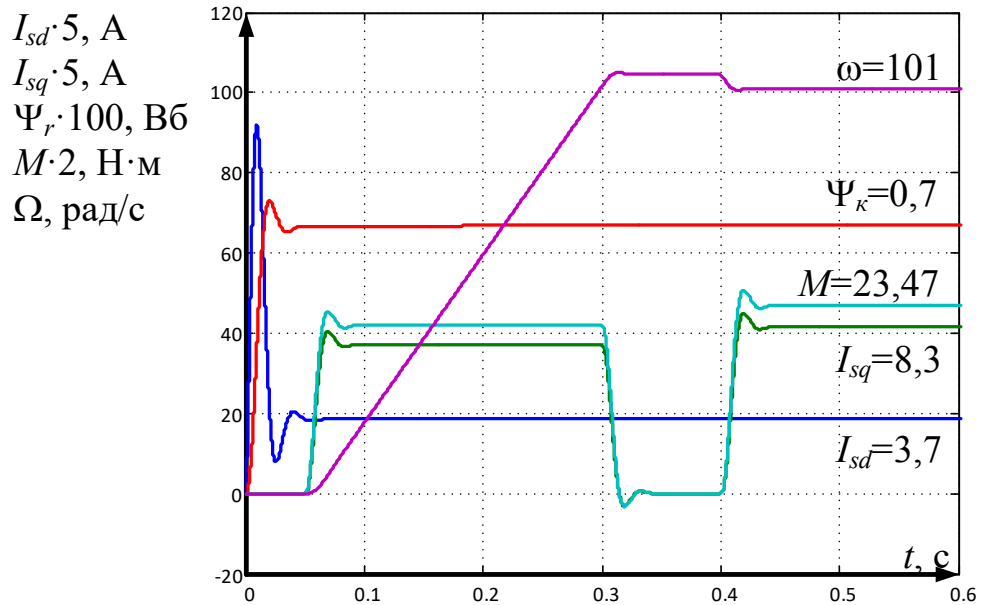


Рисунок Б.9 – Розгін на неробочому ході з накиданням навантаження при $t = 0,4$ с без урахування усіх ЗЗ

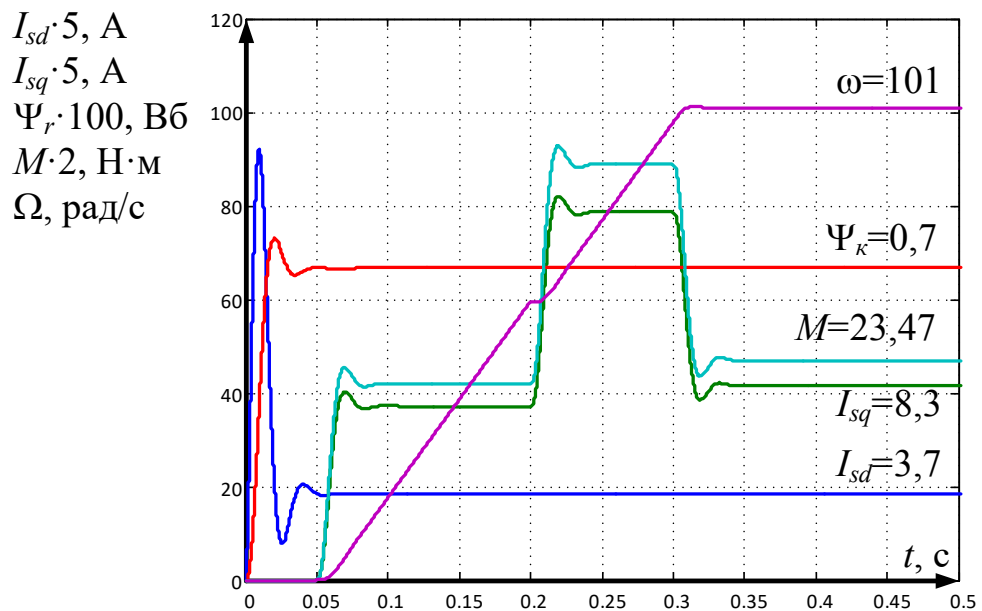


Рисунок Б.10 – Перехідний процес з накиданням навантаження під час розгону без урахування усіх ЗЗ

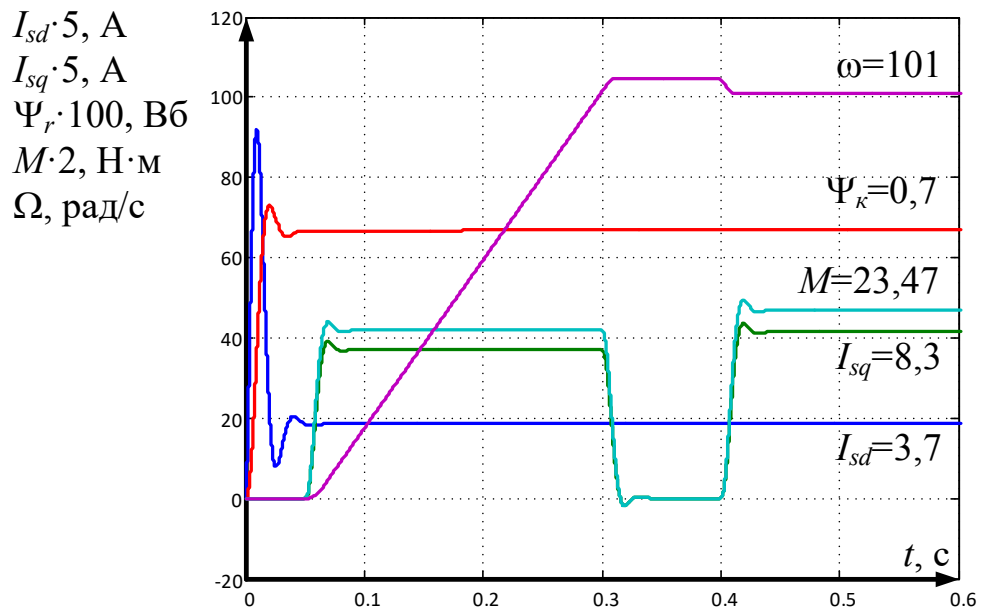


Рисунок Б.11 – Розгін на неробочому ході з накиданням навантаження при $t = 0,4$ с без урахування перехресних зв'язків, але з урахуванням 33 по ЕРС

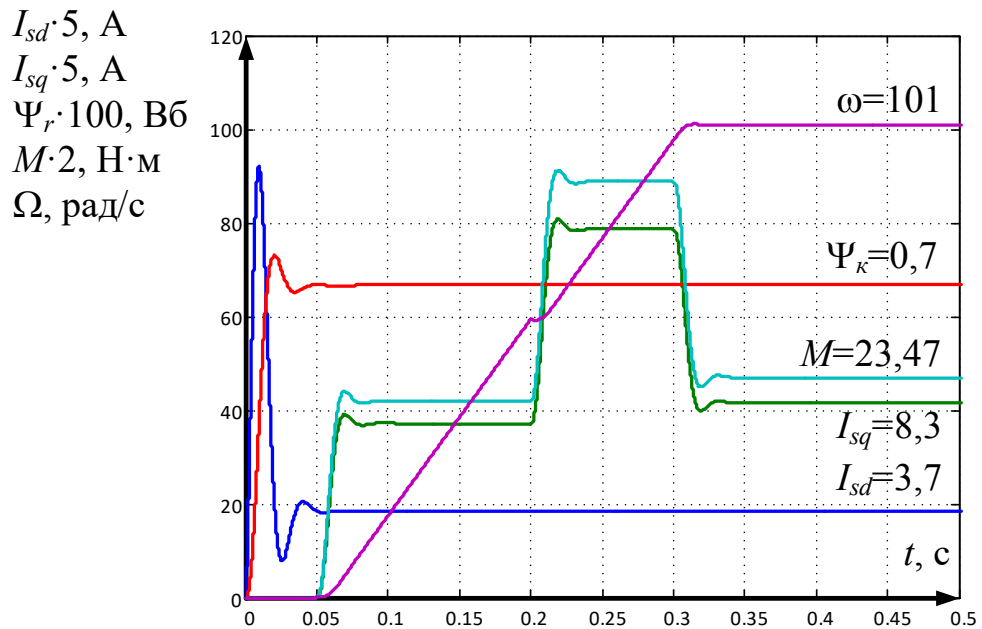


Рисунок Б.12 – Перехідний процес з накиданням навантаження під час розгону без урахування перехресних зв'язків, але з урахуванням 33 по ЕРС

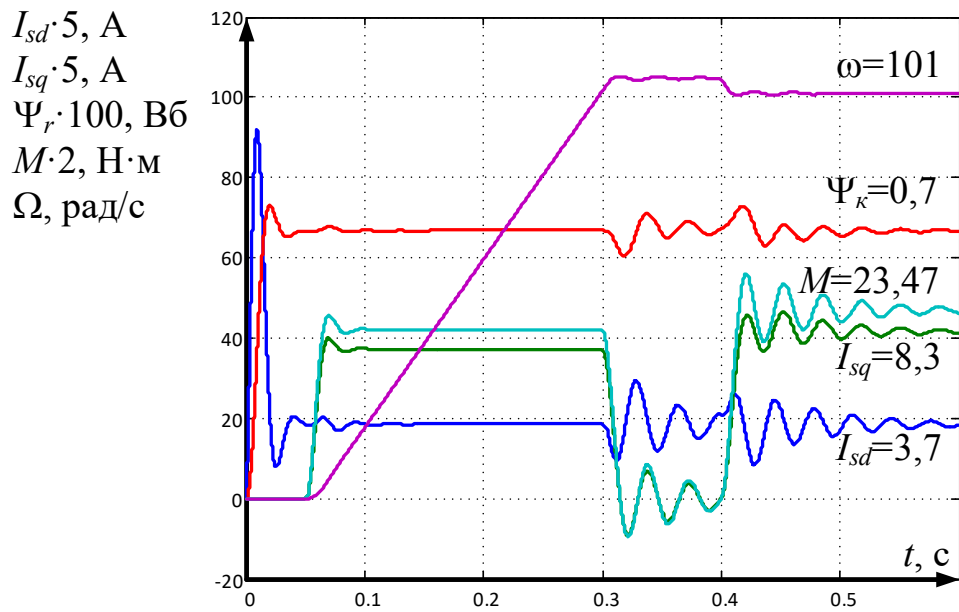


Рисунок Б.13 – Розгін на неробочому ході з накиданням навантаження при $t = 0,4$ с без урахування ЗЗ по ЕРС, але з урахуванням перехресних зв'язків

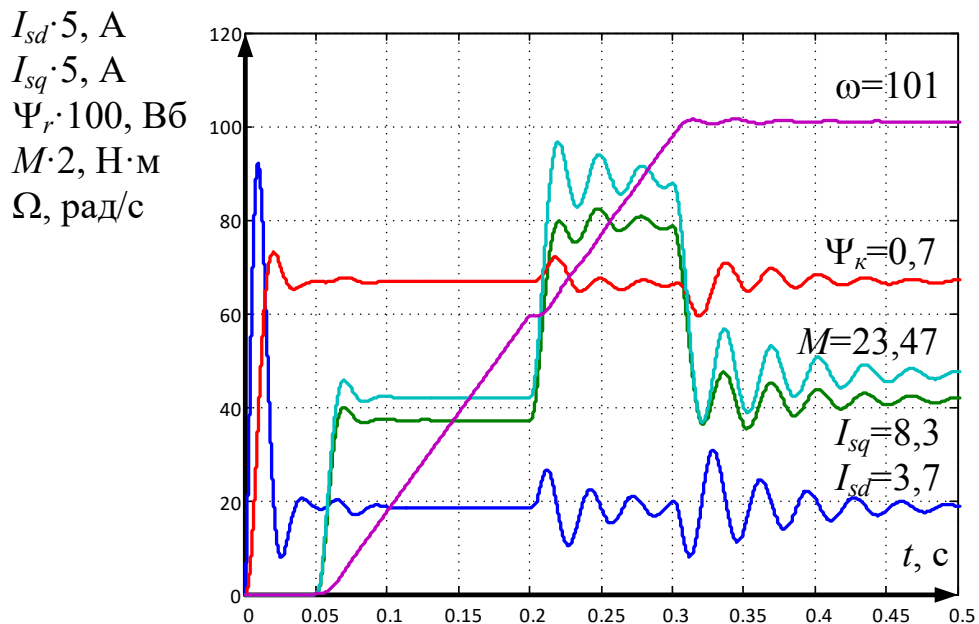


Рисунок Б.14 – Перехідний процес з накиданням навантаження під час розгону без урахування ЗЗ по ЕРС, але з урахуванням перехресних зв'язків

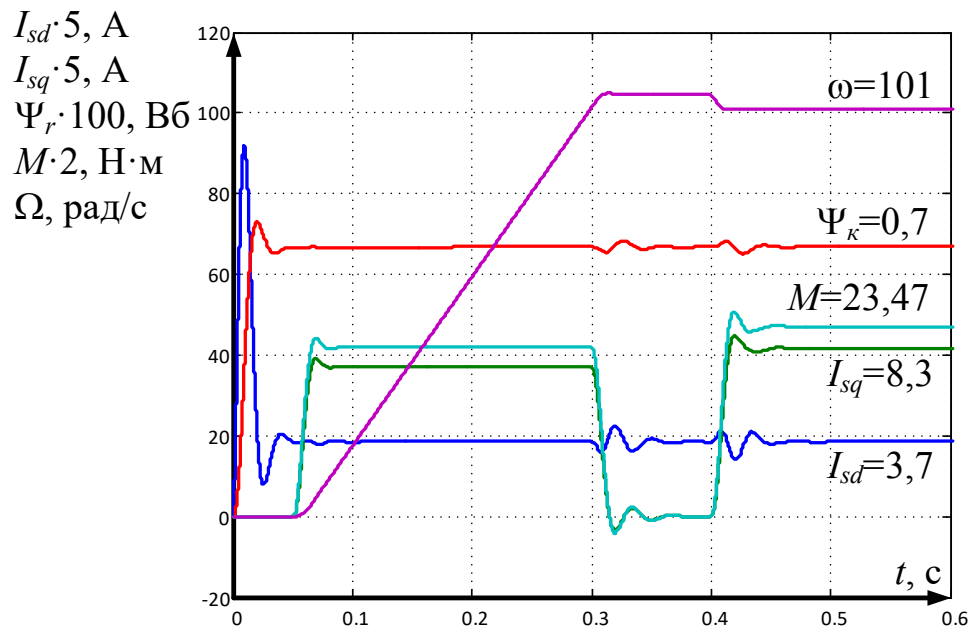


Рисунок Б.15 – Розгін на неробочому ході з накиданням навантаження при $t = 0,4 \text{ с}$ з компенсацією перехресних зв'язків з П-регулятором швидкості

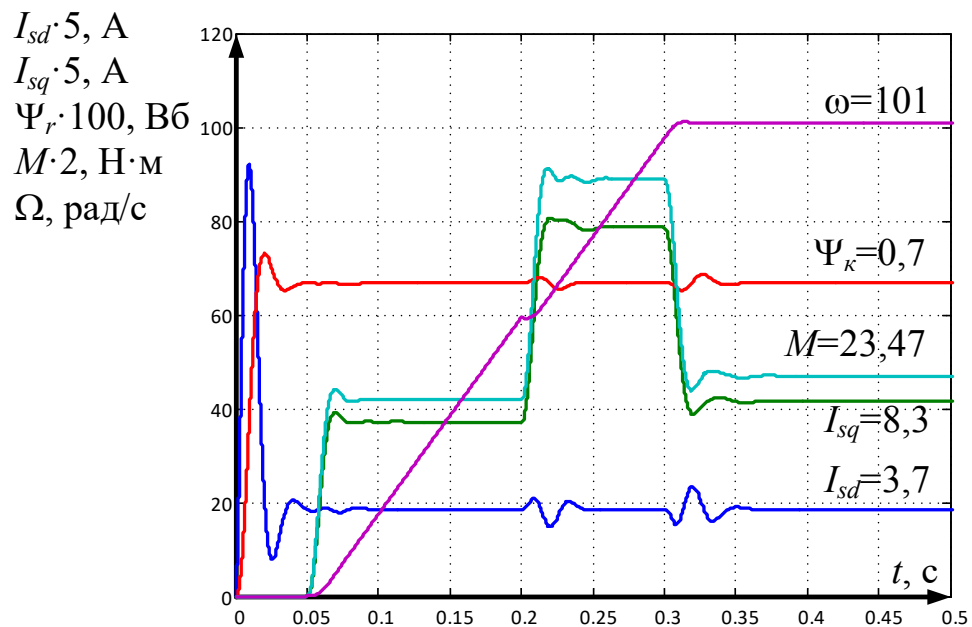


Рисунок Б.16 – Перехідний процес з накиданням навантаження під час розгону з компенсацією перехресних зв'язків з П-регулятором швидкості

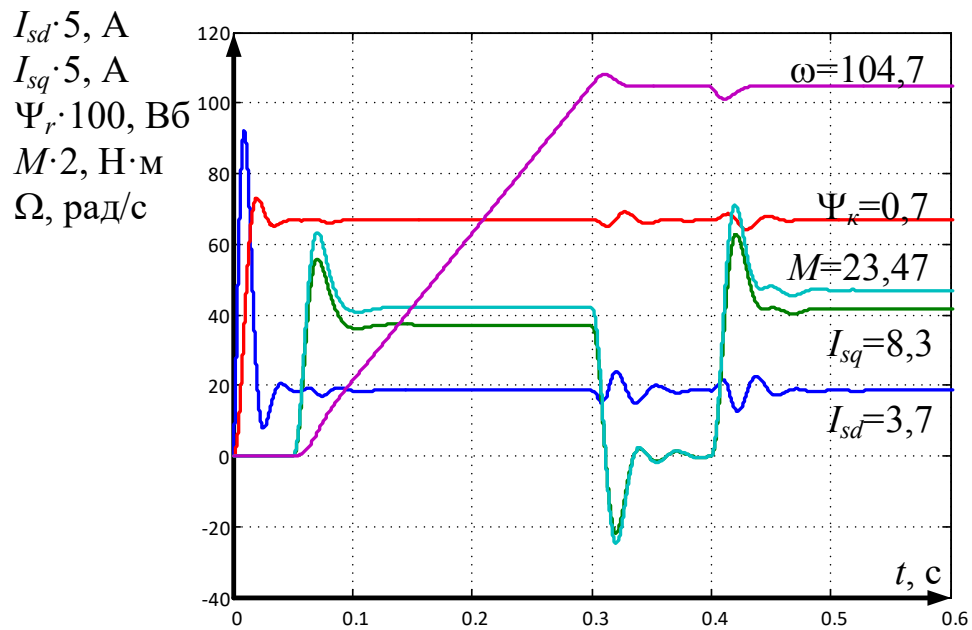


Рисунок Б.17 – Розгін на неробочому ході з накиданням навантаження при $t = 0,4$ с з компенсацією перехресних зв'язків з ПІ-регулятором швидкості

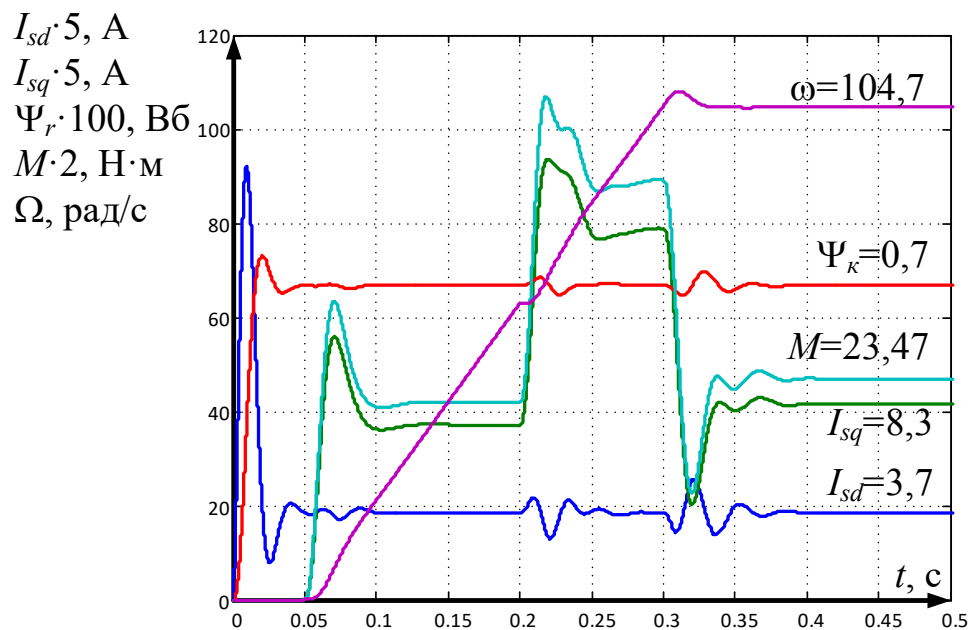


Рисунок Б.18 – Перехідний процес з накиданням навантаження у час розгону з компенсацією перехресних зв'язків з ПІ-регулятором швидкості

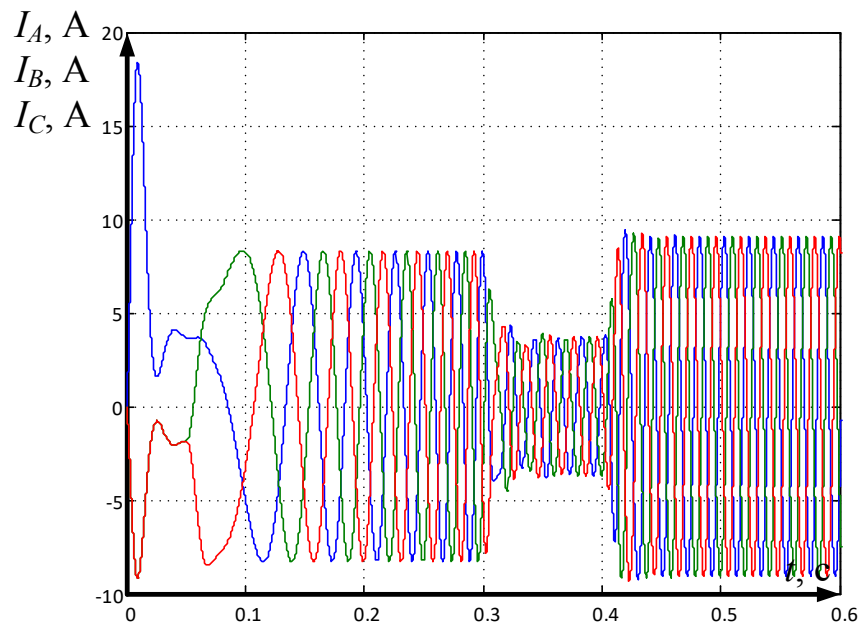


Рисунок Б.19 – Трифазні струми при пуску системи від ЗІ з накиданням навантаження під час розгону з П-регулятором швидкості

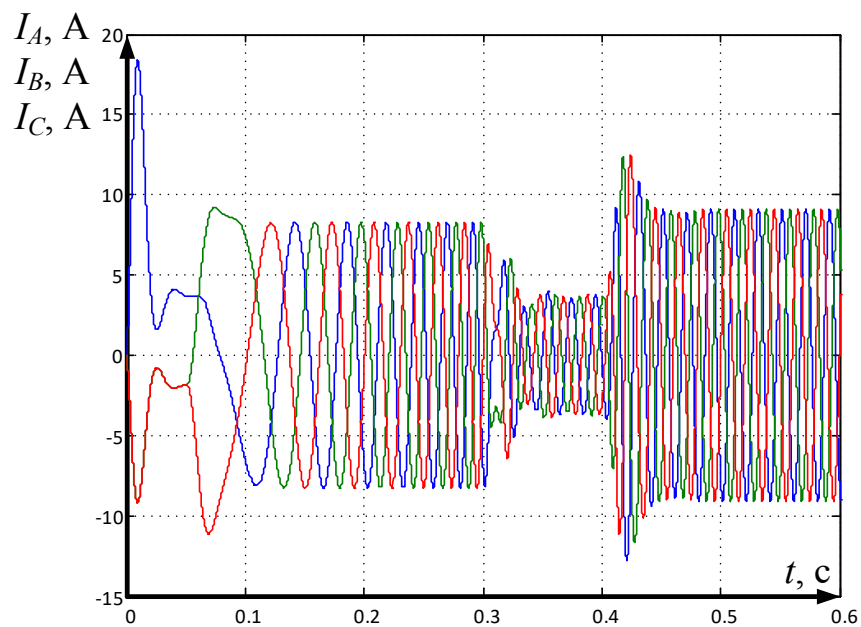


Рисунок Б.20 – Трифазні струми при пуску системи від ЗІ з накиданням навантаження під час розгону з ПІ-регулятором швидкості

ЗМІСТ

ВСТУП	3
1. ЗАВДАННЯ НА ПРОЄКТУВАННЯ.....	4
2. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ	5
3. ВИБІР МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ АД	9
3.1 Обґрунтування вибору математичної моделі.....	9
3.2 Моделі АД в двофазних ортогональних системах координат.....	11
3.2.1 Модель в системі координат α, β	16
3.2.2 Модель в системі координат d, q	17
3.2.3 Модель в системі координат x, y	19
3.3 Електромагнітний момент асинхронного двигуна	20
3.4 Математична модель АД з короткозамкненим ротором в нерухомій системі координат α, β	22
3.5 Математична модель АД в обертовій системі координат x, y , що орієнтована за вектором потокозчеплення ротору	23
3.6 Структурна схема системи векторного керування	30
3.7 Перетворювачі координат	31
4 РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ ОБ'ЄКТА КЕРУВАННЯ ТА РЕГУЛЯТОРІВ	35
4.1 Розрахунок параметрів АД і ПЧ	35
4.2 Розрахунок параметрів регуляторів	36
4.2.1 Внутрішні контури струмів.....	37
4.2.2 Контур потокозчеплення ротора	37
4.2.3 Контур кутової швидкості.....	38
4.2.4. Розрахунок датчика напруги контуру компенсації	38
4.3 Розрахунок параметрів задавача інтенсивності	39
5 ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ КУРСОВОГО ПРОЄКТУ.....	40
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....	43
ДОДАТОК А. Технічні характеристики АД	44
ДОДАТОК Б. Приклади графіків перехідних процесів	49

Навчальне видання

Дослідження системи векторного керування
частотно-регульованим асинхронним електроприводом

Методичні вказівки до виконання курсового проекту за курсами:
«Сучасні методи керування електроприводами змінного струму»
«Сучасні методи керування приводами мехатронних систем»

для студентів освітньої програми:
«Електропривод, мехатроніка та робототехніка» спеціальності
141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

Укладачі:

АНИЩЕНКО Микола Васильович
ОБРУЧ Ігор Володимирович

Відповідальний за випуск (завідувач кафедри) Богдан Воробйов
Роботу рекомендував до друку (експерт РВР) проф. Мілих В. І.
В авторській редакції

План 2023 р., п. 96

Підп. до друку 06.03.2023.

Видавець Видавничий центр НТУ «ХП».
Свідоцтво про державну реєстрацію ДК № 5478 від 21.08.2017 р.
61002, Харків, вул. Кирпичова, 2

Електронна версія