

4 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ТЕОРІЇ І ПРАКТИКИ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

Проводиться аналіз технічного рівня трифазних асинхронних двигунів і перетворювачів частоти, а також алгоритмів функціонування, структурних і функціональних схем асинхронних електроприводів. Сформульовані актуальні для техніки асинхронного електроприводу завдання.

У створення і розвиток теорії систем асинхронного електроприводу значний внесок внесли видатні вчені – А. А. Булгаков, И. Я. Браславський, В. Н. Бродовський, А. Б. Виноградов, Т. А. Глазенко, В. Л. Грузов, П. Е. Данилов, В. А. Дартау, Л. Х. Дацковський, З. Ш. Ішматов, В. Г. Каширських, А. Е. Козярук, В. І. Ключев, Г. Б. Онищенко, О. І. Осипов, Л. П. Петров, А. Д. Поздєєв, В. Н. Поляков, В. В. Рудаков, Ю. А. Сабінін, А. С. Сандлер, Р. С. Сарбатов, О. В. Слежановський, М. М. Соколов, Г. Г. Соколовський, І. М. Столяров, А. А. Суптель, В. М. Терехов, В. Н. Хрисанов, В. А. Шубенко, І. І. Епштейн, G. M. Asher, F. Blaschke, W. Floter, J. Holtz, W. Leonard, T. A. Lipo, D. W. Novotny та багато інших.

На підставі проведеного аналізу складена узагальнена структурна схема сучасного асинхронного електроприводу, наведена на малюнку.4.1

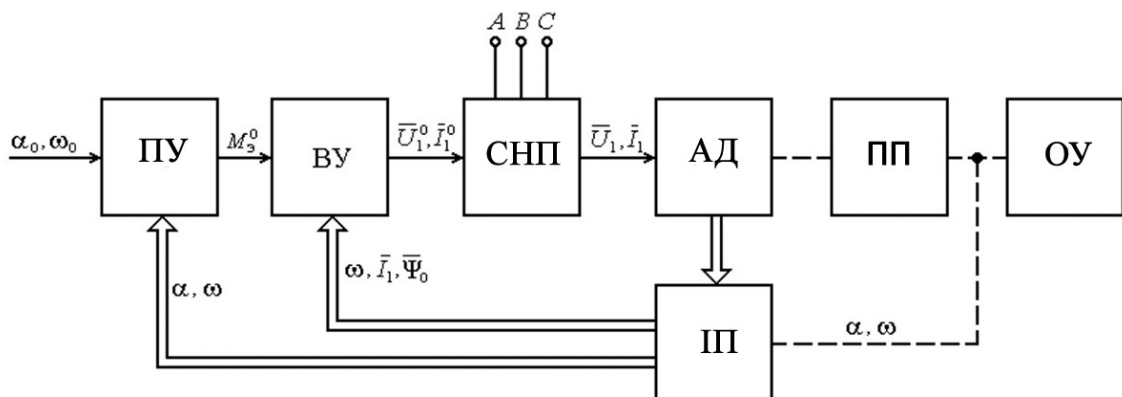


Рисунок 4.1 - Узагальнена структурна схема асинхронного
електроприводу

У схемі на малюнку 4.1 ротор АД через передавальний пристрій (ПП) механічно пов'язаний з об'єктом управління (ОУ). АД і ОУ пов'язані з інформаційним пристроєм (ІП), до складу якого можуть входити датчики фазних струмів і напруг, магнітного потоку, кутової швидкості ω , кута повороту α . По каналах зворотного зв'язку сигнали поточного кута повороту α , кутової швидкості ω , компоненти векторів фазних струмів статора I_1 і основного потокосцеплення Ψ_0 надходять на входи пристрою управління (ПУ) і обчислювального пристрою (ОП). На вхід УУ надходять задаючі впливи – необхідний кут повороту α_0 і необхідна кутова швидкість ротора ω_0 . На виході УУ формується сигнал завдання необхідного електромагнітного моменту, який повинен створити двигун. На основі цього сигналу і поточних значень α , ω , а також компонент векторів I_1 і Ψ_0 ВУ формує сигнали завдання компонент векторів фазних напруг \overline{U}_1^o або струмів статора \overline{I}_1^o . Ці сигнали поступають на входи силового напівпровідникового перетворювача (СНП), який формує компоненти векторів фазних напруг \overline{U}_1 або струмів \overline{I}_1 статора. Управління кутовою швидкістю ротора і кутом повороту ОУ здійснюється за допомогою регулювання електромагнітного моменту M_y згідно рівнянь руху електроприводу:

$$J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt} = M_y - I_n; \quad \frac{d\alpha}{dt} = \omega$$

де J_{Σ} – сумарний момент інерції рухомих частин електроприводу;

I_n – статичний момент.

Відповідно до алгоритму управління, закладеного в УУ, асинхронний електропривод може працювати в одному з наступних режимів: регулювання, програмний рух, сканування, стеження.

Асинхронний електропривод працює в режимі регулювання, якщо α_0 і ω_0 є постійними величинами. Якщо α_0 і ω_0 змінюються за заздалегідь

визначеними законами, то асинхронний електропривод працює в режимі програмного руху. Окремим випадком програмного руху є сканування. При випадковому характері зміни α_0 і ω_0 асинхронний електропривод працює у режимі стеження.

ВУ забезпечує формування сигналів завдання компонент векторів фазних напруг \overline{U}_1^0 або струмів статора \overline{I}_1^0 на підставі сигналу завдання необхідного електромагнітного моменту M_y і сигналу зворотного зв'язку по кутовій швидкості ротора ω .

При використанні двофазного АД формування сигналів завдання фазних напруг статора може бути здійснено наступними способами: амплітудним, фазовим, амплітудно-фазовим.

При амплітудному способі регулювання швидкості АД забезпечується зміна амплітуди напруги управління при незмінній його фазі, а при фазовому способі – зміна фази напруги управління при незмінній його амплітуді. Одночасна зміна амплітуди і кута зсуву між напругами управління і збудження забезпечується при амплітудно-фазовому способі регулювання швидкості АД [16].

У разі використання трифазного АД застосовуються методи частотного регулювання швидкості, які можна розділити на два класи [28, 30, 31]:

- 1) скалярне управління;
- 2) векторне управління.

Принцип скалярного управління базується на зміні частоти і поточних значень модулів змінних АД (напруг, струмів, магнітних потоків). Керованість АД при цьому забезпечується спільним регулюванням частоти і напруги, або частоти і струму статорної обмотки. Перший спосіб управління прийнято трактувати як частотне управління, другий – як частотно-струмове управління.

Ідеалізований закон зміни напруги і частоти за умови сталості перевантажувальної здатності АД сформульований М. П. Костенком [16]:

$$\frac{U_1}{U_{1i}} = \frac{f}{f_{1i}} \sqrt{\frac{M_y}{M_{y,i}}} \quad (4.1)$$

де U_{1i} , f_{1i} , $M_{y,i}$ – номінальні значення фазної напруги, частоти і електромагнітного моменту;

U_1 , f_1 , M_y – поточні значення фазної напруги, частоти і електромагнітного моменту.

При постійному моменті на валу (4.1) приймає вигляд:

$$\frac{U_1}{f_1} = \frac{U_{1i}}{f_{1i}} = \text{const} , \quad (4.2)$$

а при постійній потужності на валу (4.1) записується у вигляді:

$$\frac{U_1}{\sqrt{f_1}} = \frac{U_{1i}}{\sqrt{f_{1i}}} = \text{const} \quad (4.3)$$

При векторному управлінні забезпечується управління модулями і взаємним розташуванням векторів потокозчеплення статора, основного потокозчеплення, потокозчеплення ротора, струмів статора і ротора. Від того, які вектори обрані в якості регульованих, залежать принцип побудови і технічна реалізація систем векторного управління асинхронним електроприводом.

На підставі сформованих ВУ сигналів завдання компонент векторів фазних напруг $\overline{U_1^0}$ або струмів $\overline{I_1^0}$ СНП формує компоненти вектора фазних напруг $\overline{U_1}$ або струмів $\overline{I_1}$, які забезпечують живлення обмотки статора АД.

Силкові напівпровідникові перетворювачі асинхронного електроприводу розрізняються по елементній базі, формі вихідних напруг і за їх схемним рішенням.

СНП, які застосовуються в асинхронних електроприводах, діляться на чотири класи:

- 1) регулятори напруги (РН);
- 2) підсилювачі потужності;
- 3) безпосередні перетворювачі частоти (БПЧ);

4) перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму (ПЧЛПС).

З урахуванням зростаючих вимог до енергетичних характеристик асинхронних електроприводів і їх впливу на мережу розвиток отримують перетворювачі, які забезпечують економічні способи управління електроприводами. Зміни схем перетворювачів головним чином пов'язані з появою нових приладів – потужних польових транзисторів (MOSFET), біполярних транзисторів з ізольованим затвором (IGBT), запірних тиристорів (GTO, IGCT).

Існують наступні тенденції розвитку СНП: розширення меж застосування повністю керованих приладів (транзисторів потужністю до 3 – 5 МВт, тиристорів потужністю до 5 – 20 МВт); поширення методів широтно-імпульсної модуляції (ШІМ); блокові принципи побудови перетворювачів на основі уніфікованих силових гібридних модулів, які виконуються на базі транзисторів і тиристорів; можливість виконання перетворювачів постійного і змінного струму та їх комбінацій на єдиній конструктивній основі, в тому числі на базі інтелектуальних силових модулів.

Структурні схеми СНП асинхронного електроприводу наведені на малюнку 2, малюнку 3, де стандартна трифазна мережа характеризується постійними значеннями напруги U_c і частоти f_c , випрямляч характеризується вихідною напругою U_d , параметри обмотки статора АД позначені індексами 1, а параметри обмотки ротора – індексами 2.

На малюнку 4.2 показані структурні схеми СНП для живлення АД з короткозамкненим ротором, а на малюнку 4.3 – структурні схеми СНП для живлення АД з фазним ротором [10, 25, 30, 41].

На малюнку 4.2 а, малюнку 4.2 б показані структурні схеми силової частини асинхронного електроприводу з тиристорним регулятором напруги і БПЧ відповідно.

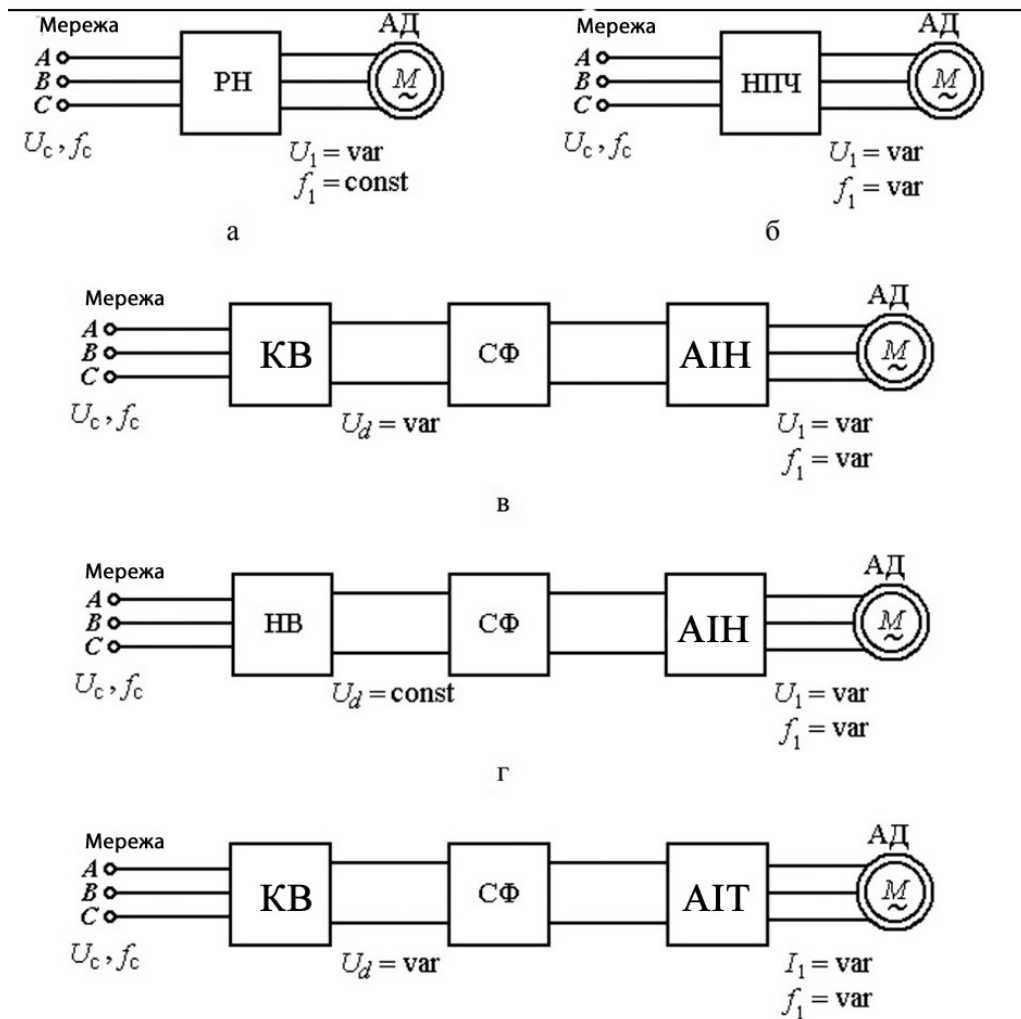


Рис.4.2 - Структурні схеми СНП для живлення АД з короткозамкненим ротором

У системах частотного регулювання швидкості АД переважно використовуються ПЧЛПС з автономними інверторами напруги (АІН) або струму (АІТ), живлення яких здійснюється від керованих (КВ) або некерованих (НВ) випрямлячів. Між випрямлячами і автономними інверторами встановлюються згладжувальні фільтри. Структурні схеми ПЧЛПС наведені на малюнку 4.2 в – малюнку 4.2 д. Можливість застосування повністю керованих приладів і ШІМ роблять ці схеми найбільш часто використовуваними в широкому діапазоні потужностей. В схемі на малюнку 4.2 в існує можливість рекуперації енергії в мережу змінного струму. При цьому КВ переводиться в режим веденого мережею інвертора. Якщо необхідність рекуперації енергії відсутня, то в схемах на малюнку 4.2 в, малюнку 4.2 д використовують некерований випрямляч. При

необхідності рекуперації енергії спільно з АІН використовуються активні випрямлячі напруги, схеми яких повністю аналогічні схемам АІН.

СНП, які містять некерований випрямляч і ведений мережею інвертор, складають основу асинхронного вентиляного каскаду (АВК), структурна схема якого показана на малюнку 4.3 а. Регулювання швидкості здійснюється впливом на інвертор. АВК застосовується в приводах великої потужності при обмеженому діапазоні регулювання швидкості. На малюнку 4.3 б показана машина подвійного живлення з перетворювачем частоти (ПЧ) в ланцюзі ротора. При цьому може бути використаний ПЧЛПС з активним випрямлячем. Певну перспективу розвитку мають потужні НПЧ в машинах подвійного живлення (малюнок 4.3 б) і при керуванні низькошвидкісними АД.

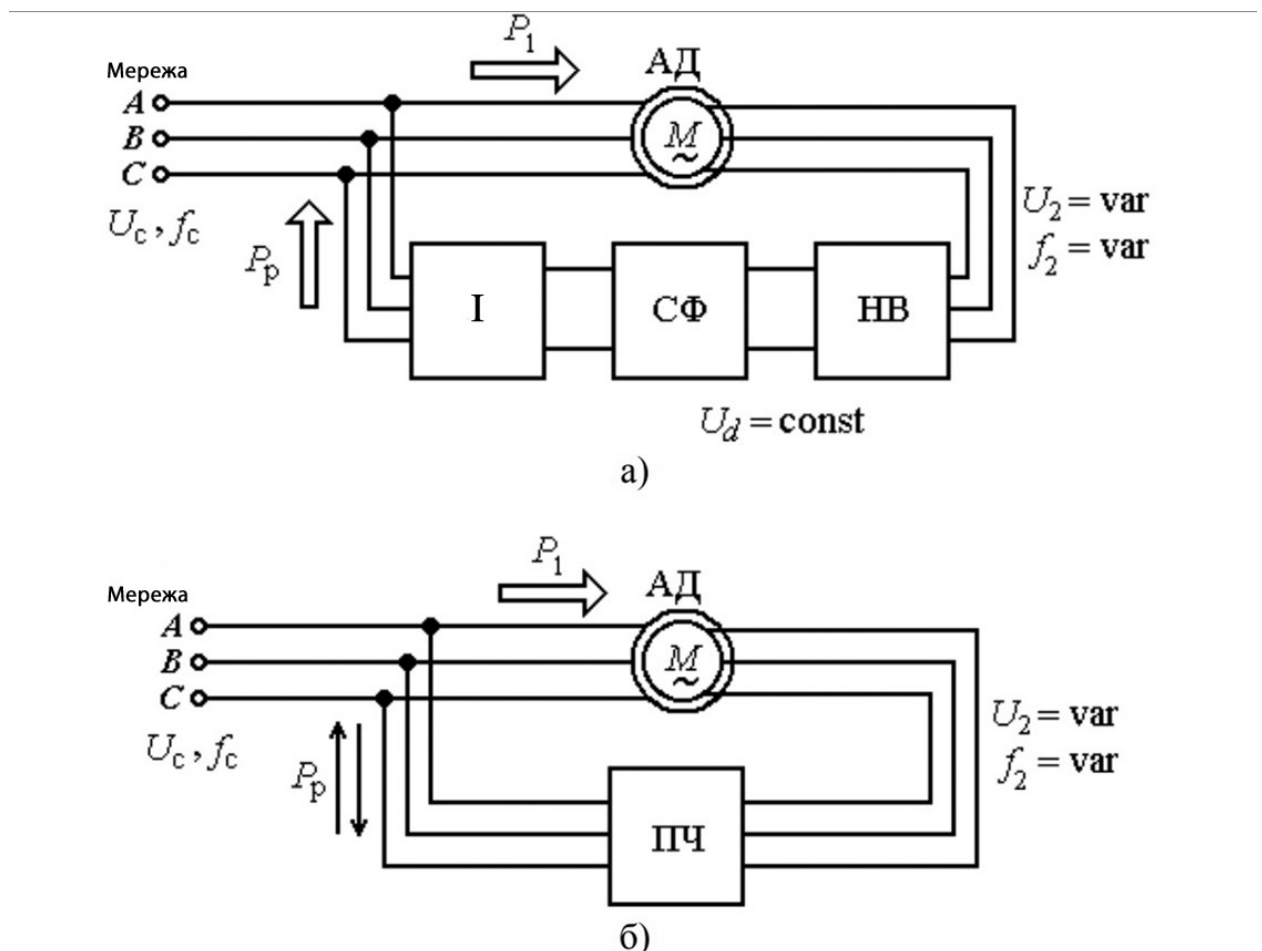


Рис. 4.3 - Структурні схеми СНП для живлення АД з фазним ротором

Зазначені на малюнку 4.3 напрямки передачі споживаної активної потужності P_1 і потужності ковзання P_p відповідають руховому режиму. При

цьому на малюнку 4.3 б руховому режиму на швидкостях нижче синхронної відповідає напрямок передачі потужності P_p від ротора в мережу, а на швидкостях вище синхронної – потужність P_p споживається від мережі.

Елементною базою для РН і НПЧ є тиристори. Підсилювачі потужності, які поділяються на підсилювачі напруги або підсилювачі струму, будуються переважно на біполярних транзисторах. АІН і АІТ можуть бути виконані на тиристорах, запірних тиристорах (GTO і IGCT) або на біполярних, MOSFET і IGBT транзисторах.

Форма вихідних напруг СНП може бути різною.

Синусоїдальні струми і напруги можуть бути отримані в УМ, якщо силові транзистори перевести в лінійний режим роботи і подати в їх ланцюги управління синусоїдальні сигнали. Подібна форма вихідних напруг сприятлива для АД, однак, незважаючи на простоту силових схем, ККД підсилювачів потужності досить низький. Тому такі УМ використовуються в електроприводах малої потужності.

Несинусоїдальною є форма вихідних напруг РН і НПЧ.

Для отримання високих значень ККД в перетворювальній техніці транзистори використовуються переважно в ключовому режимі. При цьому вихідні напруги мають прямокутну або ступінчасту форму.

Найбільш поширеною схемою для побудови АІН і АІТ є трифазна мостова, для управління силовими транзисторами може бути використаний 120- або 180-градусний закон комутації.

Недоліком цих способів управління є наявність вищих гармонік в кривих вихідних напруг інвертора, що призводить до нерівномірного обертання поля статора і виникнення пульсацій електромагнітного моменту двигуна. Прагнення позбутися від негативного впливу зазначеного недоліку призвело до широкого використання ШІМ. Застосування ШІМ дозволяє отримати практично синусоїдальну форму гладких складових напруг і струмів і забезпечити досить високий ККД інвертора.

На сучасному етапі розвитку асинхронного електроприводу найбільше поширення отримали ПЧЛПС, складовою частиною яких є автономні інвертори на IGBT транзисторах з ШІМ [25, 30, 31, 35].

Розробниками і виробниками перетворювачів частоти (ПЧ) є провідні електротехнічні фірми – АВВ (Швеція, Швейцарія), Control Techniques (Англія), Delta Electronics (Тайвань), Emotron (Швеція), Fuji Electric (Японія), Hitachi (Японія), КЕВ (Німеччина), Leroy Somer (Франція), Mitsubishi Electric (Японія), Omron (Японія), Prostar (Китай), Schneider Electric (Франція), Siemens (Німеччина), ТЕСО (Тайвань), Toshiba (Японія), Yaskawa Electric (Японія) та інші.

Технічні дані деяких ПЧ зарубіжних виробників наведені в таблиці 4.1.

ПЧ дозволяють реалізувати плавний пуск, скалярне або векторне управління швидкістю АД, пряме управління моментом, передбачена можливість налаштування параметрів ПД-регулятора і програмування залежності $U_1=f(f_1)$, а також часу розгону і гальмування. Всі виробники ПЧ, дані яких наводяться в таблиці 4.1, заявляють ККД не нижче 96 – 97 %.

До числа якостей, які забезпечують високі техніко-економічні показники ПЧ, відносяться: висока надійність, яка досягається використанням високонадійних спеціальних мікросхем; малі габарити перетворювача, що досягається, поряд з використанням інтегральних модулів і IGBT, застосуванням високоефективного охолодження при малогабаритних радіаторах, а також продуманою конструкцією пристрою; хороші статичні і динамічні характеристики, які роблять привод на базі цих перетворювачів конкурентоздатним з приводом постійного струму і які є результатом використання нових алгоритмів управління, зокрема, векторного керування з датчиком швидкості і без нього; простота введення приводу в експлуатацію завдяки наявності автоматичного підлаштування перетворювача до характеристик двигуна; зручність налаштування і обслуговування.

Перетворювачі частоти легко вбудовуються в сучасні системи автоматизації, для чого пропонуються мережеві рішення з різними топологіями інформаційної мережі. Найбільш відомими і часто

використовуваними є інформаційні мережі: Ethway, Fipio, Fipway, Industrial Ethernet, Mapway, Masterbus, Modbus, Modbus plus, Profibus, Unitelwey [25].

Експлуатаційну надійність електроприводу забезпечує система захистів перетворювача, яка включає в себе максимально-струмовий захист, захист від перегріву двигуна і перетворювача, від перевантаження, надмірних відхилень напруги живлення, обриву фази, міжфазного короткого замикання, замикання фази на землю та інші.

АД можна класифікувати за кількістю фаз і конструкції ротора.

За кількістю фаз АД поділяються на однофазні, двофазні і трифазні.

Однофазні АД знаходять широке застосування в побутовій техніці. Двофазні АД застосовуються в системах автоматичного управління. Найбільшого поширення в багатьох галузях промисловості і спеціальної техніки отримали трифазні АД.

За конструкцією ротора АД класифікуються наступним чином: з порожнистим, масивним, короткозамкненим і фазним ротором.

Порожнистий ротор може бути виконаний з магнітного або немагнітного матеріалу. АД з порожнистими і масивними роторами знаходять застосування в пристроях автоматики. АД з короткозамкненим ротором знаходять широке застосування в побутовій, спеціальній і промисловій техніці. АД з фазним ротором використовуються для приводу технологічних машин і механізмів зі складними умовами пуску.

Таблиця 4.1 - Технічні дані перетворювачів частоти

Серія	Мережа живлення; лінійна напруга, В	Діапазон потужності, кВт	Номінальний струм, А	Діапазон регулювання частоти вихідної напруги, Гц
Німеччина (KEB, Siemens ²)				
Combivert ¹	Трифазна: 380В	0,37 - 315	1,3 – 570	немає даних
Micromaster 440 ²	Трифазна: 380-480В	0,37 - 250	немає даних	0 – 650; 0 – 267
Китай (Prostar)				
PR 6000	Трифазна: 380В	0,75 - 315	2,3 – 605	0 – 400
Франція (Schneider Electric)				
Altivar 71	Трифазна: 480В	2,4 - 576	3,2 – 740	0 – 1000
Швеція, Швейцарія (ABB)				
ACS 150	Трифазна: 380В	1,1 – 355	3,3 – 645	0 – 500
Японія (Mitsubishi Electric ³ , Omron ⁴)				
FR-F700 ³	Трифазна: 380-500В	0,75 – 630	2,8 – 1313	0,5 – 400
RX ⁴	Трифазна: 380-480В	0,4 – 132	1,5 – 260	0 – 400

Таблиця 4.2 - Технічні дані асинхронних двигунів закордонного виробництва

Серія	Висоти осей обертання, мм	Діапазон потужностей, кВт	Синхронні частоти обертання, об/хв	Номінальна напруга, В	ККД, %	Коефіцієнт потужності, о. о.
ABB (Швеція, Швейцарія)						
M2	56 - 400	0,055 – 630	750; 1000; 1500; 3000	400	38 - 97	0,48 – 0,92
Siemens (Німеччина)						
ILA	56 – 160	0,06 – 18,5	750; 1000; 1500; 3000	380	39 – 91	0,66 – 0,91
Leroy Somer (Франція)						
LS, FLS	56 – 450	0,09 – 750	320 – 4000	320 - 480	38 - 97	0,48 – 0,92
Toshiba (Японія)						
TIK	71 - 160	0,37 – 18,5	1000; 1500; 3000	220; 380; 415	71 - 91	0,78 – 0,88

В сучасних асинхронних електроприводах режими роботи і стан двигунів постійно контролюються. Для цього вводяться датчики швидкості, положення ротора, в двигуни вбудовуються датчики Холла, температури і вібрацій. Це дає можливість підвищити експлуатаційну надійність АД. Ще одним способом підвищення надійності АД у виробничих умовах є перехід на конструктивно закриті їх варіанти з використанням методів інтенсивного поверхневого охолодження.

При проектуванні нового технологічного обладнання прагнуть до використання «коротких» механічних передач і безредукторних електроприводів, що дає істотний ефект в досягненні більш високих якісних показників систем управління рухом ОУ і в досягненні більш високої надійності механізмів.

Проведений аналіз показує, що сучасний асинхронний електропривод дозволяє вирішувати цілий комплекс завдань, пов'язаних з підвищенням якості продукції та ефективності технологічного обладнання, енерго- і ресурсозбереження, і являє собою складну мехатронну систему з мікропроцесорним або мікроконтролерним управлінням, всі компоненти якої проектуються і виготовляються з використанням сучасних матеріалів і високотехнологічного обладнання.

Однак цілий ряд проблем залишається невирішеним, а саме:

1. Застосування теорії узагальненої електричної машини до трифазного асинхронного двигуна нерозривно пов'язане з питаннями перетворення координат, яке в ряді випадків виконується формально без збереження величини магнітного потоку, що припадає на один полюс. Доцільно здійснювати перетворення координат так, щоб зберегти незмінними результуючі магніторухливі сили, а також ефективну кількість витків фаз обмоток. У зв'язку з цим актуальною є також розробка гіпотетичної фізичної моделі узагальненої електричної машини на основі трифазного асинхронного двигуна;

2. У більшості випадків при розробці математичних моделей асинхронних двигунів не враховуються насичення магнітопроводу і втрати в сталі. В [42, 43] показано, що при зазначених допущеннях не вдається досягти високої точності розрахунків при моделюванні. Таким чином, актуальною є задача розробки математичної моделі асинхронного двигуна з урахуванням насичення магнітопроводу і втрат в сталі;

3. З точки зору підвищення енергоефективності асинхронного електроприводу актуальною є розробка алгоритмів оптимального управління струмами асинхронного двигуна за критерієм мінімуму потужності сумарних втрат з урахуванням насичення магнітопроводу [44];

4. Аналіз системних властивостей (керованості, спостережуваності і чутливості) асинхронного електроприводу дозволить реалізовувати алгоритми управління систем частотно-регульованого електроприводу з

асинхронними двигунами, включаючи векторне управління, а також здійснювати ідентифікацію параметрів трифазного асинхронного двигуна;

5. Для ефективного управління асинхронним двигуном, який працює у складі частотно-регульованого електроприводу, необхідно володіти інформацією про поточні значення параметрів схеми заміщення фази і навантаження. Параметрами Т-подібної схеми заміщення фази АД є: активні опори і індуктивності фаз обмоток статора і ротора, а також взаємна індуктивність. До параметрів навантаження відносяться сумарний момент інерції рухомих частин і статичний момент. Перераховані параметри в процесі функціонування електроприводу можуть змінюватися в силу багатьох причин, наприклад, таких, як нагрів і охолодження обмоток, зміна стану магнітного ланцюга і інші. Тому для реалізації більш точних алгоритмів управління, які забезпечують ефективне енерго- і ресурсозбереження, необхідна оцінка (ідентифікація) перерахованих параметрів [45-48];

6. При реалізації алгоритмів векторного управління швидкістю асинхронних двигунів, як правило, використовуються математичні моделі асинхронних двигунів без урахування насичення магнітопроводу. Введення зазначених припущень не дозволяє повною мірою реалізовувати можливості векторного управління. У зв'язку з цим актуальним є завдання формування алгоритму векторного управління швидкістю асинхронного двигуна з урахуванням насичення магнітопроводу.

Таким чином, рішення перерахованих завдань дозволить підвищити ефективність асинхронного електроприводу, забезпечуючи тим самим вирішення питань енерго- і ресурсозбереження засобами асинхронного електроприводу.

5 МОДЕЛЮВАННЯ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА В ОБЕРТОВІЙ СИСТЕМІ КООРДИНАТ

5.1 Математична модель асинхронного двигуна

Математична модель асинхронного електродвигуна з одного боку повинна бути простою і мати якомога менший порядок, а з іншого боку повинна для вирішення завдання управління описувати процеси в реальному двигуні з достатньою для практики точністю. В силу цих двох взаємно суперечливих вимог при побудові математичної моделі АД слід прийняти ряд припущень, які дозволяють отримати найменший порядок моделі, але не призводять при цьому до значної втрати точності опису процесів в двигуні. Виходячи з даних міркувань, при отриманні моделі АД були прийняті наступні основні припущення:

- 1) вважається, що машина симетрична з ідеальними обмотками, які забезпечують синусоїдальний розподіл магніторушуючої сили і магнітного потоку вздовж повітряного зазору, який приймається однаковим по колу ротора;
- 2) не враховується вплив насичення магнітного ланцюга, що дозволяє прийняти значення індуктивностей постійними;
- 3) не враховуються втрати енергії в сталі ротора;
- 4) передбачається, що відсутні напруги і струми нульової послідовності, тобто миттєві значення напруг і струмів фаз:

$$u_A + u_B + u_C = 0; \quad i_A + i_B + i_C = 0.$$

При цьому не накладається ніяких обмежень на їх гармонійний склад;

- 5) відсутній вплив на процеси в двигуні температурних і кліматичних змін навколишнього середовища, а також ряду шкідливих технологічних факторів (ексцентричність статора і ротора, конусність ротора, еліптичність зазору та ін.).

При моделюванні динамічних процесів трифазний асинхронний двигун найчастіше приводять до двофазної машини, у якій дві обмотки a і b зрушені

в просторі на 90 градусів і суміщені з координатними осями a, jb (малюнок 25). Встановлено, що при живленні обмоток статора двофазного асинхронного двигуна синусоїдальними напругами, зрушеними на 90 ел. градусів, вдається забезпечити в зазорі електричної машини кругове електромагнітне поле, яке обертається.

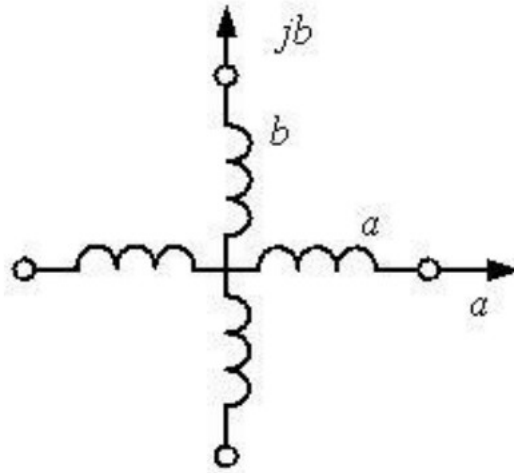


Рисунок 5.1 - Обмотки двофазної електричної машини змінного струму

Рівняння динамічної механічної характеристики короткозамкнутого двофазного асинхронного двигуна, який одержує живлення від мережі або індивідуального перетворювача, що володіє властивостями джерела напруги, можна отримати зі спільного рішення наступної системи диференціальних рівнянь:

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{d\psi_{1a}}{dt} &= U_{1a} - \frac{R_1}{x_1 \times \sigma} (\psi_{1a} - \frac{x_m}{x_2} \psi_{2a}) \\
 \frac{d\psi_{1b}}{dt} &= U_{1a} - \frac{R_1}{x_1 \times \sigma} (\psi_{1b} - \frac{x_m}{x_2} \psi_{2b}) \\
 \frac{d\psi_{2a}}{dt} &= U_{1a} - \frac{R'_2}{x'_2 \times \sigma} (\psi_{2a} - \frac{x_m}{x_1} \psi_{1a}) - \omega \times \psi_{2b} \\
 \frac{d\psi_{2b}}{dt} &= U_{1a} - \frac{R'_2}{x'_2 \times \sigma} (\psi_{1a} - \frac{x_m}{x_1} \psi_{1a}) + \omega \times \psi_{2a} \\
 M &= \frac{3 \times Z_p \times x_m}{2 \times x_1} (\psi_{1b} \times i_{2a} - \psi_{1a} \times i_{2b})
 \end{aligned} \right\} \quad (5.1)$$

В системі рівнянь прийняті наступні позначення:

ψ_{1a} – складова вектора потокозчеплення обмотки статора, орієнтована вздовж осі a нерухомої системи координат;

ψ_{1b} – складова вектора потокозчеплення обмотки статора, орієнтована вздовж осі b нерухомої системи координат;

i_{2a} – складова вектора струму обмотки ротора, орієнтована уздовж осі a нерухомої системи координат;

i_{2b} – складова вектора струму обмотки ротора, орієнтована уздовж осі b нерухомої системи координат;

U_{1a} – складова вектора напруги обмотки статора, орієнтована вздовж осі a нерухомої системи координат;

U_{1b} – складова вектора напруги обмотки статора, орієнтована вздовж осі b нерухомої системи координат;

R_1 – активний опір обмотки статора;

R_2' – активний опір обмотки ротора, приведений до обмотки статора;

$X_1 = X_{1\sigma} + X_m$ – еквівалентний індуктивний опір обмотки статора, рівний індуктивному опору розсіювання обмотки статора і індуктивному опору від головного поля;

$X_2' = X_{2\sigma}' + X_m$ – еквівалентний індуктивний опір обмотки ротора, приведений до обмотки статора, рівний індуктивному опору розсіювання обмотки ротора і індуктивному опору від головного поля;

X_m – індуктивний опір від головного поля (контур намагнічування), який створюється сумарною дією струмів статора;

$$\sigma = 1 - \frac{X_m^2}{X_1 \times X_2} \text{ – коефіцієнт розсіювання;}$$

ω – швидкість обертання ротора.

При дослідженні асинхронних електроприводів застосовують систему координат, яка обертається з відносною швидкістю ω_{KC} , з дійсною віссю x , і уявною віссю y .

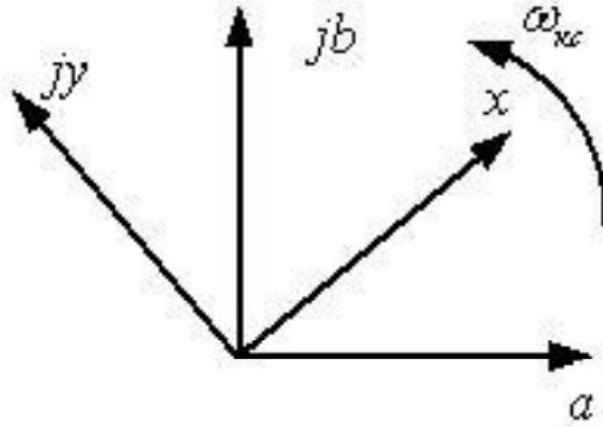


Рисунок 5.2 - Система координат, яка обертається

У системі координат, яка обертається, диференціальні рівняння, які описують динамічну модель асинхронного двигуна, мають наступний вигляд:

$$\begin{aligned}
 \frac{d\psi_{1x}}{dt} &= U_{1x} - \frac{R_1}{x_1 \times \sigma} (\psi_{1x} - \frac{x_m}{x_2} \psi_{2x}) + \omega_{\text{KC}} \times \psi_{1y} \\
 \frac{d\psi_{1y}}{dt} &= U_{1y} - \frac{R_1}{x_1 \times \sigma} (\psi_{1y} - \frac{x_m}{x_2} \psi_{2y}) + \omega_{\text{KC}} \times \psi_{1x} \\
 \frac{d\psi_{2x}}{dt} &= -\frac{R'_2}{x'_2 \times \sigma} (\psi_{2x} - \frac{x_m}{x_1} \psi_{1x}) + (\omega_{\text{KC}} - \omega) \times \psi_{2y} \\
 \frac{d\psi_{2y}}{dt} &= -\frac{R'_2}{x'_2 \times \sigma} (\psi_{2y} - \frac{x_m}{x_1} \psi_{1y}) - (\omega_{\text{KC}} - \omega) \times \psi_{2x} \\
 M &= \frac{3 \times z_p \times x_m}{2 \times x_1} (\psi_{1y} \times i_{2x} - \psi_{1x} \times i_{2y}) + (\omega_{\text{KC}} - \omega) \times \psi_{2y}
 \end{aligned} \tag{5.2}$$

де

ω_{KC} – швидкість обертання системи координат;

ψ_{1x} – складова вектора потокозчеплення обмотки статора, орієнтована вздовж осі x системи координат, яка обертається;

ψ_{1y} – складова вектора потокозчеплення обмотки статора, орієнтована вздовж осі y системи координат, яка обертається;

ψ_{2x} – складова вектора потокозчеплення обмотки ротора, орієнтована вздовж осі x системи координат, яка обертається;

ψ_{2y} – складова вектора потокозчеплення обмотки ротора, орієнтована вздовж осі y системи координат, яка обертається;

i_{2x} – складова вектора струму обмотки ротора, орієнтована уздовж осі x системи координат, яка обертається;

i_{2y} – складова вектора струму обмотки ротора, орієнтована уздовж осі y системи координат, яка обертається.

Моделі напруги U_{1x} і U_{1y} , які подаються на вхід, представляються постійними сигналами.

Електромеханічні процеси описуються рівнянням руху двигуна:

$$M - M_c = J_{\Sigma} \times \frac{d\omega_r}{z_p \times dt} \quad (5.3)$$

де $\frac{\omega_r}{z_p} = \omega_{\varphi}$ – частота обертання валу двигуна; J_{Σ} – сумарний момент

інерції приводу; M_c – момент опору.

5.2 Структурна схема моделі короткозамкнутого асинхронного двигуна

За вищенаведеною системою рівнянь побудована структурна схема асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором в системі координат, яка обертається (малюнок 27).

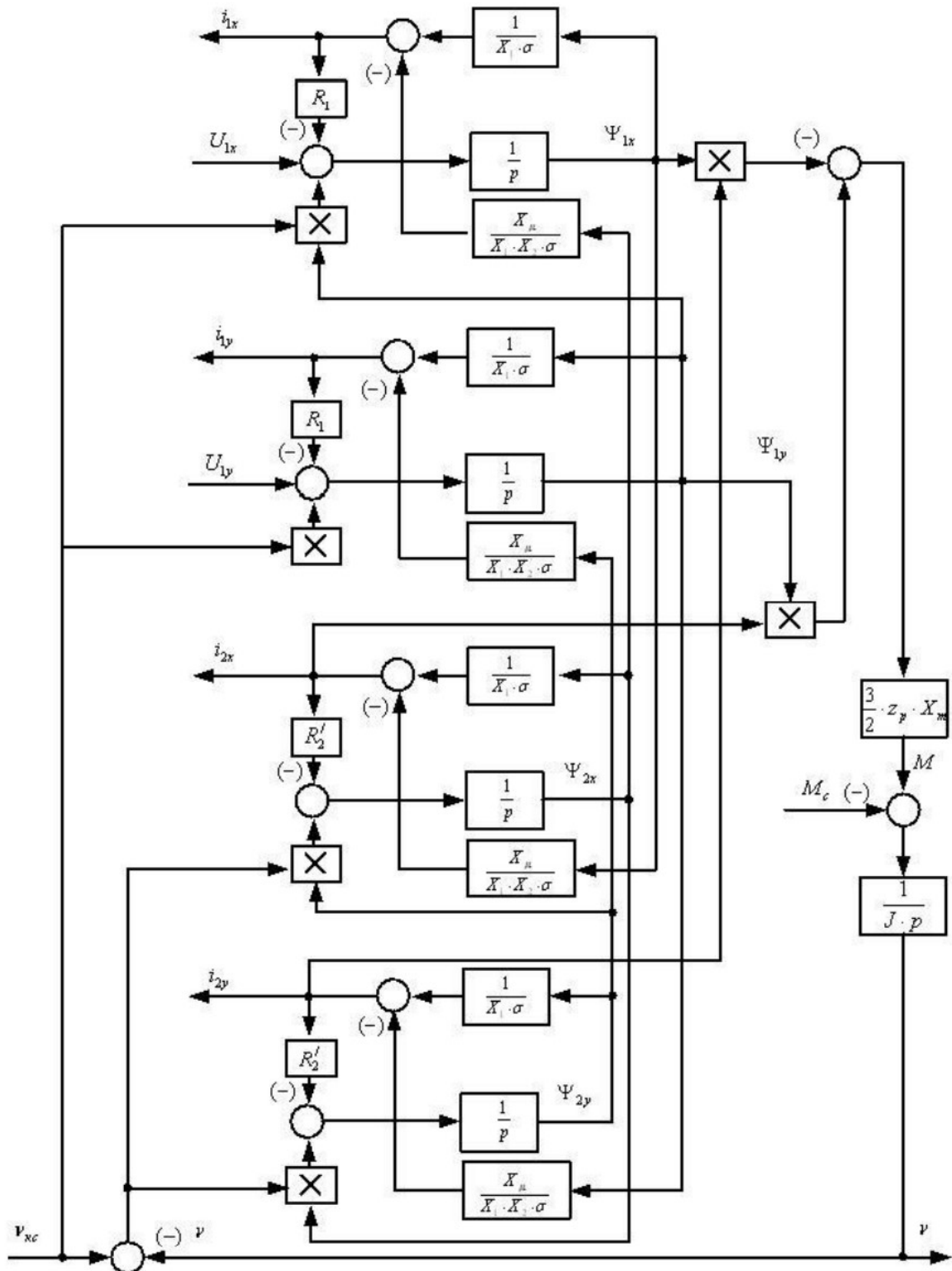


Рисунок 5.3 - Структурна схема моделі асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором в системі координат, яка обертається

В системі рівнянь значення змінних представлені в абсолютних величинах. Запис же моделей АД у відносних одиницях (в.о.) дозволяє:

1) представити їх в більш простому вигляді; 2) полегшити контроль правильності розрахунків при комп'ютерному моделюванні на ЕОМ або мікроконтролері; 3) спростити порівняння поведінки асинхронних електродвигунів в різних режимах роботи, порівняння машин різних потужностей і типів; 4) висловлювати різні за своєю суттю фізичні величини одним і тим самим числом, наприклад, залежності напруги, потокощеплення, потоку, індукції в повітряному зазорі машини від магніторухливої сили можуть бути виражені однією і тією ж кривою.

Представлення моделі АД у в.о. може бути здійснено в результаті виконання процедури нормування моделі асинхронного електродвигуна. Сутність процедури нормування полягає у виборі трьох незалежних базових фізичних величин (БФВ), через які можуть бути однозначно визначені всі інші БФВ, які зустрічаються в приводі. При визначенні БФВ використовується теорія подібності [8], яка враховує дотримання подібності процесів, що описуються фундаментальними фізичними законами в просторі реальних і нормованих величин.

Для визначення абсолютного (реального) значення деякої змінної моделі об'єкта, представленої у в.о., достатньо помножити цю змінну на відповідну їй базову фізичну величину.

За базисні значення приймаються величини, відповідні номінальному режиму роботи АД:

Амплітудне значення номінальної фазної напруги обмотки статора:

$$U_B = \sqrt{2} \times U_{1\phi} = \sqrt{2} \times 220 = 311,13 \text{ В}; \quad (5.4)$$

Амплітудне значення номінального фазного струму:

$$I_B = \sqrt{2} \times I_{1\phi} = \sqrt{2} \times 242,037 = 342,292 \text{ А}; \quad (5.4)$$

Опір:

$$R_B = \frac{U_B}{I_B} = \frac{311,13}{342,292} = 0,909 \text{ Ом}; \quad (5.5)$$

Кутова частота напруги живлення двигуна в номінальному режимі:

$$\omega_B = 2 \times \pi \times f = 2 \times 3,14159 \times 50 = 314,16 \text{ рад/с}; \quad (5.6)$$

Потокозчеплення:

$$\Psi_B = \frac{U_B}{\omega_B} = \frac{311,13}{314,16} = 0,99 \text{ В} \times \text{с/рад}; \quad (5.7)$$

Час:

$$t_B = \frac{1}{\omega_B} = \frac{1}{314,16} = 0,0032 \text{ с}; \quad (5.8)$$

Електромагнітний момент:

$$M_B = \frac{3}{2} \times z_p \frac{U_B \times I_B}{\omega_B} = \frac{3}{2} \times 2 \times \frac{311,127 \times 342,292}{314,14} = 1016,96 \text{ В} \times \text{с/рад}; \quad (5.9)$$

Рівняння руху двигуна у відносних одиницях отримаємо, розділивши систему рівнянь на M_B :

$$\mu - \mu_c = H \times \frac{dv}{dt}, \quad (5.10)$$

де $H = \frac{J_{\Sigma} \times \omega_B^2}{M_B}$ – еквівалентний момент інерції у відносних одиницях.

Основні параметри машини в системі відносних одиниць:

Швидкість обертання системи координат:

$$v_{KC} = \frac{\omega_{KC}}{\omega_B} = 1; \quad (5.11)$$

де $\omega_{KC} = \omega_B$ – відносна частота обертання системи координат.

Швидкість обертання ротора:

$$v = \frac{\omega_r \times z_p}{\omega_B} = \frac{157,08 \times 2}{314,16} = 1; \quad (5.12)$$

Активний опір обмотки статора:

$$r_1 = \frac{R_1}{R_B} = \frac{0,02}{0,909} = 0,022 \text{ о.е.}; \quad (5.13)$$

Активний опір обмотки ротора:

$$r_2 = \frac{R_2}{R_B} = \frac{0,019}{0,909} = 0,021 \text{ о.е.}; \quad (5.14)$$

Індуктивний опір обмотки статора:

$$x_1 = \frac{x_1 + x_\mu}{R_B} = \frac{0,077 + 4,361}{0,909} = 4,882 \text{ о.е.}; \quad (5.15)$$

Індуктивний опір обмотки ротора:

$$x_2 = \frac{x_2' + x_\mu}{R_B} = \frac{0,105 + 4,361}{0,909} = 4,913 \text{ о.е.}; \quad (5.16)$$

Індуктивний опір ланцюга намагнічування:

$$x_m = \frac{x_\mu}{R_B} = \frac{4,361}{0,909} = 4,797 \text{ о.е.}; \quad (5.17)$$

Коефіцієнт розсіяння:

$$\begin{aligned} \sigma &= 1 - \frac{x_\mu^2}{(x_1 + x_\mu) * (x_2' + x_\mu)} = \\ &= 1 - \frac{4,361^2}{(0,077 + 4,361) * (0,105 + 4,361)} = 0,04 \end{aligned} \quad (5.18)$$

Допоміжні коефіцієнти:

$$\frac{1}{x_1 * \sigma} = \frac{1}{4,882 * 0,04} = 5,121 \text{ о.е.}; \quad (5.19)$$

$$\frac{1}{x_2 * \sigma} = \frac{1}{4,913 * 0,04} = 5,089 \text{ о.е.}; \quad (5.20)$$

$$\frac{x_m}{x_1 * x_2 * \sigma} = \frac{4,361}{4,882 * 4,913 * 0,04} = 4,5 \text{ о.е.}; \quad (5.21)$$

Момент інерції:

$$H = \frac{J_{\parallel} * \omega_B^2}{M_B} = \frac{3,31 * 314,16^2}{1016,96} = 321,237 \text{ о.е.} \quad (5.22)$$

5.2.1 Динамічні характеристики асинхронного електродвигуна

На малюнках 5.4 та 5.5 наведені отримані характеристики електродвигуна при прямому підключенні до мережі з номінальними параметрами $f_{1H}=50\text{Гц}$, $U_{1H}=220\text{В}$.

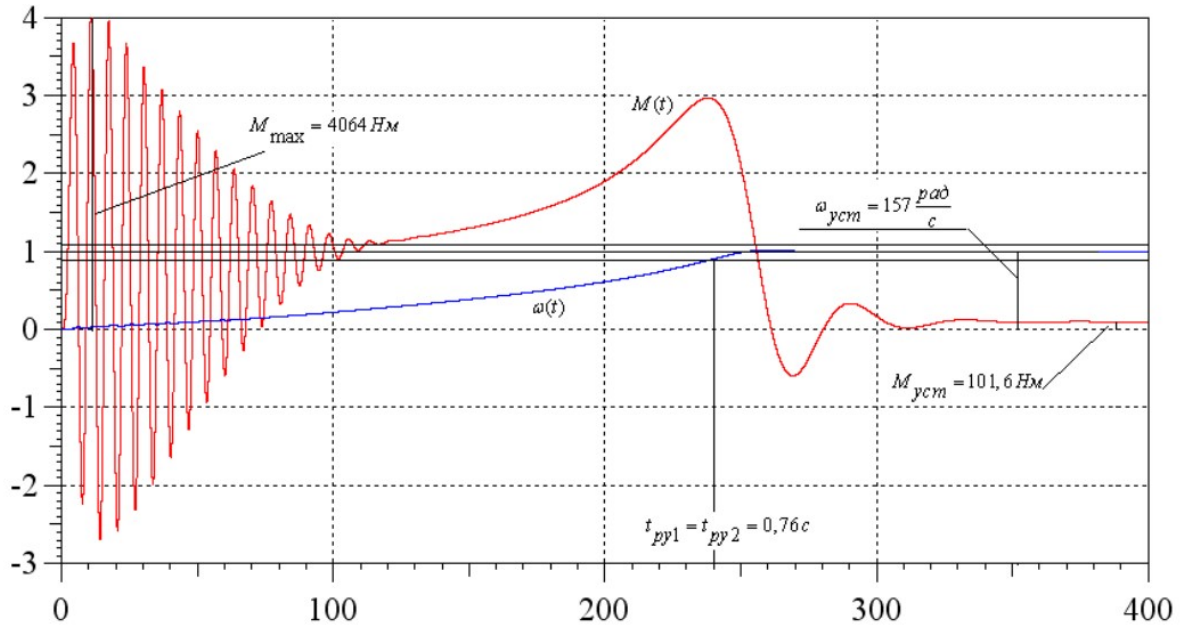


Рисунок 5.4 - Перехідний процес швидкості і електромагнітного моменту при пуску двигуна без навантаження прямим включенням в мережу

7

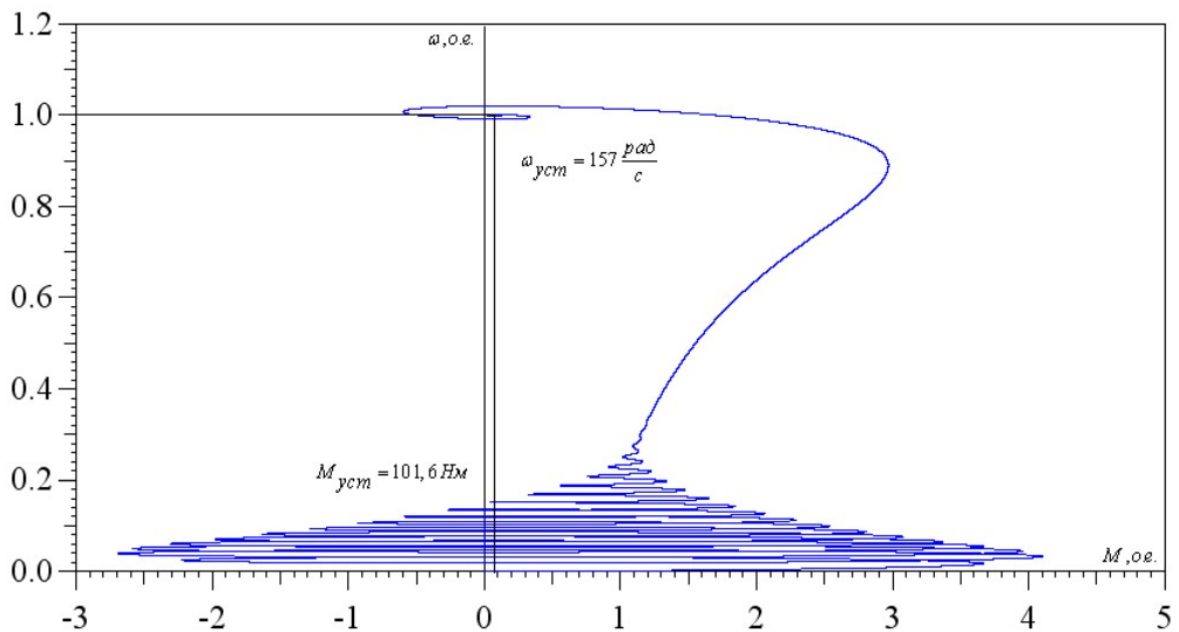


Рисунок 5.5 - Динамічна механічна характеристика при пуску двигуна без навантаження прямим включенням в мережу

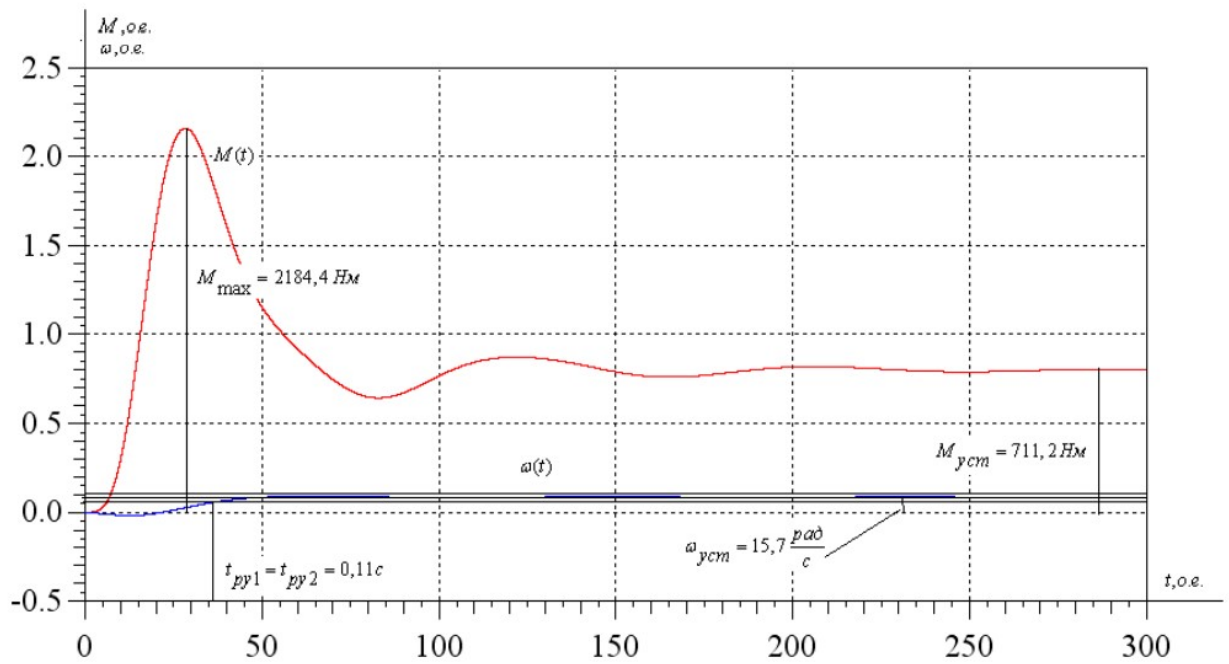


Рисунок 5.6 - Перехідний процес швидкості і електромагнітного моменту при $U_3=0,1 \text{ В}$ і $M_c=0,7$

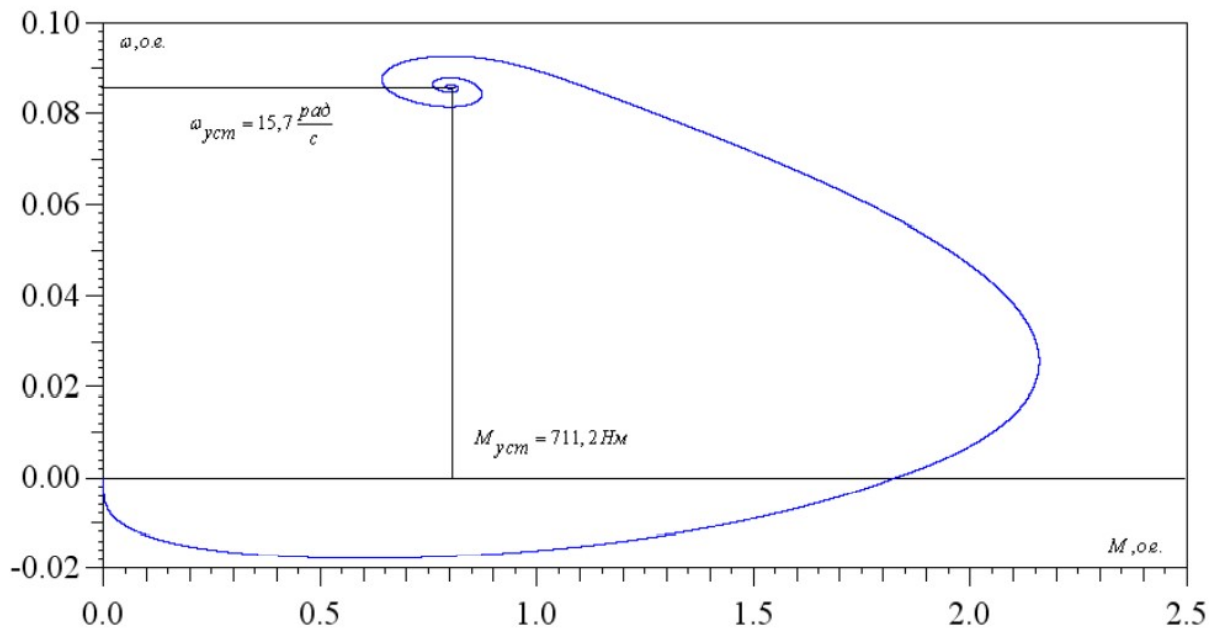


Рисунок 5.7 - Динамічна механічна характеристика при $U_3=0,1 \text{ В}$ і $M_c=0,7$

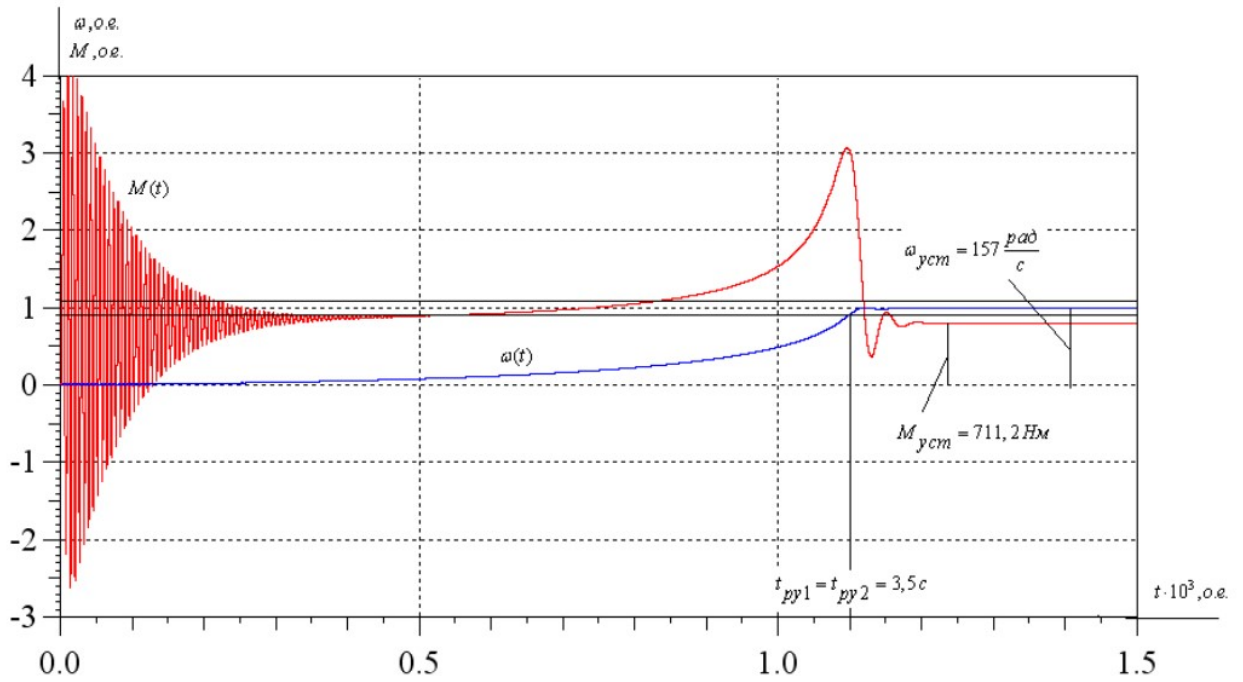


Рисунок 5.8 - Перехідний процес швидкості і електромагнітного моменту при $U_3=0,1$ В і $M_c=0,7$

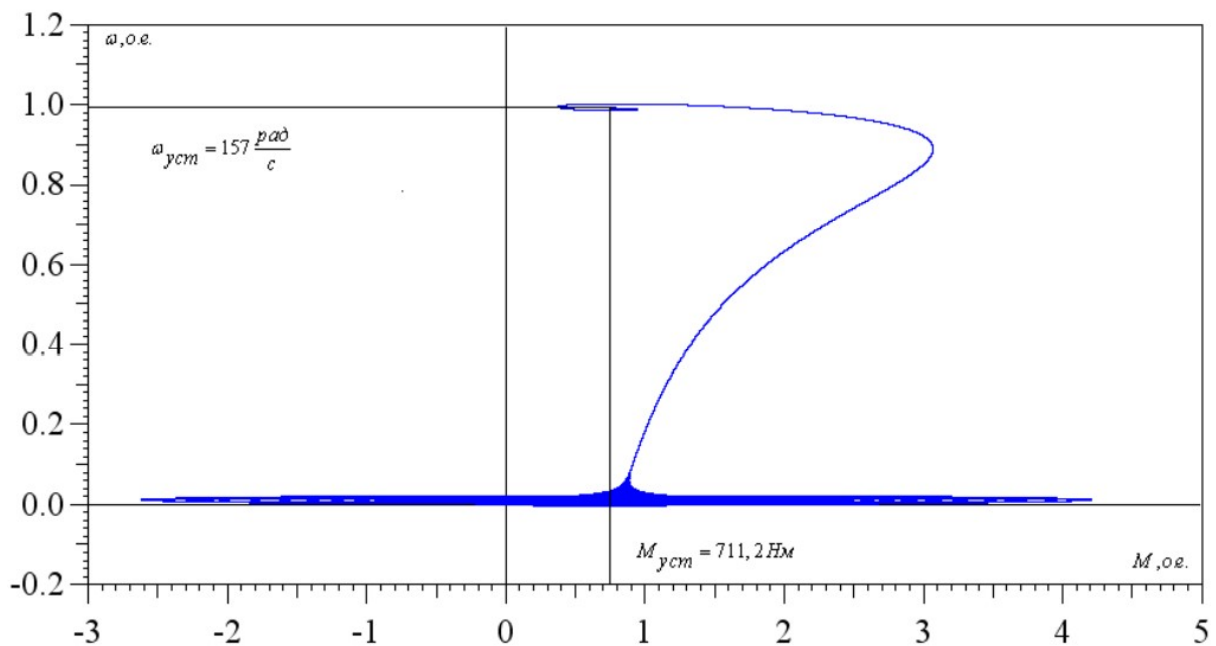


Рисунок 5.9 - Динамічна механічна характеристика при $U_3=0,1$ В і $M_c=0,7$

Аналіз характеристик перехідних процесів, зображених на малюнках 33-36 показує, що даний привід забезпечує необхідний діапазон регулювання.

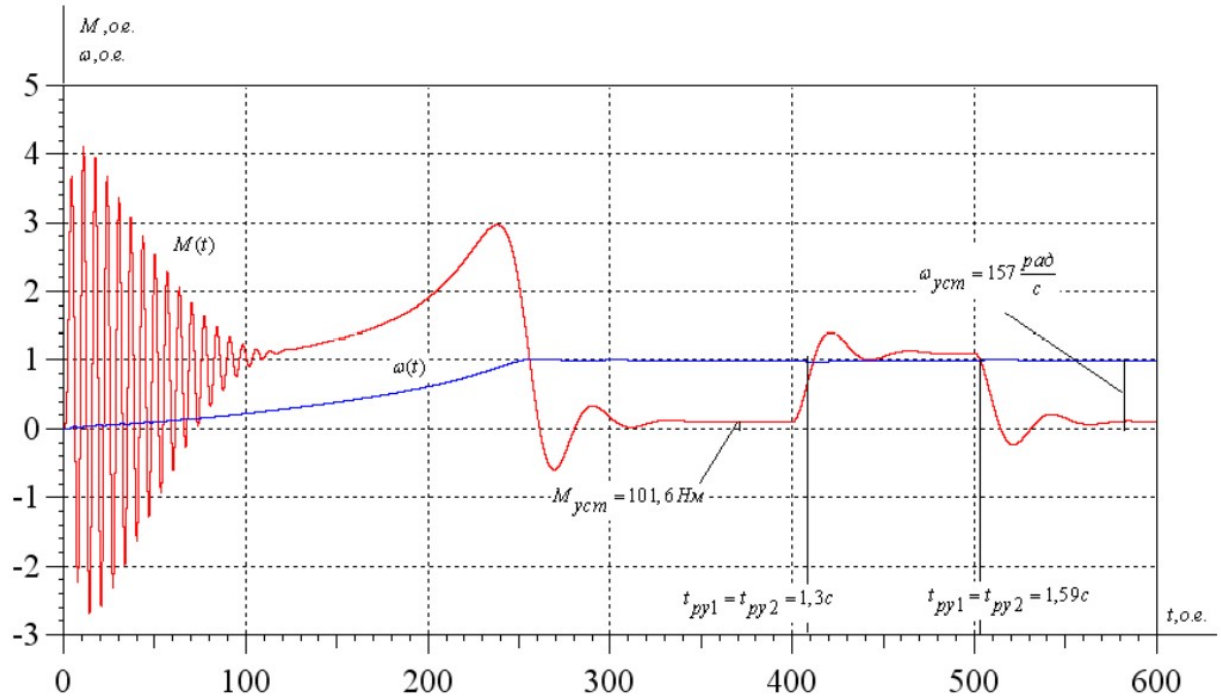


Рисунок 5.10 - Перехідний процес швидкості і електромагнітного моменту при накиданні і скиданні навантаження

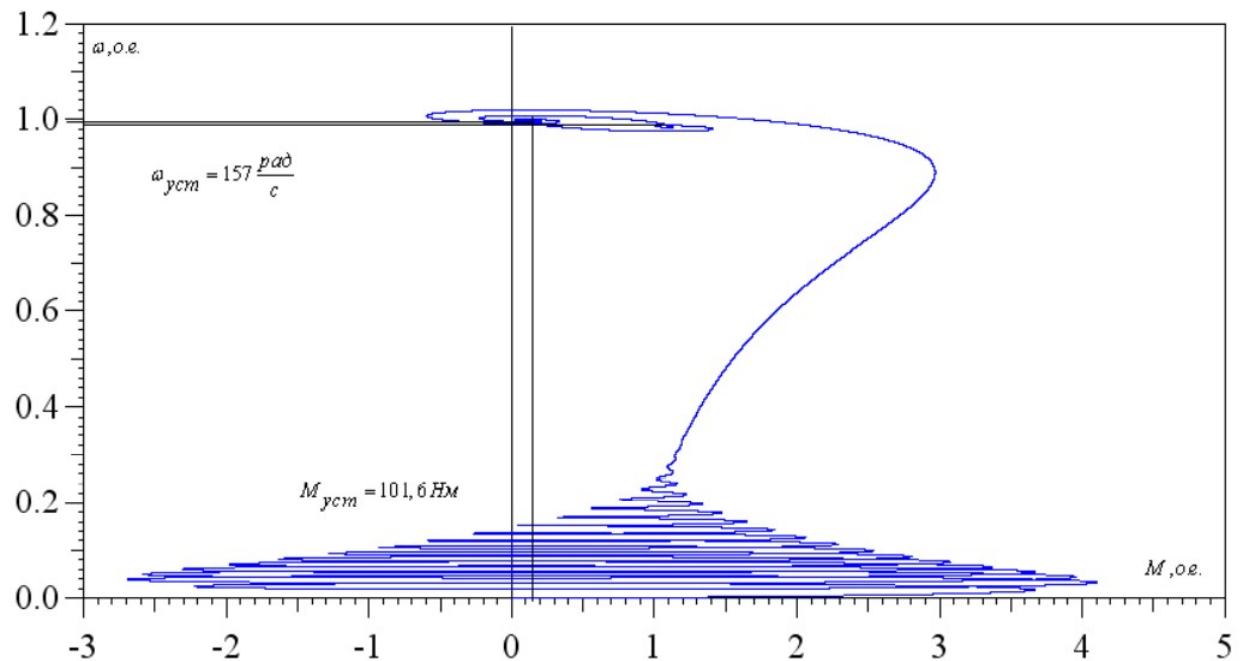


Рисунок 5.11 - Динамічна механічна характеристика при накиданні і скиданні навантаження

Аналіз характеристик перехідних процесів швидкості і електромагнітного моменту при накиданні і скиданні навантаження, зображених на малюнках 5.9 і 5.10, показує, що система адекватно реагує на зміну навантаження. Що дуже важливо для електроприводу конвеєра.

5.2.2 Дослідження САУ ЕП із задатчиком інтенсивності без компенсації моменту

З попередніх досліджень видно, що система має досить велику коливальність. Щоб це зменшити був реалізований задатчик інтенсивності, який формує S-подібну задаючу функцію.

Задатчик інтенсивності встановлюється на вході САР швидкості і призначений для формування сигналу завдання на швидкість. ЗІ обмежує темп наростання зниження завдання на швидкість і тим самим забезпечує, щоб прискорення і динамічний момент електроприводу не перевищували допустимих значень.

Шляхом імітаційних експериментів встановлене оптимальне значення часу згладжування (T_{ve}) і часу розгону (T_{he}), які забезпечують зниження коливань моменту при пуску до мінімально можливої величини.

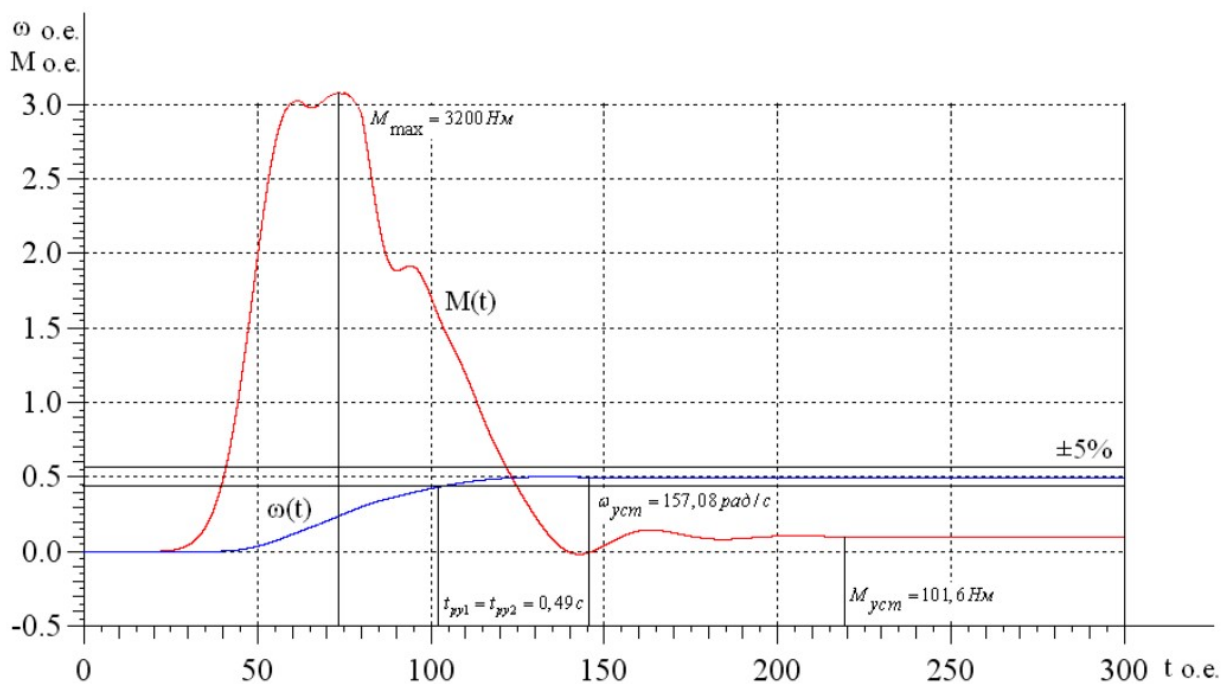


Рисунок 5.12- Перехідний процес швидкості і моменту $T_{ve}=25$; $T_{he}=90$.

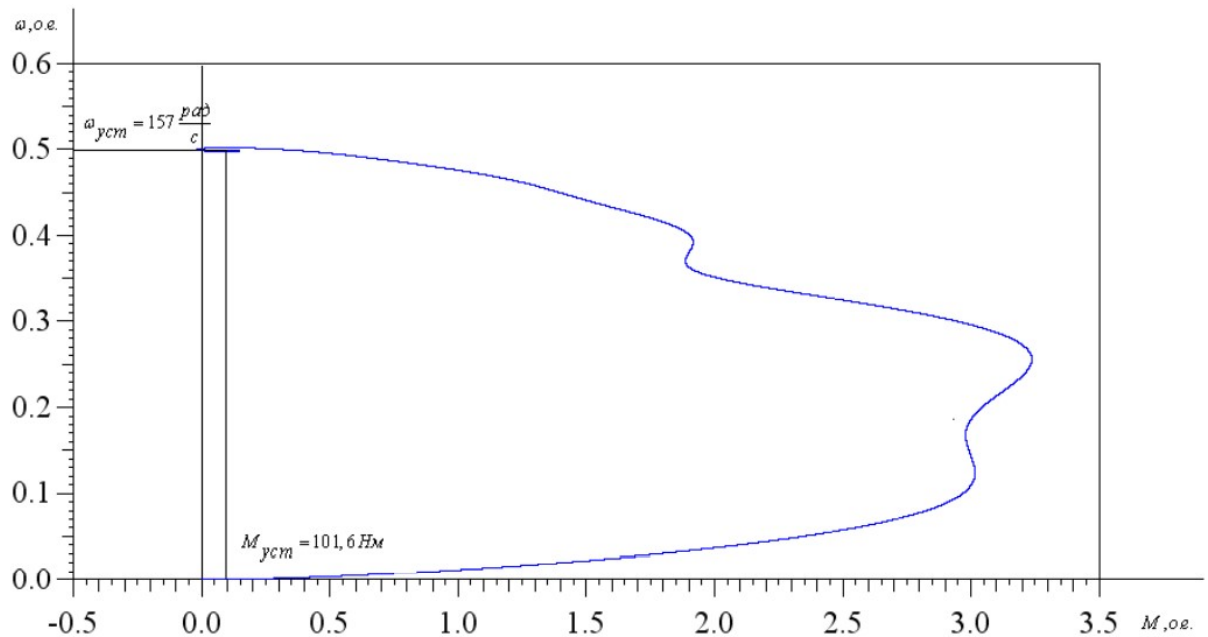


Рисунок 5.13 - Динамічна механічна характеристика $T_{ve}=25$; $T_{he}=90$.

Проаналізувавши характеристики 5.11 можна зробити висновок, що шляхом встановлення задатчика інтенсивності і оптимальних значень часу згладжування (T_{ve}) і часу розгону (T_{he}), можна значно знизити пульсації моменту. Отримані результати імітаційних досліджень доводять, що розроблений частотно-регульований електропривод забезпечує необхідні якісні показники.