

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна
Бахмутський навчально-науковий професійно-педагогічний інститут
Кафедра електромеханічних та комп'ютерних систем

До захисту допущено

Завідувач кафедри


(підпис)

Інна НЕФЬОДОВА
(ім'я, прізвище)

«05» зрудня 2024 року

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА (ПРОЄКТ)

рівень вищої освіти другий (магістерський)

спеціальність 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

освітньо-професійна Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

тема «Синтез електромеханічної системи робастного керування швидкості із асинхронним двигуном і частотним перетворювачем»

Виконав(ла)

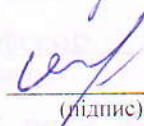
здобувач(ка) групи БД-П23мг
(шифр групи)

Дмитро БОНДАР
(ім'я, прізвище)


(підпис)

Керівник роботи


д.т.н., проф. Тетяна НІКІТІНА
(науковий ступінь, вчене звання, ім'я, прізвище)


(підпис)

Рецензент роботи

д.т.н., проф. Олексій ЧОРНИЙ
(науковий ступінь, вчене звання, ім'я, прізвище)


(підпис)

Засвідчую, що у цій роботі
немає цитат та вилучень з
праць інших авторів без
відповідних посилань
здобувач(ка) 
(підпис)

Харків – 2024

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна

Факультет/ІНІ Бахмутський навчально-науковий професійно-педагогічний інститутКафедра Електромеханічних та комп'ютерних системРівень вищої освіти другий (магістерський)Спеціальність 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханікаОсвітньо-професійна програма Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Інна НЕФЬОДОВА

(підпис)

(ім'я, прізвище)

«08» жовтня 2024 рокуЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ (ПРОЄКТ)Бондар Дмитро Валентинович

(прізвище, ім'я, по батькові здобувача)

1. Тема роботи Синтез електромеханічної системи робастного керування швидкості із асинхронним двигуном і частотним перетворювачемкерівник роботи Нікітіна Тетяна Борисівна, д. т. н., професор

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від «08» жовтня 2024 року № 5101-5/32362. Строк подання здобувачем роботи «02» грудня 2024 р.3. Перелік питань, які потрібно розробити: В пояснювальній записці необхідно відобразити аналітичний огляд та опис технологічного процесу, формулювання вимог до електроприводу, енергосиловий розрахунок параметрів технологічного об'єкта, обґрунтування вибору потужності двигуна, вибір електродвигуна та силового електрообладнання, математична модель електромеханічного об'єкта, розрахунок статичних та динамічних параметрів електроприводу, синтез системи керування та дослідження динамічних характеристик електромеханічної системи шляхом моделювання.

4. План роботи

№ з/п	Назви етапів роботи
1	Огляд літературних джерел, нових розробок, опублікованих даних та іншої інформації, пов'язаної з темою роботи
2	Обґрунтування теоретичної бази обраної проблеми.
3	Характеристика об'єктів галузі: стан і стратегії розвитку
4	Дослідження синтезу електромеханічної системи робастного керування швидкості із асинхронним двигуном і частотним перетворювачем
5	Розробка електромеханічної системи робастного керування швидкості із асинхронним двигуном і частотним перетворювачем
6	Оформлення першого варіанту тексту, подання його на ознайомлення науковому керівнику
7	Усунення недоліків, написання остаточного варіанту тексту, оформлення дипломної роботи
8	Подання роботи на кафедру, перевірка на плагіат та зовнішнє рецензування роботи
9	Захист дипломної роботи у ЕК


5. Дата видачі завдання «08» жовтня 2024 р.

Здобувач(ка)


 (підпис)
Дмитро БОНДАР

(ім'я, прізвище)

Керівник роботи


 (підпис)
Тетяна НІКІТИНА

(ім'я, прізвище)

АНОТАЦІЯ

У цій роботі проведено дослідження асинхронного електропривода з векторним регулюванням. Виконано обчислення необхідної потужності двигуна відповідно до заданих технічних характеристик. Для забезпечення потрібної динаміки електропривода було обрано двигун значно вищої потужності, ніж отримана в результаті розрахунків.

З урахуванням вимог технологічного процесу проведено розрахунок та побудову графіків навантаження й швидкості силової голівки. Для керування електроприводом обрано метод прямого векторного управління, зокрема алгоритм, що застосовується для асинхронних двигунів при живленні від джерела струму.

Моделювання системи керування із застосуванням інваріантного алгоритму дозволило зробити висновки щодо доцільності та ефективності використання цього підходу для управління електроприводом.

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНА СИСТЕМА, АСИНХРОННИЙ
ЕЛЕКТРОПРИВОД, ЧАСТОТНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ, СТІЙКЕ КЕРУВАННЯ

ABSTRACT

In this work, a study of an asynchronous electric drive with vector control was conducted. The required motor power was calculated in accordance with the specified technical characteristics. To ensure the required dynamics of the electric drive, a motor with a significantly higher power than that obtained as a result of the calculations was selected.

Taking into account the requirements of the technological process, the load and speed graphs of the power head were calculated and constructed. The direct vector control method was selected to control the electric drive, in particular the algorithm used for asynchronous motors when powered from a current source.

Modeling of the control system using an invariant algorithm allowed us to draw conclusions regarding the feasibility and effectiveness of using this approach to control the electric drive.

ELECTROMECHANICAL SYSTEM, ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE, FREQUENCY CONVERTER, STABLE CONTROL

ВСТУП

На сьогодні одним із ключових завдань є скорочення споживання енергії та підвищення продуктивності обладнання. У промисловості використовується значна кількість пристроїв із різноманітним функціональним призначенням, технічними характеристиками та габаритами. Особливо важливо забезпечити стабільність частоти обертання двигунів: допустиме відхилення по всьому діапазону не повинно перевищувати 5% від заданого значення. Вимоги до швидкодії під час динамічних змін моменту навантаження є досить високими й коливаються у межах 0,1–0,3 секунди.

Крім того, існують чіткі стандарти для мінімального середнього прискорення гвинта. Наприклад, для номінального моменту до 1,7 Н·м і моменту інерції 0,002 кг·м² прискорення має становити 1000 рад/с². У випадку моменту до 170 Н·м і моменту інерції 2,5 кг·м² необхідно забезпечити прискорення до 1500 рад/с². Особливу увагу привертають високошвидкісні електроприводи, у яких діапазон частот обертання досягає $D = 1:1000$, а максимальна частота обертання — 15 000 об/хв. Для таких приводів використовують виключно асинхронні або синхронні двигуни, адже до стабільності їх частоти обертання висуваються вкрай жорсткі вимоги. Розгін таких двигунів має відбуватися у межах 0,1–0,2 секунди, а потужність може сягати 25 кВт при $n_{\text{max}} = 48\,000$ об/хв.

Раніше приводи подачі мали ступінчасте регулювання завдяки коробкам передач або плавне регулювання частоти обертання двигуна. У сучасних механізмах подачі важливо забезпечити постійність моменту електродвигуна навіть при зниженні частоти обертання. Нині додаткові механічні передачі у таких системах більше не потрібні, оскільки весь діапазон регулювання (до 1:20 000) забезпечується електричним керуванням. Потужність приводів подачі верстатів зазвичай становить 0,1–20 кВт, а реверс подачі також здійснюється електричним приводом. Двигуни мають забезпечувати перевантажувальну

здатність у межах, що перевищують номінальне значення в 2–4 рази під час роботи на частотах, відповідних режимам різання.

Діапазон регулювання приводів подачі та головного руху розширено до 1:10 000, а максимальний момент становить 4–6 крат від номінального моменту M_n . Хоча машини постійного струму можуть забезпечувати динамічний момент, що перевищує M_n у 10–12 разів, їх використання у багатьох випадках є недоцільним через прискорений знос механічних передач. Водночас двигуни змінного струму, хоча й дешевші, вимагають значних витрат на перетворювачі частоти. Тому вибір системи змінного струму має базуватися на техніко-економічному аналізі, з урахуванням специфічних особливостей конкретного верстата.

1. АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД. ОПИС ТЕХНОЛОГІЧНОГО ПРОЦЕСУ

1.1 Аналітичний огляд

Металообробні верстати - це обладнання, яке використовується для різноманітної обробки виробів з металу, для зміни їх фактури, форми. Металообробні верстати також здійснюють різання неметалічних матеріалів, наприклад, дерева, текстоліту, капрону і інших пластичних мас. Спеціальні верстати можуть обробляти також кераміку, скло та інші матеріали [1].

Існують такі види металорізальних верстатів як: токарні, свердлильні, розточувальні, комбіновані, фрезерні й стругальні верстати.

Металообробні верстати широко використовуються в сучасній промисловості та представлені в досить широкому асортименті, вироблені як українськими, так і зарубіжними підприємствами за різними стандартами, наприклад, Державний стандарт (ГОСТ), Міжнародна організація по стандартизації (ISO) і т. д. [2]

Універсальні верстати, інакше звані верстатами загального призначення, призначені для виготовлення широкої номенклатури деталей, які обробляються невеликими партіями в умовах дрібносерійного і серійного виробництва. До універсальних верстатів відносяться фрезерні верстати з багатолезовим ріжучим інструментом - фрезою, головним рухом якого є обертання фрези.

Фасонним шліфуванням називається обробка поверхні шліфувальним кругом, що має складний профіль (частково сферичний, ступінчастий), який передається деталі. Фасонний профіль підтримується шляхом «алмазування» шліфувального круга [3]. Ще є такий часто використовуваний на виробництві верстат, як листозгинальний. Він потрібен для згинання металевих листів. Лист встановлюється між притискною траверсою і столом, потім затискається за допомогою зачиплення притискної траверси.

Один з найпоширеніших верстатів - це свердлильний верстат. Його основним призначенням є свердління і обробка отворів, а головними рухами, є обертання і подача ріжучого інструменту (свердла). Свердло подається вручну

або автоматично з перемиканням швидкості подачі і обертання. Залежно від матеріалу деталі і свердла, глибини свердління і діаметра отвору частота обертання шпинделя може бути постійною, що має ряд фіксованих значень, або змінної [4].

Головним рухом токарного верстата є обертання заготовки, а ріжучі інструменти регульовано закріплюються на нерухомій станині. Різець може подаватися по напрямних вздовж або поперек осі шпинделя. Заготівка закріплюється або в патроні шпинделя, або в центрах передньої і задньої бабки. Швидкість подачі може бути встановлена вручну або автоматично за допомогою клино-ремєних або зубчастих передач, що приводять в рух ходовий гвинт і поперечні супорти. Швидкість обертання заготівки регулюється в широких межах відповідно до обраних режимів різання. Приводний електродвигун може мати як фіксовану, так і змінну частоту обертання. На токарних верстатах зазвичай виконують операції обробки циліндричних поверхонь, поперечного обточування і обрізки, нарізання гвинтової різьби та розточування осьових отворів [5].

Дуже часто використовуються токарно-гвинторізальні верстати, які застосовуються для нарізки метричної або дюймової різьби, торцевої різьби, різьби однозаходної або багатозаходної з нормальним або збільшеним кроком. Сьогодні ці верстати мають досить широкі технологічні можливості і можуть обробляти заготівки з незагартованої і загартованої сталей і інших важкооброблюваних матеріалів [6].

Заточувальний станок використовується для заточування різального інструменту. Спеціалізовані заточувальні верстати призначені для заточування якогось одного виду інструменту, універсальні ж верстати можуть заточувати зовсім різні інструменти [7].

Інший вид металообробних верстатів це вертикальний розточувальний, який необхідний для того, щоб розточувати блоки циліндрів і гільз автомобільних моторів, щоб свердлили і підрізати торці, розточувати отвори в різних деталях [8].

Карусельні верстати використовуються при обробці важких деталей великого діаметра для розточки або обточування циліндричних або конічних поверхонь, підрізання торців, прорізки кільцевих канавок, а також для свердління, зенкерування і т. д. [9]

Останнім часом при виборі верстатного обладнання часто користуються поняттям «ціна-якість», що дозволяє оцінювати конкретну модель в порівнянні з іншою, що має аналогічні параметри [10,17]. Наприклад, в групі токарних верстатів можливості верстата характеризуються циліндричним робочим простором, а для фрезерних, розточувальних (багатоопераційних верстатів) - прямокутним робочим простором.

Залежно від маси верстата, яка пов'язана з розмірами оброблюваних деталей і його типом, прийнято розділяти верстати (токарні, розточувальні, шліфувальні) на легкі (до 1 т), середні (1-10 т), важкі (більше 10 т) [2].

Верстати також умовно поділяють на класи точності - нормальної (Н), підвищеної (П), високої (В), особливо високої (А), а також особливо точні верстати або майстер-верстати (С). Клас точності позначають відповідно літерами Н, П, В, А, С [11].

Розглянемо основні техніко-економічні характеристики виробничого обладнання, які впливають на економічну ефективність його впровадження:

1. Продуктивність - основний критерій кількісної оцінки верстатного обладнання. Продуктивність верстата характеризується числом деталей, виготовлених на ньому в одиницю часу.

Для металорізальних верстатів розрізняють: ідеальну (технологічну) продуктивність; циклову продуктивність; фактичну (реальну) продуктивність [18].

При розрахунку показників продуктивності враховується час, що витрачається на зміну інструменту, його регулювання, ремонт механізмів верстата і т. д., Цей параметр називають іншими втратами часу, що припадають на одну оброблену деталь.

Технологічна продуктивність зі зменшенням часу різання зростає, чого не

можна сказати про фактичну продуктивність. До певного моменту значення буде зростати зі збільшенням технологічної продуктивності. Але далі з ростом технологічної продуктивності фактична почне падати. Це буде відбуватися, коли швидкість різання стане вище рекомендованої для обробки даного матеріалу, так як стане збільшуватися значення: швидше буде затуплятися ріжучий інструмент, частіше доведеться його замінювати, а отже, заново і налаштовувати на розмір. Технолог повинен пам'ятати про це завжди і не форсувати режими різання, а для підвищення продуктивності застосовувати інші методи: багато інструментальну і багатопозиційну обробку, поєднання процесу різання із завантаженням заготівок, як це має місце на роторних автоматичних лініях [12; 13].

Існують важливі показники, такі як «Подача поздовжня» і «Подача поперечна», які характеризують швидкість руху ріжучого інструменту по заготівці. Цей показник багато в чому зумовлює продуктивність обладнання, відображає його технічний рівень, рівень інноваційності. Слід зазначити, що показники по даній характеристиці істотно вище у останнього покоління токарних верстатів [14; 15].

Продуктивність обладнання, безумовно, позитивно впливає на показники економічної ефективності. Однак висока продуктивність нового або інноваційного обладнання не є гарантією економічної ефективності його впровадження. При остаточному ухваленні рішення щодо впровадження у виробництво обладнання необхідно також враховувати його первісну вартість та експлуатаційні витрати.

2. Міцність. Розрахунки на міцність деталей, що використовуються при проектуванні верстатів, здійснюються по величинам допустимих напружень, коефіцієнтів запасу міцності або ймовірності безвідмовної роботи. Розрахунки по допустимим напруженням найбільш прості і зручні, їх використовують для верстатів масового виробництва, зі значним терміном експлуатації. Показники міцності можуть бути враховані в процесі дослідження економічної ефективності виробничого обладнання.

3. Точність. Для деталей поняття точності включає точність форми і

розмірів окремих ділянок деталі, а також точність взаємного положення цих ділянок. Точність обробки характеризується значеннями допустимих при обробці похибок, тобто відхиленням розмірів обробленої деталі від заданих за кресленням [4]. Неточність обробки може виникнути в результаті теплових деформацій вузлів і деталей верстата, а також внаслідок зниження якості зубчастих коліс і ходового гвинта [16].

Робота верстата супроводжується виділенням тепла, що виникає в процесі різання і тертя в механізмах. В результаті теплового впливу виникають теплові деформації, які негативно впливають на працездатність верстата, тобто, знижується захисна здатність масляного шару в поверхнях, які труться між собою, і як наслідок збільшується їх зносостійкість або відбувається заклинювання; змінюються зазори в рухомих з'єднаннях; порушується точність обробки, наприклад, в результаті нагрівання передньої опори шпинделя його вісь може відхилитися, що призводить до зниження точності [2; 17].

Показники точності повинні бути враховані при дослідженні економічної ефективності впровадження обладнання, так як зниження точності призводить до появи бракованих виробів.

4. Жорсткість. Критерій жорсткості в верстатах є одним з найважливіших [7]. Жорсткістю вузла називається його здатність чинити опір появі по осях координат пружних зміщень під дією навантаження [18]. Заходи підвищення жорсткості верстатів спрямовані на створення таких конструкцій, які могли б сприймати великі сили різання при малій деформації вузлів. До таких заходів належать: підвищення якості поверхонь стиків (сполучень) і збірки; зменшення числа стиків і скорочення кінематичних ланцюгів; створення жорстких рамних конструкцій базових вузлів; підвищення жорсткості слабких ланок (планок, клинів, цанг); створення в конструкціях з опорами і направляючими кочення певного натягу [8; 20].

Показники жорсткості повинні бути враховані при оцінюванні максимальних значень реальної продуктивності верстатів. У зв'язку з цим на обладнанні з більшою жорсткістю, можливо, виготовляти вироби при більшому

значенні швидкості руху інструменту по заготівлі, що може привести до зниження норм трудомісткості, зниження витрат на оплату праці робітників і, як наслідок, збільшення прибутку і зростання показників ефективності використання обладнання.

Таким чином, техніко-економічні характеристики обладнання істотно впливають на показники економічної ефективності їх впровадження.

1.2 Опис технологічної установки

При обробці на верстатах з ЧПУ досягається більш висока точність, ніж при обробці на верстатах з ручним управлінням. Точність станків визначається класом точності: Н – нормальна; П – підвищена; В – висока. Станки з ЧПУ класу П відрізняються від станків класу Н більш точним виконанням. Точність переміщення робочих органів станка з ЧПУ однакова і не залежить від величини переміщення, а визначається величиною дискрета. Системи ЧПУ дозволяють задавати переміщення рухомих елементів з дискретністю 1-2 мкм. Однак точність виконання заданого переміщення визначається не тільки системою управління, але і конструкцією відповідних елементів станка. Для станків підвищеної точності дискрету переміщення складає ± 1 мкм, а для станків нормальної точності ± 10 мкм [21].

В даній роботі буде розглядатися багатофункціональний уніфікований металообробний центр компаній «DOOSAN» PUMA MX1600 [22], який призначений для комплексної механічної обробки складних деталей, загальний вигляд центру представлено на рис.1.1. Дана серія центрів призначена, для того щоб отримати значне підвищення продуктивності під час серійного виробництва.



Рисунок 1.1 – Багатофункціональний уніфікований металообробний центр PUMA MX1600

Така модель представляє сучасну комбінацію токарного обробного центру і багатоосьового фрезерувального верстату. В сукупності з магазином на 40 і більше інструментів, вбудованим мотор-шпинделем з неперервним управлінням осі нахилу і поперечного переміщення, здатністю одночасної обробки по 5 осям (всього є 9 управляючих осей) дана машина дозволяє виконувати обробку деталей максимально складних форм за один цикл [23].

Характеристики, які виокремлюють дану модель з поміж інших в своєму класі:

- станина з кутом нахилу направляючих 60° для ефективного відводу стружки в умовах максимальної продуктивності рис. 1.2;
- два потужних токарних шпинделя (22 кВт/700 Нм), оснащених двигунами типу «Built-in» (вбудовані в головний шпиндель і контр-шпиндель);
- автоматичний магазин інструменту для фрезерного шпинделя на 40 позицій в стандартній комплектації, за необхідності може бути збільшений до 80 позицій;
- двигун фрезерного шпинделя типу «Built-in» (вбудований в поворотну фрезерну головку) з потужністю 18,5 кВт і збільшеною до 12000 об/хв максимальною швидкістю дозволяє виконувати фрезерні операції будь-якої

складності, що забезпечується поворотом фрезерної головки на $\pm 120^\circ$ і збільшеним переміщенням по осі Y до ± 115 мм рис. 1.3;

- токарно-револьверна головка з можливістю установки приводного фрезерного інструмента [23].

Одна з основних особливостей конструкції цієї моделі – відсутність передавальної трансмісії шпинделя. Модель PUMA MX1600 оснащена мотор-шпинделями типу «Built-in» (вбудований безпосередньо в шпиндельний вузол).

Відсутність ремінного приводу дозволяє не тільки виграти в ККД і у відсутності вібрацій шпинделя, але також забезпечити більш довгий термін експлуатації шпинделя в умовах неперервного графіку експлуатації.

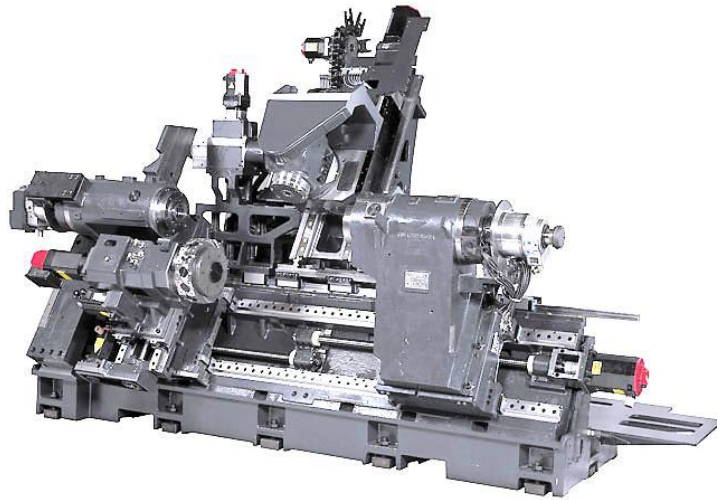


Рисунок 1.2 – Станина PUMA MX1600 з кутом нахилу направляючих 60°

Для підвищення термічної стійкості лівий і правий шпинделі оснащені системою масляного охолодження [23].

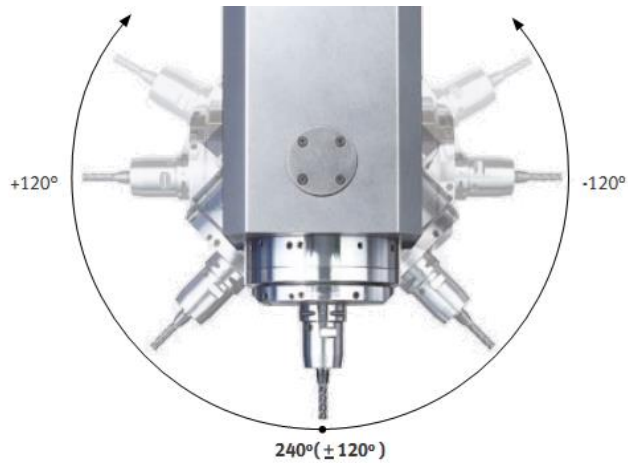


Рисунок 1.3 – Діапазон обертання осі В

Все це, в комплексі з можливістю оснащення ОЦ системами завантаження/розвантаження «Gantry loader» (портального типу) і «Bar feeder» (подача прутка), дає можливість здійснювати повну 6-ти сторонню обробку тіл обертання рис. 1.4 в повністю автоматичному режимі, з неперевершеною продуктивністю і високою точністю обробки деталей.

Зниження машинного часу обробки деталі, як і раніше є важливим критерієм, який впливає на загальну економічну ефективність машинобудівного підприємства.

Надвисока продуктивність верстату досягається за рахунок скорочення загального часу обробки і кількості операцій шляхом комплексної механічної обробки навіть самих складних деталей за один установ. Одночасно скорочується час циклу і між операційний час, чому сприяє неперевершені показники прискорених переміщень до 48 м/хв. Крім можливості комплексної обробки точінням, фрезеруванням, цикл виробництва деталі скорочується за рахунок виконання додаткових операцій з використанням допоміжного шпинделя [24].

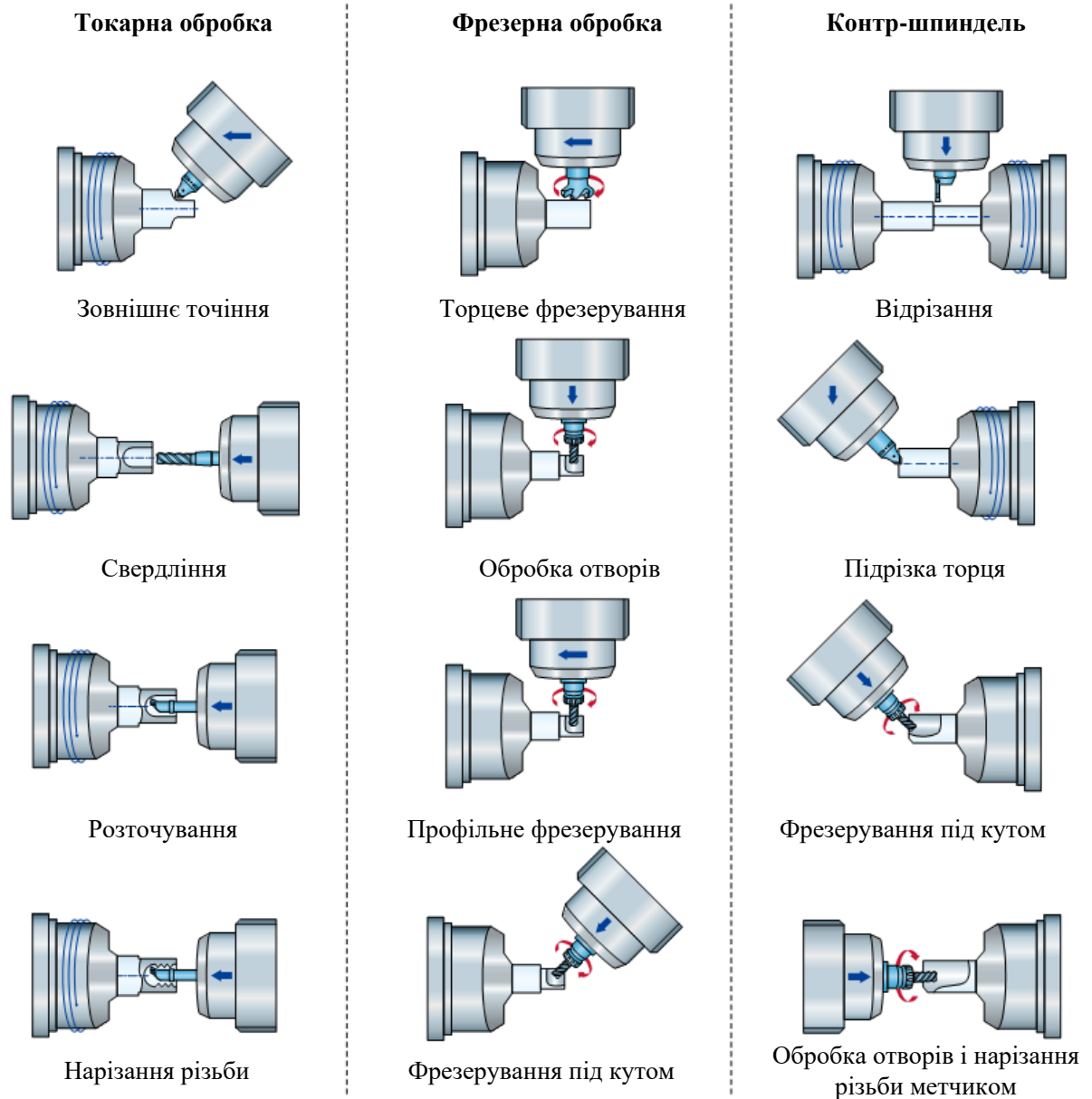


Рисунок 1.4 – Варіанти обробки деталей на верстаті PUMA MX1600

Високу точність і швидкість обробки на станках даної серії забезпечується за допомогою використання дуже міцних і високо точних направляючих типу LM. Крім того, під час тривалого процесу обробки точність зберігається за рахунок мінімізації термічних деформацій шпинделя і осей подачі за допомогою сучасної системи масляного охолодження, яка забезпечує постійну степінь точності обертаючих осей в межах $0,0001^\circ$, що дозволяє уникнути додаткових операцій орієнтованих на доведення точності і зменшити відсоток браку.

Для забезпечення прецизійної точності деталей, що оброблюються, в

умовах масового виробництва (неперервний режим роботи обладнання, коефіцієнт використання обладнання – 0,9-0,95; підвищені режим різання; часті переходи від чорнової обробки до чистової) верстати оснащені системами зворотних зв'язків з датчиками лінійних переміщень (вимірювальними лінійками). При цьому кінематичні і термічні зміни, а також впливи навантаження в процесі обробки, визначаються і враховуються в контурі управління. Що дозволяє досягати надвисокої точності позиціонування верстата – до 3 мкм в будь-який момент експлуатації.

Для ефективної обробки складних деталей верстат укомплектований системою ЧПУ FANUC 31i-B5, яка дозволяє виконувати безперервну обробку по п'яти осям. Дана система включає в себе наступні функції: TCP – функція контролю центральної точки інструменту рис. 1.5 і 3D Cutter Compensation – трьохмірна компенсація ріжучого інструменту рис.6.

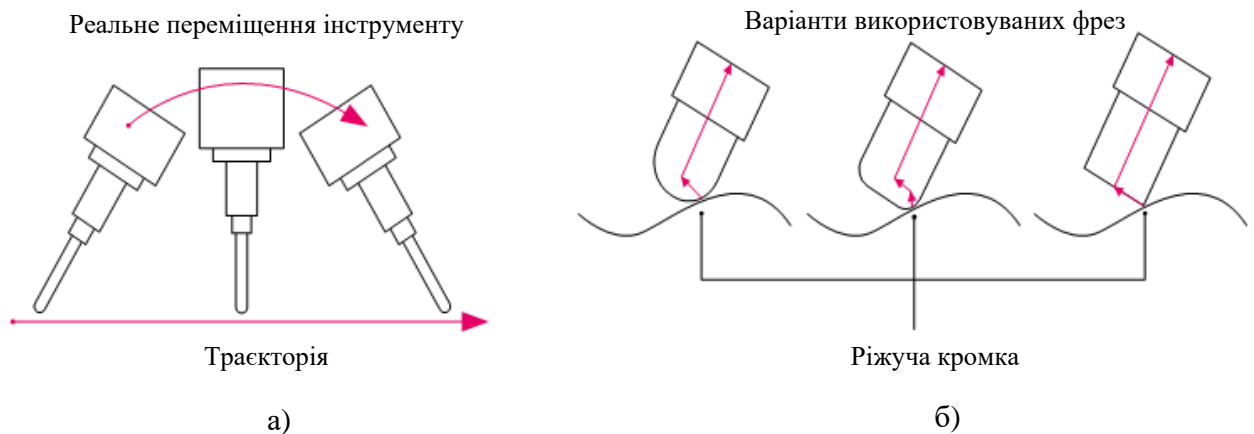


Рисунок 1.5 – а) Функція TCP; б) функція 3D Cutter Compensation

Завдяки даним функціям обробка складних профільних поверхонь стає більш простою і точною, наприклад, при обробці деталей типу імпелер (механізм для створення реактивної тяги – пропелер, крильчатка, турбіна) і лопатка.

Відмінною особливістю верстату є їх ортогональна конструкція, яка дозволяє досягати максимум переміщення по осі Y до 300 мм, збільшуючи зону обробки і габарити оброблюваних деталей [24].

1.3 Вимоги до електроприводів

Привод подачі рис. 1.6 працює в режимі спостереження за швидкістю переміщення силової голівки, або за заданою програмою в системі з ЧПУ.

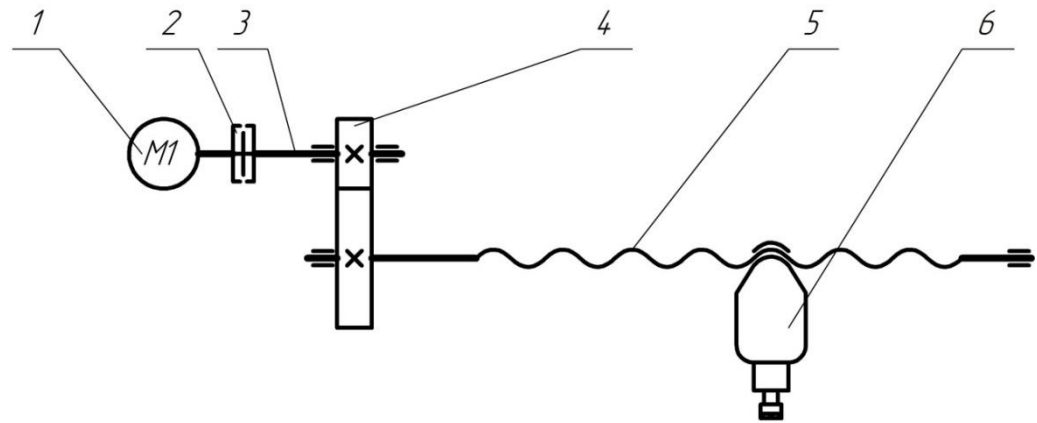


Рисунок 1.6 – Орієнтована кінематична схема приводу силової фрезерної голівки: 1 – Електродвигун; 2 – дискова двостороння муфта зчеплення; 3 – вал; 4 – редуктор; 5 – Нерозмірна передача «гвинт-гайка»; 6 – силова фрезерна голівка.

Допустима величина нестабільності частоти обертання двигуна у всьому діапазоні не перевищує 5% від встановленого значення. Вимоги по швидкодії до динамічних змін моменту навантаження досить високі і повинна складати 0,1-0,3 с. Пред'являються певні вимоги щодо мінімального середнього прискорення гвинта: наприклад, при номінальному моменті до 1.7 Нм і моменті інерції 0,002 кг/м² прискорення повинно бути рівним до 1000 рад/с², а при моменті до 170 Нм і моменті інерції 2,5 кг/м² прискорення повинно бути до 1500 рад /с².

Особливу групу складають високошвидкісні електроприводи шліфувальних, свердлильних і фрезерних верстатів. Діапазон частот обертання цих приводів становить до $D = 1: 1000$, однак найбільші значення частот обертання досягають 15000 об/хв. У цих приводах застосовуються тільки асинхронні або синхронні двигуни. Вимоги до стабільності частоти обертання в цих приводах дуже високі. Розгін двигунів здійснюється за 0,1-0,2 с. Найбільші

потужності таких приводів в даний час досить великі, наприклад 25 кВт при $n_{\max} = 48000$ об / хв.

Раніше приводи подачі виконувалися східчасто-регульованими за рахунок коробки подач або з плавним регулюванням частоти обертання двигуна. У механізмах подачі дуже важливим є вимога збереження незмінним моменту електродвигуна при зниженні частоти обертання.

Додаткового механічного перебору в механізмах подачі, зараз, не потрібно. Весь діапазон регулювання 1: 20000 перекривається тільки за рахунок електричного регулювання. Діапазон потужностей приводів подачі верстатів - 0,1-20 кВт. Як правило, реверс подачі здійснюється теж за допомогою приводу. Перевантажувальна здатність двигуна здійснюється при частотах обертання, відповідних режимам різання і повинна в два-чотири рази перевершувати величину номінального значення [25].

При великих частотах обертання, як правило, різання не відбувається. Ця зона необхідна для забезпечення швидких переміщень механізмів, і найбільший момент визначається тільки необхідністю забезпечення заданого числа обертів. Особливістю електроприводів для верстатів з ЧПУ є значне розширення виконуваних ними функцій. Наприклад, приводи головного руху поряд з регулюванням і стабілізацією частоти обертання при силових режимах різання повинні забезпечувати можливість різьбонарізання і позиціонування для автоматичної зміни інструменту. Параметри роботи електроприводу подачі і головного руху використовують для отримання інформації про поточні значення технологічних режимів при контролі навантаження і побудови адаптивних систем управління.

У зв'язку з цим діапазони регулювання приводів подачі і головного руху збільшуються до 1: 10000, а максимальний момент становить чотирьох - шести кратну величину від номінального моменту M_n . Хоча деякі типи машин постійного струму дозволяють отримати динамічні моменти в 10-12 разів більші M_n реалізація їх в більшості випадків недоцільна через швидкий знос механічних передач.

У всіх випадках, як правило, менша вартість двигуна змінного струму вимагає великих витрат на перетворювач частоти. Тому доцільність застосування систем на змінному струмі повинна вирішуватися шляхом техніко-економічного аналізу, проведеного з конкретних особливостей верстата.

Вимоги до електроприводів і систем управління верстатами визначаються технологією обробки, конструктивними можливостями верстата і ріжучого інструменту. Основними технологічними вимогами є забезпечення: найширшого кола технологічних режимів обробки з використанням сучасного ріжучого інструменту; максимальної продуктивності; найбільшої точності обробки; високої чистоти оброблюваної поверхні; високого ступеня повторюваності розмірів деталей в оброблюваній партії.

Досягнення всіх цих і інших вимог залежить від характеристик верстата і ріжучого інструменту, потужності головного приводу і електромеханічних властивостей приводів подачі і систем управління. Потужність що розвивається при різанні, визначається швидкістю різання і зусиллям різання.

Для приводів головного руху найбільш раціональним є спосіб регулювання швидкості з постійною потужністю, оскільки великим швидкостям різання відповідають менші зусилля різання, а меншим швидкостям - великі зусилля.

Діапазон регулювання частоти обертання визначається межами швидкостей різання і діаметрів оброблюваних виробів. Це визначається тим що на універсальних верстатах можуть оброблятися деталі з різних матеріалів і різних розмірів, зокрема різних діаметрів. Для обробки виробів однакових діаметрів з різних матеріалів необхідно забезпечити визначений діапазон регулювання швидкості різання [26].

Висновки до розділу

Отже в даному розділі було проведено огляд існуючих металообробних верстатів, їх функціональні можливості та області застосування. На сьогодні з точки зору енергоефективності та функціональності найбільший інтерес представляють багатофункціональні металообробні центри, які в порівнянні зі звичайними одно або декілька операційними верстатами можуть виконувати широкий спектр металообробних операцій в різних площинах, та за допомогою ЧПУ автоматично з високою точністю обробляти заготовку відповідно до заданої форми. У відповідності до тематики дипломного проекту надалі буде проведено розрахунок електропривода подачі силової голівки обраного центру на основі асинхронного двигуна. Також було розглянуто основні вимоги до електроприводів металообробних верстатів.

2. ВИЗНАЧЕННЯ НЕОБХІДНОЇ ПОТУЖНОСТІ ДВИГУНА

В раніше представленому верстаті основними його електроприводами є електропривод токарного головного шпинделя та контр-шпинделя, фрезерного шпинделя. Головними особливостями даних верстатів є те, що в конструкції даної моделі відсутня передаточна трансмісія шпинделів, тобто всі двигуни основних електроприводів безпосередньо вбудовані в шпинделі. Найбільший інтерес серед цих приводів представляє електропривод фрезерного шпинделя, який використовується не тільки для процесу фрезерування, але й у випадку зміни інструменту може виконувати операції свердління та нарізання різьби. Оскільки найбільш розповсюдженою операцією на багатоцільових верстатах є операція фрезерування, за допомогою якої можна можна оброблювати різноманітні плоскі, фасонні та гвинтові поверхні, виконувати, наприклад, такі роботи, як виготовлення зубів зубчастих коліс, розверток, зенкерів, нарізування шліцьових пазів на валах, шпонкових канавок різних багатогранників. Найпоширенішими вадами фрезерування з застосуванням різних фрезерних інструментів є обробка площин горизонтальних і похилих скосів, уступів, пазів, різних гвинтових канавок і фасонних поверхонь, зубчастих коліс, рейок і секторів, а також розрізування та відрізування заготовок. Виходячи з цього на далі в даній роботі буде проведено розрахунок та дослідження системи управління даним електроприводом.

Розрахунок буде проведено для найтяжчого режиму роботи, а саме при фрезеруванні заготівки максимального діаметру. У якості ріжучого інструменту (фрези) для розрахунків будемо використовувати торцеву фрезу виробника «WIDIA» VSM11D063 рис. 2.1 [27]. Дані фрези є лідерами в області високопродуктивного безвібраційного фрезерування, вони універсальні в застосуванні і є надійним і високопродуктивним рішенням для широкого спектру операцій і оброблювальних поверхонь.

В таблиці 2.1 наведені технічні характеристики фрези VSM11D063.

Таблиця 2.1

Технічні характеристики фрези VSM11D063

Найменування	Величина
Діаметр фрези	$D_{\phi} = 63 \text{ мм}$
Число зубів фрези	$Z_{\phi} = 6$
Глибина фрезерування	$t_{\phi} = 11.4 \text{ мм}$
Максимальна частота обертання	$n_{\text{max}} = 17500 \text{ об / хв}$
Вага фрези	$m = 0.5 \text{ кг}$
Ширина фрезерування	$B = 63 \text{ мм}$
Довжина фрези	$L = 40 \text{ мм}$

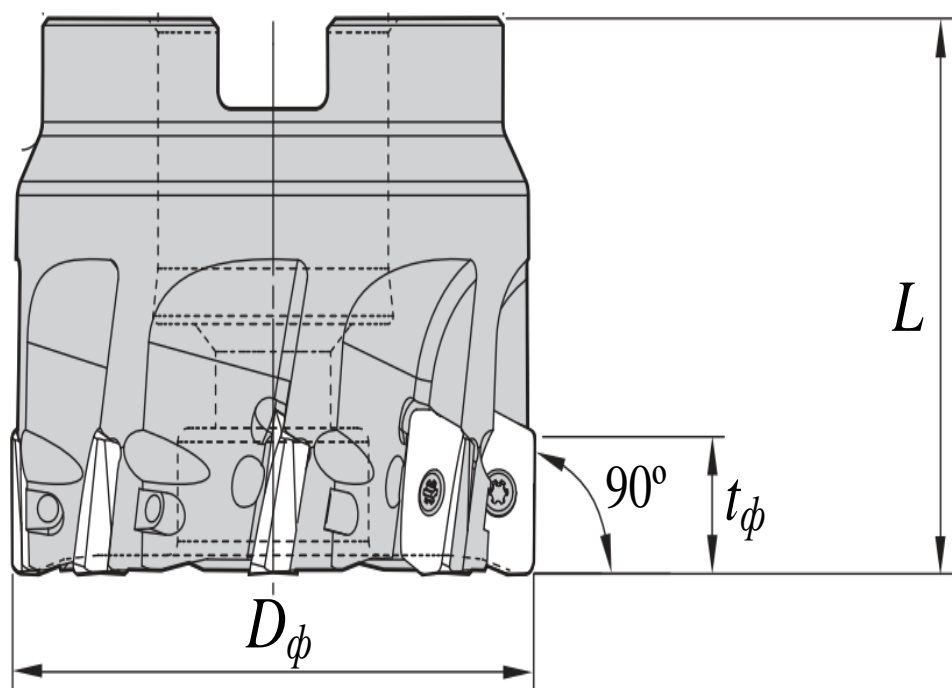


Рисунок 2.1 – Торцева фреза VSM11D063

Процес фрезерування розглянемо на прикладі виготовлення деталі, ескіз якої представлено на рис.2.2

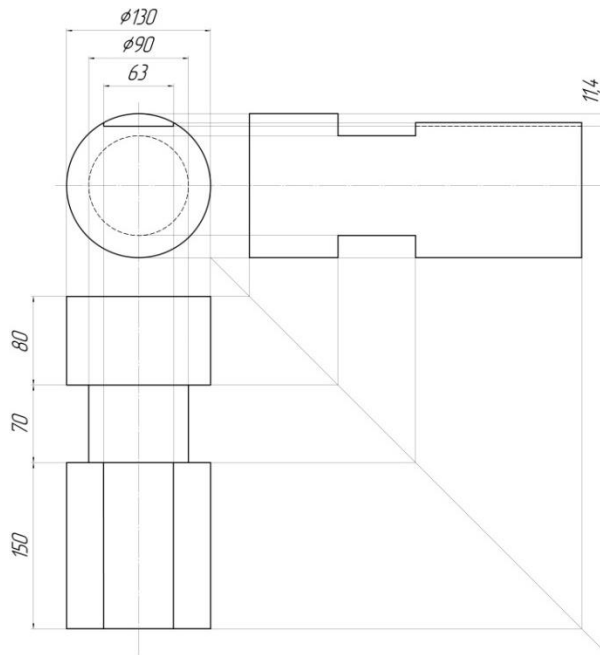


Рисунок 2.1 – Ескіз деталі

Процес виготовлення деталі представленої на рис. 2.2 включає в себе прорізання кромки за допомогою раніше представленої фрези. Після запуску двигуна голівка розганяється до низької швидкості подачі і фреза на цій швидкості вривається в деталь. Після чого швидкість подачі голівки збільшується до великої швидкості подачі. Перед виходом фрези з деталі швидкість столу знову понижається до низької швидкості подачі, для того щоб не сталося виривання металу з деталі. Далі фреза виходить повністю з деталі, гальмує та за допомогою реверса двигуна повертається у початкове положення на низькій швидкості подачі.

Головним рухом при фрезеруванні є обертання фрези, та подача фрези до деталі. Тангенціальне зусилля різання, яке долає привод головного руху, згідно з [28] дорівнює:

$$F_Z = 9.8 \cdot C_{F_Z} \cdot t_{\phi}^{X_{F_Z}} \cdot S_Z \cdot B^{U_F} \cdot Z_{\phi} \cdot D_{\phi}^{q_F} \cdot K_{ПЗ} \quad (2.1)$$

де S_Z - подача на зуб фрези, мм, обирається у відповідності з типом фрези, глибиною фрезерування та міцністю оброблюваного матеріалу згідно з [29]; C_{F_Z} , X_{F_Z} , Y_{F_Z} , U_F , q_F - коефіцієнт та показники ступеня, які визначаються режимом різання [28]; $K_{ПЗ}$ - загальний поправочний коефіцієнт.

Заносимо отримані дані з довідників до таблиці 2.2.

Таблиця 2.2

Отриманні данні з довідників

Найменування	Величина
Подача на зуб фрези	$S_Z = 0.15\text{мм}$
Коефіцієнт та показники ступеня	$C_{Fz} = 82.5$
	$X_{Fz} = 0.95$
	$U_F = 1.1$
	$q_F = -1.1$
Загальний поправочний коефіцієнт	$K_{пз} = 1$

Підставивши отримвані данні з табл. 2.1 та табл. 2.2 в (2.1) отримаємо тангенціальне зусилля різання:

$$F_z = 9.8 \cdot 82.5 \cdot 11.4^{0.95} \cdot 0.15 \cdot 63^{1.1} \cdot 6 \cdot 63^{-1.1} \cdot 1 = 7345 \text{ Н.} \quad (2.2)$$

Оскільки виробники сучасних металообробних верстатів не надають повної детальної інформації щодо характеристичних параметрів внутрішніх електромеханічних та механічних органів, в цілях конкуренто спроможності на ринку машинобудування, тому надалі для розрахунку електропривода подачі фрезерувальної голівки обраного металообробного центру задаємося наступними технічними параметрами:

m – вага фрезерної голівки $m=30$ кг;

d – діаметр ходового гвинта $d=24$ мм;

H – крок різьби ходового гвинта $H=2$ мм;

v_n – низька швидкість подачі $v_n = 0.5$ м/хв;

v_b – велика швидкість подачі $v_b = 1$ м/хв;

v_M – максимальна швидкість подачі $v_M = 1.8$ м/хв;

η_p – ККД редуктора подачі $\eta_p = 0,88$;

k – коефіцієнт запасу $k=1.4$;

μ – коефіцієнт тертя при русі фрезерної голівки $\mu=0,07$;

β – питома зусилля прилипання $\beta=0.5 \text{ Н/см}^2$;

g – прискорення вільного падіння;

z – коефіцієнт запасу по потужності $z=(1.09\div 1.35)$;

S_{III} – площа поверхні прилягання направляючих силової голівки, які мають контакт тертя з направляючими полозків $S_{\text{III}}=600 \text{ см}^2$.

Розрахунок режимів різання проводиться у відповідності з [29, 30].

Осьове зусилля подачі розраховується за формулою:

$$F_X = 0,4 \cdot F_Z = 0,4 \cdot 7345 = 2938 \text{ Н.} \quad (2.3)$$

Радіальне зусилля подачі розраховується за формулою:

$$F_Y = 0,3 \cdot F_Z = 0,3 \cdot 7345 = 2203 \text{ Н.} \quad (2.4)$$

При визначенні навантаження двигуна подачі силової голівки розглянемо окремо два характерних режими: режим зрушення з місця та режим робочої подачі.

При зрушенні з місця зусилля подачі розраховується за формулою:

$$F_{\text{нз}} = \mu \cdot g \cdot m + \beta \cdot S_{\text{III}} = 0.07 \cdot 9.81 \cdot 30 \cdot 0.5 \cdot 600 = 329.43 \text{ Н.} \quad (2.5)$$

При русі з усталеною швидкістю зусилля подачі:

$$\begin{aligned} F_{\text{ру}} &= k \cdot F_X + (m \cdot g + F_Z + F_Y) \cdot \mu = \\ &= 1.4 \cdot 2938 + (30 \cdot 9.8 + 7345 + 2203) \cdot 0.07 = 5097 \text{ Н.} \end{aligned} \quad (2.6)$$

Статичний момент на валу двигуна при зрушенні з місця без врахування ККД редуктора подачі та його передаточного числа:

$$M_3 = \frac{F_{нз} \cdot \frac{d}{1000}}{2} = \frac{329.43 \cdot 0.024}{2} = 4.941 \text{ Н} \cdot \text{м}. \quad (2.7)$$

Статичний момент на валу двигуна при русі з ustalеною швидкістю без врахування ККД редуктора подачі та його передаточного числа:

$$M_y = \frac{F_{ny} \cdot \frac{d}{1000}}{2} = \frac{5097 \cdot 0.024}{2} = 61.16 \text{ Н} \cdot \text{м}. \quad (2.8)$$

Статичний момент на валу двигуна при зрушенні з місця з врахуванням ККД редуктора подачі та його передаточним числом:

$$M_{c3} = \frac{M_3}{i_p \cdot \eta_p} = \frac{4.941}{1.2 \cdot 0.88} = 4.67 \text{ Н} \cdot \text{м}. \quad (2.9)$$

Статичний момент на валу двигуна при русі з ustalеною швидкістю та врахуванням ККД редуктора подачі та його передаточного числа:

$$M_{cy} = \frac{M_y}{i_p \cdot \eta_p} = \frac{61.16}{1.2 \cdot 0.88} = 57.9 \text{ Н} \cdot \text{м}. \quad (2.10)$$

Статична потужність двигуна розраховується за формулою:

$$P_c = \frac{F_{ny} \cdot v_b}{60 \cdot \eta_p} = \frac{5097 \cdot 1}{60 \cdot 0.88} = 0.096 \text{ кВт}. \quad (2.11)$$

Враховуючи (2.11) необхідна розрахункова потужність електродвигуна приводу силової голівки буде рівна:

$$P_p = \frac{z \cdot P_c}{\eta_p} = \frac{1.3 \cdot 0.096}{0.88} = 0.142 \text{ кВт}. \quad (2.12)$$

При наявному редукторі швидкість двигуна для забезпечення $V_M = 1.8 \text{ м/хв}$ повинна бути рівна $n_{\text{ном}} = 750 \text{ об/хв}$, тому для електроприводу подачі фрезерної головки обираємо асинхронний електродвигун з короткозамкнутим ротором з серії 4А. З довідника [31] обираємо двигун згідно з умовою $P_{\text{ед}} \geq P_c$. Цій умові відповідає двигун: 4А112МВ8У3. Дані двигуна наведені в таблиці 2.4.

При виборі двигуна було враховано його момент, це зв'язано з тим, що тільки двигун з такою потужністю має необхідний момент, оскільки інші двигуни,

Таблиця 2.4

Паспортні дані двигуна 4А112МВ8У3

Номінальна потужність	$P_{\text{ед}} = 3 \text{ кВт}$
Номінальна лінійна напруга статора	$U_{\text{ін}} = 380 \text{ В}$
Число пар полюсів	$p_n = 4$
Момент інерції	$J_d = 0.025 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$
Коефіцієнт корисної дії	$\eta = 79.5\%$
Коефіцієнт потужності	$\cos \varphi = 0.74$
Перевантажувальна здатність	$\lambda = 2.2$
Номінальне ковзання	$S_n = 5\%$
Критичне ковзання	$S_k = 35\%$

які менші за потужністю не пройшли перевірку по перевантажувальній здатності та по перегріву.

Розрахуємо номінальну швидкість обертання:

$$\omega = \frac{\pi \cdot n}{30} = \frac{\pi \cdot 750}{30} = 78.54 \frac{\text{рад}}{\text{с}}. \quad (2.13)$$

Номінальний момент двигуна:

$$M_H = \frac{P_{ED}}{\omega} = \frac{3000}{78.54} = 38.19 \text{ Н} \cdot \text{м}. \quad (2.14)$$

Динамічний момент розраховується за формулою:

$$M_{дин} = J_{\Sigma} \cdot \varepsilon_{доп}, \quad (2.15)$$

де J_{Σ} – сумарний момент інерції,

$$J_{\Sigma} = (1 + \delta) \cdot J_{ED} + m \cdot \rho^2, \quad (2.16)$$

де δ – коефіцієнт, що враховує момент інерції редуктора, з'єднувальної муфти, $\delta=0,2$;

Радіус приведення:

$$\rho = \frac{H}{2 \cdot \pi \cdot i_p} = \frac{0.002}{2 \cdot 3.14 \cdot 1.2} = 0.00026. \quad (2.17)$$

Сумарний момент інерції:

$$J_{\Sigma} = (1 + 0,2) \cdot 0,025 + 30 \cdot 0.00026^2 = 0.03 \text{ кг} \cdot \text{м}^2. \quad (2.18)$$

Розрахуємо допустиме кутове прискорення, як

$$\varepsilon_{доп} = \frac{a}{\rho} = \frac{0.08}{0.00026} = 301.5 \text{ рад} / \text{с}^2. \quad (2.19)$$

Тоді динамічний момент з врахуванням (2.18), (2.19) буде рівний

$$M_{дин} = 0.03 \cdot 301.5 = 9.048 \text{ Н} \cdot \text{м}. \quad (2.20)$$

Для подальшого розрахунку навантажувальної діаграми та тахограми руху силової голівки розглянемо карту руху фрези рис. 2.3 під час процесу

фрезерування вище представленої деталі, де Γ_1 – відстань від осі обертання фрези до деталі, Γ_2 – довжина обробки деталі, Γ_3 – відстань вільного вибігу з деталі.

Момент при розгоні двигуна від нуля до низької швидкості:

$$M_1 = M_{\text{дин}} + M_{\text{сз}} = 9.048 + 4.67 = 13.72 \text{ Н} \cdot \text{м} \quad (2.21)$$

Час розгону:

$$t_1 = \frac{v_{\text{н}}}{60 \cdot a} = \frac{0.5}{60 \cdot 0.08} = 0.104 \text{ с} \quad (2.22)$$

Відстань розгону:

$$l_1 = \frac{a \cdot t_1^2}{2} = \frac{0.08 \cdot 0.104^2}{2} = 0.00043 \text{ м} \quad (2.23)$$

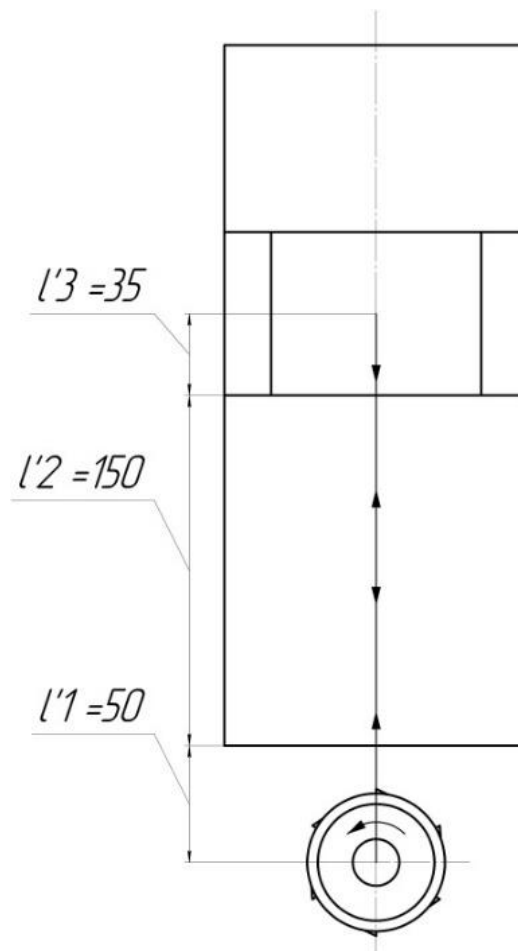


Рисунок 2.3 – Карта руху фрези під час процесу фрезерування

Момент при русі з низькою швидкістю:

$$M_2 = M_{c3} = 4.67 \text{ Н} \cdot \text{м}. \quad (2.24)$$

Час руху з низькою швидкістю:

$$t_2 = \frac{l'_1 \cdot 60}{v_H} - t_1 = \frac{0.05 \cdot 60}{0.5} - 0.104 = 5.896 \text{ с}. \quad (2.25)$$

Відстань руху з низькою швидкістю:

$$l_2 = l'_1 - l_1 = 0.05 - 0.00043 = 0.04957 \text{ м}. \quad (2.26)$$

Момент при розгоні від низької до високої швидкості:

$$M_3 = M_{дин} + M_{cy} = 9.048 + 57.9 = 66 \text{ Н} \cdot \text{м}. \quad (2.27)$$

Час розгону від низької до високої швидкості:

$$t_3 = \frac{v_B - v_H}{60 \cdot a} = \frac{1 - 0.5}{60 \cdot 0.08} = 0.104 \text{ с}. \quad (2.28)$$

Відстань розгону від низької до високої швидкості:

$$l_3 = \frac{v_H}{60} \cdot t_3 + \frac{a \cdot t_3^2}{2} = \frac{0.08 \cdot 0.104^2}{2} = 0.0013 \text{ м}. \quad (2.29)$$

Момент при русі з високою швидкістю:

$$M_4 = M_{cy} = 57.9 \text{ Н} \cdot \text{м}. \quad (2.30)$$

Відстань руху з високою швидкістю:

$$l_4 = l_2 - 2 \cdot l_3 = 0.15 - 2 \cdot 0.0013 = 0.147 \text{ м} . \quad (2.31)$$

Час руху з високою швидкістю:

$$t_4 = \frac{l_4 \cdot 60}{v_B} = \frac{0.147 \cdot 60}{1} = 8.844 \text{ с} . \quad (2.32)$$

Момент при гальмуванні від високої до низької швидкості:

$$M_5 = M_{cV} - M_{дин} = 57.9 - 9.048 = 48.8 \text{ Н} \cdot \text{м} . \quad (2.33)$$

Час гальмування від високої до низької швидкості:

$$t_5 = t_3 = 0.104 \text{ с} . \quad (2.34)$$

Відстань гальмування від високої до низької швидкості:

$$l_5 = l_3 = 0.0013 \text{ м} . \quad (2.35)$$

Момент при русі з низькою швидкістю:

$$M_6 = M_{c3} = 4.67 \text{ Н} \cdot \text{м} . \quad (2.36)$$

Час руху з низькою швидкістю:

$$t_6 = \frac{l'_3 \cdot 60}{v_H} - t_1 = \frac{0.035 \cdot 60}{0.5} - 0.104 = 4.096 \text{ с} . \quad (2.37)$$

Відстань руху з низькою швидкістю:

$$l_6 = l_3 - l_1 = 0.035 - 0.00043 = 0.03457 \text{ м.} \quad (2.38)$$

Момент при гальмуванні від низької швидкості до нуля:

$$M_7 = M_{c3} - M_{дин} = 4.67 - 9.048 = -4.369 \text{ Н} \cdot \text{м.} \quad (2.39)$$

Час гальмування від низької швидкості до нуля:

$$t_7 = t_1 = 0.104 \text{ с.} \quad (2.40)$$

Відстань гальмування від низької швидкості до нуля:

$$l_7 = l_1 = 0.00043 \text{ м.} \quad (2.41)$$

Момент при розгоні двигуна від нуля до низької швидкості:

$$M_8 = -M_{дин} - M_{c3} = -9.048 - 4.67 = -13.72 \text{ Н} \cdot \text{м.} \quad (2.42)$$

Час розгону:

$$t_8 = \frac{v_n}{60 \cdot a} = \frac{0.5}{60 \cdot 0.08} = 0.104 \text{ с.} \quad (2.43)$$

Відстань розгону:

$$l_8 = \frac{a \cdot t_8^2}{2} = \frac{0.08 \cdot 0.104^2}{2} = 0.00043 \text{ м.} \quad (2.44)$$

Момент при русі з низькою швидкістю:

$$M_9 = -M_{c3} = -4.67 \text{ Н} \cdot \text{м.} \quad (2.45)$$

Відстань руху з низькою швидкістю:

$$\begin{aligned}
 l_9 &= l_2 + l_3 + l_4 + l_5 + l_6 = \\
 &= 0.04957 + 0.0013 + 0.147 + 0.0013 + 0.03457 = 0.234\text{м.}
 \end{aligned}
 \tag{2.46}$$

Час руху з низькою швидкістю:

$$t_9 = \frac{l_9 \cdot 60}{v_n} = \frac{0.234 \cdot 60}{0.5} = 28\text{с.}
 \tag{2.47}$$

Момент при гальмуванні від низької швидкості до нуля:

$$M_{10} = -M_{c3} + M_{дин} = -4.67 + 9.048 = 4.369 \text{ Н} \cdot \text{м.}
 \tag{2.48}$$

Час гальмування від низької швидкості до нуля:

$$t_{10} = t_1 = 0.104\text{с.}
 \tag{2.49}$$

Відстань гальмування від низької швидкості до нуля:

$$l_{10} = l_1 = 0.00043\text{м.}
 \tag{2.50}$$

Перевіримо правильність виконання розрахунку тахограми, на основі рівності

$$\begin{aligned}
 2(\Gamma_1 + \Gamma_2 + \Gamma_3) &= \\
 &= l_1 + l_2 + l_3 + l_4 + l_5 + l_6 + l_7 + l_8 + l_9 + l_{10},
 \end{aligned}
 \tag{2.51}$$

$$\begin{aligned}
 &2(0.05 + 0.15 + 0.035) = \\
 &= 0.00043 + 0.04957 + 0.0013 + 0.147 + 0.0013 + 0.03457 + \\
 &+ 0.00043 + 0.00043 + 0.234 + 0.00043,
 \end{aligned}
 \tag{2.52}$$

$$0.47 = 0.47.
 \tag{2.53}$$

На основі отриманих даних будемо навантажувальну діаграму з врахуванням динаміки електропривода та тахограму швидкості рис. 2.4.

Електропривод силової фрезерної голівки працює в циклічному режимі з

змінним навантаженням, тому для перевірки двигуна по нагріву використаємо метод еквівалентного моменту. Умовою правильного вибору двигуна по нагріву буде

$$M_{\text{екв}} \leq M_{\text{Н}}. \quad (2.54)$$

В циклічному режимі еквівалентний момент визначається тільки для робочих ділянок:

$$M_{\text{екв}} = \sqrt{\frac{M_1^2 \cdot t_1 + M_2^2 \cdot t_2 + M_3^2 \cdot t_3 + M_4^2 \cdot t_4 + M_5^2 \cdot t_5 + M_6^2 \cdot t_6 + M_7^2 \cdot t_7 + M_8^2 \cdot t_8 + \dots}{t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_5 + t_6 + t_7 + t_8 + t_9 + t_{10} + t_{\text{п}}}} \dots$$

$$\frac{+M_9^2 \cdot t_9 + M_{10}^2 \cdot t_{10}}{0.104 + 5.896 + 0.104 + 8.844 + 0.104 + 4.096 + 0.104 + \dots} \dots \quad (2.55)$$

$$\frac{+57.9^2 \cdot 8.844 + 48.8^2 \cdot 0.104 + 4.67^2 \cdot 4.096 + (-4.369^2) \cdot 0.104 + \dots}{+0.104 + 28 + 0.104 + 15} \dots$$

$$\frac{+(-13.72^2) \cdot 0.104 + (-4.67^2) \cdot 28 + 4.369^2 \cdot 0.104}{\dots} = 22.24 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Номінальний момент двигуна $M_{\text{Н}} = 38,19 \text{ Н} \cdot \text{м}$ більше еквівалентного моменту $M_{\text{екв}} = 27,8 \text{ Н} \cdot \text{м}$, з чого можна зробити висновок, що двигун проходить по нагріву.

Тепер перевіримо обраний двигун по перевантажувальній здатності

$$M_3 \leq \lambda M_{\text{Н}},$$

$$M_3 = 66 \text{ Нм},$$

$$\lambda M_{\text{Н}} = 38.19 \cdot 2.2 = 84.034 \text{ Нм},$$

$$66 \text{ Нм} \leq 84.034 \text{ Нм}. \quad (2.56)$$

Обраний двигун також проходить по перевантажувальній здатності.

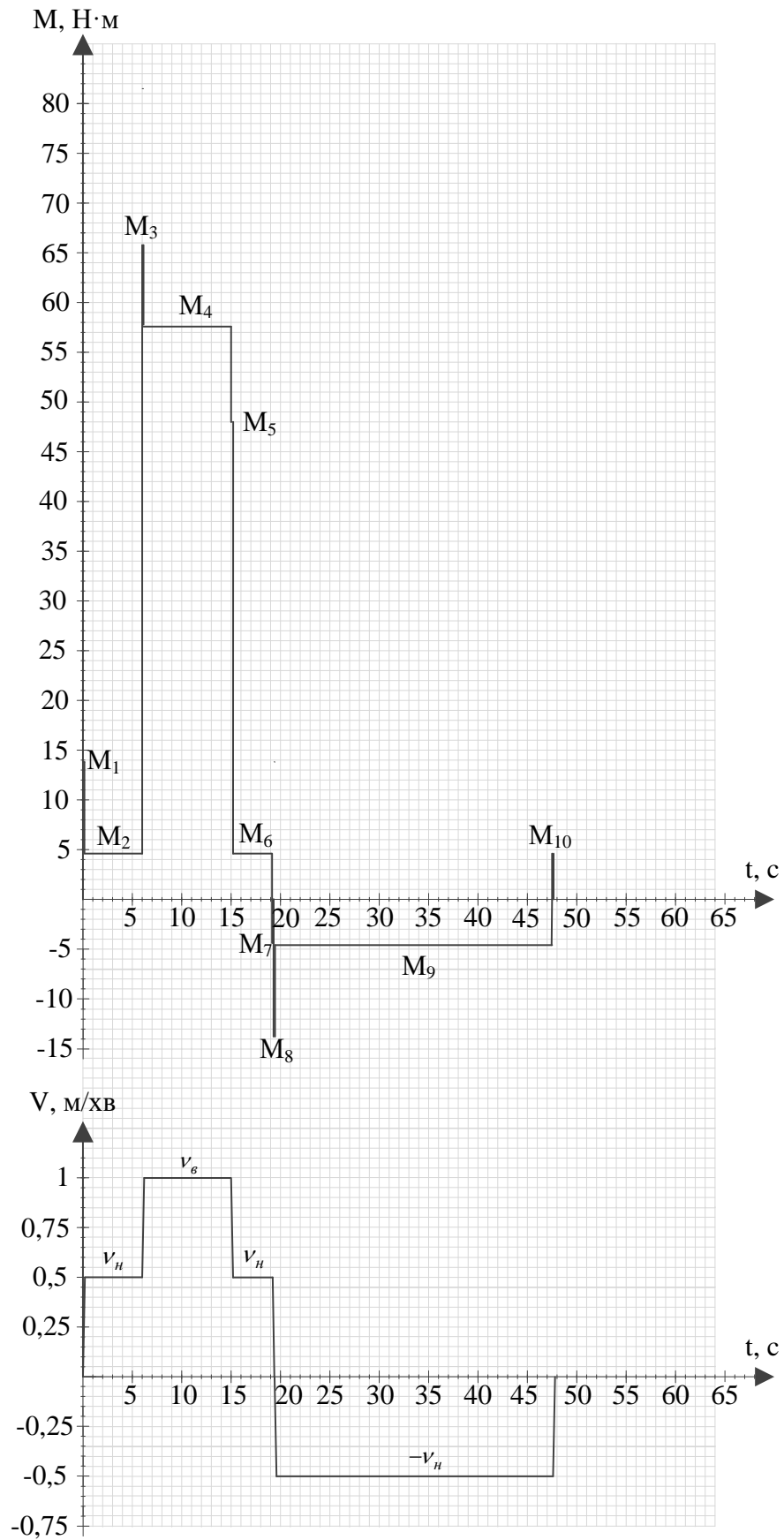


Рисунок 2.4 – Навантажувальну діаграму електропривода з врахуванням динаміки та тахограму швидкості силової фрезерної голівки

Висновки до розділу

В вище наведеному розділі було проведено розрахунок та вибір потужності електродвигуна приводу силової фрезерної голівки. Розрахунки були проведені для найтяжчого режиму роботи при максимальній ширині фрезерування, на основі відомих параметрів фрези, геометрії деталі та заданих параметрів механічної частини електропривода. На основі розрахованих даних обрано асинхронний двигун з короткозамкненим серії 4А потужністю 3 кВт, яка перевищує розраховану необхідну потужність в 20 разів. Це пов'язано з тим, що всі двигуни даної серії з потужністю нижче 3 кВт не проходять по нагріву та перевантажувальній здатності, а отже не в змозі забезпечити необхідну динаміку електропривода. У відповідності до номінальних паспортних даних двигуна розраховано та побудовано навантажувальну діаграму електропривода з врахуванням динаміки та тахограму швидкості силової фрезерної голівки.

3. РОЗРОБКА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМИ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА ПОДАЧІ СИЛОВОЇ ФРЕЗЕРНОЇ ГОЛІВКИ

Типова функціональна схема сучасного електроприводу змінного струму [32], побудованого на основі перетворювача частоти з ланкою постійного струму показана на рис. 3.1. Як видно з рис. 3.1, основу асинхронного електроприводу складає перетворювач частоти, який поєднує в собі перетворювальний та керуючий пристрій з класичного визначення електроприводу. З цієї причини, досить часто перетворювачі частоти називають електроприводами, хоча в загальному випадку це некоректно.

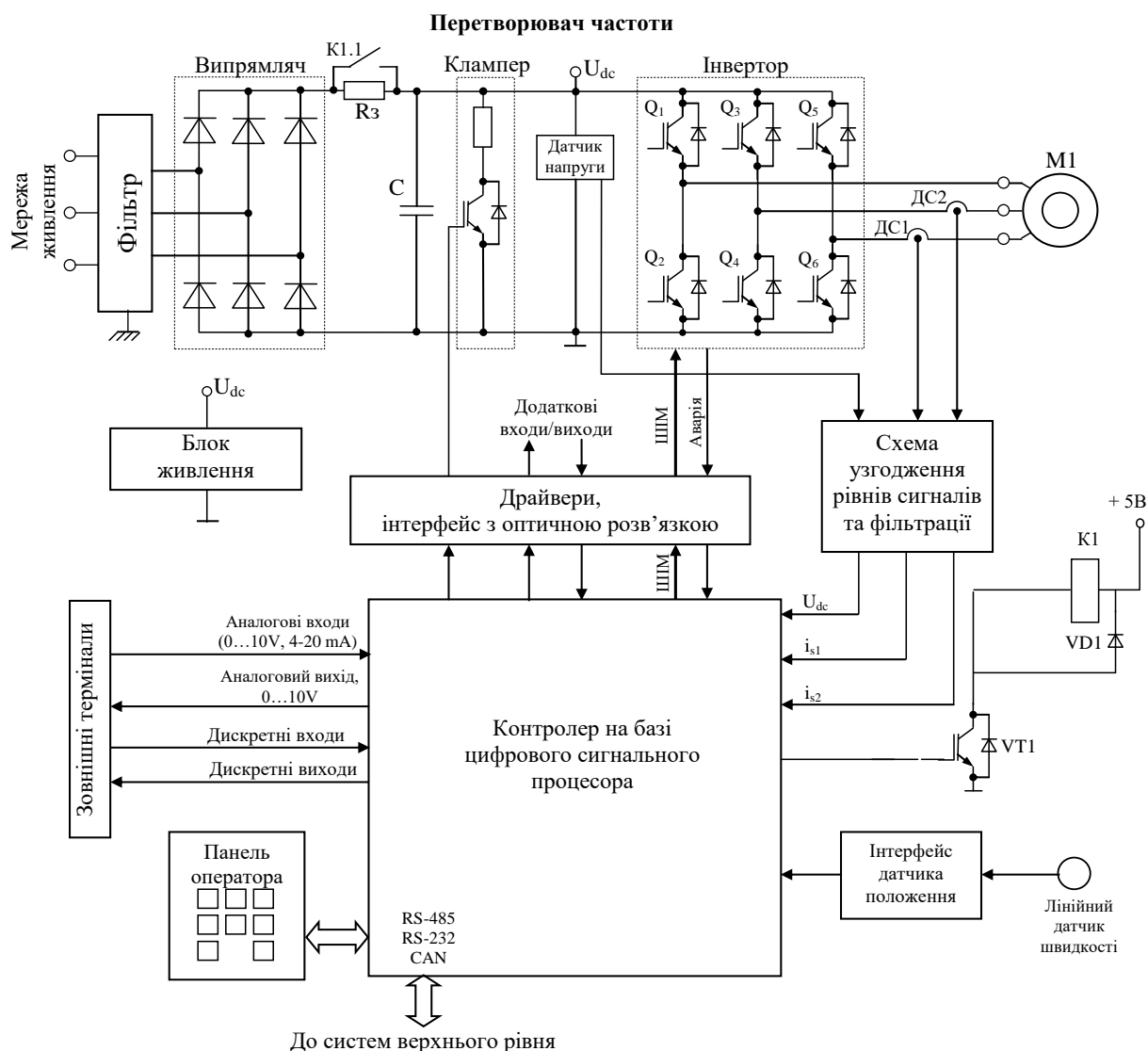


Рисунок 3.1 – Функціональна схема асинхронного електроприводу

Стандартно перетворювач розділяють на дві основні складові:

- силова частина, до якої входять вхідний фільтр, некерований випрямляч, зарядне коло, ємність фільтру випрямляча, клампер, датчик напруги ланки постійного струму, інвертор, датчики вихідного струму, схеми драйверів та гальванічної розв'язки сигналів керування ключами інвертора і клампера, блок живлення;
- керуючий контроллер, до якого входять власне цифровий контроллер, який, як правило, базується на цифровому сигнальному процесорі, та схеми узгодження сигналів.

3.1 Призначення основних елементів асинхронного електроприводу

Розглянемо більш детально призначення основних модулів та елементів показаних на рис. 3.1.

Фільтр – як правило складається з двох основних складових: варисторів для запобігання перенапругам в ланці постійного струму внаслідок сплесків напруги мережі живлення, та фільтру радіоперешкод, який запобігає розповсюдженню в мережу живлення високочастотних перешкод, які виникають при комутації ключів інвертора.

Випрямляч – перетворює змінну напругу мережі живлення в постійну напругу ланки постійного струму U_{dc} .

Ємність C – фільтр, призначений для згладжування випрямленої напруги на виході випрямляча.

Зарядне коло (резистор R_3 та реле $K1$) – забезпечують плавний заряд ємності фільтру випрямляча C при подачі живлення на перетворювач. Після закінчення заряду контакт реле $K1.1$ замикається.

Клампер – призначений для стабілізації напруги в ланці постійного струму при генераторних режимах роботи двигуна, які супроводжуються рекуперацією енергії в ланку постійного струму.

Датчик напруги – призначений для передачі в керуючий контроллер

інформації про напругу ланки постійного струму U_{dc} , де вона використовується для забезпечення захисних функцій, контролю заряду ємності фільтру випрямляча, а також для генерування імпульсів керування ключами інвертора по законам широтно-імпульсної модуляції (ШІМ).

Інвертор – перетворює постійну напругу ланки постійного струму у задану трифазну напругу на виході перетворювача, результуючий вектор якої (усереднений на періоді ШІМ) має заданий модуль, частоту та кутове положення.

Датчики струму ДС1, ДС2 – призначені для передачі в керуючий контролер інформації про фазні струми двигуна, де вона використовується для організації захисних функцій інвертора та двигуна, а також для організації зворотних зв'язків в системах векторного керування.

Датчик швидкості – призначений для вимірювання контролером кутової швидкості (положення) з метою організації зворотних зв'язків та захисних функцій.

Драйвери – перетворюють параметри імпульсів керування силовими ключами, які надходять від контролера, з метою забезпечення надійного відкриття та запирання IGBT ключів. Фактично драйвери можна розглядати як підсилювачі сигналів. Досить часто драйвери додатково забезпечують захист від струмів короткого замикання інвертора.

Опторозв'язка – забезпечує гальванічну розв'язку дискретних сигналів керування з метою підвищення завадозахищеності керуючого контролера, а також для запобігання виходу його з ладу при аварійних режимах в силовій частині. Виконується за допомогою оптопар, або оптоволоконних ліній зв'язку у перетворювачах великої потужності.

Керуючий контролер – виконує всі функції автоматизації перетворювача, отримання завдання на регульовані координати, розраховує алгоритм керування двигуном, генерує імпульси керування ключами, реалізує захисні функції, здійснює комунікації з системами верхнього рівня.

Схеми узгодження рівнів сигналів та фільтрації – необхідна для приведення рівнів сигналів, які отримуються від датчиків струму та напруги до

рівнів допустимої вхідної напруги аналого-цифрового перетворювача керуючого контролера. Фільтрація може застосовуватися для підвищення завадостійкості системи керування.

Інтерфейс датчика швидкості – дозволяє підключати до контролера фото імпульсні датчики з різними типами апаратних інтерфейсів. Як правило містить гальванічну розв’язку.

Блок живлення – пристрій який забезпечує живлення власних потреб перетворювача: живлення контролера, драйверів, зовнішні +10 В та +24 В, живлення датчиків та ін. В сучасних перетворювачах вхідна напруга для блоку живлення власних потреб береться від ланки постійного струму, що забезпечує безпечну зупинку системи при зникненні напруги мережі живлення.

Зовнішні термінали – служать для підключення до перетворювача дискретних входів/виходів (наприклад сигналів керування перетворювачем «Пуск», «Стоп», «Реверс», інших), аналогових входів/виходів (наприклад завдання швидкості, зворотного зв’язку за технологічним параметром та інших).

Панель оператора – призначена для налаштування параметрів системи, подачі команд перетворювача та завдання на регульовану величину в ручному режимі, спостереження за контрольними величинами та діагностики.

Додаткові входи виходи – призначені для керування додатковими системами, наприклад для включення вентиляторів системи охолодження, контролю спрацювання зарядного реле та ін.

Наступним кроком нам необхідно розрахувати та вибрати основні елементи схеми.

Для розрахунку основних елементів перетворювача необхідно мати значення наступних параметрів: напруга та кількість фаз мережі живлення, потужність двигуна, ККД двигуна, номінальний струм двигуна.

3.2 Розрахунок та вибір основних елементів асинхронного електропривода

Номінальні діючі значення фазної напруги та струму статора:

$$U_n = \frac{U_n}{\sqrt{3}} = \frac{380}{\sqrt{3}} = 219.393 \text{ В.} \quad (3.1)$$

Амплітудні значення фазної напруги і струму статора:

$$U_{na} = \sqrt{2}U_n = \sqrt{2} \cdot 219.393 = 310.269 \text{ В,} \quad (3.2)$$

$$I_{na} = \sqrt{2}I_n = \sqrt{2} \cdot 7.74 = 10.95 \text{ А.} \quad (3.3)$$

де I_n – номінальний струм двигуна.

$$I_n = \frac{P_{\text{ЕД}}}{\sqrt{3} \cdot U_{\text{лн}} \cdot \eta \cdot \cos \varphi} = \frac{3000}{\sqrt{3} \cdot 380 \cdot 0.795 \cdot 0.74} = 7.74 \text{ А.} \quad (3.4)$$

Максимальне значення струму в фазі двигуна визначається перевантажувальною здатністю електроприводу k_{ovl} , яка, в загальному випадку залежить від конкретного типу механізму і дорівнює орієнтовно $k_{\text{ovl}} = (2 \div 3)$ – для високо-динамічних застосувань, таких як роботи, приводи подачі [32].

Прийнявши перевантажувальну здатність для привода вентилятора $k_{\text{ovl}} = 2.5$, розрахуємо максимальний струм на виході перетворювача:

$$I_{\text{max}} = k_{\text{ovl}} I_{na} = 2.5 \cdot 10.95 = 27.39 \text{ А.}$$

При живленні перетворювача від трифазної мережі живлення $U_{\text{grid}} = 380 \text{ В}$, напруга в ланці постійного струму при ідеальній фільтрації буде приблизно рівною:

$$U_{\text{dcn}} = \sqrt{2}U_{\text{grid}} \approx 540 \text{ В.} \quad (3.5)$$

При виборі IGBT для автономних інверторів напруги їх максимально-допустима напруга колектор-емітер має бути мінімум в 1.5 разів вищою, ніж максимальна напруга в ланці постійного струму, тобто

$$U_{\text{ce}} > 1.5U_{\text{dc max}}. \quad (3.6)$$

Максимальна напруга в ланці постійного струму сучасних перетворювачів визначається допустимою напругою встановлених електролітичних конденсаторів фільтру, і складає приблизно 750 В для перетворювачів з трифазним живленням $U_{\text{grid}} = 380 \text{ В}$, і 375 В для перетворювачів з однофазним живленням $U_{\text{grid}} = 220 \text{ В}$.

Таким чином

$$U_{\text{ce}} = 1.5 \cdot 750 = 1125 \text{ В.} \quad (3.7)$$

IGBT транзистори, які випускаються сучасною промисловістю, мають стандартний ряд максимальних напруг колектор-емітер: 250, 600, 1200, 1700, 3300, 4500, 6500 В.

Вибір IGBT проподиться за критерієм:

$$I_{\text{c}} > I_{\text{max}}, U_{\text{ce max}} > U_{\text{ce}}, \quad (3.8)$$

де I_{c} та $U_{\text{ce max}}$ – відповідно тривалий струм колектора та напруга колектор-емітер, які вказані в паспортних даних IGBT.

Для побудови силової частини перетворювача зручно використовувати так звані IGBT-модулі, які в одному корпусі містять 6 або 7 транзисторів з

антипаралельними діодами та вбудований випрямляч.

Вибираємо за посиланням [33] IGBT модуль типу FP35R12KT4_B15 з параметрами $U_{ce} = 1200 \text{ В}$, $I_c = 35 \text{ А}$.

Ємність випрямляча визначається за формулою:

$$C = \frac{1}{2\pi k_p m f R_0}, \quad (3.9)$$

де k_p – коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги, який для перетворювачів частоти вибирають в діапазоні $(0.02 \div 0.05)$, m – число фаз випрямляча, f – частота напруги мережі живлення, R_0 – еквівалентний опір навантаження ланки постійного струму.

Для визначення R_0 розрахуємо значення струму ланки постійного струму з врахуванням перевантаження

$$I_{dc} = \frac{k_{ovl} P_n}{U_{dcn} \eta \eta_{inv}} = \frac{2.5 \cdot 3000}{540 \cdot 0.795 \cdot 0.96} = 18.19 \text{ А}, \quad (3.10)$$

де $\eta_{inv} = (0.95 \div 0.97)$ – коефіцієнт корисної дії інвертора напруги.

Тоді еквівалентний опір навантаження розраховується як

$$R_0 = \frac{U_{dcn}}{I_{dc}} = \frac{540}{18.19} = 29.67 \text{ Ом}. \quad (3.11)$$

У відповідності з (3.9) розрахункове значення ємності фільтра для $k_p = 0.035$ буде дорівнювати:

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 0.035 \cdot 3 \cdot 50 \cdot 29.67} = 998.7 \text{ мкФ}. \quad (3.12)$$

Вибираємо по каталогу [34] конденсатори типу B43512A5397M080

ємністю $C_c = 1000$ мкФ та максимальною напругою 450 В.

Вибір датчиків струму здійснюють за максимальний струмом, який необхідно вимірювати, тобто щоб вимірюваний діапазон датчика був більшим від максимально допустимого струму в системі. Для вимірювання струмів на виході перетворювача для вибору використовують значення максимального струму.

Якщо для керування координатами двигуна використовуються методи, які не потребують організації зворотних зв'язків за струмом, а вимірювання струму здійснюється лише для захисту системи, то для здешевлення перетворювача датчики на виході інвертора можна не встановлювати і обмежитися лише датчиком струму в ланці постійного струму.

Вибір датчика струму може бути здійснений на сайті [35]. Оскільки в розглянутому прикладі достатньо обмежитися датчиком струму в ланці постійного струму, то по розрахованому значенню I_{dc} вибираємо датчик типу HXS 10-NP/SP3, номінальний струм якого складає 20А, діапазон вимірювання 30 А.

Канал вимірювання напруги ланки постійного струму може бути побудований з використанням датчика типу LV 25-800 [36].

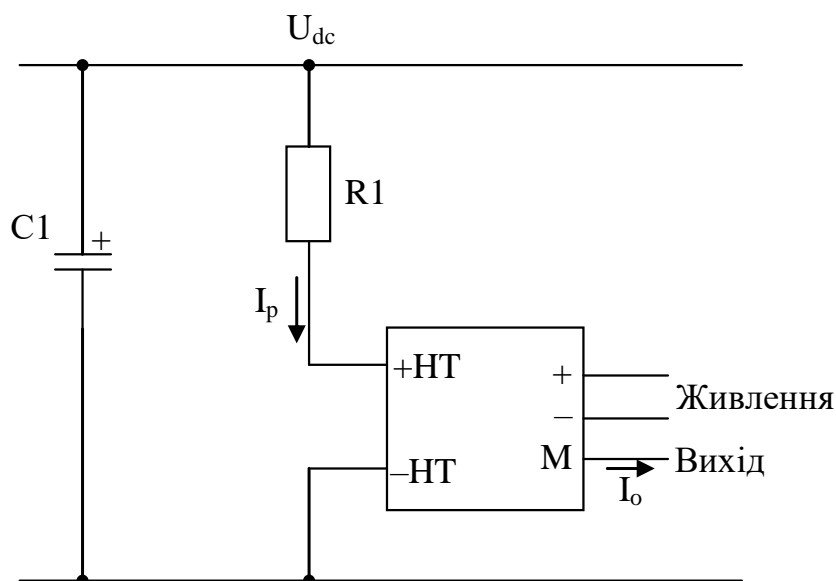


Рисунок 3.2 – Підключення датчика напруги

В документації на датчик вказано, що максимальний струм первинного кола $I_{pmax} = 25 \text{ мА}$. Тому значення опору резистора R_1 дорівнює:

$$R_1 = \frac{U_{dcmax}}{I_{pmax}} = \frac{750}{0.025} = 30000 \text{ Ом.} \quad (3.13)$$

Зі стандартного ряду резисторів вибираємо $R_1=33 \text{ кОм}$.

Висновки до розділу

В даному розділі було розглянуто функціональну схему асинхронного електропривода, а саме розглянуто його перетворювач, до якого входить силова частина та керуючий контролер. У відповідності до розрахункових даних наведених у розділі 2, обрано по каталогам елементи силової частини перетворювача – ІСВТ модуль, фільтр, датчики струмів та напруг та відповідні опори.

4. СИНТЕЗ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ

Доцільність використання полеорієнтованого векторного управління асинхронними двигунами (АД) в металообробних процесах, полягає в тому що дане управління забезпечує високі показники якості регулювання в статичних та динамічних режимах при наявності точної інформації про параметри електричної машини. В АД з короткозамкненим ротором найбільш критичним параметром являється активний опір ротора, який є не доступним для безпосереднього вимірювання і в процесі роботи машини під навантаженням може змінюватись в 1.5-2 рази, внаслідок чого варіація активного опору ротора призводить до порушення умов полеорієнтування, що викликає погіршення якості регулювання механічними координатами електропривода, а також зниження енергетичної ефективності процесу електромеханічного перетворення енергії [37].

Стандартна двофазна математична модель АД в системі координат (d-q), яка обертається з довільною швидкістю ω_0 , задана наступними рівняннями:

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \mu(\psi_d i_q - \psi_q i_d) - M_c / J, \\ \dot{\psi}_d &= -\alpha_n \psi_d + \omega_2 \psi_q + \alpha_n L_m i_d - \Delta\alpha(\psi_d - L_m i_d), \\ \dot{\psi}_q &= -\alpha_n \psi_q - \omega_2 \psi_d + \alpha_n L_m i_q - \Delta\alpha(\psi_q - L_m i_q), \\ \dot{i}_d &= -\gamma_n i_d + \omega_0 i_q + \alpha_n \beta \psi_d + \beta \omega \psi_q + \sigma^{-1} u_d + \Delta\alpha\beta(\psi_d - L_m i_d), \\ \dot{i}_q &= -\gamma_n i_q - \omega_0 i_d + \alpha_n \beta \psi_q - \beta \omega \psi_d + \sigma^{-1} u_q + \Delta\alpha\beta(\psi_q - L_m i_q), \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0; \varepsilon_0(0) = 0, \end{aligned} \tag{4.1}$$

де $(i_d, i_q)^T$ – вектор струму статора; $(u_d, u_q)^T$ – вектор напруги статора; $(\psi_d, \psi_q)^T$ – вектор потокозчеплення ротора; M_c – момент навантаження; ω – кутова швидкість ротора; $\omega_2 = \omega_0 - \omega$ – частота ковзання; ε_0 – кутове положення системи координат (d-q) відносно стаціонарної системи координат (a-b); L_m – індуктивність намагнічуючого контуру; J – момент інерції двигуна. Позитивні константи в (4.1), пов'язані з електричними і механічними параметрами АД,

визначені наступним чином:

$$\begin{aligned}
 \alpha &= \left(\frac{R_{2n}}{L_2} + \frac{\Delta R_2}{L_2} \right) \square \alpha_n + \Delta \alpha > 0, \\
 \beta &= \frac{L_m}{\sigma L_2}, \\
 \gamma_n &= \frac{R_1}{\sigma} + \alpha_n L_m \beta, \\
 \sigma &= L_1 - \frac{L_m^2}{L_2}, \\
 \mu &= \frac{3L_m}{(2L_2 J)},
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

де R_1, L_1 – активний опір і індуктивність статора; L_2 – індуктивність ротора; $R_{2n}, \Delta R_2$ – номінальне значення і відхилення активного опору ротора.

Перетворені змінні в (4.1) задані

$$\begin{aligned}
 x_{(d-q)} &= e^{-J\varepsilon_0} x_{(a-b)}, \\
 x_{(a-b)} &= e^{J\varepsilon_0} x_{(d-q)}, \\
 e^{-J\varepsilon_0} &= \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & \sin \varepsilon_0 \\ -\sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix},
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

де $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$; $x_{(y-z)}$ – визначають двомірні вектори напруг, струмів і потокозчеплень.

Пряма орієнтація по полю машини передбачає, що кутове положення ε_0 системи координат (d-q) в перетворені (4.3) задається за допомогою спостерігача вектора потокозчеплення.

При струмовому управлінні машиною [37], яке досягається за рахунок великих коефіцієнтів підсилення регуляторів струму, модель АД пониженого порядку має вигляд

$$\begin{aligned}
\dot{\omega} &= \mu(\psi_d i_q - \psi_q i_d) - M_c / J, \\
\dot{\psi}_d &= -\alpha_n \psi_d + \omega_2 \psi_q + \alpha_n L_m i_d - \Delta\alpha(\psi_d - L_m i_d), \\
\dot{\psi}_q &= -\alpha_n \psi_q - \omega_2 \psi_d + \alpha_n L_m i_q - \Delta\alpha(\psi_q - L_m i_q), \\
\dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0; \varepsilon_0(0) = 0,
\end{aligned} \tag{4.4}$$

де струми (i_d, i_q) є управляючими. При управлінні лінійною швидкістю і модулем вектора потокозчеплення ротора вихідні змінні, які повинні відпрацьовуватись, визначаються наступним чином:

$$y = \begin{pmatrix} v \\ \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2} \end{pmatrix} \square \begin{pmatrix} v \\ |\psi| \end{pmatrix}, \tag{4.5}$$

де v – лінійна швидкість силової голівки.

Нехай v^* і $\psi^* > 0$ – траєкторії зміни лінійної швидкості і модуля вектора потокозчеплення ротора, які формують вектор

$$y^* = (v^*, \psi^*)^T \tag{4.6}$$

тоді вектор похибок відпрацювання визначається наступним чином:

$$\tilde{y} = y - y^* = \begin{pmatrix} v - v^* \\ |\psi| - \psi^* \end{pmatrix} \square \begin{pmatrix} \tilde{v} \\ \tilde{\psi} \end{pmatrix}. \tag{4.7}$$

Припустимою, що для моделі АД (4.4) виконуються наступні припущення:

А.1. Задані траєкторії зміни лінійної швидкості v^* і потоку ψ^* є обмеженими функціями з обмеженою першою похідною по часу.

А.2. Струми статора (i_d, i_q) і лінійна швидкість v доступні для вимірювання.

А.3. Момент навантаження M_c постійний і обмежений, але невідомий.

А.4. Параметри моделі АД відомі і постійні, а відхилення ΔR_2 обмежене, але

невідоме.

При виконанні А.1–А.4 необхідно синтезувати алгоритм управління, який гарантує досягнення наступних цілей:

О.1. Асимптотичне відпрацювання вихідних змінних

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{v} = 0, \quad (4.8)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0, \quad (4.9)$$

при асимптотичній орієнтації по вектору потокозчеплення ротора, заданій умовою

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_d = 0, \quad (4.10)$$

і обмеженості всіх внутрішніх сигналів.

О.2. Асимптотичну розв'язку підсистеми управління лінійною швидкістю і підсистеми управління модулем вектора потокозчеплення ротора.

О.3. Асимптотичну лінеаризацію підсистеми управління лінійною швидкістю.

О.4. Асимптотичне оцінювання вектора потокозчеплення ротора

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_d = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_q = 0, \quad (4.11)$$

де $\tilde{\psi}_d = \psi_d - |\hat{\psi}|$, $\tilde{\psi}_q = \psi_q$ – похибки оцінювання; $|\hat{\psi}|$ – оцінка модуля вектора потокозчеплення ротора.

Інваріантність по відношенню до обмежених варіацій активного опору ротора ΔR_2 .

Синтез підсистеми управління потоком. Розглянемо спостерігач магнітного потоку АД, заданого в наступному вигляді:

$$\begin{aligned}
\dot{\hat{i}}_d &= -\gamma_n \hat{i}_d + \omega_0 i_q + \alpha_n \beta |\hat{\psi}| + \sigma^{-1} u_d + k_{ed1} e_d, \\
\dot{\hat{i}}_q &= -\gamma_n \hat{i}_d - \omega_0 i_d - \alpha_n \beta |\hat{\psi}| + \sigma^{-1} u_q + \delta \text{sign}(e_q), \\
|\dot{\hat{\psi}}| &= -\alpha_n |\hat{\psi}| + \alpha_n L_m \tilde{i}_d, |\hat{\psi}| > 0, \\
\dot{\hat{\epsilon}}_0 = \omega_0 &= \omega + \frac{(\alpha_n L_m \tilde{i}_q - \beta^{-1} \delta \text{sign}(e_q) + v_\epsilon)}{|\hat{\psi}|},
\end{aligned} \tag{4.12}$$

де $\hat{i}_d, \hat{i}_q, e_d = i_d - \hat{i}_d, e_q = i_q - \hat{i}_q$ – оцінені значення і похибки оцінювання струмів статора (i_d, i_q) ; $v_\epsilon = e_d(\omega_0 + \gamma_1 \omega) / \beta$; $\gamma_1 = (R_1 / \sigma + k_{ed1}) / \alpha_n > 0$; $k_{ed1}, \delta > 0$ – налаштувальні коефіцієнти спостерігача.

При $\delta > \max \{ |\alpha_n \beta \tilde{\psi}_q - \beta \omega \tilde{\psi}_d| \}$ спостерігач (4.12) працює в ковзному режимі. Виникнення ковзного режиму знижує порядок спостерігача, а розривна компонента при цьому буде мати еквівалентне значення $[\delta \text{sign}(e_q)]_{\text{eq}} = \alpha_n \beta \tilde{\psi}_q - \beta \omega \tilde{\psi}_d$. З врахуванням цього, при $\Delta R_2 = 0$ рівняння динаміки похибок оцінювання з (4.1) і (4.12) запишуться наступним чином:

$$\begin{aligned}
\dot{e}_d &= -k_{ed} e_d + \alpha_n \beta \tilde{\psi}_d + \beta \omega \tilde{\psi}_q, \\
\dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha_n \tilde{\psi}_d + (\omega_0 - \omega) \tilde{\psi}_q + \alpha_n L_m e_d, \\
\dot{\tilde{\psi}}_q &= -\omega_0 \tilde{\psi}_d - e_d (\omega_0 + \gamma_1 \omega) / \beta,
\end{aligned} \tag{4.13}$$

де $k_{ed} = \gamma_n + k_{ed1} > 0$.

Для доведення стійкості системи (4.13) введемо лінійне перетворення координат

$$z_d = e_d + \beta \tilde{\psi}_d, \quad z_q = \beta \tilde{\psi}_q, \tag{4.14}$$

тоді в нових координатах (4.13) система (4.13) запишеться:

$$\begin{aligned}\dot{e}_d &= -(\alpha_n + k_{ed})e_d + \Gamma^T(t)z_{(z-q)}, \\ \dot{z}_{(z-q)} &= -\gamma_1\Gamma(t)e_d + S(t)z_{(z-q)},\end{aligned}\quad (4.15)$$

$$\text{де } S(t) = -S^T(t) = \begin{bmatrix} 0 & \omega_0 \\ -\omega_0 & 0 \end{bmatrix}, \Gamma(t) = (\alpha_n, \omega)^T, z_{(d-q)} = (z_d, z_q)^T.$$

З врахуванням (4.2) рівняння (4.15) в системі координат (a-b) приймуть вигляд:

$$\begin{pmatrix} \dot{e}_d \\ \dot{z}_a \\ \dot{z}_b \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -(\alpha_n + k_{ed}) & w_a(t) & w_b(t) \\ -\gamma_1 w_a(t) & 0 & 0 \\ -\gamma_1 w_b(t) & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} e_d \\ z_a \\ z_b \end{pmatrix}, \quad (4.16)$$

$$\text{де } \mathbf{W}(t) = \begin{pmatrix} w_a(t) \\ w_b(t) \end{pmatrix} = e^{J\varepsilon_0} \Gamma(t) \square \begin{pmatrix} a_n \cos \varepsilon_0 - \omega \sin \varepsilon_0 \\ a_n \sin \varepsilon_0 + \omega \cos \varepsilon_0 \end{pmatrix}.$$

Нехай $\omega, \dot{\omega}$ є обмеженими, тоді $\|\mathbf{W}(t)\|$ і $\|\dot{\mathbf{W}}(t)\|$ також будуть рівномірно обмеженими, де $\|\square\|$ – Евклідова норма (\square). Оскільки структура рівнянь (4.16) є стандартною для адаптивних систем, то положення рівноваги $(e_d, z_a, z_b)^T = \mathbf{0}$ буде експоненціально глобально стійкою при $(\alpha_n + k_{ed}) > 0$ виконанні умов персистентності збудження

$$\int_t^{t+T} \mathbf{W}(\tau)\mathbf{W}^T(\tau)d\tau \geq k\mathbf{I} > 0 \text{ для } \forall t > 0, \quad (4.17)$$

де $T > 0, \mathbf{I} = \text{diag}(1,1)$. Отже, похибки оцінювання компонент вектора потокозчеплення ротора будуть експоненціально затухати в нуль. Це означає, що положення рівноваги $(e_d, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)^T = \mathbf{0}$ системи (4.13) є глобально експоненціально стійким.

Примітка 1. При обмежених варіаціях активного опору ротора $\Delta R_2 \neq 0$

спостерігач потоку (4.12) буде локально експоненціально стійким і інваріантним до цих варіацій.

Примітка 2. Аналітичне дослідження умов (4.17) є складним. Однак спрощений аналіз, який базується на фізичних властивостях АД, говорить про те, що умови персистентності збудження виконуються у всіх режимах роботи АД за виключенням збудження постійним струмом, тобто при $\omega_0 = 0$.

Визначивши похибку відпрацювання оціненого модуля вектора потокозчеплення ротора в вигляді

$$\tilde{\psi} = |\hat{\psi}| - \psi^*, \quad (4.18)$$

запишемо третє рівняння (4.12) в формі похибок відпрацювання

$$\dot{\tilde{\psi}} = -\alpha_n \tilde{\psi} - \alpha_n L_m e_d - \alpha_n \psi^* - \dot{\psi}^* + \alpha_n L_m i_d. \quad (4.19)$$

Для лінійного об'єкту першого порядку (4.19) пропорційно-інтегральний регулятор потоку конструюється в такому вигляді:

$$i_d = \frac{1}{\alpha_n L_m} (\alpha_n \psi^* + \dot{\psi}^* - k_\psi \tilde{\psi} - x_\psi), \quad (4.20)$$

$$\dot{x}_\psi = k_{\psi i} \tilde{\psi},$$

де $k_\psi, k_{\psi i} > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора потоку.

Підставивши (4.20) в (4.19), отримаємо наступні рівняння динаміки похибок оцінювання потоку:

$$\dot{x}_\psi = k_{\psi i} \tilde{\psi}, \quad (4.21)$$

$$\dot{\tilde{\psi}} = -(\alpha_n + k_\psi) \tilde{\psi} - \alpha_n L_m e_d - x_\psi.$$

Глобально експоненціально стійкі системи (4.21) і (4.13) ввімкнені послідовно, тому композитна система (4.21), (4.13) є глобально експоненціально стійкою при будь яких $k_\psi, k_{\psi_i} > 0$, тобто змінні $x_\psi, \tilde{\psi}$ згасають в 0.

З умов стійкості положення рівноваги $(x_\psi, \tilde{\psi}, e_d, e_q, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)^T = 0$ слідує:

1) Асимптотичність оцінювання вектора потококозчеплення ротора (ціль О.4), оскільки

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = 0. \quad (4.22)$$

2) Асимптотичність відпрацювання заданої траєкторії зміни модуля вектора потококозчеплення, оскільки з умови $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0$ слідує $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0$, тобто $\tilde{\psi} = \tilde{\psi}_d + \tilde{\psi}$ (умова (4.9) цілі О.1).

3) Асимптотична орієнтація по вектору потококозчеплення ротора $\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_q = 0$ (умова (4.10) цілі О.1).

Примітка 3. Невиродженість алгоритму управління потоком (4.20) і (4.12) забезпечується при $|\hat{\psi}(t)| > 0$. Для досягнення цієї умови ініціалізацію спостерігача необхідно виконати при $|\hat{\psi}(0)| = \psi^*(0) > 0$, тобто при $\tilde{\psi}(0) = 0$. З рівнянь (4.21) встановлюємо, що при $e_d(0) = 0$ модуль $|\tilde{\psi}(t)|$ може бути зробленим скільки завгодно малим за рахунок збільшення коефіцієнтів регулятора потоку k_ψ, k_{ψ_i} . Таким чином, умову $|\tilde{\psi}(t)| < \psi^*(0)$, необхідну для $|\hat{\psi}(t)| > 0$, завжди можна забезпечити.

Примітка 4. При обмежених варіаціях активного опору ротора $\Delta R_2 \neq 0$ спостерігач потоку (4.12), а отже і підсистема потоку будуть локально експоненціально стійкими і інваріантними до цього збурення. Причому, на відміну від існуючих робастних алгоритмів, дана властивість зберігається у всьому робочому діапазоні швидкостей обертання АД, враховуючи малі швидкості.

Синтез підсистеми управління швидкістю. Алгоритм управління потоком (4.20) з спостерігачем (4.12) гарантує підсистемі регулювання вектора потокозчеплення ротора властивість глобальної асимптотичної експоненціальної стійкості для всіх обмежених траєкторій руху електромеханічної підсистеми АД, яка задана першим рівнянням в (4.4). В той же час проблема управління об'єктом, заданого першим рівнянням в (4.4), представляє собою нелінійну задачу управління з вимірюваним виходом при дії постійного невідомого збурення M_c/J . Визначивши

$$\tilde{M}_c = k \frac{M_c}{J} - \hat{M}_c, \quad (4.23)$$

де \hat{M}_c – оцінене значення моментної компоненти навантаження; $k = \frac{H \cdot 30 \cdot i_p}{\pi}$ –

коефіцієнт перерахування лінійної швидкості V в кутову швидкість ω і навпаки, перше рівняння (4.4) в формі похибок відпрацювання лінійної швидкості запишеться наступним чином:

$$\dot{\tilde{v}} = k\mu\psi^* i_q + k\mu \left[(\tilde{\psi}_d + \tilde{\tilde{\psi}}) i_q - \tilde{\psi}_q i_d \right] - \hat{M}_c - \tilde{M}_c - \dot{v}^*, \quad (4.24)$$

Відмітимо, те що $\tilde{\psi} = \tilde{\psi}_d + \tilde{\tilde{\psi}}$, причому дві останні компоненти в відповідності з аналізом попереднього підрозділу експоненціально затухають в нуль не залежно від поведінки електромеханічної підсистеми (4.24).

Розглядаючи для об'єкту (4.24) в якості управляючого збурення струм i_q , сформуємо пропорційно-інтегральний регулятор лінійної швидкості в наступному вигляді:

$$\begin{aligned} i_q &= \frac{1}{k_{\mu}\psi^*} \left(-k_v \tilde{\omega} + \hat{M}_c + \dot{\omega}^* \right), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -\dot{\tilde{M}}_c = -k_{vi} \tilde{\omega}, \end{aligned} \quad (4.25)$$

де $k_v, k_{vi} > 0$ – коефіцієнти пропорційної і інтегральної складових регулятора лінійної швидкості.

Підставивши (4.25) в (4.24), отримаємо наступні рівняння динаміки похибок відпрацювання лінійної швидкості:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{M}}_c &= k_{vi} \tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{v}} &= -k_v \tilde{\omega} + \mu \left[(\tilde{\psi}_d + \tilde{\psi}) i_q - \tilde{\psi}_q i_d \right] - \tilde{M}_c. \end{aligned} \quad (4.26)$$

Якщо $(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{\psi})^T = 0$, то система (4.26) є глобально експоненціально стійкою при будь яких $k_v, k_{vi} > 0$, тобто змінні \tilde{v}, \tilde{M}_c згасають в нуль, а отже умова (4.8) цілі О.1 досягається.

Доведення стійкості композитної системи. Композитна система, яка складається з електромеханічної підсистеми (4.26) і електромагнітної підсистеми (4.21), (4.13), має вигляд каскадного з'єднання в контурі зворотного зв'язку двох підсистем, заданих в наступній формі:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_1 &= \mathbf{A}_{11} \mathbf{x}_1 + \mathbf{A}_{12}(\mathbf{x}_2, t) \mathbf{x}_1 + \mathbf{B}_1(t) \mathbf{x}_2 + \mathbf{B}_2(\mathbf{x}_2) \mathbf{x}_2, \\ \mathbf{x}_2 &= \mathbf{C} \mathbf{x}'_2, \end{aligned} \quad (4.27)$$

$$\dot{\mathbf{x}}'_2 = \mathbf{A}_2(\mathbf{x}_1, t) \mathbf{x}'_2 \quad (4.28)$$

де $\mathbf{x}_1 = (\tilde{M}_c, \tilde{\omega})^T$, $\mathbf{x}_2 = (x_{\psi}, \tilde{\psi}, e_d, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)^T$, $\mathbf{x}'_2 = (x_{\psi}, \tilde{\psi}, e_d, z_d, z_q)^T$; матриці, неперервні відносно t і $\mathbf{x} = (\mathbf{x}_1^T, \mathbf{x}_2^T)^T$, мають наступний вигляд [38]:

$$\mathbf{A}_{11} = \begin{bmatrix} 0 & k_{vi} \\ -1 & -k_v \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A}_{12}(\mathbf{x}_2, t) = \frac{\tilde{\psi}}{\psi^*} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -1 & -k_v \end{bmatrix} + \frac{\tilde{\psi}_d}{\psi^*} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -1 & -k_v \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B}_1(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_{22} & 0 & b_{24} & -\frac{\mu(\alpha_n \psi^* + \dot{\psi}^*)}{\alpha_n L_m} \end{bmatrix},$$

$$\text{де } b_{22} = b_{24} = \frac{(kM_c/J + \dot{v}^*)}{\psi^*},$$

$$\mathbf{B}_2(\mathbf{x}_2) = \frac{\mu \tilde{\psi}_q}{\alpha_n L_m} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & k_\psi & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{(2 \times 2)} & \mathbf{0}_{(2 \times 3)} \\ \mathbf{0}_{(3 \times 2)} & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -1/\beta & 1/\beta & 0 \\ 0 & 0 & 1/\beta \end{bmatrix} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A}_2(\mathbf{x}_1, t) = \begin{bmatrix} 0 & k_{\psi i} & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -(\alpha_n + k_\psi) & -\alpha_n L_m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -(\alpha_n + k_{ed}) & \alpha_n & \omega \\ 0 & 0 & -\gamma_1 \alpha_n & 0 & \omega_0 \\ 0 & 0 & -\gamma_1 \omega & -\omega_0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Якщо матриці \mathbf{A}_{11} , $\mathbf{A}_{12}(\mathbf{x}_2, t)$, $\mathbf{B}_1(t)$, $\mathbf{B}_2(\mathbf{x}_2)$, $\mathbf{A}_2(\mathbf{x}_1, t)$ задовольняють наступні умови:

- 1) Матриця \mathbf{A}_{11} є матрицею Гурвіца;
- 2) $\|\mathbf{A}_{12}(\mathbf{x}_2, t)\| \leq a_1 \|\mathbf{x}_2\|$, $0 \leq a_1 < \infty$ при $\forall t \geq t_0$;
- 3) $\|\mathbf{B}_1(t) + \mathbf{B}_2(\mathbf{x}_2)\| \leq b_1 + b_2 \|\mathbf{x}_2\|$, $0 \leq (b_1, b_2) < \infty$ при $\forall t \geq t_0$;
- 4) Підсистема (4.28) є глобально експоненціально асимптотично стійкою, тобто матриця $\mathbf{A}_2(\mathbf{x}_1, t)$ задовольняє рішення рівняння Ляпунова $\mathbf{A}_2^T(\mathbf{x}_1, t)\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A}_2(\mathbf{x}_1, t) = -\mathbf{Q}$, де $\mathbf{Q} = \mathbf{Q}^T > 0$, $\mathbf{P} = \mathbf{P}^T > 0$ – постійні матриці, тоді положення рівноваги $\mathbf{x} = 0$ буде глобально експоненціально стійким.

Властивість експоненціальної стійкості підсистеми потоку (4.28) було доведено в припущенні про обмеженість лінійної швидкості.

Для усунення цього обмеження представимо підсистему (4.28) в наступному вигляді:

$$\dot{\mathbf{x}}_2' = \mathbf{A}_{21}(\omega^*, t)\mathbf{x}_2' + \mathbf{A}_{22}(\mathbf{x}_1, t)\mathbf{x}_2' \quad (4.29)$$

$$\mathbf{A}_{22}(\mathbf{x}_1, t) = \begin{bmatrix} 0 & k_{\psi i} & | & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -(\alpha_n + k_{\psi}) & | & -\alpha_n L_m & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & | & -(\alpha_n + k_{ed}) & \alpha_n & \omega^* \\ 0 & 0 & | & -\gamma_1 \alpha_n & 0 & \omega_0 \\ 0 & 0 & | & -\gamma_1 \omega^* & -\omega_0 & 0 \end{bmatrix} +$$

де

$$+ \begin{bmatrix} 0 & 0 & | & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & | & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & | & 0 & 0 & \tilde{\omega} \\ 0 & 0 & | & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & | & -\gamma_1 \tilde{\omega} & 0 & 0 \end{bmatrix} \square \mathbf{A}_{21}(\omega^*, t) + \mathbf{A}_{22}(\mathbf{x}_1, t).$$

Підсистема потоку (4.29) при частковій лінеаризації, тобто при $\mathbf{A}_{22}(\mathbf{x}_1, t)\mathbf{x}_2' = 0$, запишеться у вигляді

$$\dot{\mathbf{x}}_2' = \mathbf{A}_{21}(\omega^*, t)\mathbf{x}_2' \quad (4.30)$$

з матрицею $\mathbf{A}_{21}(\omega^*, t)$, яка в силу припущень А.1 і А.4 буде обмеженою, тому при обмеженому $\Delta R_2 \neq 0$ і виконанні умов персистентності збудження (4.17) підсистема (4.30) буде локально експоненціально стійкою, звідки слідує, що положення рівноваги $\mathbf{x} = 0$ буде локально експоненціально стійким. При цьому досягається асимптотична розв'язка підсистеми регулювання лінійною швидкістю і потоку (ціль О.2), а також асимптотична лінеаризація підсистеми регулювання швидкості (ціль О.3).

Алгоритм прямого векторного управління включає в себе: спостерігач

магнітного потоку АД (4.12), регулятор потоку (4.20), регулятор швидкості (4.24). Струмове управління машиною реалізовано за рахунок використання двох пропорційно інтегральних:

- регулятора струму по осі d

$$u_d = \sigma \left(-\omega_0 i_q + \gamma_n i_d^* - \alpha_n \beta |\hat{\psi}| - k_i \tilde{i}_d - x_d \right), \quad (4.31)$$

$$\dot{x}_d = k_{ii} \tilde{i}_d;$$

- регулятора струму по осі q

$$u_q = \sigma \left(\omega_0 i_d + \gamma_n i_q^* + \beta v |\hat{\psi}| - k_i \tilde{i}_q - x_q \right), \quad (4.32)$$

$$\dot{x}_q = k_{ii} \tilde{i}_q,$$

де $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$, $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$ похибки відпрацювання заданих струмів статора (i_d^* , i_q^*), які формуються регуляторами потоку (4.20) і лінійної швидкості (4.25) відповідно; $k_i, k_{ii} > 0$ – коефіцієнти пропорційної і інтегральної складових регуляторів струму, які повинні бути достатньо великим для реалізації струмового управління.

Висновки до розділу

В розділі 4 на основі приведеної математичної моделі АД та необхідних поставлених цілей проведено синтез системи керування асинхронним двигуном при струмовому управлінні та при інваріантності до варіацій активного опору ротора. Виходячи з того, що об'єктом управління в даному дипломному проекті є привод силової голівки, а отже необхідно забезпечити необхідну лінійну швидкість переміщення, було синтезовано регулятор лінійної швидкості з зворотним зв'язком по лінійній швидкості. У відповідності з синтезованих регуляторів доведено їх стійкість.

5. ДОСЛІДЖЕННЯ СТАТИЧНИХ ТА ДИНАМІЧНИХ РЕЖИМІВ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОЇ СИСТЕМИ

5.1 Розрахунок параметрів схеми заміщення

Для подальшого дослідження статичних та динамічних режимів електромеханічної підсистеми потрібно знайти необхідні параметри АД, для цього скористаємось Т-подібною схемою заміщення АД [39], приведеною на рис. 5.1.

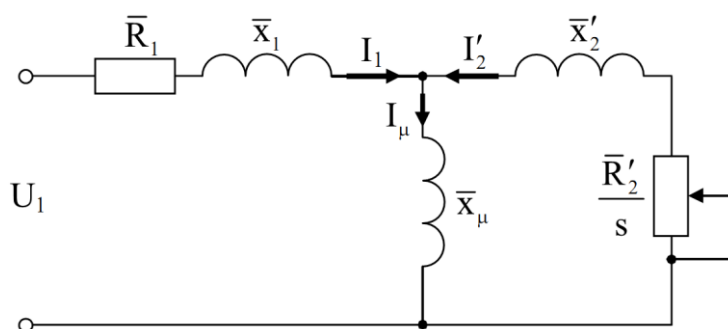


Рисунок 5.1 – Т-подібна схема заміщення асинхронного двигуна

Тепер перейдемо до Г-подібної схеми заміщення асинхронного двигуна рис.5.2, параметри якої наведені в таблиці 5.1.

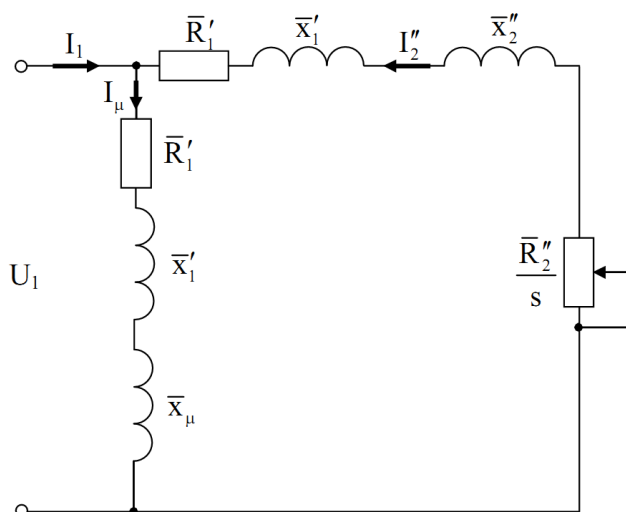


Рисунок 5.2 – Г-подібна схема заміщення асинхронного двигуна

Параметри Г-подібної схеми заміщення АД

Параметр	Величина (в.о)
Індуктивний опір розсіювання статора	$\bar{X}_1^l = 0.11$
Активний опір статора	$\bar{R}_1^l = 0.08$
Приведений індуктивний опір розсіювання ротора	$\bar{X}_2^l = 0.17$
Приведений індуктивний опір ротора	$\bar{R}_2^l = 0.083$
Індуктивний опір намагнічуючого контуру	$\bar{X}_\mu = 1.6$

Для перерахунку параметрів з Г-подібної схеми в Т-подібну використовується наступна методика [39]:

Коефіцієнт перерахунку між Т-подібною та Г-подібною схемами заміщення:

$$c_1 = \frac{\bar{X}_\mu + \sqrt{(\bar{X}_\mu)^2 + 4 \cdot \bar{X}_1^l \cdot \bar{X}_\mu}}{2 \cdot \bar{X}_\mu} = \frac{1.6 + \sqrt{1.6^2 + 4 \cdot 0.11 \cdot 1.6}}{2 \cdot 1.6} = 1.065. \quad (5.1)$$

Параметри Т-подібної схеми заміщення у відносних одиницях:

$$\begin{aligned} \bar{X}_1 &= \frac{\bar{X}_1^l}{c_1} = \frac{0.11}{1.065} = 0.103, & \bar{R}_1 &= \frac{\bar{R}_1^l}{c_1} = \frac{0.08}{1.065} = 0.075, \\ \bar{X}_2^l &= \frac{\bar{X}_2^l}{c_1^2} = \frac{0.17}{1.065^2} = 0.15, & \bar{R}_2^l &= \frac{\bar{R}_2^l}{c_1^2} = \frac{0.083}{1.065^2} = 0.073. \end{aligned} \quad (5.2)$$

Параметри Т-подібної схеми заміщення в абсолютних одиницях:

$$X_1 = \bar{X}_1 \frac{U_n}{I_n} = 0.103 \cdot \frac{220}{7.74} = 2.926 \text{ Ом}, \quad (5.3)$$

$$R_1 = \bar{R}_1 \frac{U_n}{I_n} = 0.075 \cdot \frac{220}{7.74} = 2.128 \text{ Ом}, \quad (5.4)$$

$$X_2 = \bar{X}_2^l \frac{U_n}{I_n} = 0.15 \cdot \frac{220}{7.74} = 4.24 \text{ Ом}, \quad (5.5)$$

$$R_2 = \bar{R}_2^l \frac{U_n}{I_n} = 0.073 \cdot \frac{220}{7.74} = 2.074 \text{ Ом}, \quad (5.6)$$

$$X_\mu = \bar{X}_\mu \frac{U_n}{I_n} = 1.6 \cdot \frac{220}{7.74} = 45.3 \text{ Ом}. \quad (5.7)$$

Індуктивності розсіювання статора і ротора:

$$L_{1\sigma} = \frac{X_1}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{2.926}{314.159} = 0.009 \text{ Гн}, \quad (5.8)$$

$$L_{2\sigma} = \frac{X_2^l}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{4.24}{314.159} = 0.014 \text{ Гн}. \quad (5.9)$$

Індуктивність намагнічуючого контуру:

$$L_m = \frac{X_\mu}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{45.3}{314.159} = 0.144 \text{ Гн}. \quad (5.10)$$

Індуктивності статора і ротора:

$$L_1 = L_m + L_{1\sigma} = 0.144 + 0.009 = 0.154 \text{ Гн}, \quad (5.11)$$

$$L_2 = L_m + L_{2\sigma} = 0.144 + 0.014 = 0.158 \text{ Гн}. \quad (5.12)$$

5.2 Експериментальне дослідження статичних та динамічних режимів електромеханічної системи

З метою порівняльного аналізу дослідження виконаємо для інваріантного алгоритму (4.12), (4.20), (4.24), (4.30), (4.31) і стандартного прямого векторного управління, який є промисловим стандартом.

Вибір параметрів налаштування регуляторів виконується з використанням відомих методів оптимізації лінійних систем. В ізольованому вигляді кожен з контурів має характеристичне рівняння виду

$$p^2 + k_p p + k_i = 0, \quad (5.13)$$

де k_p і k_i – коефіцієнти пропорційної і інтегральної складових регуляторів в кожному з контурів регулювання (швидкості, потоку, струмів) відповідно.

Стандартне налаштування контурів з ціллю отримати коефіцієнти демпфування $\xi = 1$ і $\xi = 0.707$ передбачають виконання співвідношень $k_i = \frac{k_p^2}{4}$ і $k_i = \frac{k_p^2}{2}$ відповідно. Визначивши власну частоту недемпфованих коливань в кожному з контурів, як $k_i = \omega_k^2$ і використовуючи відомі умови по розподілу часу швидкостей протікання процесів управління в багатоконтурних системах, при яких кожен зовнішній контур регулювання, має бути хоча б вдвічі повільніший ніж внутрішній, отримаємо $\omega_1 = (2 \div 4)\omega_2$, де: індекс 1 відноситься до контурів регулювання струмів, а індекс 2 – до контуру регулювання лінійної швидкості або потокозчеплення.

Виходячи з цього алгоритми були налаштовані наступним чином: регулятор швидкості налаштовуємо на модульний оптимум коефіцієнти пропорційної і інтегральної складової якого рівні $k_v = \sqrt{80000}$, $k_{vi} = 40000$, це забезпечує широку полосу пропускання в 200 рад/с, і як наслідок підвищення швидкодії системи; коефіцієнти пропорційної і інтегральної складових регуляторів потоку $k_\psi = 100$, $k_{\psi i} = 2500$; коефіцієнти пропорційної і інтегральної складових регуляторів струму потоку $k_i = 1000$, $k_{ii} = 281250$; параметри спостерігача (4.12) – $k_{edl} = 0$, $\delta = 1000$. Оскільки дослідний АД має короткозамкнений ротор, то варіація ΔR_2 вводилась в дослідних алгоритмах: замість α_n був використаний параметр $\hat{\alpha} = \rho \alpha_n$. Початкові умови для всіх змінних встановлюються нульовими, крім $|\hat{\psi}_2(0)| = 0.025$.

При проведенні досліджень було взято перший цикл руху силової голівки, а саме розгін до низької швидкості, врізання в заготовку, розгін до високої швидкості, зниження швидкості до низької, та гальмування. Задані траєкторії лінійної швидкості, профілю моменту навантаження та задана траєкторія

магнітного потоку представлені на рис. 5.3:

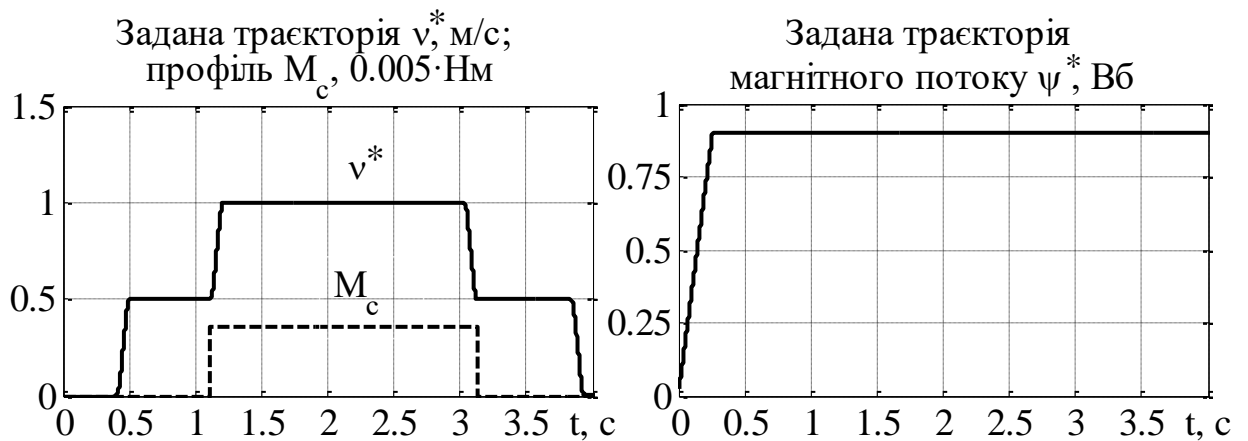


Рисунок 5.3 – Задані траєкторії лінійної швидкості і потоку, профіль моменту навантаження.

- На інтервалі часу 0-0,25 с АД збуджується, траєкторія заданого потоку починається з 0,025 Вб і досягає значення 0,9 Вб з обмеженою першою і другою похідними;
- Починаючи з $t=0,4$ с, силова голівка розганяється від нульового значення до низької швидкості $v_n = 0,5$ м / хв (27,7% від максимальної швидкості) за 0,1 с, з обмеженими похідними першого і другого порядку;
- Далі силова голівка рухається на низькій швидкості $v_n = 0,5$ м / хв до $t=1.1$ с;
- Починаючи з $t=1.1$ с, силова голівка починає розганяється до високої швидкості $v_b = 1$ м / хв за 0,1 с, і в той же час прикладається момент навантаження (фреза врізається в заготівку).
- Далі силова голівка переміщується на високій швидкості $v_b = 1$ м / хв на інтервалі часу $t=1.2-3$ с (відбувається процес фрезерування заготівки);
- Починаючи з $t=3$ с силова голівка зменшує швидкість гальмує до низької $v_n = 0,5$ м / хв за 0,1 с, і в той час знімається момент навантаження (фреза виходить з заготівки);
- На інтервалі часу $t=3,1-3,8$ с силова голівка рухається на низькій

швидкості, після чого знижує швидкість до нульового значення за 0,1 с.

На рис 5.4 – рис. 5.6 приведені графіки перехідних процесів АД, на яких можна спостерігати, те що у всіх трьох випадках при відпрацюванні постійного моменту навантаження поведінка алгоритмів однакова, максимальне значення похибки регулювання лінійної швидкості при накидані та скидані навантаження (врізання фрези в заготовку та її вихід) складає близько 0,15 м/хв. З рис. 5.5 і рис. 5.6 слідує те, що при інваріантному алгоритмі керування порушується асимптотичність регулювання потоку, що призводить: при $\rho = 0.7$ – до деякого уповільнення перехідного процесу струму по осі q . Також можна спостерігати, те що при інваріантному алгоритмі керування в порівнянні з стандартним, можна спостерігати невелику похибку відпрацювання потоку, яка виникає на ділянці намагнічування і в обох випадках затухає в нуль. Дослідження енергетичної ефективності електромеханічного перетворення енергії досліджених алгоритмів були дослідженні в [37], на основі чого було зроблено висновок, що енергетична ефективність системи при використанні стандартного алгоритму управління менше, а ніж при використанні інваріантного алгоритму.

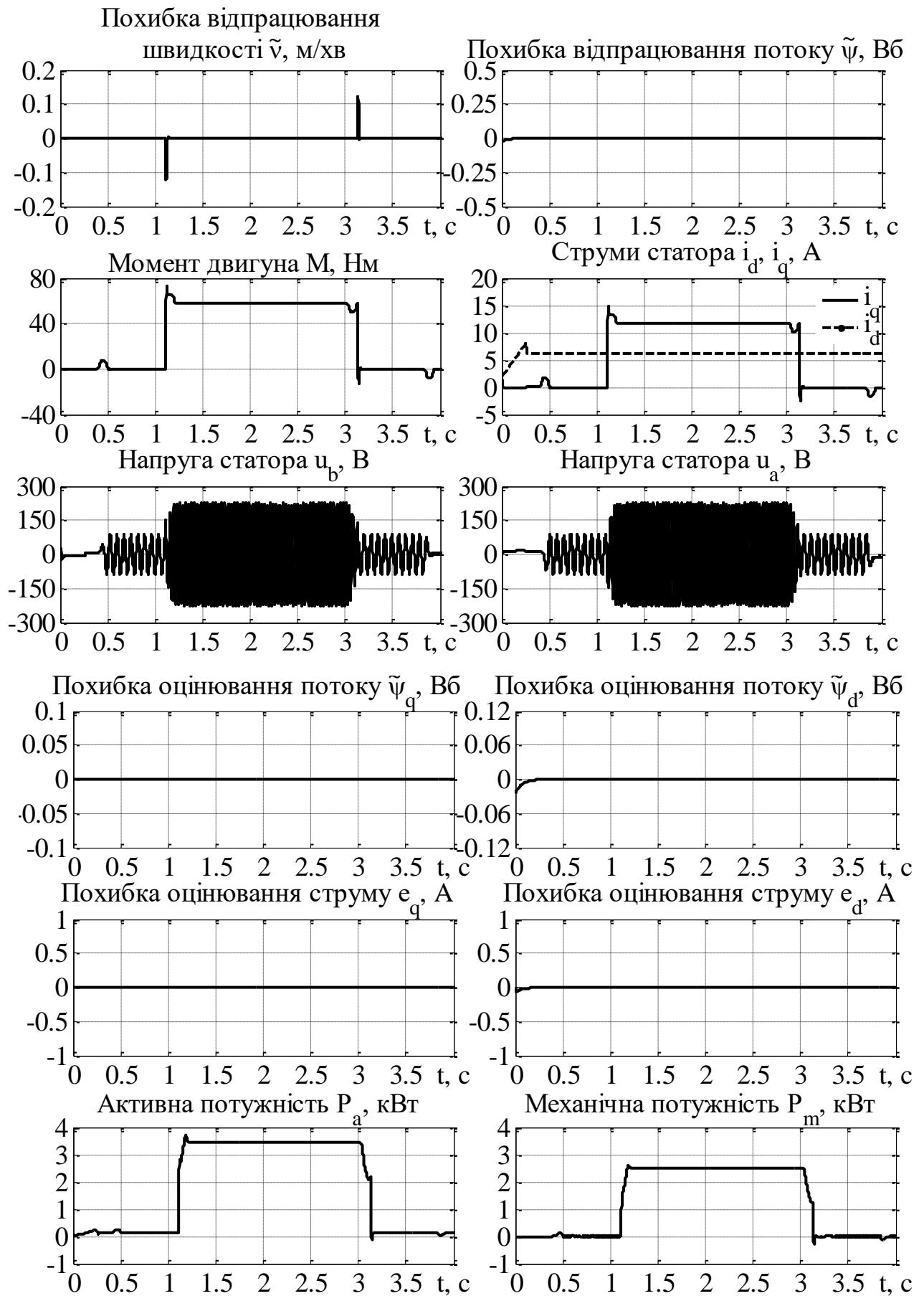


Рисунок 5.4 – Перехідні процеси без варіації ΔR_2

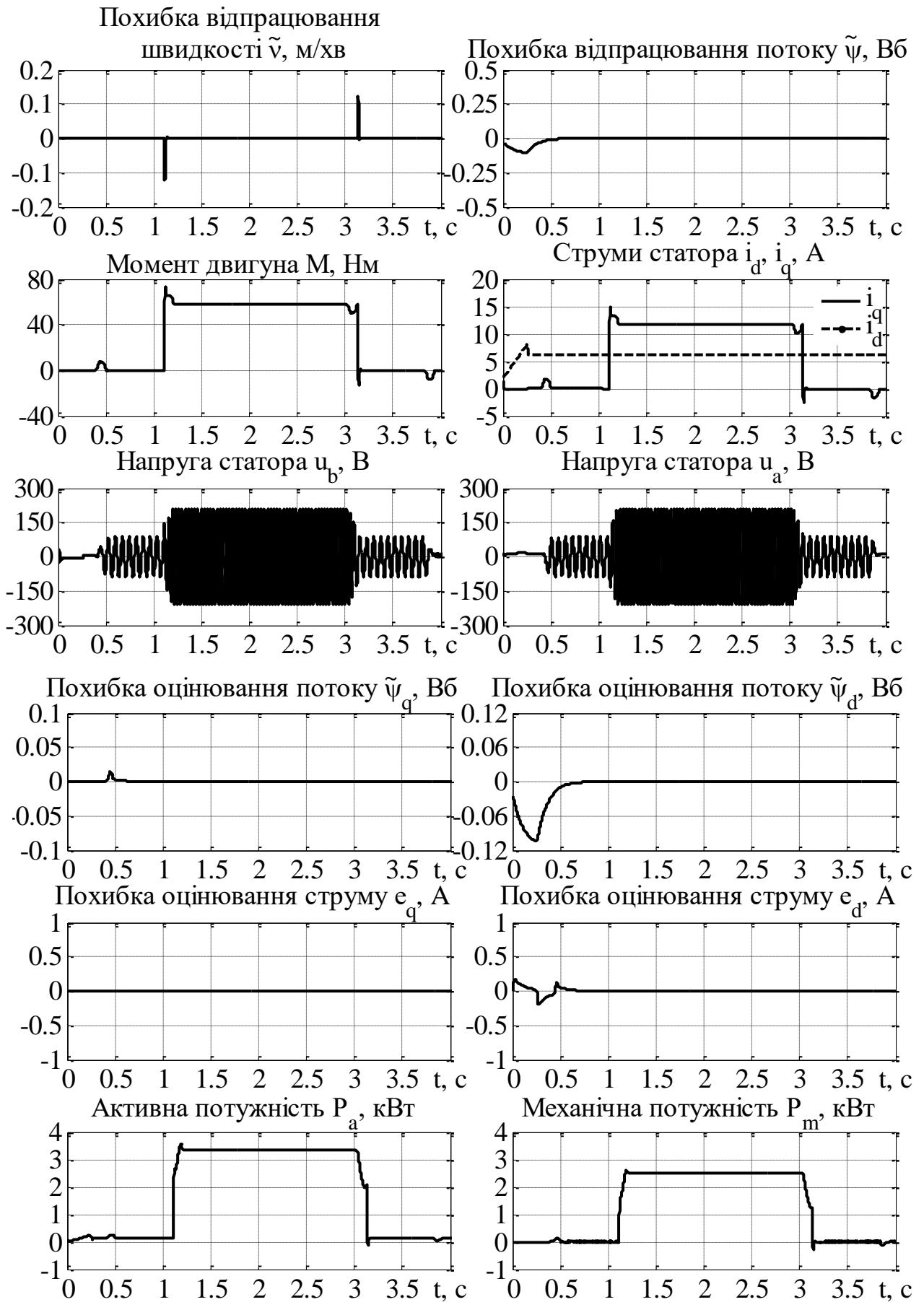


Рисунок 5.5 – Перехідні процеси при $\rho = 0.7$

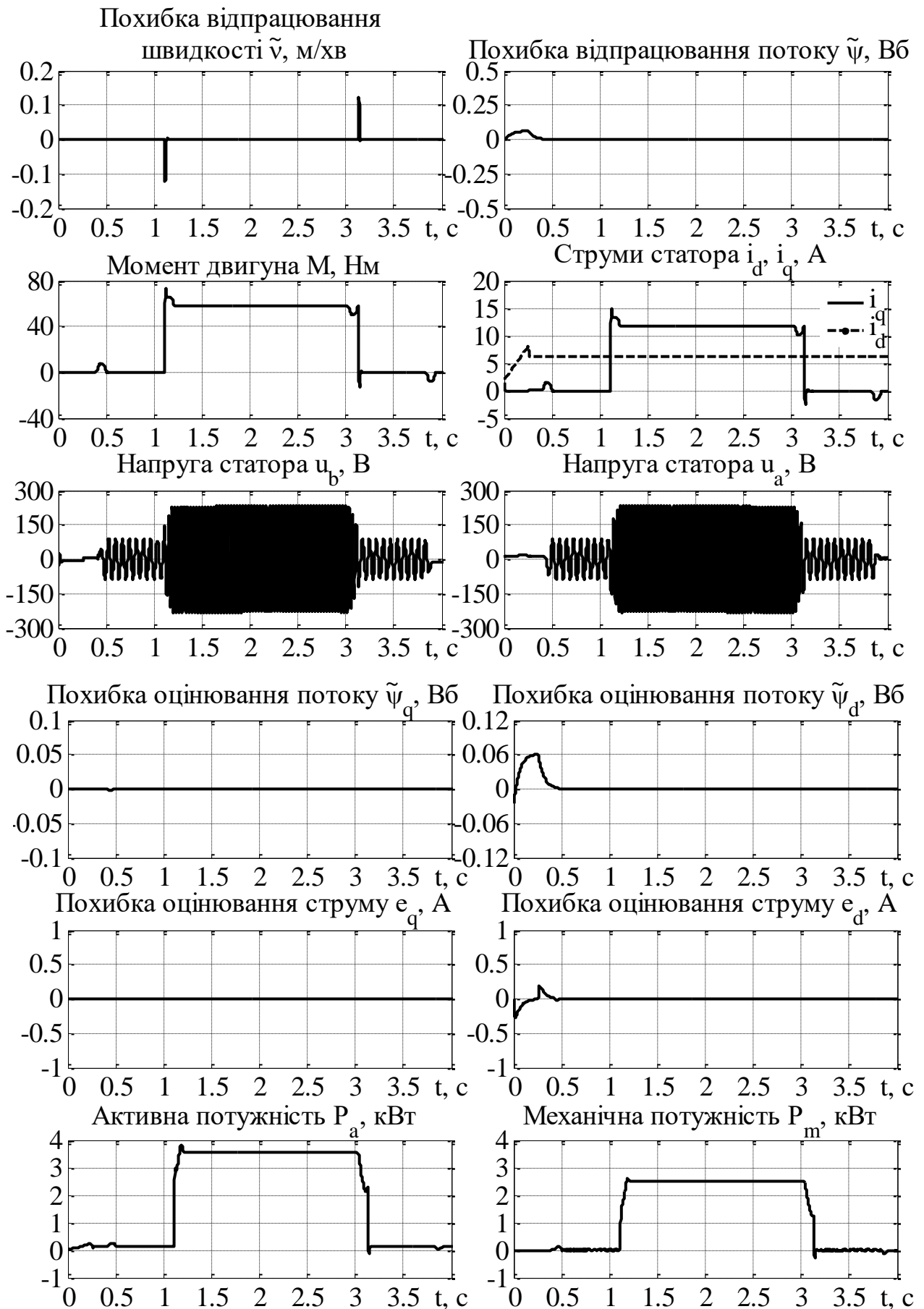


Рисунок 5.6 – Перехідні процеси при $\rho = 1.3$

Висновки до розділу

В розділі 5 було проведено розрахунки параметрів схеми заміщення АД, на основі яких експериментально досліджено синтезований алгоритм векторного управління АД, наведений в розділі 4 зі стандартним налаштуванням. На основі моделювання отримані перехідні процеси АД при варіаціях активного опору ротора та без неї, з чого можна зробити висновок, що ефективність запропонованого алгоритму підтверджена результатами математичного моделювання та експериментальними тестами, які не залежно від необхідної швидкості демонструють сильні властивості робастності при варіаціях активного опору роторного кола в діапазоні $(-30)\dots(+30)$ %.

ВИСНОВКИ

У цій дипломній роботі було проведено детальне дослідження векторно-керованого асинхронного електропривода. Сучасні технологічні процеси вимагають використання електроприводів із високими динамічними характеристиками, які здатні забезпечувати високу точність позиціонування, надійну динаміку роботи та енергетичну ефективність. У рамках роботи було досліджено специфіку векторного керування асинхронним електроприводом, що має перспективи застосування в сучасних верстатах.

Через недостатню кількість детальної технічної інформації, наданої виробниками обладнання, було запропоновано власну кінематичну схему приводу силової голівки. На основі цієї схеми виконано розрахунок необхідної потужності двигуна електропривода, враховуючи попередньо визначені технічні параметри для конкретного типу верстата. Для забезпечення необхідної динаміки та стабільної роботи електропривода було обрано двигун із значно вищою потужністю, ніж та, що була визначена розрахунками.

Додатково, керуючись вимогами заданого технологічного процесу, було побудовано навантажувальну діаграму та тахограму швидкості силової голівки. Ці графіки стали основою для розробки алгоритмів керування приводом, що відповідають необхідним технічним характеристикам.

Для керування електроприводом обрано пряме векторне керування, зокрема інваріантний алгоритм, нечутливий до змін активного опору ротора, що дозволяє ефективно керувати асинхронними двигунами за умови живлення від джерела струму. Цей підхід забезпечує високі динамічні показники системи, стабільність роботи та відповідність технологічним вимогам.

У рамках моделювання системи керування, побудованої на основі інваріантного алгоритму прямого векторного керування, було виконано всебічний аналіз її характеристик. Результати моделювання підтвердили доцільність використання такого алгоритму для керування електроприводом, що дозволяє оптимізувати його динамічні та енергетичні характеристики. Отримані

висновки можуть бути корисними для розробки сучасних систем керування електроприводами, особливо в галузі високоточного верстатного обладнання.