

Центральноукраїнський національний технічний університет

Факультет будівництва, транспорту та енергетики

Кафедра "Автоматизації виробничих процесів"

"Допущено до захисту"

Зав.кафедрою АВП

к.т.н., доцент

_____ Дідик О.К.

" _____ " _____ 2025р.

ВИПУСКНА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА
за першим (бакалаврським) рівнем вищої освіти

на тему

" Модернізація приводів подачі столу вертикально-фрезерного верстату "

" Modernisation of table feed drives for a vertical milling machine "

Виконав: здобувач вищої освіти

IV курсу, групи АК-22мб

ОПП «Автоматизація та

комп'ютерно-інтегровані технології»

спеціальність 151 «Автоматизація та

комп'ютерно-інтегровані технології»

_____ Артем ДОНЧЕНКО

" _____ " _____ 2025р.

Керівник роботи

професор, канд. техн.наук

_____ Віктор КАЛІЧ

" _____ " _____ 2025р.

Рецензент _____

ЗМІСТ

ВСТУП.....	3
1 Призначення та область застосування об'єкта керування	6
1.1. Призначення і область застосування верстата	6
1.2. Технічна характеристика верстата.....	7
1.3. Опис кінематичної схеми.....	9
1.4. . Обґрунтування тематики роботи.....	10
2 Огляд існуючих рішень та обґрунтування прийнятого принципу побудови виробу.....	14
2.1 Вибір двигунів приводів подач верстата.....	14
2.1.1 Визначення частот обертання двигуна.....	14
2.1.2 Визначення статичних моментів двигунів.....	15
2.1.3 Розрахунок динамічних моментів та перевірка двигунів.....	18
2.1.4 Перевірка вибраного двигуна.....	20
2.2 Вибір системи електропривода.....	21
2.2.1 Блоки живлення типу DPS.....	24
2.2.2 Сервопідсилювачі типу DA.....	25
2.3 Розробка функціональної схеми електропривода.....	27
2.3.1 Розрахунок модуля датчиків струму.....	29
2.3.2 Розрахунок елементів силової частини електропривода.....	32
2.4 Розробка схеми електрообладнання верстата.....	34
2.5 Опис структурної схеми ПЧПК.....	37
2.6 Розробка електричної принципової схеми електрообладнання.....	40
3 Розрахунки та експериментальні матеріали, що підтверджують працездатність системи.....	43

3.1 Математичний опис вентильного двигуна.....	43
3.2 Синтез структурної схеми керування електроприводом.....	47
3.3 Аналіз динамічних характеристик ЕП.....	54
3.4 Визначення стійкості електропривода подачі.....	57
Висновок.....	60
Література.....	61

ВСТУП

Металообробка відіграє ключову роль у промисловому комплексі кожної держави, оскільки рівень її розвитку часто слугує індикатором економічної потужності країни. Від функціонування цієї сфери значною мірою залежить стабільність національного господарства. У світовій практиці жодна з основних галузей економіки не може обійтися без продукції металургійної та металообробної галузей. До таких виробів належать як дрібні елементи – цвяхи, гвинти, шурупи, так і складні конструкції, включно з комплектуючими до транспортних засобів, авіаційної, морської та космічної техніки. Через це роль металообробки у функціонуванні сучасної індустрії надзвичайно вагома.

Покращити якість продукції, спростити роботу працівника та підвищити загальну продуктивність можливо лише завдяки впровадженню автоматизованих рішень у виробничий процес. Саме тому важливу роль у розвитку промисловості відіграє вдосконалення систем автоматизованого електропривода, які забезпечують надійне та ефективне управління технологічними об'єктами.

Сучасні системи керування електроприводами на постійному та змінному струмі, що базуються на новітніх розробках у сфері напівпровідників і електроніки, значно оптимізують роботу промислового обладнання. Завдяки інтеграції обчислювальних технологій забезпечується висока точність, спрощення конструкції й зростання ефективності виробництва, що, у свою чергу, сприяє розвитку техніки та впровадженню інновацій.

Сьогодні для верстатів використовуються кілька видів електроприводів, серед яких: електроприводи з частотним регулюванням і асинхронними двигунами, вентильні сервоприводи на базі синхронних машин із постійними магнітами та спеціальними інверторами, а також крокові приводи з функцією електронного поділу кроку.

Розвиток електроніки та вдосконалення матеріалів, що застосовуються в електротехнічних пристроях, значно вплинули на підходи до побудови приводів. Раніше у сфері сервоприводів переважно використовували двигуни постійного струму з вбудованими магнітами, однак сучасні технології поступово витісняють такі рішення.

Динамічні характеристики привода охоплюють усі процеси прискорення, що впливають на швидкість обробки та частоту виконання циклів, від чого залежить загальна продуктивність обладнання. Високий рівень точності часто є ключовим фактором для впровадження електроприводів у сучасні технологічні процеси. Тому системи керування повинні забезпечувати відповідну швидкодію та стабільність роботи.

Сервопривод – це різновид електропривода, здатний реалізовувати точне та динамічне керування швидкістю в широких межах, з гарантованою стабільністю параметрів і високим рівнем відтворюваності рухів.

З удосконаленням перетворювачів частоти, які спершу будувалися на базі тиристорної техніки, а згодом – на основі потужних транзисторів, зросла популярність використання асинхронних двигунів змінного струму. Вони вирізняються простою конструкцією, низьким рівнем зносу та достатньою ефективністю при невисоких вимогах до точності.

Паралельно з цим активно розвивався напрям інтеграції асинхронних машин як безщіткових сервоприводів. Такі рішення не лише здешевлюють виробництво, а й дозволяють ефективно керувати двигуном у зоні ослаблення магнітного поля, розширюючи функціональні можливості системи.

Суттєвий прорив у досягненнях став можливим завдяки стрімкому розвитку напівпровідникових технологій. Поява систем з високим рівнем інтеграції, швидкодіючих процесорів та сучасних модулів енергонезалежної пам'яті значно спростила реалізацію цифрових методів керування. При цьому виконання типових функціональних задач, характерних для багатьох технічних рішень, майже не впливало на загальну вартість. Завдяки розробці

індивідуального програмного забезпечення вдалося уникнути потреби у збільшенні кількості апаратних компонентів.

Із початку 1990-х вдосконалення силових транзисторів дало змогу під'єднувати сервоконтролери до електромережі напряму, без потреби в мережевому трансформаторі. Це значно спростило конструкцію систем управління та підвищило їхню енергоефективність.

У сфері матеріалообробки та робототехніки на початкових етапах застосовували приводи на основі двигунів постійного струму з дисковими роторами у поєднанні з малолюфтовими компактними редукторами, зокрема планетарного типу. Така комбінація дозволяла зменшити масу і габарити конструкції. Згодом ці рішення почали витісняти сучасні безщіткові електродвигуни, які мають кращу надійність і ефективність.

У сучасних умовах автоматизація глибоко інтегрована в усі сфери машинобудування. Основну роль у цьому процесі відіграють електроприводи, що поступово витісняють складні механічні вузли завдяки переходу від централізованих до компактних індивідуальних рішень. Це, у свою чергу, стимулювало стрімке зростання попиту на сервоприводи. Сьогодні вони знаходять застосування в багатьох галузях, навіть там, де не потрібна висока швидкодія. Тим не менш, їхня популярність зумовлена перевагами: точність керування, стійкість до перешкод, широкий діапазон регулювання, а також компактні розміри й незначна маса. Усе це робить сервоприводи оптимальними для широкого спектра задач.

1 Призначення та область застосування об'єкта керування

1.1. Призначення і область застосування верстата

Модель 6Р13Ф3 – це вертикальний консольно-фрезерний верстат універсального застосування, який використовують для механічної обробки складнопрофільних плоских і просторових заготовок, зокрема таких, як прес-форми, кулачкові механізми та штампи. Підходить для роботи з легованими сталями, чавуном та кольоровими сплавами.

Обробка у просторі забезпечується завдяки поєднанню поступального руху стола з деталлю у горизонтальній площині за двома напрямками та вертикального переміщення шпindelної головки, на якій закріплений інструмент. Верстат дає змогу виконувати фрезерування площин за допомогою торцевих, кулястих і профільних фрез.

Завдяки високій жорсткості конструкції та технічним параметрам верстата досягається повне розкриття потенціалу швидкоріжучого та тврдосплавного інструменту, що дає можливість ефективно впроваджувати методи високошвидкісного фрезерування.

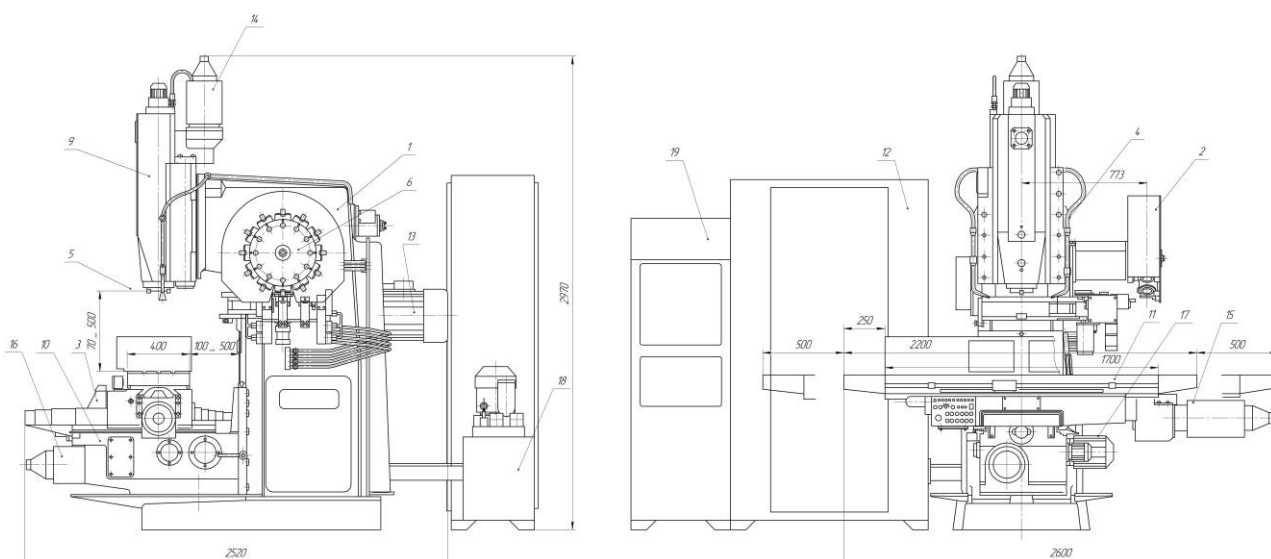


Рисунок 1.1 – Загальний вигляд верстата вертикально фрезерувального моделі 6Р13Ф3

1.2. Технічна характеристика верстата

Технічні характеристики верстата зведено до табл. 1.1.

Таблиця 1.1

Найменування параметрів	Дані
Розміри робочої поверхні стола, мм довжина	1600±1,55
ширина	400±0,7
Кількість Т-образних пазів	3
Ширина Т-образних пазів за ГОСТ 1574-75, мм	18
Відстань між пазами за ГОСТ 6569-75, мм	90±0,43
Найбільше переміщення повзуна не менше, мм (координата Z)	250
Найбільше переміщення стола не менше, мм повздовжнє (координата X)	1000
поперечне (координата Y)	400
вертикальне (встановлювальне)	420
Межі подач стола, повзуна, мм/хв	3...4800
Швидкість прискореного переміщення стола по координаті X, Y, повзуна за координатою Z, мм/хв.	4800
Кінець шпінделя з конусністю 7:24	50
Кількість частот обертання шпінделя	18
Межі частот обертання шпінделя, мм/хв	40...2000
Відстань від торця шпінделя до робочої поверхні столу, мм найбільше не менше	490
найменше не менше	70
Відстань від вісі шпінделя до вертикальних направляючих станини, мм	500
Подача за один імпульс, мм	0,01

Продовження табл. 1.1

Найбільша вага оброблюємої деталі та облаштування, що встановлюється на верстаті, кг	300
Габаритні розміри верстата не більше, мм	
довжина	2900
ширина	3875
висота	3060
Маса верстата, кг	5650

Станина виступає фундаментальною частиною верстата, на яку встановлюють основні елементи й механізми. Зі сторони фронту передбачені вертикальні напрямні, вздовж яких здійснює рух консоль. Для визначення висоти її переміщення використовується шкала, прикріплена до конструкції станини.

У лівій частині станини знаходяться кінцеві вимикачі, що обмежують хід консолі. З того ж боку закріплена коробка для регулювання швидкості. Шпindelна головка монтується на привалочній поверхні горловини корпусу станини.

Коробка передач забезпечує можливість зміни частоти обертання шпинделя в залежності від вимог технологічного процесу. В її конструкції реалізовано функцію автоматичного орієнтування шпинделя: після зупинки обертання система автоматично активує механізм його позиціонування у заданому положенні.

Рух столу в напрямку осі X здійснюється від електродвигуна через одноступеневий редуктор із фіксованим передатним числом та за допомогою передачі типу «гвинт-гайка кочення» з певним кроком різьби (у мм).

Поздовжнє переміщення забезпечується ходовим кульковим гвинтом, який розміщений у підшипниках – з одного боку в кронштейні, а з протилежного боку в корпусі редуктора.

Переміщення в напрямку осі Y забезпечується окремим приводом, вмонтованим у консоль. Шариковий гвинт для поперечного руху столу встановлений безпосередньо в її корпусі.

Вертикальне позиціонування консолі здійснюється завдяки напрямним, розташованим на станині. У свою чергу, вузол, що включає стіл та салазки, переміщується в поперечному напрямі по горизонтальних напрямних прямокутної форми, інтегрованих у конструкцію консолі.

Всередині консолі розміщено двоступеневий редуктор, призначений для здійснення поперечного руху столу; передавальне відношення механізму становить $i = 1:2$.

Система автоматичної заміни інструментів представлена окремим конструктивним вузлом, що включає магазин барабанного типу на 12 позицій і автооператор, який забезпечує швидке та точне переналаштування обладнання під час обробки.

1.3. Опис кінематичної схеми

Кінематична структура верстата включає окремі системи, що відповідають за основні та допоміжні переміщення, кожна з яких виконує свої функції завдяки специфічним вузлам і приводам.

Шпindelна головка містить власний вузол для реалізації головного руху, що працює від асинхронного електродвигуна. Обертання шпинделя може відбуватися з 18 різними частотами, які змінюються шляхом комутації передавальних блоків у відповідному механізмі.

Механізми подач для осей X, Y і Z функціонують автономно, кожен від окремого електродвигуна постійного струму. Установче переміщення консолі забезпечується приводом від асинхронного двигуна змінного струму.

Повна схема кінематики зображена на рис.1.2. Рух стола по координатах X і Y реалізується за допомогою салазок і механізмів пересування.

Переміщення по осі Х здійснюється через електропривод постійного струму, циліндричні зубчасті передачі та гвинтову пару типу "гвинт-гайка". Аналогічна система, встановлена в консолі, відповідає за переміщення по координаті Y. Для ручного налаштування передбачено шестигранник на лівому кінці гвинта, який захищений кожухом.

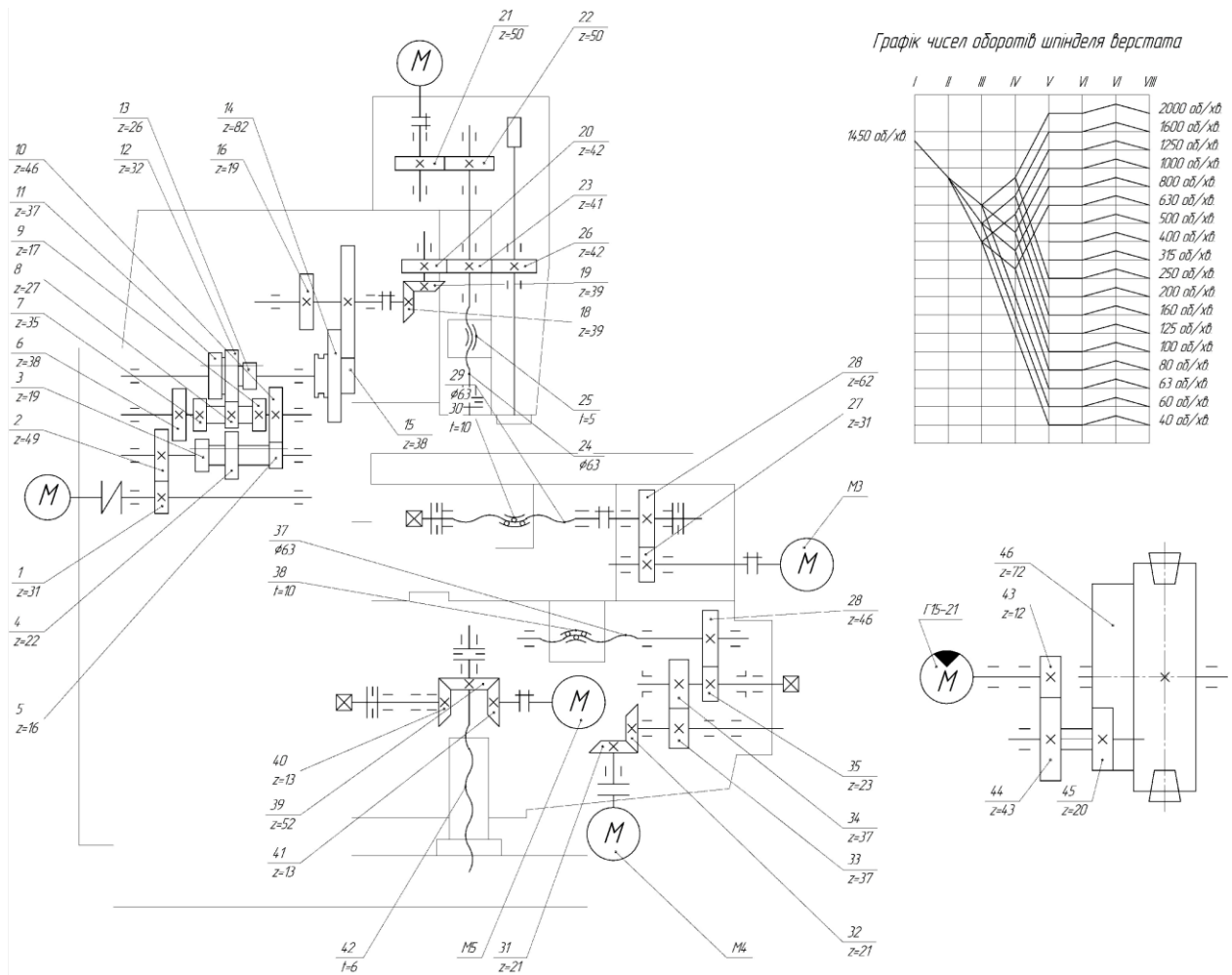


Рисунок 1.2 – Кінематична схема верстата БР13Ф3

1.5. Обґрунтування тематики роботи

Провідні компанії безперервно вдосконалюють функціональні можливості числового програмного керування, а також систем, пов'язаних із проектуванням і підготовкою виробництва. Водночас, з огляду на велику кількість устаткування з ЧПК попередніх поколінь, значну увагу зосереджено

на оновленні існуючих рішень і впровадженні сучасних засобів передавання даних. Станом на сьогодні оновлення вітчизняних верстатів з ЧПК реалізується за двома ключовими напрямками.

- через повну заміну застарілого обладнання ЧПК сучасними аналогами від провідних іноземних виробників;
- шляхом оновлення вже наявних пристроїв з використанням нових базових компонентів, виготовлених на сучасній елементній основі.

Останні десятиліття відзначились стрімким розвитком мікроелектроніки, засобів обчислювальної техніки та інформаційних технологій, що докорінно змінило уявлення про процеси керування у промисловості. Досягнення в сфері цифрових та електронних технологій значно трансформували як принципи створення систем автоматизації, так і технічну основу їх реалізації. Електропривод у складі ієрархічної системи керування належить до найнижчого рівня, який відповідає за безпосереднє виконання керуючих дій. Саме цей базовий рівень суттєво впливає на ефективність виробництва, конкурентоспроможність та стабільність якості продукції. У випадку застосування числового програмного керування до електроприводів висувуються особливо суворі вимоги щодо точності та надійності. Завдяки використанню мікропроцесорної техніки у цифрових системах вдається досягти рівня керування, який раніше був недосяжним для аналогових пристроїв.

Застосування високоефективних керованих транзисторів типу MOSFET і IGBT (транзистори з ізольованим затвором) стало поштовхом до інтенсивного розвитку перетворювальної техніки. Це, у свою чергу, сприяло ширшому впровадженню частотного керування в синхронних та асинхронних електроприводах, значно підвищивши їхню ефективність і гнучкість в різних галузях промисловості.

Суттєвий поштовх до розвитку регульованих електроприводів та їх ширшого впровадження надало створення мікропроцесорних систем і однокристальних мікроконтролерів, які забезпечили необхідний рівень

обчислювальної продуктивності для реалізації складних алгоритмів керування.

Нині доступна велика кількість мікроконтролерів, які орієнтовані на різноманітні галузі застосування та здатні задовольнити широкі вимоги до характеристик цифрових регуляторів локального рівня. Завдяки прогресу у сфері електроніки й систем електропривода були розроблені сучасні інтелектуальні драйвери та компактні інтегровані модулі, що поєднують у собі силову частину, процесорну систему, блоки обробки сигналів та датчики фізичних величин.

Сфера використання мікропроцесорів, які забезпечують керування електродвигунами, отримала окрему назву – Motor Control. Цей напрям активно розвивається провідними компаніями-виробниками мікроелектроніки для вбудованих систем, серед яких можна виокремити Analog Devices, Atmel, Intel, International Rectifier, Motorola, Siemens і Texas Instruments.

Електроприводи подач верстата реалізовано на основі застарілих систем постійного струму, що були впроваджені ще у 1982 році. Досвід їх експлуатації показав, що такі приводи не відповідають сучасним вимогам до обладнання у сфері обробки матеріалів і машинобудування. Часті збої в роботі та необхідність регулярного технічного обслуговування негативно впливають на ефективність та надійність функціонування фрезерного верстата. Усе це обґрунтовує потребу в технічному переоснащенні та модернізації систем керування подачами.

Було прийнято рішення оновити електротехнічну частину верстата. Зокрема, передбачено:

- встановлення нових сервоприводів змінного струму замість застарілих систем подачі, що відповідає актуальним стандартам для ЧПК-обладнання;
- заміну морально застарілих електродвигунів на сучасні вентильні аналоги, які забезпечують кращу ефективність та надійність;

– удосконалення системи ПЧПК з метою підвищення функціональності верстата й адаптації його до вимог сучасних обробних центрів.

Щоб спростити процес переобладнання верстата та зменшити витрати, доцільно використовувати готові електроприводи, які вже доступні на українському ринку. Особлива увага приділяється системам типу ПЧПК, що випускаються виробниками з країн СНД, оскільки вони відповідають сучасним вимогам автоматизації. Сьогодні все активніше спостерігається перехід від постійного струму до асинхронних і синхронних двигунів змінного струму, особливо в сфері сервоприводів, де раніше здебільшого застосовувалися електроприводи на постійному струмі.

У сучасних умовах перетворювачі частоти, спеціально адаптовані для задач верстатобудування, показали високу ефективність та надійність не лише у сфері обробного обладнання, а й у багатьох інших напрямках машинобудування.

В зв'язку з цим, у кваліфікаційній роботі запропоновано модернізувати приводи подачі столу та салазок, замінивши застарілі двигуни постійного струму на енергоефективні асинхронні електроприводи. Впровадження новітньої техніки дозволить покращити енергозбереження, стабільність роботи привода та точність обробки, що позитивно позначиться на кінцевій якості продукції.

Коректний вибір приводу в системах автоматичного керування рухом відіграє вирішальну роль, адже саме він впливає як на точність та стабільність обробки, так і на загальну економічну ефективність виробничого процесу.

2 Опис та обґрунтування обраних проектних рішень та конструкцій

2.1 Вибір двигунів приводів подач верстата

Раціональне визначення потужності електродвигунів є ключовим фактором для забезпечення ефективності електроприводів. Невірно підібрана, занижена потужність може спричинити нестабільну роботу обладнання, зниження продуктивності, погіршення технічних параметрів, перевантаження і навіть аварійні ситуації через перегрів та вихід з ладу. З іншого боку, надмірно потужні двигуни знижують загальну енергоефективність системи: падає коефіцієнт корисної дії, погіршується $\cos\varphi$, що веде до необґрунтованих витрат електроенергії та зростання вартості обладнання. Особливо це актуально для асинхронних двигунів, де низький коефіцієнт потужності збільшує реактивне навантаження на мережу, погіршуючи роботу системи енергорозподілу та викликаючи додаткові фінансові витрати.

2.1.1. Визначення частот обертання двигуна

Розрахунок максимальної частоти обертання двигунів, яка забезпечує швидке переміщення столу, проведемо за відповідною формулою.

$$n_{u.x} = \frac{v_{u.x} i_p}{t_{zв}} , \quad (2.1)$$

де $v_{u.x}$ – максимальна швидкість швидкого переміщення; $v_{u.x.x} = 4800$ мм/хв.; $v_{u.x.y} = 4800$ мм/хв; i_p – передаточне число коробки і редуктора подач; $t_{zв}$ – крок ходового гвинта, $t_{zвx} = 10$ мм, $t_{zвy} = 10$ мм.

Згідно з кінематичною схемою, редуктор для поздовжнього й поперечного переміщення має певне передавальне число, що визначає співвідношення обертів між вхідним і вихідним валами

$$i_p = 2.$$

Тоді максимальна частота обертання двигунів

$$n_{ш.хх} = \frac{4800 \cdot 2}{10} = 960 \text{ об./хв.}$$

Значення частоти обертання, що забезпечує найвищу ефективність подачі під час роботи, обчислюється з використанням відповідного розрахункового виразу

$$n_{роб.макс} = \frac{v_{роб.макс} \cdot i_p}{t_{зв}}, \quad (2.2)$$

де $v_{роб.макс}$ – максимальна швидкість робочої подачі,

$$v_{роб.макс} = 2000 \text{ мм/хв.}$$

$$n_{роб.макс} = \frac{2000 \cdot 2}{10} = 400 \text{ об./хв.}$$

Частота обертання, яка відповідає найменшому значенню робочої подачі, обчислюється за наступною формулою

$$n_{роб.мін} = \frac{v_{роб.мін} \cdot i_p}{t_{зв}}, \quad (2.3)$$

де $v_{роб.мін}$ – мінімальна швидкість робочої подачі, $v_{роб.мін} = 3 \text{ мм/хв.}$

$$n_{роб.мін} = \frac{3 \cdot 2}{10} = 0,6 \text{ об./хв.}$$

2.1.2. Визначення статичних моментів двигунів

Під час функціонування двигуна на його вал впливає обертальний момент, який визначається за відповідним розрахунковим виразом

$$M_{дв} = M_{ст} + M_{дин}, \quad (2.4)$$

де $M_{ст}$ – статичний момент, що створюється навантаженням на валу двигуна;
 $M_{дин}$ – динамічний момент, що виникає при обертанні з прискоренням.

Момент сили на валу приводу поздовжнього переміщення під час здійснення операції різання визначається за формулою

$$M_{ст.х} = M_{різ.х} + M_{тр.х}, \quad (2.5)$$

де $M_{різ.х}$ – приведений до валу двигуна момент від сили різання; $M_{тр.х}$ – момент, що діє на вал двигуна, внаслідок дії сил тертя, які виникають у направляючих елементах.

Для визначення крутного моменту на валу двигуна, що забезпечує поперечні подачі під час процесу різання, застосовується відповідне рівняння розрахунку статичного моменту

$$M_{ст.у} = M_{різ.у} + M_{тр.у}, \quad (2.6)$$

де $M_{різ.у}$ – приведений до валу двигуна момент від сили різання; $M_{тр.у}$ – момент, що передається на вал електродвигуна внаслідок дії сил тертя, які виникають у напрямних елементах системи.

Момент, що діє на вал приводу поздовжньої подачі від сили різання, розраховується за відповідною формулою з урахуванням передавальних чисел і конструктивних параметрів механізму.

$$M_{різ} = \frac{F_z \cdot t_{зв}}{2 \cdot \pi \cdot i_p \cdot \eta_1 \cdot \eta_2}, \quad (2.7)$$

де F_z – складова зусилля різання вздовж вісі Z; відповідно до технології верстата, найбільше зусилля різання становить $F_z = 10000\text{Н}$; η_1 – ККД гвинтової пари, згідно з [9] $\eta_1 = 0,85$; η_2 – ККД редуктора подач стола, згідно з [2]

$$\eta_{2x} = 0,97; \eta_{2y} = 0,93$$

$$M_{різ.х} = \frac{10000 \cdot 0,01}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot 0,85 \cdot 0,97} = 9,65 \text{ Н}\cdot\text{м};$$

$$M_{різ.у} = \frac{10000 \cdot 0,01}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot 0,85 \cdot 0,93} = 10,07 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Приведений до валу двигуна момент від сил тертя в направляючих визначається за формулою

$$M_{mp} = \frac{(m_{cm} + m_{\partial}) \cdot g \cdot k_n \cdot f_{mp} \cdot t_{z8}}{2 \cdot \pi \cdot i_p \cdot \eta_1 \cdot \eta_2}, \quad (2.8)$$

де k_n – коефіцієнт, що враховує форму направляючих; для прямокутних направляючих $k_n = 1$; f_{mp} – коефіцієнт тертя в направляючих, $f_{mp} = 0,2$; g – прискорення вільного падіння, $g = 9,8 \text{ м/с}^2$.

$$M_{mp.x} = \frac{(500 + 300) \cdot 9,8 \cdot 1 \cdot 0,2 \cdot 0,01}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot 0,85 \cdot 0,97} = 1,51 \text{ Н}\cdot\text{м};$$

$$M_{mp.y} = \frac{(500 + 300) \cdot 9,8 \cdot 1 \cdot 0,2 \cdot 0,01}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot 0,85 \cdot 0,93} = 1,58 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

У процесі обробки матеріалу, статичний момент, що виникає на валу приводу поздовжньої подачі, можна визначити як

$$M_{cmx} = 9,65 + 1,51 = 11,16 \text{ Н}\cdot\text{м};$$

$$M_{cmu} = 10,07 + 1,58 = 11,65 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Для забезпечення подачі столу застосовано електродвигун моделі ST90MA, що належить до верстатної серії. Цей двигун має компактне “квадратне” виконання та працює за принципом серводвигуна з постійними магнітами, що дає змогу суттєво знизити втрати енергії у сталевих елементах. Завдяки вбудованій незалежній системі охолодження можлива стабільна робота в умовах підвищеного навантаження, зокрема при низьких обертах або фіксації моменту на нерухомому роторі без ризику перегріву. Основні технічні характеристики зазначені в табл.2.1.

Таблиця 2.1

Номінальна потужність	кВт	1,5
Номінальна напруга	В	190/330
Номінальний струм	А	6,5/3,7
Струм намагнічування	А	3,2/1,9
Номінальна частота обертання	об/хв	2000
Максимальна частота обертання	об/хв	8000
Кількість полюсів	–	4
Номінальна частота	Гц	69,9
Момент інерції ротора	кг·м ²	0,003
Ступінь захисту	–	IP54
Вага	кг	16,4

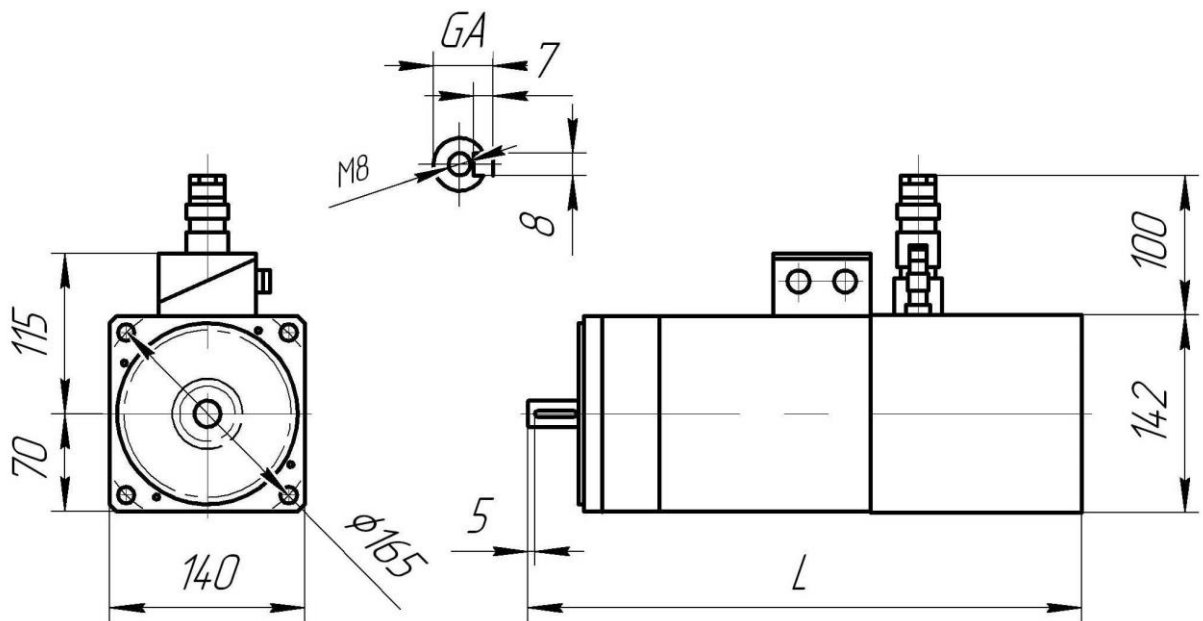


Рисунок 2.1 – Загальний вигляд та габаритні розміри серводвигуна ST90MA

2.1.3. Розрахунок динамічних моментів та перевірка двигунів

Під час розрахунку найбільшого динамічного моменту, який повинен забезпечувати електродвигун у процесі функціонування, слід враховувати можливість раптової зміни сигналу завдання швидкості. Як зазначено в [3], у

такому випадку вираз для обчислення максимального значення динамічного моменту набуває наступної форми

$$M_{дин} = \frac{0,063 \cdot \pi \cdot i_p \cdot v_{ш.х}}{t_{зв} \cdot t_{n.n}} \cdot J'_{np}, \quad (2.9)$$

де i_p – передаточне число редуктора подач; $v_{ш.х}$ – швидкість швидкого ходу, м/с; $t_{зв}$ – крок ходового гвинта, м; $t_{n.n}$ – час перехідного процесу при розгоні від 0 до $v_{ш.х}$; Задамося значенням $t_{n.n} = 0,1$ с. J'_{np} – сумарний приведений момент інерції всього привода.

Загальне значення приведенного моменту інерції для привода визначимо за відповідним розрахунковим виразом

$$J'_{np} = J'_{\Sigma} + J'_{дв} + J'_{муф}, \quad (2.10)$$

де J'_{Σ} – сумарний момент інерції механічної системи привода; $J'_{дв}$ – момент інерції двигуна, $J'_{дв} = 0,003$ кг·м²; $J'_{муф}$ – момент інерції з'єднуючої муфти, $J'_{муф} = 0,015$ кг·м².

Таким чином

$$J'_{np.x} = 0,00887 + 0,003 + 0,015 = 0,0268 \text{ кг·м}^2;$$

$$J'_{np.y} = 0,00532 + 0,003 + 0,015 = 0,0233 \text{ кг·м}^2.$$

Тоді:

$$M_{дин.x} = \frac{0,063 \cdot \pi \cdot 2 \cdot 0,08}{0,01 \cdot 0,1} \cdot 0,0268 = 0,85 \text{ Н·м.}$$

$$M_{дин.y} = \frac{0,063 \cdot \pi \cdot 2 \cdot 0,08}{0,01 \cdot 0,1} \cdot 0,0233 = 0,74 \text{ Н·м.}$$

Розраховуємо моменти, які повинні забезпечити двигуни в перехідних процесах, щоб подолати опір тертя та забезпечити інерційним елементам необхідне прискорення

$$M_I = M_{тр} + M_{дин}, \quad (2.11)$$

$$M_{Ix} = 1,51 + 0,85 = 2,36 \text{ Н·м;}$$

$$M_{Iy} = 1,58 + 0,74 = 2,32 \text{ Н·м.}$$

Розраховуємо необхідний крутний момент електродвигунів у стабільних режимах роботи на подачах, що забезпечують подолання опору тертя та сил, пов'язаних із процесом різання під час механічної обробки заготовки

$$M_2 = M_{ст}, \quad (2.12)$$

$$M_{2x} = 11,16 \text{ Н}\cdot\text{м};$$

$$M_{2y} = 11,65 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Необхідний момент двигуна в усталеному режимі при швидкому ході

$$M_3 = M_{пр}, \quad (2.13)$$

$$M_{3x} = 1,51 \text{ Н}\cdot\text{м};$$

$$M_{3y} = 1,58 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

2.1.4. Перевірка вибраного двигуна

Згідно з даними джерела [4], технічні характеристики обраного електродвигуна в умовах безперервної експлуатації мають відповідати певним критеріям, встановленим для такого режиму роботи

$$M_{\max} \geq M_1; \quad M_{\text{ном}} \geq M_2;$$

$$M_{ш.х} \geq M_3; \quad n_{\max} \geq n_{ш.х},$$

де M_{\max} – максимальний момент двигуна при розгоні до швидкості швидкого ходу за час пуску; $M_{ш.х}$ – момент двигуна при швидкості швидкого ходу $n_{ш.х}$; n_{\max} – максимальна частота обертання двигуна.

З довідника визначаємо

$$M_{\max} = 20 \text{ Н}\cdot\text{м}, \quad M_{\text{ном}} = M_{ш.х} = 15 \text{ Н}\cdot\text{м}, \quad n_{\max} = 2000 \text{ об./хв.}$$

Розрахунок прискорення, яке забезпечує привід з обраним електродвигуном, виконується за відповідною формулою

$$\varepsilon = \frac{M_{\max}}{J'_{пр}}, \quad (2.14)$$

$$\varepsilon_x = \frac{20,5}{0,0268} = 765 \text{ рад/с}^2,$$

$$\varepsilon_y = \frac{20,5}{0,0233} = 880 \text{ рад/с}^2.$$

Розрахунковий час, необхідний для досягнення приводами швидкості швидкого ходу $v_{ш.х}$, становитиме

$$t_{роз} = \frac{0,2 \cdot v_{ш.х} \cdot i_p}{t_{зб} \cdot \varepsilon}, \quad (2.15)$$

$$t_{роз.х} = \frac{0,2 \cdot 4800 \cdot 2}{10 \cdot 765} = 0,25 \text{ с},$$

$$t_{роз.у} = \frac{0,2 \cdot 4800 \cdot 2}{10 \cdot 880} = 0,22 \text{ с}.$$

Аналіз результатів засвідчує, що обраний електродвигун повністю задовольняє встановлені статичні критерії

$$M_{ном} = 15 \text{ Н}\cdot\text{м}, M_{2х} = 11,16; M_{2у} = 11,65 \text{ Н}\cdot\text{м}, M_{ном} > M_2;$$

$$M_{ш.х} = 15 \text{ Н}\cdot\text{м}, M_{3х} = 1,51; M_{3у} = 1,58 \text{ Н}\cdot\text{м}, M_{ш.х} > M_3;$$

та динамічним вимогам

$$M_{макс} = 20,5 \text{ Н}\cdot\text{м}, M_{1х} = 8,21 \text{ Н}\cdot\text{м}, M_{1у} = 9,68 \text{ Н}\cdot\text{м}, M_{макс} > M_1;$$

$$t_{роз.х} = 0,25, t_{роз.у} = 0,22 \text{ с}, t_{н.н} = 0,5 \text{ с}, t_{роз} < t_{н.н}.$$

2.2 Вибір системи електропривода

Вентильні електродвигуни нового покоління створюються на основі синхронних машин, де роль збудження виконують постійні магніти, встановлені безпосередньо на роторі. Ці магніти зазвичай виготовляють із сплаву неодиму, заліза та бору – матеріалу з групи рідкоземельних, що забезпечує високу стійкість до розмагнічування. Завдяки конструкції двигуни мають низький момент інерції, що покращує їх динамічні властивості. Відсутність струмонесучих обмоток на роторі спрощує систему охолодження та знижує теплові навантаження. Крім того, усунення втрат, пов'язаних із збудженням, дає змогу досягати підвищеної енергоефективності.

Поєднання високої точності утримання заданого значення та широкого діапазону регулювання швидкості може стати ключовим фактором при прийнятті рішення на користь привода з вентильним електродвигуном.

Вентильний електродвигун (також відомий як самокерований синхронний або безщіточний двигун постійного струму) – це тип машини, в якій перемикання фазових обмоток статора виконується за допомогою електронного ключа, що працює на основі сигналів з датчика, який фіксує розташування ротора відносно статора. Положення ротора визначається спеціальним сенсором – датчиком положення ротора (ДПР), який формує сигнали для організації позиційного зворотного зв'язку. Такий зворотний зв'язок узгоджує напрям магнітної осі ротора з віртуальною віссю поля статора і за своєю роллю є аналогом функціонування колектора в традиційних двигунах постійного струму.

Через те, що у вентильних двигунах немає механічного колектора, вони поєднують переваги двигунів постійного струму за характеристиками керування та механіки, водночас демонструючи підвищену надійність. Такі двигуни відзначаються високим значенням моменту на одиницю маси, можуть працювати на великих обертах і не потребують технічного обслуговування протягом усього строку служби.

У перетворювачах, що мають проміжну ланку постійного струму, перетворення напруги здійснюється за допомогою інвертора, який створює змінну напругу на основі постійної. Оскільки живлення зазвичай надходить від мережі змінного струму, до складу таких пристроїв входить випрямляч – керований або некерований. Цей тип перетворювачів не обмежений щодо максимальної вихідної частоти. За принципом побудови вони поділяються на два види: з автономним інвертором струму та з автономним інвертором напруги, причому найбільше поширення сьогодні мають саме останні, завдяки кращій ефективності та надійності в керуванні електроприводами.

Найбільш поширеним різновидом частотних перетворювачів із застосуванням ШІМ є схема, що містить некерований випрямляч у колі

постійного струму. У такій конфігурації напруга, яка подається на інвертор, залишається сталою, а керування вихідними параметрами здійснюється за допомогою широтно-імпульсної модуляції. Випуск подібних пристроїв було налагоджено ще на початку 1990-х років провідними компаніями електротехнічної галузі, після того як було освоєно виробництво потужних IGBT-транзисторів – біполярних приладів з ізольованим затвором. Саме поява цих елементів зробила можливим ефективне і надійне регулювання інверторної частини перетворювачів.

IGBT – це напівпровідниковий прилад, що поєднує в собі властивості біполярного транзистора з р-п-р структурою та високовольтного n-канального MOSFET, який здійснює керування. У випадках підвищених навантажень можливе застосування гібридних модулів або паралельного підключення декількох транзисторів. Основні переваги IGBT полягають у здатності пропускати великі струми, керуванні за допомогою напруги, а також у стабільній прямокутній зоні безпечної роботи, що усуває потребу в заданій траєкторії перемикавання. Крім того, вони мають незначні втрати енергії при імпульсному режимі роботи. Завдяки цим характеристикам IGBT активно застосовуються в інверторах з широтно-імпульсною модуляцією.

Для оснащення цього верстата доцільно обрати сучасні асинхронні електроприводи серії NCT, які вирізняються широким асортиментом та активно використовуються в Україні завдяки своїй надійності, енергоефективності та доступності.

Система приводів NCT являє собою модульну конструкцію, яка включає блок живлення та певну кількість сервопідсилювачів із серводвигунами, де кожен підсилювач керує окремим двигуном. У цій системі відсутній централізований випрямляч: замість нього живлення кожного підсилювача забезпечує окремий модуль живлення. Компоненти з'єднуються через загальну шину постійного струму (DC-рейку), яка транспортує випрямлений струм. Усі модулі мають однакову глибину, а електричні з'єднання розміщені спереду, що дає змогу компонувати їх в

єдиний компактний ряд з легким доступом для монтажу та обслуговування. Модулі можна розташовувати у кілька ярусів у довільному порядку. Завдяки прямому підключенню до мережі та модульному принципу, система дозволяє легко проєктувати електричну частину, спрощує організацію живлення, а також забезпечує гнучкість у розширенні або модернізації.

2.2.1 Блоки живлення типу DPS

Блоки живлення типу DPS відіграють ключову роль у подачі електроенергії до сервопідсилювачів, забезпечуючи їх стабільною постійною напругою. Ця напруга повинна залишатися майже незмінною, навіть при зміні навантаження. На виході DC-шини блоків живлення з'являється напруга, що отримується шляхом випрямлення трифазного струму. Вона згладжується до мінімального рівня пульсацій завдяки використанню ємнісних елементів, вмонтованих у саму шину. Рівень цієї напруги здебільшого визначається значенням лінійної напруги в електромережі та втратами напруги на мережевому дроселі. Дроселі, у свою чергу, служать для придушення високочастотних гармонік, що надходять від мережі разом зі струмом.

У джерелах живлення типу DPS передбачено функцію плавного запуску, яка активується або деактивується залежно від рівня напруги на шині постійного струму. Пороги ввімкнення й вимкнення цього режиму не збігаються: якщо напруга падає нижче половини від номінальної – система переходить у режим *soft start*; коли ж вона перевищує 80% від номіналу – плавний запуск припиняється. Це рішення запобігає миттєвому спрацюванню захисту від перевантаження струмом при першому ввімкненні пристрою.

У будь-якому приводі передбачений режим рекуперації – коли електроенергія повертається від електродвигуна назад у живильний

модуль. У випадку з DPS-блоками ця енергія не повертається в мережу, а розсіюється через гальмові резистори у вигляді тепла. Кожен такий блок оснащений одним гальмовим опором, однак у разі недостатньої потужності можливе підключення додаткових опорів., зовнішнім гальмовим опором можна збільшити потужність гальмування.

2.2.2 Сервопідсилювачі типу DA

Сервопідсилювачі серії DA, розроблені компанією NCT Kft, у поєднанні з відповідними серводвигунами формують високоточні сервоприводи. Вони задовольняють сучасні стандарти енергоефективності, екологічної безпеки та технічної досконалості, що є критично важливими для роботи прецизійного обладнання – зокрема, верстатів із числовим програмним керуванням та оброблювальних центрів.

Сервопідсилювач, що живиться від постійної напруги рейкової системи, формує імпульсну напругу з широтно-імпульсною модуляцією, необхідну для роботи електродвигуна. У ролі силових елементів використовуються IGBT-транзистори, інтегровані в єдиний модуль із системою охолодження та захистом від перевантажень по струму. Всі функції керування та обробки даних виконує єдиний мікропроцесорний блок. Вихідна напруга формується з постійною частотою комутації та реалізує основну гармоніку за рахунок серії імпульсів з варіативною шириною. Керування здійснюється за методом просторового вектора з підтримкою регуляторів струму, швидкості та положення ротора. Залежно від обраної програми, пристрій може жити синхронні двигуни з прямокутним або синусоїдальним розподілом поля, а також асинхронні машини.

Сервопідсилювачі типу DA здатні функціонувати як у режимі керування швидкістю обертання, так і в режимі точного позиціонування. При роботі з регульованою швидкістю пристрої підтримують як аналогові, так і цифрові сигнали керування. Натомість при позиційному керуванні можлива лише

цифрова передача сигналів. Аналогові сигнали подаються у вигляді напруги в діапазоні ± 10 В, тоді як цифрові передаються через шину CAN, що забезпечує стабільний обмін даними між компонентами системи.

Для забезпечення повздовжнього та поперечного переміщення столу використовуються сервопідсилювачі типу DA6/12 D. Їх ключові технічні характеристики, що відповідають вимогам приводу верстата, подано в табл. 2.2.

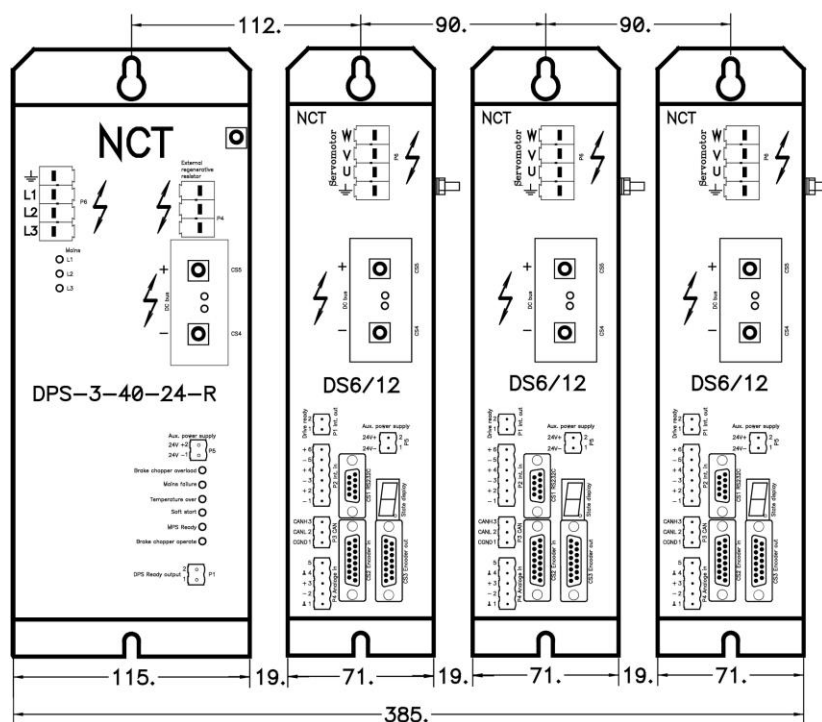


Рисунок 2.2 Розташування системи електроприводів верстата у шафі.

Таблиця 2.2.

Найменування параметра	DA6/12 D
Номінальна напруга DC, В	540
Напруга виводу, В	0...400
Номінальний струм виводу, А	6
Максимальний струм виводу, А	12
Макс. миттєвого значення струму, А	14.5
Номінальна потужність виводу, кВА	4,1
Двигун максимальної потужності, кВт	3,5
Діапазон температури, °С	0...40
Захищеність	IP00

2.3. Розробка функціональної схеми електропривода

Керування вентиляним електродвигуном, що реалізоване на базі синхронної машини з неявно полюсним ротором, здійснено з урахуванням математичної моделі в системі координат, яка обертається разом із полем. Такий підхід дає змогу точніше описати динамічні процеси та оптимізувати роботу регулятора.

Сигнали за струмами вздовж поздовжньої та поперечної осей i_{1d} та i_{1q} трансформуються у миттєві значення струмів статора i_{1A} , i_{1B} та i_{1C} . Такий підхід застосовується аналогічно до систем векторного керування швидкістю асинхронних двигунів.

Датчик положення ротора (ДПР) визначає величину обертання ротора електродвигуна Θ_c в діапазоні від нуля до 360 електричних градусів, що дозволяє точно відслідковувати його просторове положення під час роботи системи.

Електродвигун живиться від частотно-регульованого перетворювача з автономним інвертором, що функціонує на основі струмового управління. Контури регулювання струму реалізовано в нерухомій системі координат. Завдання струму по осі статора q формується таким чином, щоб при нульовому вхідному сигналі i_{1d} до блоку перетворення координат його напрям зберігався незмінним. На схемі зображено датчик положення ротора, до складу якого входить первинний вимірювальний елемент – обертовий трансформатор або револьверний датчик, а також перетворювач, що переводить кутове значення в цифровий код. Цифровий сигнал кута повороту ротора надходить на вхід блоку координатного перетворення $e^{-j\Theta_c}$, дозволяючи здійснювати частотне управління електродвигуном відповідно до положення ротора.

Перетворювач «кут–цифра» фіксує не лише значення кута, а й поточну швидкість обертання двигуна. Отримане значення подається як сигнал фактичної швидкості до входу регулятора швидкості (РШ), де воно

порівнюється із заданим сигналом швидкості, сформованим на виході регулятора позиційного контуру, що працює під управлінням ЧПК-системи.

Значення кута, зчитане з датчика положення ротора, може слугувати для формування контуру регулювання за кутовим положенням ротора. Проте в нашій системі необхідно здійснювати керування не за положенням ротора, а безпосередньо за координатою переміщення робочого елемента – столу верстата, який з'єднаний із двигуном через редуктор та передачу. Тому зворотній зв'язок організовано за допомогою окремого датчика положення, змонтованого на валу ходового гвинта механізму лінійного переміщення столу.

У перетворювачі частоти реалізовано автономний інвертор напруги (АІН), оснащений повноцінною системою керування. Кожна фаза має окремий струмовий регулятор – РС_А, РС_В і РС_С. На їхні входи надходять синусоїдальні сигнали завдання струму та миттєві значення струмів i'_{1A} , i'_{1B} та i'_{1C} , які відповідають фактичним струмам у фазах обмотки статора i_{1A} , i_{1B} та i_{1C} . Амплітудні параметри струмів формуються на основі амплітуди заданих сигналів, а частота відповідає частоті цих сигналів. У якості вхідних величин для керування інвертором використовуються синусоїдальні сигнали u_{1A}^* , u_{1B}^* та u_{1C}^* , які виходять із регуляторів струму кожної фази.

Система позиційного керування реалізована на основі принципу ієрархічного (підпорядкованого) регулювання. Вона включає не лише контури струму, які відповідають за керування інвертором, а також контури, що відповідають за стабілізацію швидкості та положення. У ролі регуляторів використовуються відповідно регулятори швидкості (РШ) і положення (РП). Обмеження динамічного струму статора в момент перехідних процесів досягається шляхом лімітування виходу РШ. Для утримання швидкості в межах допустимих значень регулюється вихід регулятора положення.

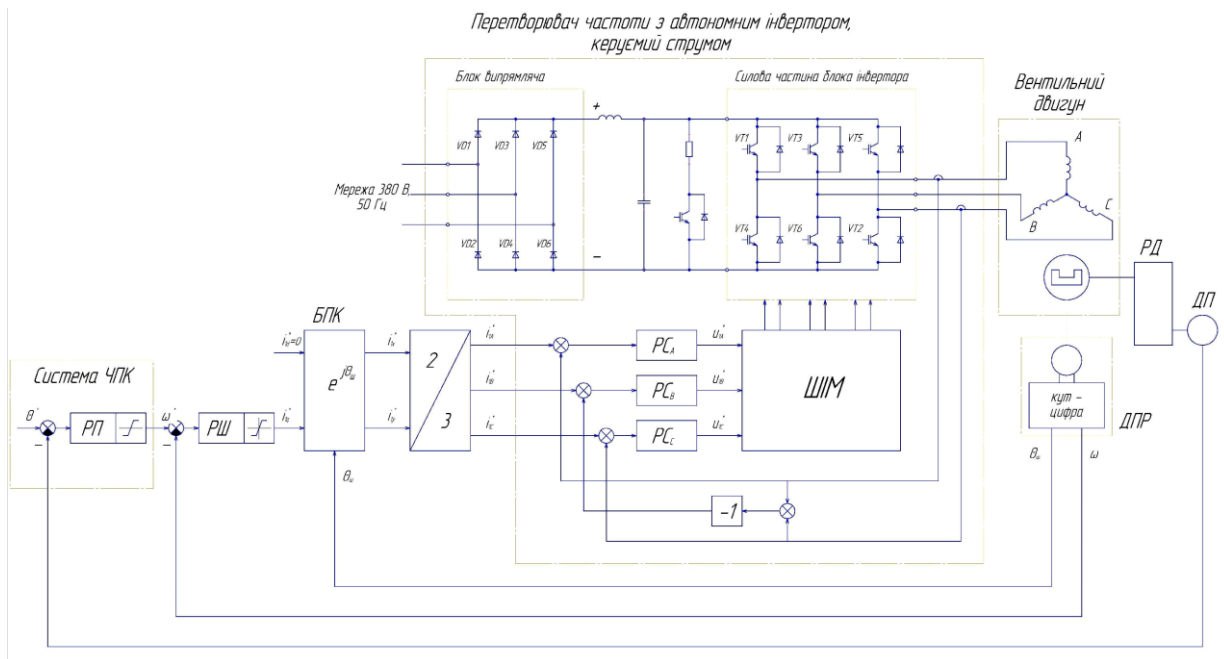


Рисунок 2.3 – Функціональна схема керування електроприводом подачі столу верстату.

2.3.1. Розрахунок модуля датчиків струму

Аналогова складова модуля управління електроприводом включає в себе аналогову частину регулятора струму, що складається з імпульсних підсилювачів, які виконують функцію датчиків струму для кожної фази, та низькочастотних фільтрів. Вона забезпечує формування сигналу, що гальванічно ізольований від силового кола і пропорційний струму двигуна.

Можна розглянути роботу регулятора струму на прикладі фази А.

Датчик струму побудований за принципом магнітного компаратора і виконаний на основі феритового кільця. Магнітне поле, яке створює фазний струм двигуна (ампер-витки $I_a W_n$), нейтралізується полем компенсаційного струму, що протікає через обмотку трансформатора струму ТА1 (ампер-витки $I_k W_k$). При цьому кількість витків обмоток дорівнює $W_n=1$ та $W_k=90$, що забезпечує масштабування в співвідношенні 1:90 відносно вимірюваного струму. Вихідний сигнал подається з резисторів R23 та R24, які використовуються для вимірювання. Формування компенсаційного струму I_k здійснює імпульсний підсилювач ІП, який керується компаратором DA1.

Перемикання DA1 відбувається під впливом похідної від ЕРС самоіндукції на обмотці Wк та її індуктивності.

Струм Iк визначається полярністю напруги на виході імпульсного перетворювача (П). Припустимо, напруга має позитивний знак, і магнітне поле в кільці орієнтується у відповідному позитивному напрямку. Коли кільце досягає стану насичення, диференціальний ланцюг, що складається з C1, R20 і R21, спричиняє переключення елемента DA1. Це призводить до зміни полярності вихідної напруги П, після чого кільце починає перемагнічуватися у зворотному (умовно-негативному) напрямку. По досягненню насичення у зворотному напрямку відбувається повторне переключення DA1, і цикл намагнічування починається знову.

Частота перемикань приблизно дорівнює 30 кГц, а час напівперіодів автоматично регулюється так, щоб постійна складова струму Iк в обмотці Wк відповідала пропорційності до вимірюваного струму Iа.

Сигнал ТА, отриманий з вимірювального резистора RB=9 Ом (паралельне з'єднання R23 та R24), має наступний вигляд:

$$U_{TA} = I_K R_B = \frac{I_A}{90} R_B = \frac{I_A}{10} \quad (2.21)$$

На виході інтегрального підсилювача встановлена індуктивність L3, яка запобігає різкому збільшенню струму Iк.

Якщо з певних причин не станеться переключення DA1, поступове зростання сигналу ТА призведе до пробію стабілітрона VD10, що спричинить активацію DA1 і повернення до циклу намагнічування кільця.

При струмах, що перевищують ±60 А, у датчику струму з'являються коливання з частотою близько 1,5 кГц, що запускає захисну систему і відключає інвертор.

Застосування компенсаційного методу вимірювань забезпечує гальванічну розв'язку від силових кіл і знижує вплив частотних перешкод на чутливість датчика струму.

На рис. 2.4 представлена спрощена схема імпульсного підсилювача разом з фільтром низьких частот, а на рис. 2.5 – графіки сигналів з виходу датчика струму та фільтра.

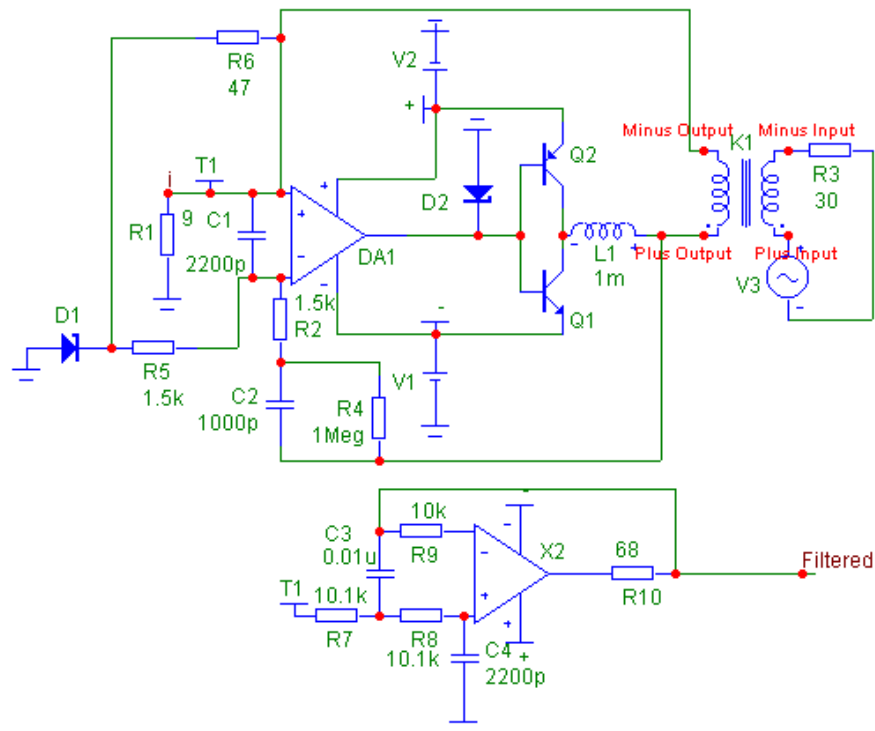


Рисунок 2.4 – Схема імпульсного підсилювача та ФНЧ

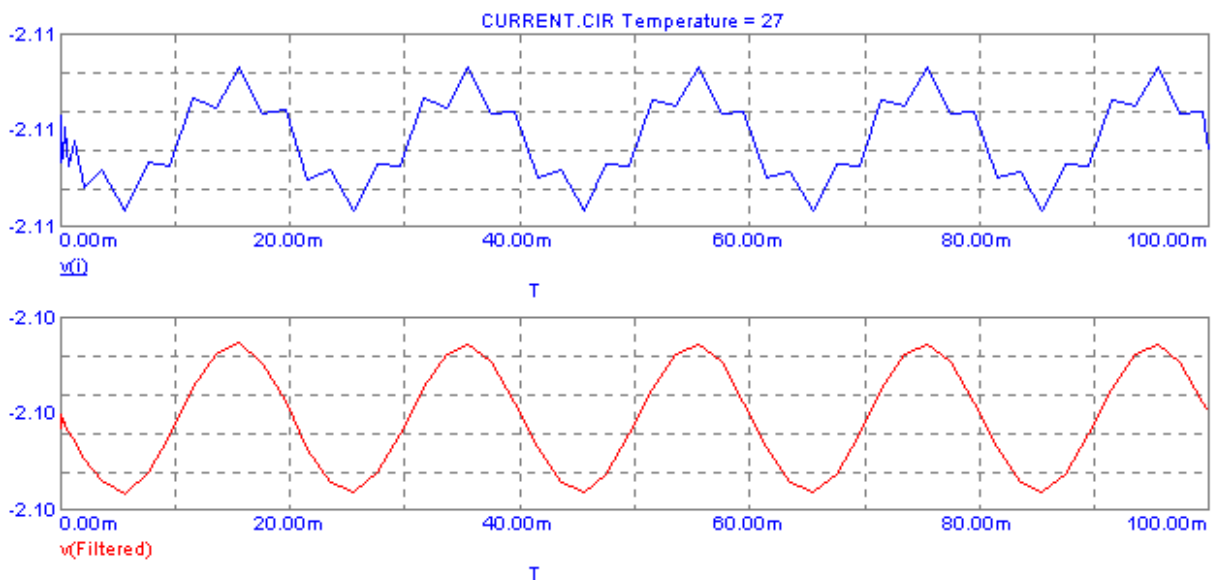


Рисунок 2.5 – Сигнал на виході датчика струму та сигнал на виході ФНЧ

Оскільки датчик струму має три канали, для його реалізації необхідні три ФНЧ, а отже – три операційні підсилювачі. Щоб знизити вартість і компактність системи керування електроприводом, замість трьох окремих

підсилювачів буде використаний один прецизійний чотириканальний підсилювач, наприклад ОР747. Цей тип спеціально створений для застосування у системах керування та точних фільтрах і відзначається такими характеристиками:

- діапазон напруги живлення від $\pm 1,5$ до ± 15 В;
- низький струм споживання 300мкА/підсилювач;
- максимальна напруга зміщення нуля 100 мкВ та малий дрейф;
- низький рівень власних шумів;
- висока стабільність при одиничному підсиленні;
- відсутність фазової похибки;
- вихід типу rail-to-rail;
- захист по входу 500 Ом;
- діапазон робочих температур від -40 до $+85^{\circ}\text{C}$;
- типи корпусів MSOP, TSSOP, SOIC.

2.3.2. Розрахунок елементів силової частини електропривода

Розрахунок трьохфазного мостового інвертора проведемо з урахуванням його експлуатаційних умов. У найбільш складному режимі відкритими будуть верхній вентиль одного плеча інвертора та нижній вентиль другого, тоді як закритими – нижній вентиль першого та верхній другого плеча. У такий спосіб через відкриті вентиля проходить повний струм навантаження, а на закритих вентилях спостерігається падіння напруги живлення інвертора.

$$I_a^{інв} = I_d \quad (2.31)$$

$$U_a^{інв} = U_d \quad (2.32)$$

$$I_a^{інв} = 24\text{A}$$

$$U_a^{інв} = 540\text{В}$$

Номинальна потужність вентилів розраховується за умовою їх роботи у ключовому режимі. При відкритому вентилі через нього проходить повний навантажувальний струм, а напруга на вентилі знижується до значення $U_{пр} = 2,8$ В. У такому випадку...

$$P_a^{інв} = U_{пр}^{інв} \cdot I_a^{інв} \quad (2.33)$$

$$P_a^{інв} = 2,8 \cdot 24 = 67,2 \text{ Вт}$$

Відповідно до виконаних розрахунків, було обрано модулі IGBT третього покоління серії CM50DY-12H від компанії Mitsubishi, які характеризуються наступними технічними показниками:

- максимальна напруга колектор-емітер $U_{CES}=600$ В;
- максимальний струм колектора $I_C=50$ А;
- максимальна розсіювана потужність $P_C=250$ Вт;
- максимальне падіння напруги на відчиненому вентилі $U_{CE}=2,8$ В;
- час затримки ввімкнення/вимкнення $t_d=200$ нс;
- час наростання напруги $t_r=300$ нс;
- час спаду напруги $t_f=300$ нс;
- пряме падіння напруги на зворотному діоді транзистора $U_f=2,8$ В;
- час відновлення зворотного діода при вимкненні $t_{rr}=110$ нс.

Для управління IGBT використано трьохфазні драйвери моделі IR2233, які спеціально розроблені для роботи з високовольтними та швидкодіючими MOSFET і IGBT транзисторами інверторів з живленням до 1200 В. Ці драйвери оснащені вбудованими захисними механізмами від коротких замикань, перевантаження струму понад допустимий рівень, а також підтримують функцію “мертвої зони” для запобігання одночасному відкриттю обох ключів у одному плечі інвертора.

Напруга на виході випрямляча містить пульсації, які необхідно зменшити для стабільної роботи. Для цього до вихідних клем пристрою приєднують спеціальний фільтр, що відповідає за згладжування коливань

напруги. Гармонічні складові пульсацій мають порядок, який кратний числу фаз випрямляча m (у випадку трифазної мостової схеми m дорівнює 6).

Формула для розрахунку коефіцієнта пульсації першої, найважливішої гармоніки вихідної напруги випрямляча наведена нижче

$$K_n = \frac{2}{m^2 - 1}, \quad (2.34)$$

$$K_n = \frac{2}{6^2 - 1} = 0,057$$

2.4. Розробка схеми електрообладнання верстата

На сьогоднішній день верстати з числовим програмним керуванням (ЧПК) є ключовим елементом у сучасних виробничих процесах. Їх застосовують як для автоматизації дрібносерійного та індивідуального виробництва, так і для організації великих серійних випусків продукції. Розвиток систем ЧПК тісно пов'язаний із загальними тенденціями у створенні новітніх мікропроцесорних технологій, удосконаленні каналів передачі даних та програмних рішень.

Провідні виробники регулярно покращують і розширюють функціональні можливості числового програмного керування (ЧПК), а також систем для підготовки даних і проектування. Водночас, враховуючи велику кількість застарілих ЧПК-систем, особливу увагу приділяють модернізації існуючого обладнання та розробці ефективних методів передачі даних.

Сучасна модернізація вітчизняних верстатів з числовим програмним керуванням здійснюється двома головними способами:

- повна заміна застарілих ЧПК на сучасні моделі іноземних брендів;
- оновлення існуючих машин шляхом заміни ключових компонентів, створених на основі сучасної елементної бази.

У процесі оновлення електроприводів верстата планується замінити застарілу систему ЧПК на сучасну модель NC-230.

Система числового програмного керування NC-230 знаходить застосування в різних сферах виробництва, зокрема у машинобудуванні, металообробці, деревообробці та інших промислових галузях.

Щодо рівня електромагнітних завад, ПЧПК відповідає класу А за стандартом СИСРР 22-97, що гарантує низький рівень індустріальних перешкод.

Пристрій числового програмного керування NC-230 має модульну конструкцію, що дає змогу гнучко адаптувати його до зростаючих потреб користувачів за рахунок інтеграції додаткових компонентів. Така архітектура забезпечує розширюваність і легкість модернізації системи відповідно до індивідуальних вимог.

Пристрій з числовим програмним керуванням (ЧПК) легко налаштовується для роботи з різними об'єктами, частини яких можуть потребувати одночасного та незалежного контролю в режимі реального часу. Обслуговування та експлуатація ПЧПК не викликає складнощів у працівників. Управління здійснюється через діалогове меню, що забезпечує зручну навігацію серед доступних операцій. Сучасне програмне забезпечення ЧПК дозволяє виконувати численні повторювані цикли, що значно спрощує програмування стандартних рухів: чорнове та чистове точення, нарізання пазів, різьбонакатування, свердління, розточування і вимірювання. Це водночас дозволяє заощаджувати ресурси пам'яті і скорочувати кількість кадрів у програмі.

ПЧПК має конструкцію моноблока вбудованого типу, де інтегровані блок керування, пульт оператора та блок живлення. Каркас моноблока виготовлений із металу та поділений на два відсіки: один призначений для розміщення блоку живлення, інший – для блоку керування. Металеві стінки виконують роль захисного екрану від зовнішніх впливів. Елементи пульта

оператора розташовані на фронтальній панелі ПЧПК, яка міцно фіксується до рами за допомогою гвинтів.

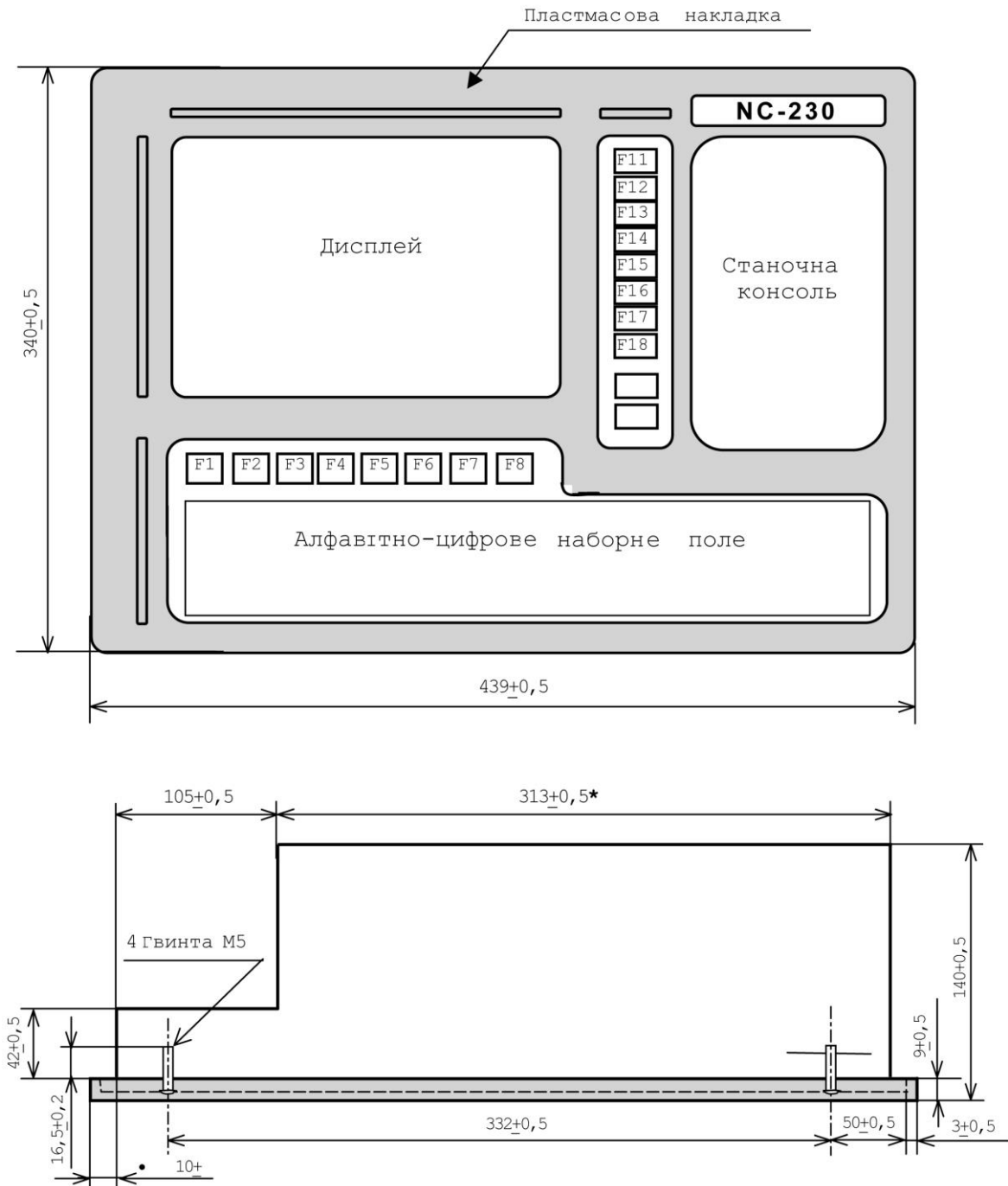


Рисунок 2.6 – Зовнішній вигляд та габаритні розміри ПЧПК NC-230

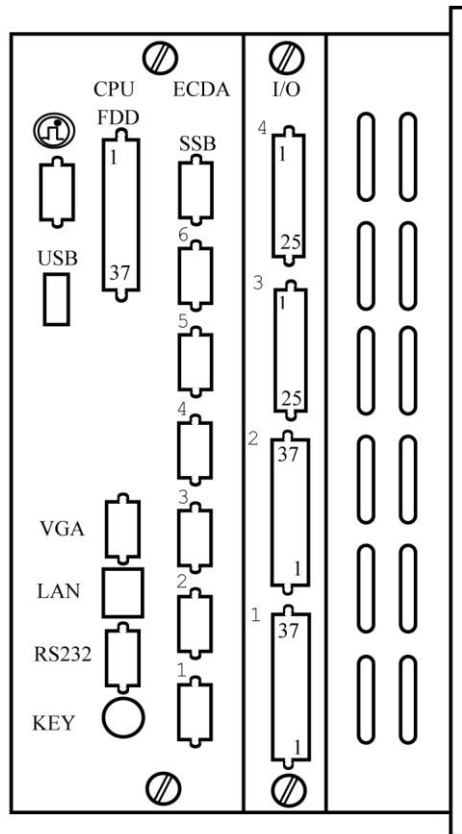


Рисунок 2.7 – Панель роз’ємів ПЧПК NC-230.

2.5. Опис структурної схеми ПЧПК

ПЧПК – це програмно керований пристрій, який складається з апаратної та програмної частин. Структурна схема цього пристрою представлена на рис. 2.8. До складу ПЧПК входять блок керування (БК), операторський пульта (ПО) та блок живлення (БЖ).

Блок керування відповідає за управління ПЧПК та зовнішніми пристроями, підключеними до системи. До складу цього блоку входять модулі CPU ECDA, I/O та шина ПЧПК. Центральним елементом блоку є плата CPU. Взаємодія між модулями здійснюється за допомогою сигналів локальної зовнішньої шини процесора ISA BUS 16. Модуль шини виконує роль конструктивного інтерфейсу ПЧПК, базуючись на сигналах ISA BUS 16. Він об’єднує периферійні модулі CPU ECDA та I/O як з конструктивної, так і з електричної точки зору, забезпечуючи зв’язок блоку керування з керованим

об'єктом. Керування зовнішнім обладнанням здійснюється через канали ECDA.

Модуль введення-виведення у базовій комплектації містить 64 вхідні та 48 вихідних каналів. Через ці канали здійснюється двонаправлений обмін даними між програмно-частотним контролером (ПЧПК) та електротехнічним обладнанням керованого об'єкта. Обробка інформації відбувається під контролем відповідного програмного забезпечення.

Для розширення функціональності використовується синхронний послідовний інтерфейс SSB, що дає змогу підключати додаткові зовнішні модулі SSB-I/O. Кожен з таких модулів забезпечує 32 входи та 24 виходи, що значно збільшує загальну кількість каналів введення-виведення ПЧПК. Управління каналом SSB здійснюється через контролер, вбудований у плату ECDA. Взаємодія з допоміжними пристроями вводу-виводу виконується центральним процесором (CPU) за допомогою різноманітних інтерфейсів: RS-232, FDD, VGA, KEY, LAN та USB.

Пульт оператора виконує функції управління та моніторингу в системі «ОПЕРАТОР-ПЧПК-ОБ'ЄКТ КЕРУВАННЯ». Він складається з дисплейного блоку та клавіатурного модуля. Керуючі сигнали від центрального процесора передаються на дисплей через внутрішній кабель за допомогою 24-бітного LCD інтерфейсу. Зв'язок між процесорною платою та клавіатурним блоком забезпечується через інтерфейс ЕХКВ, плату ECDA і модуль шини ПЧПК.

Для управління пультом застосовуються клавіші, кнопки і перемикачі, а для контролю – дисплей та індикатори світлодіодного типу. Завдяки цим компонентам оператор має змогу ефективно керувати системою, підтримувати взаємодію з нею та отримувати важливі дані щодо стану і процесу управління об'єктом.

Блок живлення подає на ПЧПК необхідні напруги для роботи його складових. Електроживлення від блоку подається на компоненти ПЧПК через роз'єми модуля шини.

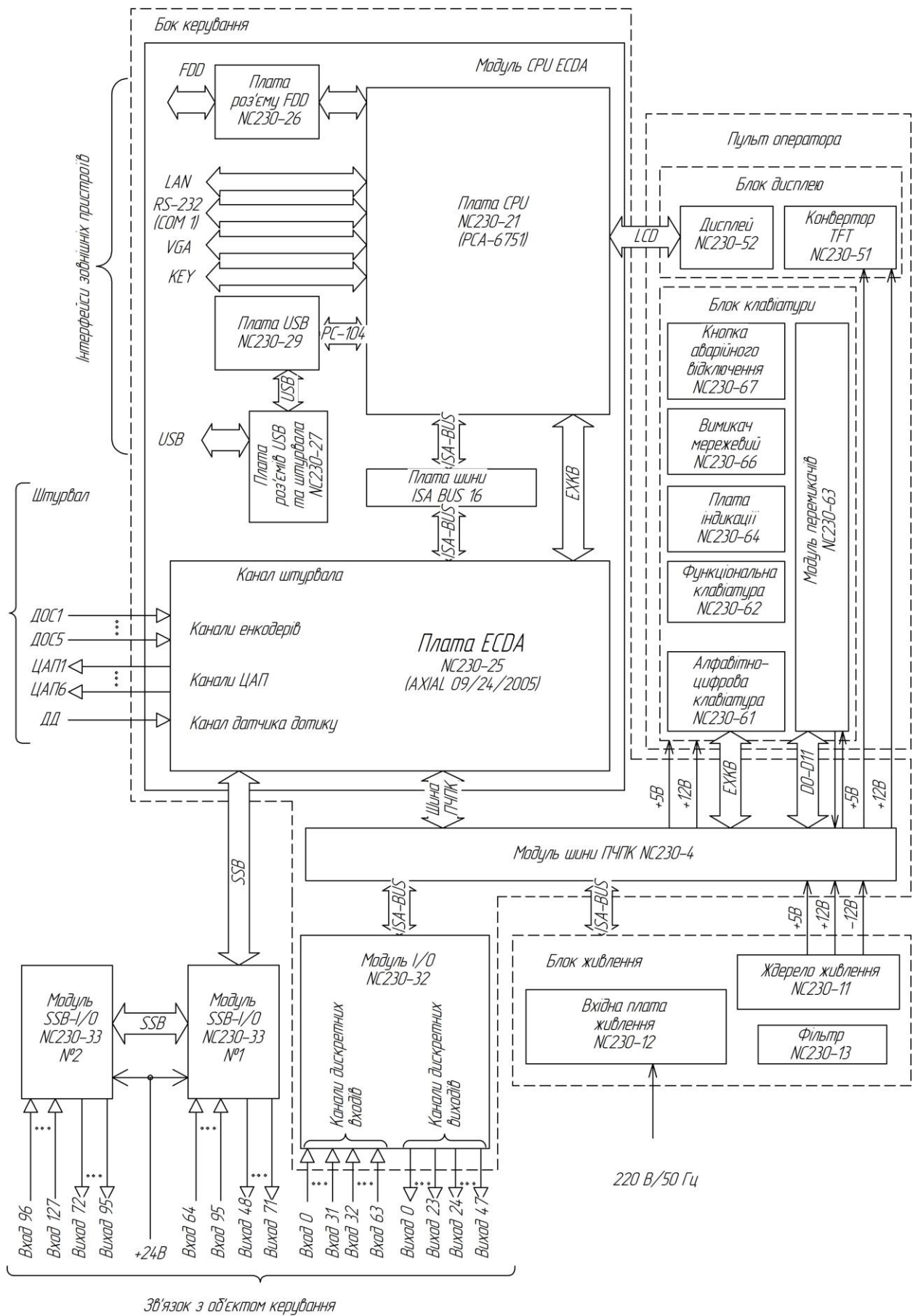


Рисунок 2.8 – Структурна схема пристрою ПЧПК NC-230

Обмін інформацією між ПЧПК, керованим об'єктом і допоміжними пристроями вводу/виводу здійснюється через зовнішні інтерфейсні роз'єми.

Налагодження ПЧПК здійснюється шляхом проведення характеристизації системи. Вона полягає у формуванні та збереженні файлів, що містять параметри й характеристики як апаратних, так і програмних компонентів, які повністю описують конфігурацію ПЧПК. Ці файли містять всю необхідну інформацію для коректної роботи програмного комплексу, що відповідає за управління обладнанням.

Фінальним кроком у підготовці ПЧПК до функціонування є розробка програми логіки для керованого об'єкта, яка відповідає за управління допоміжними пристроями верстата. Для створення такої програми необхідно володіти знаннями основного програмного інтерфейсу PLC та його мовою програмування. Мова PLC інтегрована у базове програмне забезпечення ПЧПК. Програмний інтерфейс PLC забезпечує зв'язок між базовим ПЗ та логічною програмою, гарантуючи коректне виконання протоколів взаємодії.

Призначення програмного інтерфейсу PLC:

- 1) ініціалізація сигналів вмикання/вимикання керованого обладнання;
- 2) виконання протоколів обміну;
3. опрацювання сигналів протоколу, що відповідає за реалізацію різних режимів функціонування ПЧПК;
4. гарантування безпечної роботи керованих пристроїв обладнання.
- 5) виконання допоміжних функцій.

2.6. Розробка електричної принципової схеми електрообладнання

На верстаті встановлені наступні електродвигуни:

- електродвигун головного руху марки 4AM132S4Y3 з потужністю 7,5 кВт і частотою обертання 1450 об/хв;
- електродвигун насоса гідравлічної станції типу 4AM90L4Y3, що має потужність 2,2 кВт та працює на 1400 об/хв;

- двигун для налагоджувального переміщення консолі моделі 4AM90L4Y3 з потужністю 2,2 кВт і швидкістю 1400 об/хв;
- електронасос системи охолодження марки X 14-22M, потужністю 0,12 кВт та 2800 об/хв;
- електродвигун насосу для змащування направляючих АОЛ-21-43Ф з потужністю 0,25 кВт і частотою обертання 1370 об/хв.;
- електродвигуни подачі столу та консолі ST90MA

Живлення силового електрообладнання верстата здійснюється від трифазної мережі змінного струму з напругою 380 В ($\pm 10\%$) і частотою 50 Гц ($\pm 1\%$). Для живлення керуючих ланцюгів, систем освітлення та сигналізації в електроустаткуванні верстата застосовуються різні джерела живлення:

- 110 В – живлення ланцюгів керування;
- 130 В – напруга живлення електродвигуна шпинделя під час зміни швидкості;
- 65 В – напруга живлення електродвигуна шпинделя в режимі динамічного гальмування.
- 24 В – живлення лампи місцевого освітлення;
- 24 В – живлення проміжних реле, електромагнітів, безконтактних шляхових вимикачів.

Електродвигун насоса змащення запускається щоразу, коли вмикається привод головного руху або привод для налагоджувального переміщення консолі.

Електрична принципова схема електроприводу подачі столу та салазок представлена у графічних матеріалах до кваліфікаційної роботи.

Приводи разом із системою керування верстатом розміщені в електрошафі, а органи управління розташовані на пульті верстата, ПЧПК та відповідних шафах. З'єднання між шафами, ПЧПК і верстатом здійснюється за допомогою проводів зі штепсельними роз'ємами, які захищені металорукавами та прокладені у коробах верхнього розведення.

Керуючі сигнали на вході перетворювачів змінюються в діапазоні від +10 В до –10 В. Команди від ручних регуляторів швидкості шпінделя та подач подаються у ПЧПК у вигляді закодованих сигналів, які формуються діодними шифраторами відповідних задатчиків.

3 Розрахунки та експериментальні матеріали, що підтверджують працездатність системи

3.1 Математичний опис вентильного двигуна

Конструктивні особливості трифазного вентильного двигуна, що базується на трифазній синхронній машині з постійними магнітами та ротором з неявними полюсами, ілюструються на рис. 3.1.

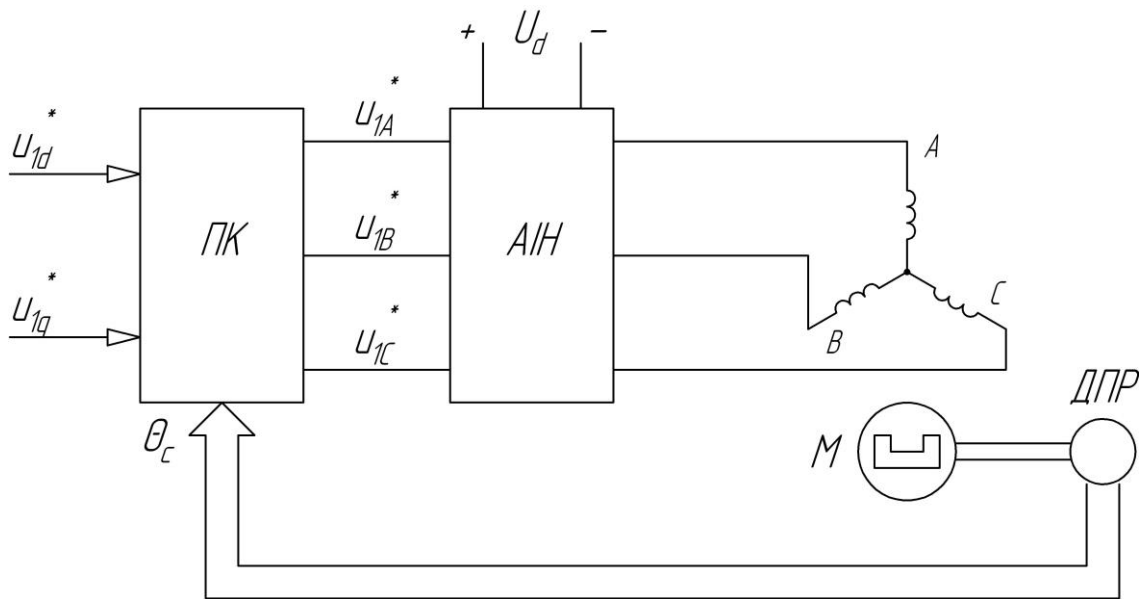


Рисунок 3.1 – Структура трьохфазного вентильного двигуна

Для математичного моделювання вентильного двигуна введемо систему координат, пов'язану з ротором і що обертається разом із ним. Швидкість цієї системи у електричному просторі завжди співпадає із синхронною швидкістю обертання

$$p_n \omega_0 = \omega_{0ел}. \quad (3.1)$$

Обмотка статора двигуна отримує живлення від частотного перетворювача з трифазним інвертором АН, у якому перемикання ключів здійснюється залежно від кута обертання ротора θ_c . У перетворювачі координат (ПК) сигнали напруги завдання переводяться в обертову систему

координат u_{1d}^* та u_{1q}^* , а потім у трифазну систему синусоїдальних сигналів u_{1A}^* , u_{1B}^* та u_{1C}^* , частота яких регулюється швидкістю обертання двигуна.

Проаналізуємо структуру вентильного двигуна у системі координат, яка обертається із синхронною частотою. В цій системі рівняння, що відображають електромагнітні процеси в вентильному двигуні, набувають такого вигляду

$$\left. \begin{aligned} u_{1d} &= R_1 i_{1d} + p \psi_{1d} - \omega_{0el} \psi_{1q}; \\ u_{1q} &= R_1 i_{1q} + p \psi_{1q} + \omega_{0el} \psi_{1d}; \\ \psi_{1d} &= L_1 i_{1d} + \psi_{fd}; \\ \psi_{1q} &= L_1 i_{1q}. \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

Ці рівняння можна записати у формі просторових векторів

$$\left. \begin{aligned} \tilde{U}_{1d-q} &= R_1 \tilde{I}_{1d-q} + p \tilde{\Psi}_{1d-q} + j p_n \omega \tilde{\Psi}_{1d-q}; \\ \tilde{\Psi}_{1d-q} &= L_1 \tilde{I}_{1d-q} + \tilde{\Psi}_f. \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

З урахуванням того, що $\tilde{\Psi}_f = const$ та $p \tilde{\Psi}_f = \frac{d\tilde{\Psi}_f}{dt} = 0$, після підстановки другого рівняння у перше отримуємо

$$\tilde{U}_{1d-q} = R_1 [(T_1 p + 1) + j p_n \omega T_1] \tilde{I}_{1d-q} + j \tilde{E}, \quad (3.4)$$

де $j \tilde{E}$ – вектор ЕРС обертання, направлений по вісі q обертової системи координат; T_1 – постійна часу статорної обмотки

$$T_1 = \frac{L_1}{R_1}. \quad (3.5)$$

Розглянемо вектори \tilde{U}_{1d-q} та \tilde{I}_{1d-q} у вигляді проєкцій на вісі $d - q$

$$\left. \begin{aligned} u_{1d} &= R_1 (T_1 p + 1) \cdot i_{1d} - R_1 \cdot p_n \omega \cdot T_1 \cdot i_{1q}; \\ u_{1q} &= R_1 (T_1 p + 1) \cdot i_{1q} - R_1 \cdot p_n \omega \cdot T_1 \cdot i_{1d} + E \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$

Визначимо із цієї системи рівнянь проєкції вектора струму статора

$$\left. \begin{aligned} i_{1d} &= \frac{1}{T_1 p + 1} \left(\frac{u_{1d}}{R_1} + p_n \omega \cdot T \cdot i_{1q} \right); \\ i_{1q} &= \frac{1}{T_1 p + 1} \left(\frac{u_{1q}}{R_1} + p_n \omega \cdot T \cdot i_{1d} - \frac{E}{R_1} \right) \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

При сталому потокозчепленні величина струму статора, що проходить по поперечній осі, задає електромагнітний момент двигуна згідно з формулою

$$M = \frac{3}{2} p_n \cdot i_{1q} \cdot \Psi_f \quad (3.8)$$

Інерційні властивості інвертора з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) можна описати як затримку, що дорівнює одному періоду ШІМ $T_{ШІМ}$. Для спрощення моделювання розглянемо інвертор як лінійний підсилювач потужності з коефіцієнтом підсилення k_i та постійною часу $T_i = T_{ШІМ}$. Тоді його математична модель приймає вигляд

$$\left. \begin{aligned} p u_{1A} &= (k_i \cdot u_{1A}^* - u_{1A}) / T_i; \\ p u_{1B} &= (k_i \cdot u_{1B}^* - u_{1B}) / T_i; \\ p u_{1C} &= (k_i \cdot u_{1C}^* - u_{1C}) / T_i. \end{aligned} \right\} \quad (3.9)$$

Створюємо структурну схему вентильного двигуна, яка включає синхронний двигун і інвертор, керований залежно від кута повороту ротора. Графічне зображення цієї схеми представлено в матеріалах на рис. 3.2.

Ефективна робота вентильного двигуна забезпечується застосуванням частотного перетворювача з автономним струмовим інвертором, який виступає джерелом живлення для двигуна. На ілюстрації наведено приклад реалізації струмових регуляторів у системі координат, що обертається. На входах цих регуляторів по осях d та q , які мають однакові передавальні функції $W_{p.c.}(p)$, відбувається порівняння сигналів завдання i_{1d}^* та i_{1q}^* зі зворотними сигналами струмів i_{1d} та i_{1q} , що представлені у вигляді

3.2. Синтез структурної схеми керування електроприводом

Для керування вентильним двигуном використовується двоконтурна схема електропривода постійного струму, що включає контур струму та контур швидкості. Основна функція контуру струму – підтримувати сталий струм інвертора, а отже, стабільний середній момент двигуна в заданому діапазоні швидкостей і в межах допустимого струму. Контур швидкості відповідає за забезпечення необхідної жорсткості механічної характеристики та досягнення заданих динамічних властивостей електропривода. Така двоконтурна система створюється за принципом послідовного регулювання.

Команда на струм формується з виходу регулятора швидкості. Для вентильного двигуна з постійними магнітами, який живиться через некерований випрямляч від мережі, схема регулювання струму відрізняється від класичного ПІ-регулятора, застосовуваного в електроприводах постійного струму. Простим та ефективним рішенням для забезпечення астатичного регулювання струму є релейний регулятор струму (РРС), який забезпечує надійну роботу без складних налаштувань.

Двоконтурна система управління з регулятором програмованого режиму (РРС) для електроприводу з вентильним двигуном представлена на рис. 3.5. Для регулювання швидкості застосовується ПІ-регулятор, який отримує на вхід різницю між сигналом завдання швидкості $U_{z.u.}$ та сигналом зворотного зв'язку. Останній формується за допомогою датчика швидкості. Система також включає фазозміщуючий пристрій (ФЗП), що забезпечує автоматичне випереджальне коригування кута комутації ключів при високих обертах, що дозволяє зменшити пульсації динамічного струму в двигуні та підвищити стабільність роботи.

Сигнали з виходу розподільника імпульсів РІ передаються через ключі D1 та D2 до формувача імпульсів ФІ. Вихідні імпульси з ФІ подаються на плечі автономного інвертора АІ, підключеного до джерела живлення з випрямленою напругою.

Розглянемо електричне коло з релейним регулятором струму. Цей регулятор, керуючи ключами інвертора, забезпечує підтримку заданого значення струму релейним методом у певних межах.

$$I_3 - \Delta I_{don} \leq i \leq I_3 + I_{don} \quad (3.10)$$

Умова (3.10) забезпечується за допомогою відповідної комутації ключів інвертора, що реалізує послідовне чергування трьох основних режимів його роботи:

P2 – одночасне включення всіх ключів обох груп комутатора, що стосується правої гілки ПГ або лівої гілки ЛГ, забезпечуючи струм двигуна;

P0 – блокування комутації обох груп ключів, внаслідок чого струм від двигуна через обернений міст спрямовується проти напруги випрямляча; енергія розподіляється на підзарядку конденсатора та розряд через резистор – короткочасний генераторний режим із поверненням енергії;

P1 – блокування ключів лише однієї групи, що призводить до замикання струму через працюючу групу та обернений міст, створюючи режим динамічного гальмування.

Алгоритм РРС налаштований так, що при включається режим P1. Після короткої часової затримки, що триває мілісекунди, відбувається перемикання з режиму P1 у режим P2, за умови виконання відповідної умови

$$I_3 - \Delta I_{don} < i < I_3, \quad (3.11)$$

чи на режим P0, якщо виконується наступна умова

$$I_3 - \Delta I_{don} > i > I_3. \quad (3.12)$$

Проміжний режим P1 може бути дуже короткочасним, якщо струм за менший ніж τ_1 , час $\tau_{1min} \approx 0,3$ мс досягає граничного значення $I_3 - \Delta I_{don}$ чи $I_3 + \Delta I_{don}$.

Перемикання режимів комутатора за допомогою релейного методу у функції струму забезпечує підтримку необхідного рівня струму в межах допустимих значень.

Система релейного регулювання струму включає два основні компоненти: блок вибору режимів комутатора (БВР) та блок управління ключами комутатора (БУК).

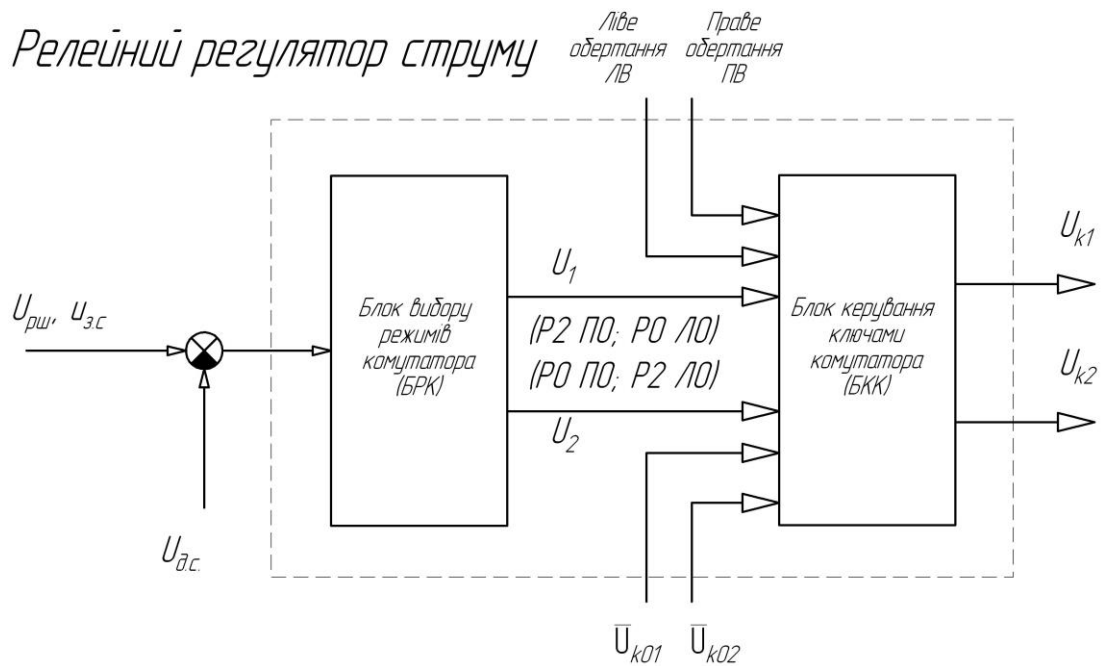


Рисунок 3.3 – Структурна схема релейного регулятора струму

Вхідний аналоговий сигнал $\Delta u = u_{з.с.} - u_{дс}$ обробляється блоком БВР, який формує два логічні сигнали u_1 : перший відповідає режимам Р2 для правого обертання (ПО) та Р0 для лівого обертання (ЛО), а другий u_2 – режимам Р0 для ПО і Р2 для ЛО. Логічний вихідний блок керування ключами БКК приймає ці сигнали u_1 та u_2 з урахуванням заданого напрямку обертання і генерує два керуючі вихідні сигнали u_{k1} та u_{k2} .

Діаграма роботи контуру струму при заданому значенні струму представлена на рис. 3.4.

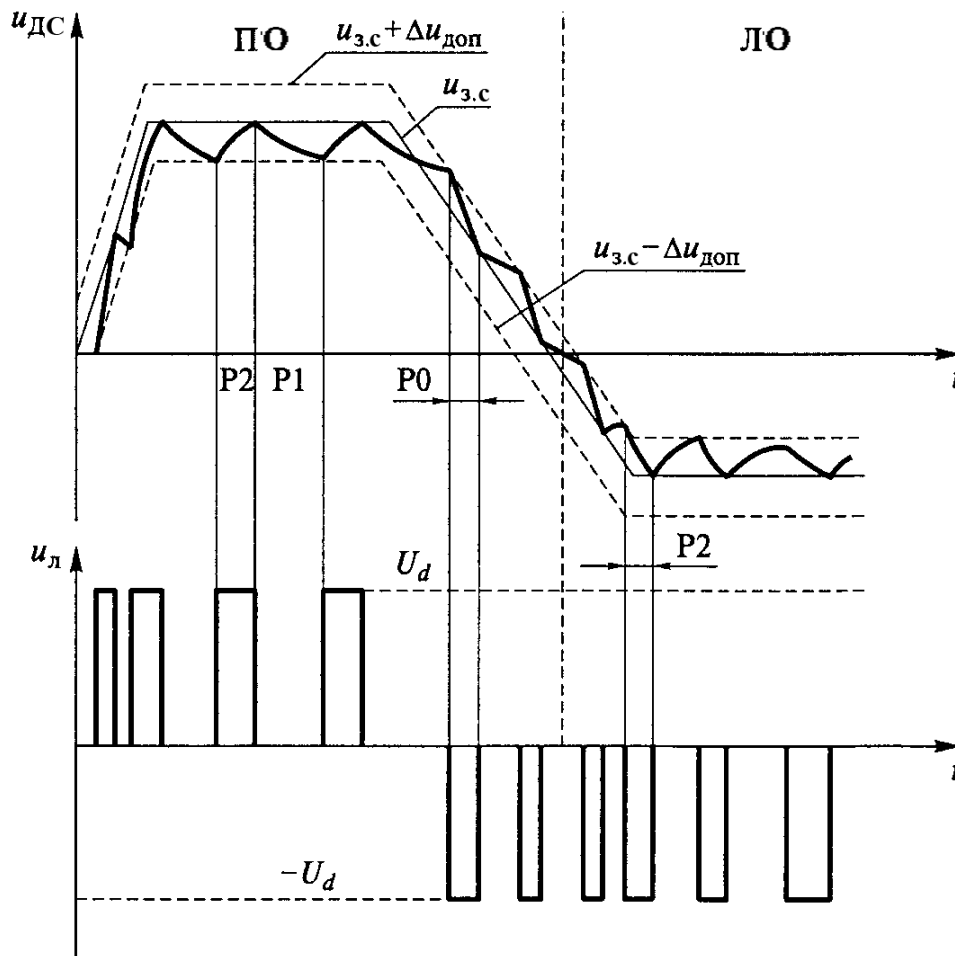


Рисунок 3.4. Діаграми зміни напруги датчика струму і лінійної напруги автономного інвертора.

Швидкість роботи контуру релейного регулятора струму приблизно визначається через найменший період виконання циклічного завдання на струм

$$T_{к.с.мин} \approx 2(\tau_{1min} + \tau_1 + \tau_0 + \tau_{д.с.}) \quad (3.13)$$

де τ_0 – час затримки при перемиканні напрямку обертання, мс; $\tau_{д.с.}$ – часова затримка сигналу датчика струму, мс;

Враховуючи аналогове виконання релейного регулятора струму, приймено наступні допущення $\tau_{1min} = 0,3$ мс, $\tau_1 = \tau_0 = \tau_{д.с.} \approx 1$ мс, тоді

$$T_{к.с.мин} \approx 2(0,3 + 1 + 1 + 1) = 6,6 \text{ мс.}$$

Тоді частотна полоса пропускання контуру струму дорівнюватиме

$$f_{к.с.} = \frac{1}{T_{к.с. \min}} = \frac{1}{6,6 \cdot 10^{-3}} \approx 152 \text{ Гц.} \quad (3.14)$$

Отже, можна підсумувати, що струмовий контур із релейним регулятором динамічно відповідає безінерційній системі. Враховуючи малу постійну часу фільтра, який входить до складу ланцюга датчика струму, передавальна функція замкнутого контуру наближається до наступного вигляду

$$W_{к.с.}(p) = \frac{1}{u_{з.с.}} = \frac{1/k_{о.с.}}{T_{\phi} p + 1}, \quad (3.15)$$

Величину постійної часу фільтру T_{ϕ} приймемо рівною $T_{\phi} \approx 1,0$ мс.

При постійному струмі інвертора $I = \frac{u_{з.с.}}{k_{о.с.}} = const$ момент двигуна, маючий пульсації на кожному обороті ротора, в середньому залишається постійним і рівним

$$M_{дв} = p_n \cdot I_q \cdot \psi_{\epsilon}, \quad (3.16)$$

Величина безпосередньо залежить від струму інвертора. Механічна характеристика двигуна відображається у вигляді вертикальної лінії в діапазоні, обмеженому напругою живлення інвертора.

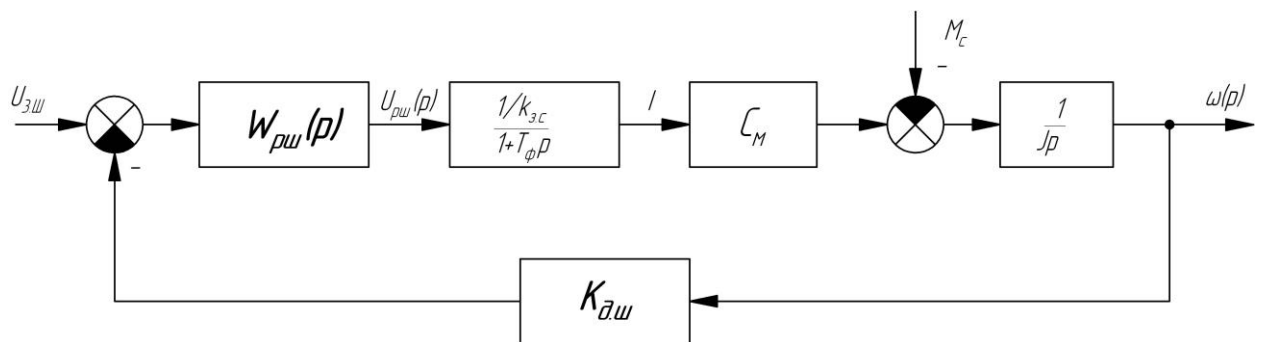


Рисунок 3.5 Структурна схема двохконтурного ЕП з вентиляним двигуном

Контур керування струмом є частиною контуру регулювання швидкості, у якому застосовується ПІ-регулятор для контролю швидкості. Враховуючи отриману передавальну функцію, можна сформулювати наближену

лінійовану структурну схему двоконтурного електропривода, що ігнорує ЕРС двигуна.

Під час налаштування контуру швидкості на симетричний оптимум отримуємо передавальну функцію ПІ-регулятора швидкості

$$W_{pш}(p) = k_{pш} \frac{4T_{\mu}p + 1}{4T_{\mu}p} \quad (3.17)$$

Визначаємо передавальний коефіцієнт регулятора

$$k_{pш} = \frac{k_{з.с.}}{2T_{\mu} \cdot k_{д.ш} \cdot C_M}, \quad (3.18)$$

де T_{μ} – сума постійних часу фільтрів датчиків струму і швидкості; C_M – коефіцієнт пропорційності між моментом двигуна і струмом інвертора; $k_{з.с.}$ – коефіцієнт передачі датчиків струму

$$k_{з.с.} = \frac{U_{з.с.мах}}{I_{дон.}} = \frac{U_{PШ.мах} \cdot C_M}{M_{дон.}} \quad (3.19)$$

Прийmemo постійну часу ПІ- регулятора швидкості $T_{\mu} \approx 2$ мс ,тоді полоса пропускання замкнутого контуру швидкості

$$\omega_{n.п.} = \frac{1}{2T_{\mu}} \approx 250 \text{ с}^{-1}.$$

Щоб уникнути впливу пульсацій датчика швидкості на роботу струмового контуру, регулятор швидкості реалізовано як адаптивний.

При малих швидкостях застосовується традиційне налаштування з симетричним оптимумом. У діапазоні високих швидкостей $\omega > 0,25\omega_{ном}$ коефіцієнт регулятора зменшується у три рази, а постійна часу ізодромної частини збільшується втричі. При заданій швидкості $\omega > 0,25\omega_{ном}$ ключ К розмикається, і регулятор набуває конфігурації, показаної на рис. 3.6. У зоні низьких швидкостей ключ К залишається замкненим, а регулятор має вигляд, зображений на рис. 3.7.

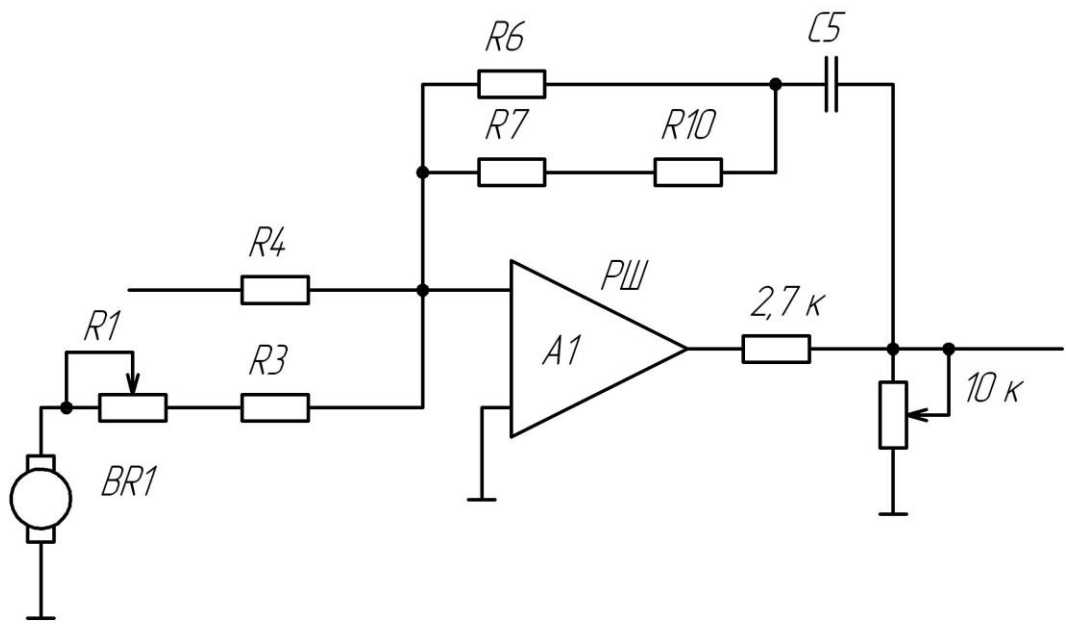


Рисунок 3.6 – Адаптивний регулятор швидкості для зони високих швидкостей

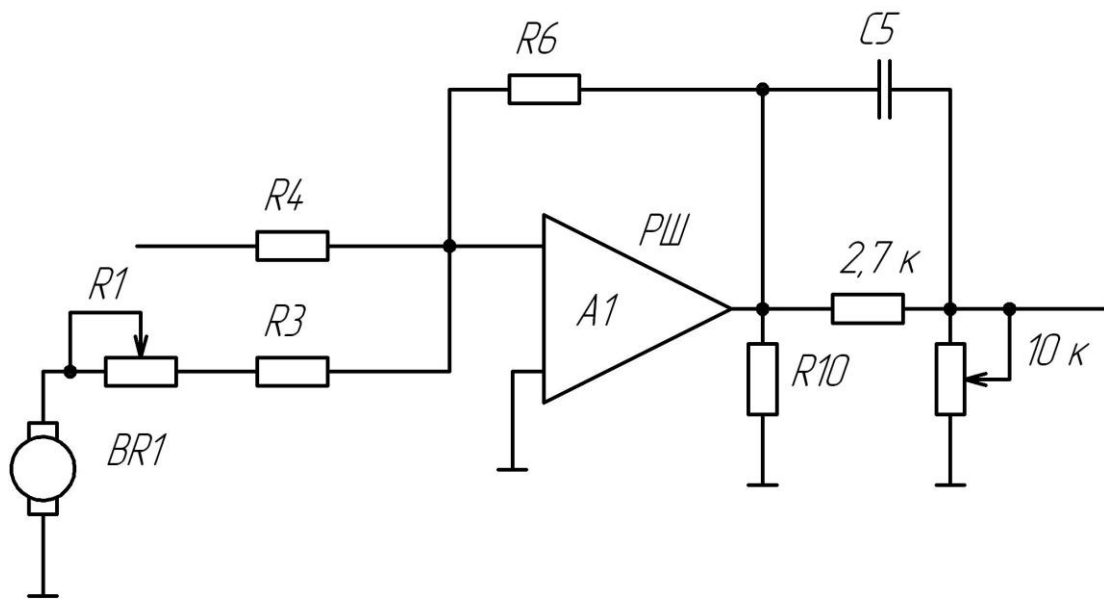


Рисунок 3.7 – Адаптивний регулятор швидкості для зони низьких швидкостей

3.3. Аналіз динамічних характеристик ЕП

Серед сучасних способів вивчення електромеханічних систем дедалі більше застосовується комп'ютерне моделювання, що зумовлено стрімким прогресом обчислювальних технологій. Особливо важливо, що цей підхід часто є єдиним ефективним інструментом для аналізу та проектування складних нелінійних систем, адже дозволяє найбільш точно і докладно відтворювати процеси, які відбуваються у реальних умовах.

Якість роботи будь-який САК характеризується двома оцінками:

- 1) точністю системи в усталеному стані;
- 2) поведінням системи в перехідному режимі.

Сучасні комп'ютерні платформи, які базуються на прикладних програмних пакетах, забезпечують більш глибоке і точне дослідження питань, пов'язаних із проектуванням електроприводів. Одним із таких пакетів є MathLab, який разом зі своїми розширеннями (Toolboxes) широко застосовується як ключовий інструмент для вивчення напівпровідникових електроприводів. Найпопулярнішими серед цих доповнень є SIMULINK та POWER SYSTEM BLOCKSET, які значно розширюють можливості моделювання та аналізу електроприводних систем.

Пакет SIMULINK із додатковими модулями є ключовим засобом для моделювання та аналізу електромеханічних систем. Майже будь-яке завдання, пов'язане з дослідженням електроприводів, можна ефективно реалізувати саме в цьому середовищі.

Бібліотека SIMULINK складається з набору графічних елементів, що дозволяють моделювати різноманітні системи автоматичного керування. Для більшості блоків доступна функція налаштування параметрів, які відображаються у спеціальній панелі налаштувань вибраного елемента.

Модель системи описується через набір передавальних функцій окремих ланок, при цьому користувач встановлює крок інтегрування. Задавальні та збурювальні впливи на моделювану систему можуть бути представлені у

вигляді гармонічних сигналів. Отримані результати розрахунків відображаються на графіку в одному або декількох квадрантах прямокутної системи координат. Для цього формується перехідна характеристика контуру шляхом подачі одиничного імпульсу на відповідний вхід системи.

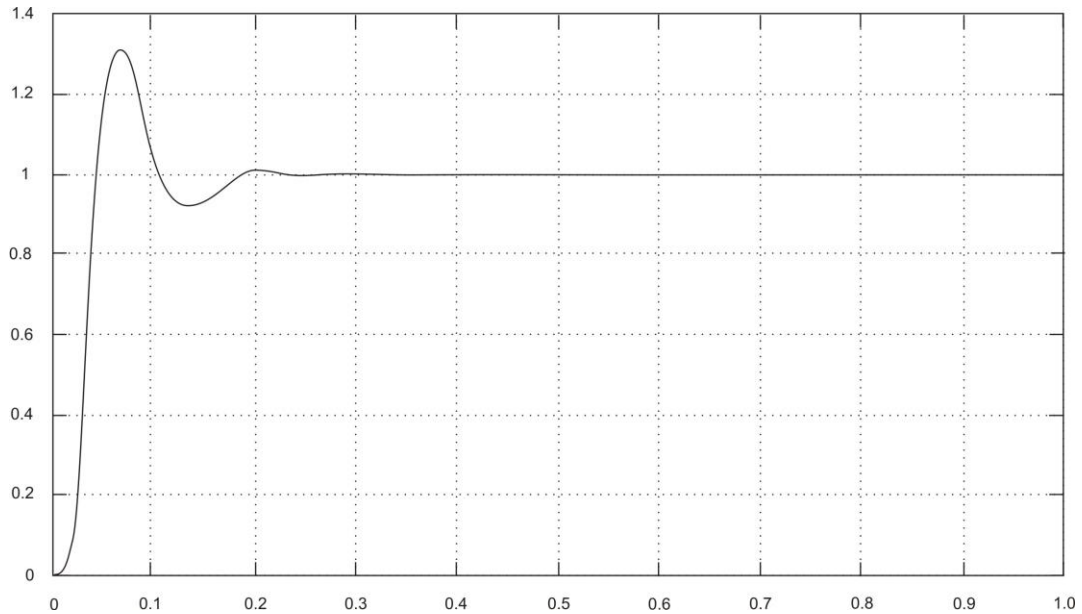


Рисунок 3.8 – Графік перехідної характеристики швидкості при поданні одиничного сигналу завдання швидкості

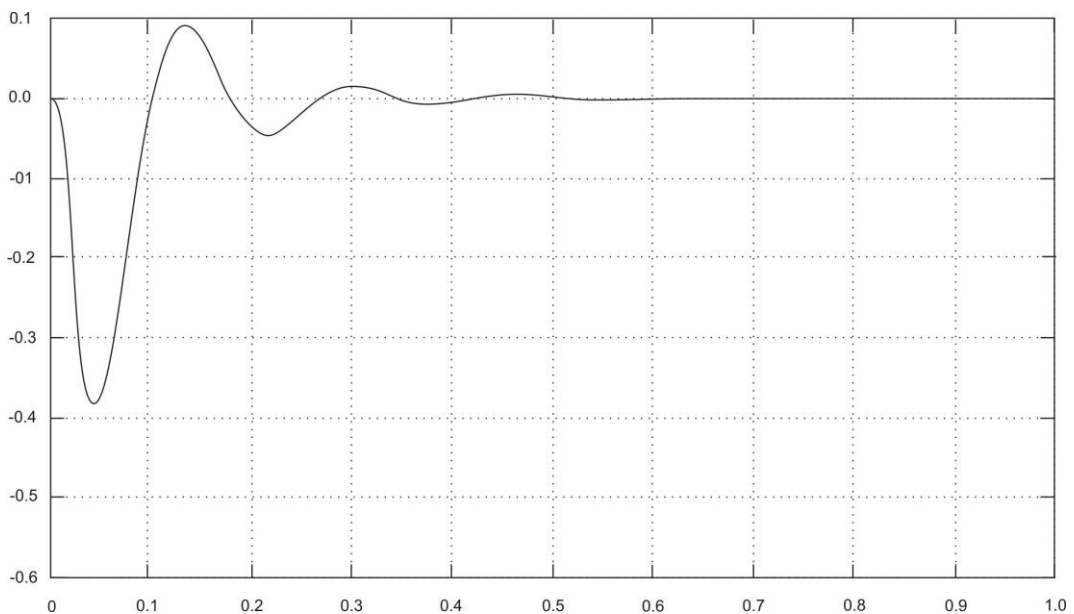


Рисунок 3.9 – Графік перехідної характеристики швидкості при поданні одиничного сигналу збурення по моменту

Основні характеристики якості перехідного процесу включають час регулювання, перегулювання, коливальність та ступінь загасання коливань.

Час регулювання t_p визначає тривалість переходу системи до сталого стану, тобто швидкість реакції. Зазвичай вважають, що після часу t_p відхилення регульованої величини від усталеного значення не перевищує задану похибку ε , зазвичай приймають $\varepsilon=5\%$. Таким чином, час регулювання є важливим параметром для оцінки динамічної відповіді системи.

Перерегулювання – це найбільше відхилення керованої величини від її сталого рівня, яке вимірюється у відсотках

$$\sigma\% = \frac{h_{\max} - h_0}{h_0} \cdot 100\% = \frac{A_1}{h_0} \cdot 100\% \quad (3.20)$$

Для отриманих графіків перехідних характеристик перерегулювання становить

$$\sigma_{\omega}\% = \frac{1,32 - 1,0}{1,0} \cdot 100\% = 32\% ;$$

$$\sigma_M\% = \frac{0,38 - 0}{1,0} \cdot 100\% = 38\% .$$

Коливальна поведінка системи визначається кількістю коливань регульованої величини протягом часу регулювання t_p .

У досліджуваній системі значення коливальності при зміні завдання приблизно дорівнює 2, а при впливі збурюючих факторів – близько 3.

Період цих коливань становить $T=0,16$ секунди.

Показником затухання є відношення різниці між двома послідовними амплітудами одного знаку до першої з них

$$\psi = \frac{A_1 - A_2}{A_1} \quad (3.21).$$

Отже, чим більше значення параметра ψ наближається до одиниці, тим інтенсивніше згасає амплітуда коливань у перехідному процесі. Зі створених графіків видно, що рівень затухання становить:

$$\Psi_{\omega} = \frac{1,32 - 1,06}{1,32} = 0,19 ;$$

$$\Psi_M = \frac{0,38 - 0,04}{0,38} = 0,89$$

Шляхом проведення моделювання створено високоякісну модель переходу електроприводу, який керує подачею фрезерного верстата.

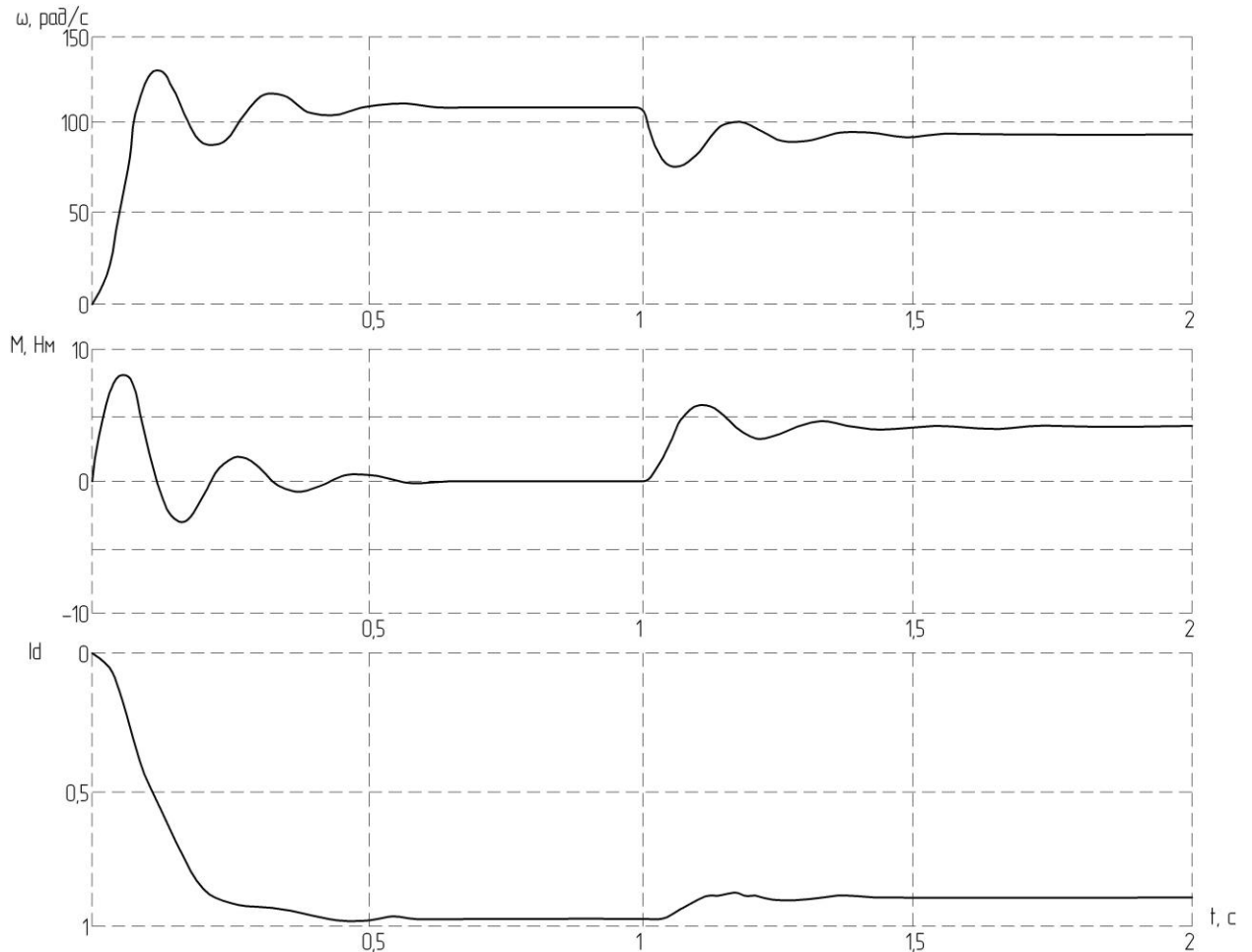


Рисунок 3.10 – Графіки перехідних процесів швидкості, моменту та складової I_d струму вентильного двигуна при пуску та накидані навантаження.

3.4. Визначення стійкості електропривода подачі

Стійкість системи керування сервоприводу подачі столу верстата 6P13Ф3 оцінюють за допомогою логарифмічних амплітудних і фазових частотних характеристик розімкненої системи, а також з використанням частотного критерію стійкості Михайлова. Частотні критерії дозволяють аналізувати стабільність замкнутих систем, спираючись на частотні

характеристики умовно розімкнених контурів, без необхідності знаходження коренів характеристичного рівняння. Це дає змогу швидко та ефективно визначити надійність роботи регулятора в різних режимах.

Під стійкістю системи зазвичай розуміють її здатність повертатися до вихідного стану після припинення впливу зовнішніх збурень, що вивели її з початкової рівноваги.

Для оцінки стійкості замкненої системи проводять розрахунок та побудову логарифмічних амплітудно-частотної і фазової частотної характеристик розімкненого контуру швидкості за допомогою програмного забезпечення MathSoft MathCAD.

Для отримання амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) необхідно перейти до частотної площини, здійснивши заміну змінної у передавальній функції. Тут позначається частота ω , яка приймає значення від нуля до нескінченності. Логарифмічна амплітудна частотна характеристика (ЛАЧХ) набуває такого вигляду

$$L(\omega) = 20 \lg A(\omega) \quad (3.22).$$

По вертикалі відкладається логарифмічне значення величини, виражене в децибелах, а по горизонтальній осі частоти відображаються у логарифмічній шкалі, виміряній у октавах або декадах. Такий підхід дозволяє зручно аналізувати широкий діапазон частотних характеристик.

Логарифмічна фазочастотна характеристика (ЛФЧХ) відображає залежність фази сигналу від частоти у логарифмічному масштабі. Вона використовується для аналізу динамічних властивостей систем і дозволяє оцінити стабільність та поведінку системи в різних частотних діапазонах

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{V(\omega)}{U(\omega)} \quad (3.23).$$

По вертикальній осі відкладається фаза в радіанах, а по горизонтальній – частота ω у логарифмічному масштабі. Запас стійкості по фазі визначають як

різницю між 180° та модулем аргументу комплексної передавальної функції на частоті зрізу

$$\gamma = 180^\circ - |\varphi(\omega)| \quad (3.24).$$

Запас стійкості за амплітудою – це величина в децибелах, що показує, наскільки можна підвищити підсилення системи перед настанням нестійкого режиму.

Аналіз параметрів проведемо за допомогою критерію Михайлова–Найквіста для системи регулювання швидкості двигуна, визначаючи запаси стійкості як за амплітудою, так і за частотою.

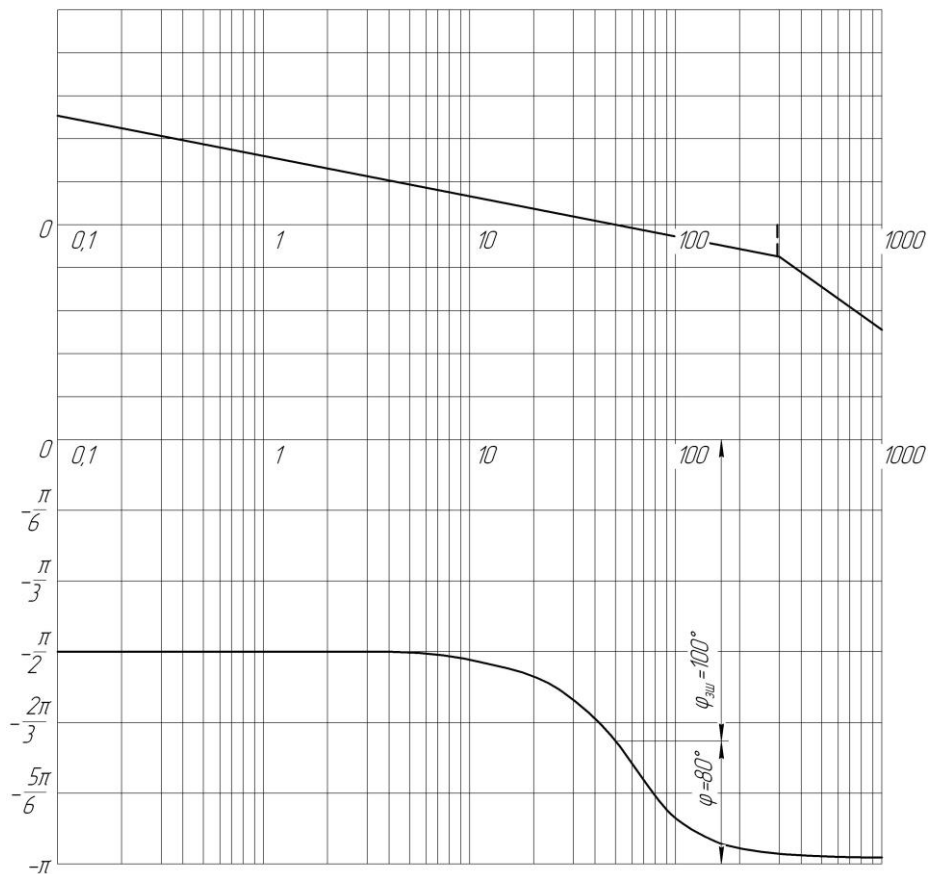


Рисунок 3.11. Графіки ЛАЧХ та ФЧХ контуру регулювання швидкості

Для контурів керування складовими струму двигуна запас стійкості за фазою становить:

$$\varphi = 180^\circ - 100^\circ = 80^\circ ;$$

Запас стійкості по амплітуді згідно графіку дорівнює $\Delta L = 32$ Дб.

ВИСНОВОК

У даній випускній кваліфікаційній роботі здійснено модернізацію приводів подачі столу вертикально-фрезерного верстата з ЧПК моделі 6P13Ф3.

Основні результати роботи включають:

- визначено потужності приводу подачі та обрано відповідний електродвигуна;
- проведено огляд сучасних систем електроприводів із вибором сервопривода з частотним регулюванням від компанії “NCT”, а також розраховано ключові елементи системи та побудовано їх механічні характеристики;
- створено функціональну схему векторного керування асинхронним приводом;
- розроблено математичну модель вентильного електродвигуна і структурної схеми приводу подачі;
- проведено моделювання перехідних процесів у різних режимах роботи за допомогою програмного пакету MATLAB Simulink.

Отримані результати мають прикладне значення та можуть бути впроваджені у виробничі процеси для підвищення ефективності роботи обладнання.

ЛІТЕРАТУРА

1. Башарин А.В. Примеры расчетов автоматизированного электропривода. – Л., «Энергия», 1972.
2. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами: Учебное пособие для вузов. – Л.: Энергоиздат Ленингр. отделение, 1982. – 392с.
3. Булгаков А. А. Частотное управление асинхронным двигателем - М.: Энергоиздат, 1982. - 216 с.
4. Вельнер Я.М.. Справочное пособие по гидравлическим машинам и гидроприводам. Минск. Высшая школа. 1976.
5. Власов А.Ф. «Безопасность труда при обработке металлов резанием». Учебное пособие для средних профессионально-технических училищ по курсу «Безопасность труда при обработке металлов резанием». –М.: Машиностроение, 1984. – 88с.
6. Галай М.В. Теорія автоматичного керування: Навчальний посібник для технічних вузів. – Полтава.: Видавництво “Полтава”, 1988. – 470с.
7. Галай М.В., Валентинов В.Г., Шульга О.В. Методичні вказівки по виконанню і оформленню дипломних проєктів. – Полтава: ПНТУ, 2003. – 37 с.
8. Инструкция по технике безопасности при работе на сверлильных станках: Для предприятий машиностроения. – К.: Техніка, 1980. –11с.
9. Калашніков В.І. Векторне управління асинхронним частотно-регульованим приводом. Практичний курс лабораторних робіт. Донецьк, 2001.
10. Комплектные системы управления электроприводами тяжелых металлорежущих станков./ Н.В.Донской, А.А.Кирилов, Я.М.Купчан и др. Под ред. А.Д.Поздеева – М.: Энергия, 1980, – 288с.
11. Комплектные тиристорные электроприводы: Справочник / И.Х.Евзеров, А.С.Городец, Б.И.Мошкович и др; Под ред. канд. техн. наук В.М.Перельмутера. – М.: Энергоатомиздат, 1988.

12. Лебедев А.М. и др. Следящие электроприводы станков с ЧПУ. / А.М.Лебедев, Р.Т.Орлова, А.В.Пальцев. – М.: Энергоатомиздат, 1988.
13. Народицкий А.Г. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов. Санкт-Петербург. 2004г. – 126
14. Нефёдов Н.А., Осипов К.А. Сборник задач и примеров по резанию металлов и режущему инструменту. Учебное пособие для техникумов по предмету «Основы учения о резании металлов» 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Машиностроение, 1984. – 400с.
15. Общетехнический справочник под ред. засл. деятеля науки и техники РСФСР д-ра техн. наук проф. Малова А.Н., – М.: Машиностроение, 1971. – 464 с.
16. Орликов М.Л. Металлорежущие станки: курсовое и дипломное проектирование. М.: Высшая школа. 1987. – 216 с.
17. Осипов П.Е. Гидравлика, гидравлические машины и гидропривод. М. Лесная промышленность. 1981.
18. Охрана труда в машиностроении: Учебник для машиностроительных вузов/ Е.Я.Юдин, С.В.Белов, С.К.Баланцев и др.; Под ред. Е.Я.Юдина, С.В.Белова – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Машиностроение, 1983. – 432с.
19. Павлице В.Г. Основы конструирования та розрахунок деталей машин. – К.: Вища школа, 1993. – 558 с.
20. Попович М.Г., Ковальчук О.В. Теорія автоматичного керування: Підручник. – К.: Либідь, 1997.
21. Решмин Б.И. Исследование динамических процессов в электроприводе с синхронным двигателем при векторном управлении. «Электротехника», №11, 2005г., – с.59-64.
22. Розман Я.Б., Брейтер Б.З. Устройство, наладка и эксплуатация электроприводов металлорежущих станков. М.: Машиностроение, 1985.– 208с.

23. Розман Я.Б., Брейтер Б.З. Устройство, наладка и эксплуатация электроприводов металлорежущих станков. М.: Машиностроение, 1985.– 208с.
24. С.Ф.Пичугин Надежность технических систем: Конспект лекций с упражнениями. – Полтава, 1998.
25. Слепокуров Ю.С. MATLAB 5. Анализ технических систем. Учебное пособие. Воронеж, Изд-во ВГТУ, 2001 – 167с.
26. Смирнов В.К. Токарь-расточник: Учебник для проф.-техн. уч-щ. М., „Вища школа”, 1978. – 224с.
27. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. Учебник. Москва, «ACADEMA», 2006. – 265с.
28. Справочник по электрическим машинам. В 2 т./ Под общ. ред. И.П.Копылова и Б.И.Клокова. Т.1. – М.: Энергоатомиздат, 1988 – 456с.
29. Терехов В.М., Осипов О.И. Система управления электроприводов, Учебник. – М. „Академия”, 2005 – 300с.
30. Трехфазный привод. Основы. КЕВ. Antriebstechnik. – 1996. №12.
31. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники, т. 1. – М.: Мир, 1989, с.598.
32. Чернов Н.Н. Металлорежущие станки: Учебник для техникумов по специальности «Обработка металлов резанием». – 4-е изд. – М.: Машиностроение, 1988. – 416с.