

Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка»

(повне найменування вищого навчального закладу)

Навчально-науковий інститут інформаційних технологій та робототехніки

(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра автоматики, електроніки та телекомунікацій

(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

Пояснювальна записка

до магістерської роботи

магістр

(освітньо-кваліфікаційний рівень)

на тему: «Удосконалення електроприводу системи подачі стола верстату
моделі ГФ 2171С6»

Виконав: студент б курсу, групи 601-МЕ

спеціальності 141 «Електроенергетика,

електротехніка та електромеханіка»

шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності

Чумак В.О.

(прізвище та ініціали)

Керівник Шефер О.В.

(прізвище та ініціали)

Рецензент

(прізвище та ініціали)

Полтава – 2022 рік

Зміст

Вступ	4
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	6
1. Призначення, склад, принцип дії та оцінка можливості і удосконалення верстату	7
1.1 Призначення і склад верстату	7
1.1.1 Технічна характеристика верстату.....	8
1.1.2 Загальна характеристика вертикально-фрезерного верстату моделі ГФ2171С6.....	9
1.1.3 Аналіз кінематичної схеми верстату моделі ГФ2171.....	11
1.1.4 Гідропривід верстату	12
1.2. Технологія обробки деталей на верстаті.....	14
1.2.1 Принцип дії електроприводів верстату.....	14
1.2.2 Рекомендації по удосконаленню верстата	15
2. РОЗРАХУНКОВО-КОНСТРУКТОРСЬКА ЧАСТИНА.....	17
2.1 Механічний розрахунок	17
2.1.1 Визначення діючих сил при фрезеруванні	17
2.1.2 Визначення можливості використання редуктора столу	21
2.1.3 Розрахунок кінематичної пари редуктору	24
2.2 Розробка електроприводу подачі	32
2.2.1 Електроприводи на базі ДПС.....	33
2.2.2 Електропривод на базі асинхронних двигунів.....	34
2.2.3 Електропривод на базі асинхронного двигуна і тиристорного комутатора	35
2.2.4 Каскадні схеми регулювання АД	35
2.2.5 Електропривод на базі АД з КЗ ротором та тиристорним регулятором напруги.....	36
2.2.6 Електропривод на базі асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором і перетворювача частоти.....	36
2.2.7 Розробка структурної схеми електроприводу на базі асинхронного двигуна з тиристорним перетворювачем частоти (ТПЧ).....	39
2.2.8 Принципова схема силової частини. Розробка принципової схеми	42
2.2.9 Розрахунок елементів керованого випрямляча	43
2.2.10 Розрахунок тиристорів по напрузі	44
2.2.11 Розрахунок тиристорів по струму	45
2.2.12 Розрахунок тиристорів на нагрівостійкість.....	48
2.2.13 Розрахунок силових реакторів.....	51
2.2.14 Розрахунок силового фільтру	52
2.2.15 Розрахунок елементів автономного інвертору напруги	54

2.2.16	Визначення комутуючих конденсаторів	55
2.2.17	Розрахунок комутуючих тиристорів.....	57
2.2.18	Вибір зворотних діодів.....	57
2.2.19	Розрахунок ланки скидання енергії.....	58
2.2.20	Розрахунок ланки підзаряду.....	59
2.2.21	Схема плати регулювання випрямляча. Склад та принцип дії плати регулювання	61
2.2.22	Розрахунок елементів вихідної ланки	64
3.	ЕЛЕКТРОПРИВОД ПОДАЧІ ЯК СИСТЕМА АВТОМАТИЧНОГО РЕГУЛЮВАННЯ	66
3.1	Розробка структурної схеми ЕП подачі як системи автоматичного регулювання	66
3.2	Розрахунок стійкості системи регулювання приводу подачі.....	67
3.3	Дослідження якості перехідних і частотних характеристик.....	71
3.4	Розрахунки захисного занулення	81
3.5.	Заходи по забезпеченню та підвищенню надійності.....	83
	Висновки	84
	Список використаної літератури	85

Вступ

Останнім часом в машинобудівній промисловості стали широко застосовуватись металоріжучі верстати з програмним керуванням, що мають пристрої автоматичного пошуку та заміни інструменту - так звані багатоопераційні верстати. Вони призначені для обробки та виготовлення корпусних деталей різноманітної конфігурації з отворами, пазами та уступами, прес-форм та штампів із заданою точністю та шорсткістю поверхні, а деталей типу важіль, плита, кронштейн і інше, де необхідно виконувати як операції свердління, розточування, так і фрезерування.

Передумовою виникнення таких верстатів стало загальне підвищення вимог до мобільності і переналагоджуваності виробничого обладнання та нагальна потреба в автоматизації дрібносерійного виробництва.

Вертикально-фрезерні верстати виготовляються різної потужності та габаритами. З різною кількістю замінного інструменту (від декількох штук, що розміщують у револьверній головці до декількох десятків, які розташовані у спеціальному магазині), широким діапазоном швидкостей головного рухувеличини подач.

Верстати обладнуються позиційною і безперервною (контурною) системами програмного керування рухом механізмів верстату, зміною інструменту та заготовок, рухом столу з обробленою деталлю, автоматичною зміною частоти обертання шпинделя та швидкості подачі.

Багато позиційні верстати дають можливість ефективно здійснювати програми керування великого обсягу. Якщо на окремих простих операціях (свердління, фрезерування та інші) можливості верстату з програмним керуванням не використовуються і їх застосування часто виявляється не раціональним, то інтеграція простих операцій в одну загальну сукупну програму обробки деталей робить застосування таких верстатів доцільним і економічно вигідним. Можливість швидкої переналадки верстату на обробку та

виготовлення нової деталі особливо цінно в умовах дрібносерійного виробництва.

Вертикально-фрезерний верстат моделі ГФ2171С6 також можна прирахувати до багатоопераційних верстатів. Але через відсутність якісного керування хрестовим столом, регулювання його подачі по горизонтальним осям, можливості верстату обмежені.

Метою даного проекту є удосконалення електричного приводу хрестового столу. Це дасть змогу покращити технологічні здібності верстату:

- збільшення діапазону швидкості подачі хрестового столу дасть змогу обирати найбільш оптимальні режими різання для чорнкової та чистової обробки деталей із сталі, чавуна, кольорових металів;

- обробка деталей великою кількістю метало-ріжучого інструменту з одного встановлення та базування дасть змогу значно підвищити точність при виготовленні найбільш складних деталей, що насамперед важко для дрібносерійного та інструментального виробництва;

- зменшення числа встановлень деталей через поєднання свердлильних, розточених та фрезерних робіт на одному верстаті дасть змогу зменшити машинний час на обробку деталі;

- застосування керованого електроприводу подачі хрестового столу обробляти і деталі складної конфігурації.

Крім зазначених технологічних можливостей, які з'являться після удосконалення, напевно підвищиться надійність, завдяки застосування нової елементної бази, та економічна ефективність використання даного верстату.

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

ЧПК – Числове програмне керування

ПЧПК – Пристрої числового програмного керування

СВЧ - надвисока частота

ДПС – двигун постійного струму

АД – асинхронний двигун

ТПЧ – тиристорний перетворювач частоти

АН – автономний інвертор напруги

САР – системи авторегулювання

ДН – датчик напруги

СКІ – системи керування інвертором

ФІ – формувач імпульсів

КР – кільцевий розподільник

ЗГ – задавальний генератор

ССЗ – системи сигналізації захисту

ДЗІ – датчик зриву інвертору

ДОФ – датчик обриву фаз

ПКГ – пристрої керування гальмування

1. Призначення, склад, принцип дії та оцінка можливості і удосконалення верстату

1.1 Призначення і склад верстату

Вертикально-фрезерний верстат моделі ГФ2171С6 застосовується у серійному та дрібносерійному виробництві для виготовлення деталей із сталі, чугуна та кольорових металів. Клас точності Н згідно до ГОСТ 8-82. Верстат призначений для виконання таких операцій: свердління, зенкерування, зенкування, розвертання, розточування отворів діаметром до 32 мм, нарізування різьби від 6 до 24 мм та легке прямолінійне фрезерування. Наявність системи ЧПК, інструментального магазину та пристрою автоматичної заміни інструменту дає змогу здійснювати обробку деталей типу фланець, кришка, плита, панель та інші без застосування кондукторів і попередньої розмітки.

Розглянемо детальніше конструкцію верстату. На основі верстату розташований хрестовий стіл та закріплена колона коробчатої форми.

Стіл хрестовий призначений для встановлення оброблюваної деталі, для чого і використовується три Т-образні пази, Стіл розташований на салазках, які дають змогу рухатись у двох взаємо перпендикулярних напрямках (осі X та Y) по заданій програмі. Рух столу здійснюється від асинхронного двигуна через редуктор та гвинтові пари. Сухі електромагнітні муфти, встановлені на гвинтах, здійснюють гальмування у заданих координатах. На одній вісі з гвинтами встановлені датчики зворотного зв'язку типу БС-155А, які контролюють переміщення столу по заданим координатам.

На колоні розташовані свердлильна головка, інструментальний магазин з автоматичною зміною інструмента, електрошафа, В середині колони в окремому кожусі розташована шестиступінчата коробка, яка передає обертання від 2-х швидкісного асинхронного двигуна через редуктор, свердлильну головку до шпинделя верстату.

Інструментальний магазин являє собою диск із 16 дуговими пазами для супутників. На вертикальній осі обертання механізму заміни інструмента розташований кулачковий вал приводу маніпулятора. Магазин і кулачковий вал мають автономні приводи. Для вибору заданого інструменту встановлено датчик положення. З магазину супутник із необхідним інструментом за допомогою маніпулятора направляється в шпindel. Одночасно з цим із супутника виймається інструмент, що належить встановити і замість нього туди прямує інструмент, що вже відпрацював.

Свердлильна головка із розташованим у ньому шпindelним вузлом та механізмом "зажиму-розжиму" інструментальної оправки в шпindelі здійснює вертикальне переміщення (вісь Z) по сталюму направляючому колону за допомогою ходового гвинта. Ходовий гвинт обертається від приводу подачі по осі Z - двигуна постійного струму з блоком керування БУ3906. Кінець вала з'єднаний з валом контактної сельсина БС155А. Переключення подачі автоматичне і здійснюється за допомогою електромагнітних муфт. Свердлильна головка має 2 види подачі: швидке переміщення та робочу подачу. Гальмування робочої подачі свердлильної головки здійснює суха електромагнітна муфта.

До складу верстату також входить система охолодження, яка розташована у нижній частині верстату. Її робота здійснюється від відцентрового насоса, що ведеться асинхронним двигуном. Подача охолоджуючої рідини в автоматичному режимі здійснюється при рухові свердлильної головки вниз (при початку робочої подачі) та при операції фрезерування (робочий рух хрестового столу). Припинення подачі рідини здійснюється на початку повертання свердлильної головки у первісне положення. При налазці і ручному програмуванні подача охолоджуючої рідини блокується.

1.1.1 Технічна характеристика верстату

Розміри робочої поверхні столу, мм.:

ДОВЖИНА - 1600

ШИРИНА – 400

Найбільше переміщення столу, мм.:

ПОВЗДОВЖНС - 1000

ПОПЕРЕЧНЕ - 400

ВЕРТИКАЛЬНЕ - 420

Найбільше переміщення повзунка (вісь 7.), мм - 250

Подача столу і повзунка, мм/хв – 3-4800

Швидкість переміщення столу по осям X, Y і повзунка по осі 7, мм/хв - 4800

Частота обертання шпинделя (число ступенів 18), об/хв - 40-2000

Найбільша маса оброблюваної деталі, кг – 400

Найбільший діаметр інструменту, мм

ТОРЦЕВОЇ ФРЕЗИ - 125

КІНЦЕВОЇ ФРЕЗИ – 40

Вміст інструментального магазину, ШТ - 12.

Найбільша маса інструменту, встановленого в магазин, КГ - 15

Маса верстату (без електрообладнання, гідростанції і пристроїв), кг - 5000

Габарити (довжина X ширина висота) верстата з електрообладнанням, мм - 3680 x 4170 x 3150

1.1.2 Загальна характеристика вертикально-фрезерного верстату моделі ГФ2171С6

Верстат моделі ГФ2171С6 являється консольним, тобто його стіл має робоче переміщення в горизонтальній площині (по координатам X і Y) і (разом з консоллю) стале переміщення у вертикальному напрямку (по координаті M/); робоче переміщення по координаті 7, має повзунок із шпинделем.

Верстат моделі ГФ2171С6 - багатоцільовий, оснащений 12-позиційним інструментальним магазином і засобом автоматичної заміни інструменту, а також гідравлічним механізмом для переключення частоти обертання шпинделя. В указаному верстаті застосовується електромеханічний привод подачі по всім координатам, який здійснюється від високомоментних електродвигунів постійного струму через одноступінчатий редуктор і шарикову гвинтову пару. В

редукторі встановлений обертовий трансформатор типу ВТМ-1В, який використовується в якості датчика зворотного зв'язку.

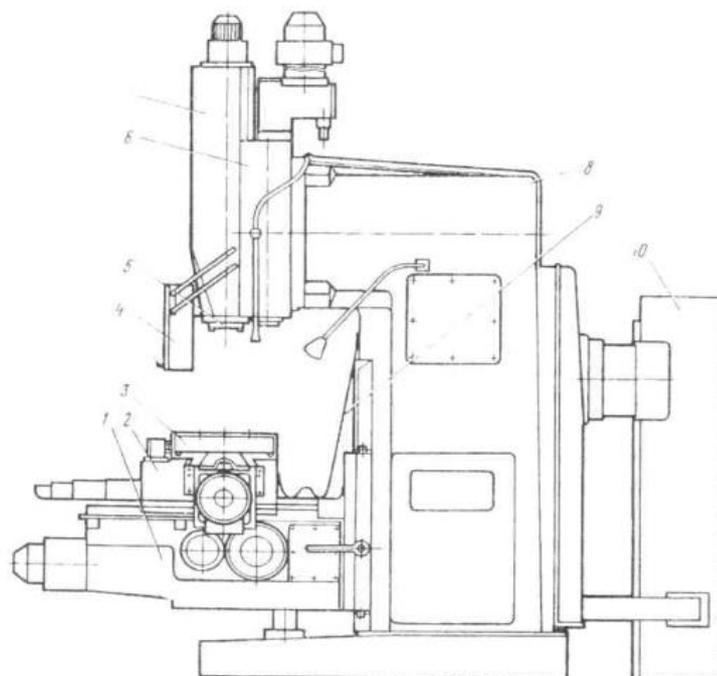


Рис. 1.1 Верстат моделі ГФ2171 (вид збоку)

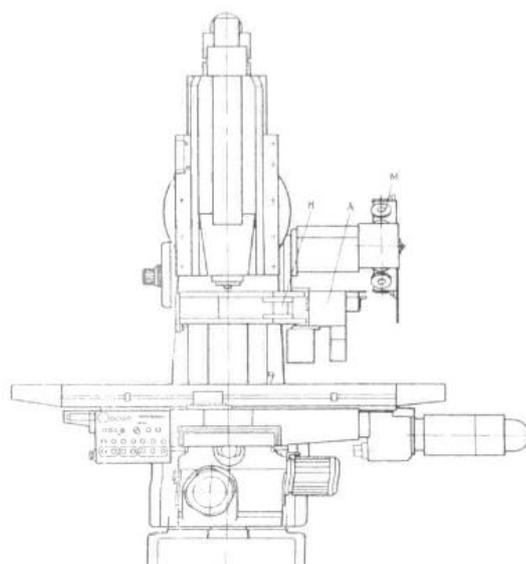


Рис. 1.1 Верстат моделі ГФ2171 (вид спереду)

Загальний вид верстату приведений на рисунку 1.1. Станина 8 являється базою, на якій монтуються вузли і механізми верстату. Попереду станина має вертикальні направляючі, закриті кожухом 9, по яким переміщується консоль 1. На горизонтальних направляючих змонтовані салазки 2, по поздовжнім направляючих якої рухається стіл 3. На привалочній площині станини закріплена фрезерна бабка 6, по вертикальним направляючих якої переміщується повзун 7 із шпинделем 5. У відповідності з вимогами техніки безпеки повзун має захисний щиток 4. Позаду верстату розміщена шафа 10 із електрообладнанням і ПЧПК. Також верстат має інструментальний магазин М і автооператор А, який переміщується по направляючим Н і призначений для автоматичної заміни інструмента; гідравлічно-керовану коробку переключення швидкостей; гідравлічні механізми кріплення інструменту і орієнтації шпинделя, яка необхідна при зміні інструменту.

1.1.3 Аналіз кінематичної схеми верстату моделі ГФ2171

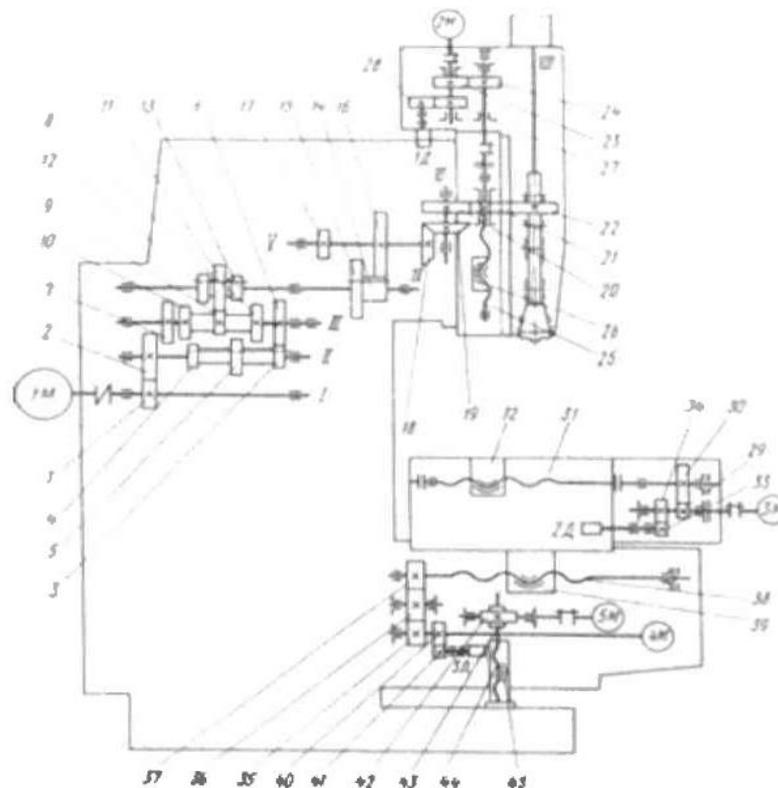


Рис. 1.2 Кінематична схема верстату моделі ГФ2171

Кінематична схема верстату показана на рисунку 2 (без інструментального магазину М і автооператора А, який переміщується по направляючим Н). Коробка швидкостей забезпечує частоту обертання шпинделя 40-2000 об/хв. (число ступенів 18).

Обертання від асинхронного двигуна 1М (потужністю 7,5 Вт) передає шпинделю по наступним кінематичним ланцюгам: вал I - зубчаті колеса 1 і 2 – вал II - блок зубчатих коліс 3, 4 і 5 - зубчаті колеса 6, 7 і 8 - вал III - зубчаті колеса 8, 9 і 10 - блок зубчатих коліс 11, 12 і 13 - вал IV - блок зубчатих коліс- 14 і 15 - зубчаті колеса 16 і 17 - вал V - конічні зубчаті колеса 18 і 19 - вал VI – зубчаті колеса 20, 21 - вал VII - зубчаті колеса 21 і 22 - вал VIII (шпиндель станка).

Привод вертикального переміщення повзунка фрезерної бабки високомоментний електродвигун 2М - зубчаті колеса 23 і 24 - ходовий гвинт 25 - гайка 26 ходового двигуна, яка закріплена нерухомо в корпусі фрезерної бабки. Датчик 1Д зворотного зв'язку вертикального переміщення приводиться в обертаний рух зубчатими колесами 27 і 28.

Привод поздовжньої подачі стола по осі X: високомоментний електродвигун 3М - зубчаті колеса 29 і 30 - ходовий гвинт 31 - гайка 32, жорстко закріплені у столі. Датчик 2Д зворотного зв'язку приводиться в рух зубчатими колесами 34 і 33.

Привод поперечної подачі (вісь Y): високомоментний електродвигун 4М - зубчаті колеса 35, 36 і 37 - ходовий гвинт 38 - гайка 39, жорстко закріплені на салазках. Датчик 3Д зворотного зв'язку приводиться в рух зубчатими колесами 40 і 41.

Привод вертикального (сталого) переміщення консолі асинхронний електродвигун 5М. - черв'ячна передача 42 і 43 - гвинт 44 - гайка 45, жорстко зв'язані з основою.

1.1.4 Гідропривід верстату

Гідропривід верстата служить для переміщення каретки автооператора, обертання інструментального магазину, переміщення захватів, а також для орієнтації шпинделя, відтискання інструменту і перемикання блоків шестерень в коробці швидкостей. Принципова схема гідроприводу приведена на рисунку 3.

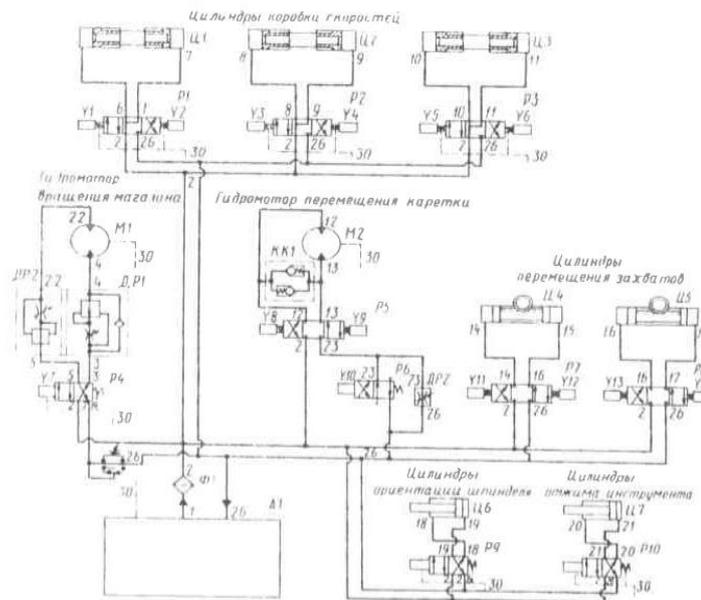


Рис. 1.3 Схема гідроприводу верстату моделі ГФ2171

Станція гідро приводу представляє собою бак ємністю 63 л., на якому змонтована насосна установка, система охолодження масла, контрольно-регулююча апаратура і система фільтрації масла.

Масло від станції через фільтр Ф1 надходить до гідро розподільників. При вмиканні електромагніту У7 гідро розподільника Р4 відбувається швидке обертання магазину за годинниковою стрілкою; частота обертання регулюється дроселем ДР2.

Обертання магазину проти годинникової стрілки здійснюється при вимкненому електромагніті У7 гідророзподільника Р4; частота обертання регулюється регулятором ДР1 потоку.

Швидкий рух каретки автооператора (до шпинделя відбувається при звімкненому електромагніті У8 гідророзподільника Р5, а уповільнення цього

руху - при ввімкненому електромагніті У10 гідророзподільника Р6. Швидкість переміщення при уповільненні руху каретки регулюється дроселем ДРЗ.

Швидке переміщення каретки автооператора від шпинделя відбувається при ввімкненому електромагніті У9 гідророзподільника Р5, а уповільнення цього переміщення - при ввімкненні електромагніту У10 гідророзподільника Р6.

При ввімкненому електромагніті У11 гідророзподільника Р7 правий захват автооператора переміщується вгору, а при ввімкненому електромагніті У12 - вниз.

Гідро циліндр Ц5 при ввімкненому електромагнітові У13 гідророзподільника Р8 переміщує лівий захват автооператора вгору, а при ввімкненому електромагніті У14 - вниз.

При ввімкненому електромагніті гідророзподільника Р9 відбувається орієнтація шпинделя, а при ввімкненому електромагніті гідророзподільника Р10 - звільнення інструменту.

Управління гідро циліндрами Ц1, Ц2, Ц3 перемикання частоти обертання шпинделя здійснюється гідророзподільниками Р1, Р2 і Р3 відповідно.

Змащення направляючих консолі, стола, салазок і механізмів подач, розміщених в консолі, здійснюється вмиканням спеціальної кнопки. Система змащення включає в себе резервуар (розміщений в консолі), фільтр, насос і маслорозподільник. Наявність масла в резервуарі перевіряють по масло по вказівниках, що знаходяться з лівої сторони консолі.

1.2. Технологія обробки деталей на верстаті

1.2.1 Принцип дії електроприводів верстату

Найбільше переміщення по координатах X, Y та Z, яке програмується пристроєм ЧПК, дорівнює відповідно 630 x 400 x 560 мм. Це дає можливість обробляти відносно невеликі деталі зі сталі, чавуну, кольорових металів та полімерних матеріалів, вага яких не перевищувала б 300 кг.

Вибір режимів різання здійснюється завдяки підбору швидкості подачі свердлильної головки по осі Z, яку можна повільно регулювати, застосовуючи

блок керування БУ3609 для регулювання двигуна постійного струму. Діапазон подач по осі Z знаходиться у діапазоні 10...500 мм/хв. Плавне регулювання швидкості подачі забезпечує також вибір режимів різання для різноманітних свердлильних (операцій (свердління, зенкування, розверстування, а також різьбонарізування) інструментом із різноманітними ріжучими кромками.

Хрестовий стіл використовується при виконанні свердлильних операцій для швидкого підведення деталі в зону різання на високій швидкості (7 м/хв.) і для точного встановлення деталі на низькій швидкості (0,05 мм/хв.).

1.2.2 Рекомендації по удосконаленню верстата

Переміщення хрестового столу зі швидкістю 7 м/хв. дає змогу проводити прямолінійне тонке фрезерування (глибина різання не більше 2 мм.) торцевою фрезою.

Збільшення діапазону подач хрестового столу, повільне регулювання швидкості подачі дасть можливість збільшити різноманітність використання фрез, що тим самим збільшить різноманітність виконання фрезерних робіт: обробку деталей можна буде вести не тільки торцевими фрезами, а і кінцевими, шпоночними, і навіть у деяких випадках використовувати дискові та циліндричні фрези.

Торцеві фрези використовуються для обробки площин (особливо широких та довгих), що знаходиться перпендикулярно осі фрези. Діаметр фрез, що можна застосовувати на даному верстаті від 40 до 100 мм. В залежності від конструкції фрези, необхідної частоти обробки, схеми встановлення деталі та глибини різання діапазон рекомендованих подач знаходиться у межах 0,4-0,36 мм/зуб для чорнової обробки та 0,1-2 мм/зуб для чистової обробки (глибина до 1 мм).

Кінцеві фрези використовуються для фрезерування площини, уступів, пазів, криволінійних контурів в деталях зі сталі, чугуна, кольорових металів та полімерних матеріалів. Для операцій з великою глибиною різання застосовують кінцеві фрези кукурудзяної форми. Для копіювальних робіт застосовують з напаяними гвинтовими пластинами та з коронками з твердого сплаву. Гравюри

штампів, прес-форми та т. і. обробляються фрезами зі сферичною ріжучою кінцівкою та конусною периферійною ріжучою частиною. Кінцеві фрези мають різноманітну конструкцію, а їх діаметри бувають від 3 до 50 мм.; шпоночних від 2 до 40 мм., обдираючи до діаметру 80 мм. Для невеликих верстатів, яким можна назвати і даний верстат, рекомендовано застосовувати фрези малого діаметру з нерівномірним кроком. Застосування циліндричних та дискових фрез можливо з використанням відповідних оправок та пристроїв.

Діапазон подач для усіх видів кінцевих фрез в залежності від матеріалу ріжучої частини, оброблюваного матеріалу та діаметру фрези знаходиться у межах від 0,025 до 0,2 мм/зуб. при глибині різання 1-3 мм. та 0,05 до 0,12 мм/зуб. При глибині різання до 12 мм.

Діапазон подач при роботі дисковими та циліндричними фрезами може коливатися від 0,04 до 0,25 мм/зуб. при чорновій обробці до 0,3...2,0 мм/зуб. при чистовій обробці матеріалів.

При використанні ділильної головки з автоматичним приводом на верстаті можна проводити обробку зубчастих коліс невеликого діаметру з модулем зубців до 5 мм. Для такої обробки застосовують спеціальні зуборізні фрези. Діапазон подач для обробки зубчастих коліс знаходиться у межах до 2 мм/об.

З вищенаведеного витікає, що найбільш важкою в обробці є чорнова обробка торцевою фрезою при обробці - фрезеруванні широких поверхонь. Стосовно неї і проведемо розрахунок механізму подачі столу, що існує для того, щоб дати відповідь на питання про можливість використання даного верстату для виконання фрезерних робіт.

З урахуванням цього для розв'язання цих питань у ході дипломного проектування необхідно: виконати механічні розрахунки; удосконалити електропривод подачі; розробити структурну схему електроприводу на базі асинхронного електродвигуна з ТПЧ; розрахувати стійкість САК; розробити заходи з безпеки життєдіяльності; оцінити надійність силової частини ЕП; розрахувати економічну ефективність удосконалення.

2. РОЗРАХУНКОВО-КОНСТРУКТОРСЬКА ЧАСТИНА

2.1 Механічний розрахунок

2.1.1 Визначення діючих сил при фрезеруванні

Процес різання металу обумовлюється впливом багатьох сил на ріжучий інструмент, заготовку, ходову частину і станину верстата. Розрахунок сил різання, зусиль подачі необхідний для перевірки допустимих навантажень на конструкцію верстату, його ходових частин та електродвигуна.

При торцевому фрезеруванні виникають такі сили:

F_z , - окружна сила, F_x - осьова сила, F_y , - радіальна сила, F_v , - вертикальна сила та F_h , - горизонтальна сила.

Головна складова сили різання при фрезеруванні - окружна сила B , - розраховується по формулі (11, с282) у залежності від багатьох чинників:

$$F = \frac{10 \times C_p \times t^x \times S_z^y \times B_z^u \times z}{D \times q \times n^w} \times K_{mp}$$

де C_p - коефіцієнт, що залежить від матеріалу виробу та ріжучої частини фрези;

x, y, u, g, w - показники ступенів, які залежать оброблюваної деталі, конструкції та ріжучої частини фрези;

t - глибина різання, мм;

S_z - подача на зуб, мм/зуб;

B - ширина фрезерування, мм;

D - діаметр фрези, мм;

z - кількість зубців фрези;

n - частота обертання фрези, хв^{-1} ;

K_{mp} - поправочний коефіцієнт на якість оброблюваного матеріалу.

Значення t , S , B назначаємо із нормативних режимів різання по (20, стр.83) для чорнової обробки торцевою фрезою діаметром 100 мм (найбільший, який застосовується на верстаті) сталі 45:

$$t = 6 \text{ мм}, S_z = 0,04 \text{ мм}, B = 0,95D \text{ [11, стр.280]}$$

Значення коефіцієнта C_p , показники степеня x, y, u, g, w вибираємо з (11, стр.281, табл. 41) для обробки сталі (HB>282) фрезою з ріжучою частиною із твердого сплаву:

$$C_p=282, x=1, y=0,75, u=1,1, q=1,3, w=0,2$$

У відповідності до (11, стр. 245, табл. 48) торцева фреза зі вставними ножами з твердого сплаву при діаметрі $D = 100$ мм має кількість зубців $z = 10$.

Рекомендоване число обертів шпинделя n , що відповідає нормативній швидкості різання, визначається по формулі із (20, стр. 74):

$$n = \frac{1000 \times v}{\pi \times D}; \quad (2.2)$$

Де v - нормативна швидкість різання, $v=330$ м/хв. при $t=6$ мм, $S_z=0,04$ мм/зуб,

$$n = \frac{1000 \times 330}{3.14 \times 100} = 1050 \text{ об/хв.}$$

Коректуючи по паспортним даним верстата (рисунок 2.1) визначаємо $n_n = 1000$ об/хв..

Значення поправочного коефіцієнта $K_{mp} = 0,3$ для фрезерування сталі 45 фрезою з твердого сплаву (11, стр. 264).

Підставляючи отримані дані у формулу (2.1) визначаємо окружну силу F_z :

$$F_z = \frac{10 \times 282 \times 6^1 \times 0,04^{0,75} \times 95^{1,1} \times 10}{100^{1,3} \times 1000^{0,2}} = 1430,347 \text{ Н};$$

Окружна сила фрезерування F_z , не перевищує допустимого максимального зусилля подачі по осях X та Y , яке становить 1500 Н згідно до паспорту верстату. По (11, стр. 292, табл. 42) визначимо залежності величини інших складових сил при фрезерування:

$$\frac{F_y}{F_z} = 0,3; \text{ відповідно } F_y = 429,104 \text{ Н} \quad (2.3)$$

$$\frac{F_x}{F_z} = 0,5; \text{ відповідно } F_x = 715,174 \text{ Н} \quad (2.4)$$

$$\frac{F_v}{F_z} = 0,85; \text{ відповідно } F_v = 1215,795 \text{ Н} \quad (2.5)$$

$$\frac{F_h}{F_z} = 0,3; \text{ відповідно } F_h = 429,104 \text{ Н} \quad (2.6)$$

По (20, стр. 74) визначаємо уточнене значення швидкості різання:

$$v = \frac{\pi \times D \times n_H}{1000};$$

$$v = \frac{3,14 \times 100 \times 1000}{1000} = 314 \text{ м/хв};$$

Зусилля подачі з урахуванням маси рухомих частин верстату і явища прилипання складає згідно з (16, стр. 41):

$$F_n = k_x \times F_x + (F_z + F_y + G_{ст} + G_{вир}) \times f_T + \beta \times S_T \quad (2.8)$$

де k_x - коефіцієнт запасу, що враховує перекося;

$$k_x = (1,1 \dots 1,3) \text{ (11, стр. 148);}$$

f_x - коефіцієнт тертя при рухові;

$$f_x = (0,05 \dots 0,15) \text{ (11, стр. 148);}$$

β - коефіцієнт - питоме зусилля прилипання, Н/см²;

$$\beta = 0,5 \text{ Н/см}^2 \text{ (16, стр. 41);}$$

$G_{ст}$ - вага столу і супорту, Н;

$$G_{ст} = (260 \times 9,8) \text{ Н};$$

$G_{вир}$ - Максимальна вага виготовленої деталі, Н;

$$G_{вир} = (300 - 9,8) \text{ Н};$$

S_t - площа прилипання напрямних столу, см²;

$$S_t = 355 \text{ см}^2 \text{ (при русі по осі X);}$$

$$S_t = 220 \text{ см}^2 \text{ (при русі по осі Y).}$$

Визначаємо максимальне зусилля подачі по осі X:

$$F_n^x = 1,1 \times 715,174 + (1430,347 + 429,104 + 2548 + 2940) \times 0,05 + 335 \times 0,5 = 1331,56 \text{ Н};$$

Максимальне значення зусилля подачі по осі X не перевищує максимально допустимого значення 1500Н.

Максимальне зусилля подачі по осі Y буде значно менше через те, що розміри і вага верхніх салазок хрестового столу менші, ніж у нижніх салазок, і показники $G_{ст}$ та S_t ; будуть менші.

Потужність, що затрачується на робоче переміщення хрестового столу по осі X при фрезеруванні по заданих режимах різання визначаємо по формулі із (16, стр. 148):

$$P = \frac{F_n \times v_n}{60 \times 1000}; \quad (2.9)$$

де v_n - швидкість подачі; по[16, стр. 148]:

$$v_n = S_z \times z \times D_{фр}; \quad (2.10)$$

$$v_n = 0,04 \times 10 \times 100 + 40 \text{ мм/хв}$$

По формулі (2.9) визначаємо потужність:

$$P = \frac{1474,081 \times 40}{60 \times 1000} = 0,983 \text{ кВт};$$

Потужність необхідного двигуна визначимо із співвідношення (16, стр.148):

$$N_{дв} = 1,1 \times P \quad (2.11)$$

$$N_{дв} = 1,1 \times 0,983 = 1,081 \text{ кВт}$$

Розраховане значення потужності не перевищує встановленого на верстаті асинхронного двигуна 4А80А4У3, технічні характеристики якого наведені у таблиці 2.1.

Технічні характеристики двигуна

Тип	N, кВт	n, хв ⁻¹	S, %	η , %	$\cos \varphi$	$\frac{M_{MAX}}{M_{НОМ}}$	$\frac{M_{П}}{M_{НОМ}}$	$\frac{M_{MIN}}{M_{НОМ}}$	$\frac{I_{П}}{I_{Н}}$	m, кг
4А80А4У3	1,1	1500	6,7	75	0,81	2,2	2	1,6	5	17,5

Для визначення діючого моменту на вал двигуна скористаємося співвідношенням механічної рівноваги:

$$T \times \omega \times \eta = F \times v \quad (2.12)$$

де ω - кутова швидкість, що відповідає даним умовам;

$$\omega = \frac{2 \times \pi \times v}{p \times z} = \frac{2 \times 3,14 \times 40}{1 \times 5 \times 60 \times 10^{-3}} = 0,833 \text{ с}^{-1} \quad (2.13)$$

η - коефіцієнт корисної дії передавального механізму.

Для прямозубої циліндричної зубчатої передачі та передачі "гвинт-гайка кочення", що працюють сумісно $\eta_z = 0,9$; $\eta_{гв} = 0,95$;

Зробивши перетворення рівняння (2.12) отримуємо формулу для визначення моменту на робочому гвинті.

$$T_{x r} = \frac{F \times v}{\eta \times \omega}; \quad (2.14)$$

$$T_{x r} = \frac{1331,56 \times 40 \times 10^{-3}}{(0,9 \times 0,95) \times 0,833 \times 60} = 1,146 \text{ Н}$$

Номінальний момент на валу двигуна визначаємо по формулі:

$$M = \frac{P_H}{\omega_H} = \frac{30 \times P}{\pi \times n_H}; \quad (2.15)$$

де n_H - номінальна частота обертання двигуна, хв⁻¹.

Значення номінальної частоти визначаємо після перетворення формули:

$$S = \frac{n - n_H}{n} \times 100\%; \quad (2.16)$$

$$n_H = \frac{n \times (100 - s)}{100}; \quad (2.17)$$

$$n_H = \frac{1500 \times (100 - 6,7)}{100} = 1399,5 \text{ хв}^{-1};$$

Визначимо момент:

$$M = \frac{30 \times 1,1 \times 10^3}{3,14 \times 1399,5} = 7,506 \text{ Н} \times \text{м}$$

Для подальших розрахунків визначимо номінальну швидкість обертання вала двигуна:

$$\omega = \frac{\pi \times n}{30} = \frac{3,14 \times 1399,5}{30} = 146,55 \text{ с}^{-1},$$

2.1.2 Визначення можливості використання редуктора столу

Редуктор хрестового столу призначений для швидких, середніх та повільних переміщень. Швидке переміщення столу здійснюється на 1 ступені редуктора через декілька зубчатих коліс зі швидкістю 7 м/хв.; середнє – зі швидкістю 0,22 м/хв.; повільне - зі швидкістю 0,05 м/хв. Переключення швидкості руху столу здійснюється автоматично за допомогою електричних муфт. Визначимо передаточне число даної передачі від вала двигуна до даного

гвинта. Використання автоматизованого електроприводу дасть можливість плавно регулювати швидкість не застосовуючи електромагнітних муфт.

Перевіримо можливість плавного регулювання швидкості подачі столу, використовуючи I ступінь редуктора. В роботі першої ступені задіяні такі шестерні: 84 ($z_1=40$), 85 ($z_2=40$), 87 ($z_3=34$), 88 ($z_4=26$), 95 ($z_5=52$), 96 ($z_6=40$).

Передаточне число визначаємо по (19, стр. 199):

$$U_{12} = \frac{z_1}{z_2} = \frac{40}{40} = 1 \quad (2.19)$$

$$U_{23} = \frac{z_2}{z_3} = \frac{40}{32} = 1,176 \quad (2.20)$$

$$U_{34} = \frac{z_3}{z_4} = \frac{34}{26} = 1,306 \quad (2.21)$$

$$U_{45} = \frac{z_4}{z_5} = \frac{26}{52} = 0,5 \quad (2.22)$$

$$U_{56} = \frac{z_5}{z_6} = \frac{52}{40} = 1,3 \quad (2.23)$$

Загальне передаточне число передачі (19, стр. 200):

$$U = U_{12} \times U_{23} \times U_{34} \times U_{45} \times U_{56}; \quad (2.24)$$

$$U = 1 \times 1,176 \times 1,308 \times 0,5 \times 1,3 = 0,9998.$$

Визначивши кінематичну ланку і її передаточне число необхідно виявити необхідний діапазон швидкостей ходового гвинта і відповідно, швидкості обертання двигуна, який регулюється автоматизованим електроприводом. Слід зауважити, що діапазон повільного регулювання швидкості повинен перекривати діапазон швидкостей при ступінчастому керуванні приводом подачі.

Швидкість обертання ходового гвинта при різних подачах визначимо по (19, стр. 400):

$$\omega = \frac{2 \times \pi \times v}{z \times p}; \quad (2.25)$$

Де z - кількість заходів ходового гвинта, $z = 1$;

P - крок різьби гвинта, $p = 5$ мм;

v - швидкість переміщення столу, м/хв.;

Швидке переміщення:

$$\omega_{ш} = \frac{(2 \times 3,14 \times 7 \times 10^3)}{5 \times 1 \times 60} = 146,6 \text{ с}^{-1},$$

Середнє переміщення:

$$\omega_c = \frac{(2 \times 3,14 \times 0,22 \times 10^3)}{5 \times 1 \times 60} = 4,6 \text{ с}^{-1},$$

Повільне переміщення:

$$\omega_{п} = \frac{(2 \times 3,14 \times 0,05 \times 10^3)}{5 \times 1 \times 60} = 1,047 \text{ с}^{-1},$$

Таким чином діапазон регулювання повинен бути що якнайменше від $1,047 \text{ с}^{-1}$ до $146,6 \text{ с}^{-1}$ для забезпечення нормальної роботи верстату.

Користуючись результатами попередніх обчислень визначимо енергетичні показники механічної передачі:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}, \quad (2.26)$$

де P_1 - потужність двигуна, кВт;

P_2 - потужність, затрачена на переміщення столу при даному режимі фрезерування, кВт:

$$\eta = \frac{0,983}{1,1} = 0,89;$$

Передані потужності та кутові швидкості визначають обертові моменти на валах передачі (19, стр. 199):

На ведучому валу - обертовий момент двигуна:

$$T_1 = \frac{P_1}{\omega_1} = \frac{1,1 \times 10^3}{146,5} = 7,5 \text{ Н} \times \text{м}; \quad (2.27)$$

На веденому - на ходовому гвинті:

$$T_2 = \frac{P_1 \times \eta}{\omega_n} = \frac{1,1 \times 0,89}{0,833} = 1,175 \text{ Н} \times \text{м}; \quad (2.28)$$

Значення допустимого обертового моменту не перевищує обертового моменту, розрахованого для граничних режимів різання:

$$T_2 > T_{xг}, \quad (2.29)$$

$$1,175 \text{ Н} \times \text{м} > 1,146 \text{ Н} \times \text{м}.$$

З цього робимо висновок, що використовуючи кінематичну ланку I ступені

редуктора столу можна застосовувати фрезерні операції у широких межах: від чорнової обробки до чистової. Тим самим ми визначили, що верстат придатний до модернізації з метою використання його для фрезерних робіт.

2.1.3 Розрахунок кінематичної пари редуктору

Розглянемо більш детально явища, що виникають при даному обстежуваному режимі роботи однієї з кінематичних пар редуктора.

Проведемо розрахунок зубчастої передачі на виході редуктора, що складається з зубчатих коліс 95 і 96. Визначимо початкові умови перевірконого розрахунку. Передача зубчаста прямозуба циліндрична має зубчате колесо 95 $z_1 = 52$ зубця та шестерня 96 має $z_2 = 40$ зубців.

Обертаючий момент на I колесі по (19, стр. 199):

$$T_1 = T_{д.в.} \times U' \times \eta, \quad (2.30)$$

де U' - передаточне число передачі від двигуна до досліджуваної пари;

$$U' = U_{12} \times U_{23} \times U_{34} \times U_{45}, \quad (2.31)$$

$$U' = 1 \times 1,175 \times 1,308 \times 0,5 = 0,769,$$

$$T_1 = 7,5 \times 0,769 \times 0,89 = 5,129 \text{ Н} \times \text{м};$$

Обертаючий момент на II колесі:

$$T_2 = T_1 \times U_{45} \times \eta, \quad (2.32)$$

$$T_2 = 5,129 \times 1,3 \times 0,89 = 5,935 \text{ Н} \times \text{м},$$

Зубчате колесо 96 сполучене з ходовим гвинтом передачі гвинт-гайка. Кутова швидкість II колеса ω , буде рівною кутовій швидкості ходового гвинта, яку ми визначимо, використавши формулу (1.25):

$$\omega_{x r} = \omega_2 = \frac{2 \times 3,14 \times 0,04 \times 10^3}{5 \times 1 \times 60} = 0,8338 \text{ с}^{-1}$$

Кутова швидкість I зубчастого колеса:

$$\omega_1 = U \times \omega_2 = 1,3 \times 0,834 = 1,089 \text{ с}^{-1}, \quad (2.33)$$

Термін служби передачі назначаємо 1220000 годин, режим навантаження при фрезеруванні середній. Згідно до (19, стр. 283) визначаємо сумарне число навантажень зубців зубчастих коліс за час служби передачі:

$$N_{\Sigma 1} = \frac{1800 \times 2 \times 1,089 \times 20000}{3,14} = 0,25 \times 10^8,$$

$$N_{\Sigma 2} = \frac{1800 \times 1 \times 0,834 \times 20000}{3,14} = 0,095 \times 10^8,$$

Еквівалентне число циклів навантаження зубців коліс для розрахунку на контактну втому N_{ne} і для розрахунку на втому при згині N_{FE} визначаємо по (19, стр. 46, табл. 4.1) ; в залежності від режиму навантаження та модуля зубчастих коліс ($m = 2$ згідно до паспорту верстату). $K_{HE} = 0,18$, $K_{FE} = 0,07$.

Згідно з (19, стр. 285) визначаємо:

$$N_{HEn} = K_{HE} \times N_{\Sigma n}, \quad (2.35)$$

$$N_{FEE} = K_{FE} \times N_{\Sigma n}, \quad (2.36)$$

$$N_{HE1} = 0,18 \times 0,25 \times 10^8 = 4,5 \times 10^6,$$

$$N_{HE2} = 0,18 \times 0,095 \times 10^8 = 1,71 \times 10^6,$$

$$N_{FE1} = 0,07 \times 0,25 \times 10^8 = 1,75 \times 10^6$$

$$N_{FE2} = 0,07 \times 0,095 \times 10^8 = 0,655 \times 10^6$$

Матеріал зубчастих коліс сталь 40X ГОСТ4543-71, $H'_{01} = H_{02} = 229 \dots 285$ HB, зубці загартовані СВЧ на глибину h 5,5...6,5 мм $H_1 = H_2 = 48.56$ HRC. (Дані паспорту верстата).

Найбільша ймовірність:

$$H_{01} = H_{02} = 250 \text{ HB}$$

$$H_1 = H_2 = 50 \text{ HRC}$$

Значення HRC 48...56 відповідає HB 480...560 згідно до (19, стр. 31, рис.3.1).

Допустиме контактне напруження.

Границі контактної стійкості зубців коліс відповідно з (19, стр. 283, табл. 22.5).

$$\sigma_{H \text{ lim } bn} = 17 \times H_{HRC} + 200, \quad (2.37)$$

$$\sigma_{H \text{ lim } b1} = \sigma_{H \text{ lim } b2} = 17 \times 50 + 200 = 1050 \text{ МПа},$$

Базу випробувань для матеріалу зубчастих коліс визначаємо по формулі (19, стр. 283):

$$N_{HO_n} = 30 \times H_n^{2,4}, \quad (2.38)$$

$$N_{HO1} = N_{HO2} = 30 \times H^{2,4} = 1,707 \times 10^7$$

По (19, стр. 283) визначаємо коефіцієнт довговічності, що враховує можливість збільшення допустимих напружень при еквівалентному числі циклів:

$$K_{HL} = \sqrt[6]{\frac{N_{HO}}{N_{HE}}}, \quad (2.39)$$

$$K_{HL1} = \sqrt[6]{\frac{1,707 \times 10^7}{4,5 \times 10^6}} = 1,25;$$

$$K_{HL2} = \sqrt[6]{\frac{1,707 \times 10^7}{1,71 \times 10^6}} = 1,47;$$

Допустимі контактні напруження для зубців визначаємо по формулі з (19, стр. 282):

$$|\sigma|_H = \frac{\sigma_H \lim h \times z_R \times K_{HL}}{S_H}, \quad (2.40)$$

Де z_R коефіцієнт, що враховує шорсткість сполучених поверхонь зубців;

$z_R = 1$, при $R_a = 1,25 \dots 0,63$ (19, стр. 282).

S_H - коефіцієнт запасу. Для загартованих коліс $S_H = 1,2$;

$$[\sigma]_{H1} = \frac{1050 \times 1 \times 1,25}{1,2} = 1093,75 \text{ МПа};$$

$$[\sigma]_{H2} = \frac{1050 \times 1 \times 1,47}{1,2} = 1286,25 \text{ МПа};$$

В розрахунку прямозубих зубчастих коліс з поверхневим укріпленням зубців за розрахункове допустиме значення $[\sigma]_H$, обирають менше з двох значень $[\sigma]_{H1}$ та тобто $[\sigma]_H = 1093,75$ МПа. Допустиме граничне контактне напруження $[\sigma]_{H \text{ MAX}} = 40 \times H_{\text{HRC}}$ при контурному загартовуванні:

$[\sigma]_{H \text{ MAX}} = 2000$ МПа і приймаємо для подальшого розрахунку.

Для зубчастих коліс з легованої сталі 40Х з контурним загартовуванням зубців до HRC 48...56 значення границі міцності зубців при згинанні для бази випробувань $N_{FO} = 4 \times 10^6$ згідно (19, стр. 285, табл. 225) дорівнює:

$$\sigma_F \lim b1 = \sigma_F \lim b2 = 600 \text{ МПа}$$

Коефіцієнт довговічності визначимо по (19, стр. 285):

$$K_{FL} = \sqrt[m_F]{\frac{N_{FO}}{N_{FE_n}}}; \quad (2.41)$$

де m_F коефіцієнт - показник степені кривої втоми.

$m_F=9$ для зубчастих коліс з твердістю зубців HRC 50.

$$K_{FL1} = \sqrt[9]{\frac{4 \times 10^6}{1,75 \times 10^6}} = 1,096;$$

$$K_{FL2} = \sqrt[9]{\frac{4 \times 10^6}{0,66 \times 10^6}} = 1,223;$$

По (19, стр. 284) визначимо допустимі напруження на згинання:

$$[\sigma]_F = \frac{\sigma_{F \text{ lim } b \times K_{Fc} \times K_{FL}}}{S_H}; \quad (2.42)$$

де K_{Fc} коефіцієнт впливу напрямку прикладання навантаження;

S_F - коефіцієнт запасу;

$S_F=1,75$ при ймовірності не руйнування зубців.

При реверсивній передачі значення K_{Fc} визначається з формули (19,стр.281):

$$K_{Fc} = 1 - \gamma_{Fc} \times \frac{T_1^{\cdot}}{T_1^{\cdot\cdot}}; \quad (2.43)$$

Де γ_{Fc} коефіцієнт, що враховує здібність матеріалу виказувати, чинити опір руйнуванню при зміні навантаження;

$\gamma_{Fc}=0,25$ для зубців з поверхневим укріпленням;

$T_1^{\cdot} > T_1^{\cdot\cdot}$ обертаючі моменти, що навантажують передачу в протилежних напрямках;

$$T_1^{\cdot} = T_2 = 5,935 \text{ Н} * \text{ м};$$

$$T_1^{\cdot\cdot} = T_{x_B} = 56135 \text{ Н} * \text{ м};$$

Тоді:

$$K_{Fc} = 1 - 0,25 \times \frac{5,135}{5,935} = 0,784;$$

Підставивши отримані значення в формулу (2.42) отримаємо значення допустимих напруг при згинанні:

$$[\sigma]_{F1} = \frac{600 \times 0,784 \times 1,096}{1,75} = 294,6 \text{ МПа};$$

$$[\sigma]_{F1} = \frac{600 \times 0,784 \times 1,223}{1,75} = 328,74 \text{ МПа};$$

Граничне допустиме напруження на згин згідно до (19, стр. 286) визначаємо як:

$$[\sigma]_{F \max} = \frac{\sigma_{\lim M}}{S_F}; \quad (2.44)$$

Де $\sigma_{\lim M}$ граничне напруження, що не несе залишкових деформацій або крихкої поломки зубців.

Для легованих сталей після загартовування з нагріванням СВЧ і твердістю зубців HRC 48...56.

$$\sigma_{\lim M} = 6 \times H_{HB}; \quad (2.45)$$

$$[\sigma]_{F \max} = \frac{6 \times 500}{1,75} = 1714 \text{ МПа.}$$

Зробимо розрахунок деяких конструктивних параметрів даної зубчатої передачі.

Міжосьова відстань передачі (19, стр. 289):

$$a_{\omega} = 0,5 \times m \times (z_1 + z_2), \quad (2.46)$$

$$a_{\omega} = 0,5 \times 2 \times (52 + 40) = 92 \text{ мм.}$$

Ділильні діаметри шестерні і колеса (19, стр. 289)

$$d_1 = m \times z_1 = 2 \times 52 = 104 \text{ мм}; \quad (2.47)$$

$$d_2 = m \times z_2 = 2 \times 40 = 40 \text{ мм}; \quad (2.48)$$

Ширина зубчатих вінців: по паспорту становлять:

$$b_1 = 10 \text{ мм.}, b_2 = 12 \text{ мм.}$$

Колова швидкість зубчастих коліс при даному навантаженні:

$$Q = 0,5 \times \omega_2 \times d_2, \quad (2.49)$$

$$Q = 0,5 \times 0,834 \times 80 \times 10^{-3} = 0,033 \text{ м/с,}$$

За даними (19, стр. 273, табл. 22.2) дана передача має 8 ступень точності $n_{ст} = 8$ для всіх показників точності зубчастих коліс і шестерень.

Загальний коефіцієнт перекриття передачі (19, стр. 290):

$$\varepsilon_y = \varepsilon_a + \varepsilon_\beta, \quad (2.50)$$

де $\varepsilon_a, \varepsilon_\beta$ - коефіцієнти торцевого і осевого перекриття зубців відповідно;

$\varepsilon_a = 1,2$ для прямозубих передач;

$\varepsilon_\beta = 0$ (19, стр. 291).

$$\varepsilon_a = 1,2 + 0 = 1,2.$$

Колова сила у зчепленні зубчастих коліс (19, стр. 291):

$$F_1 = F_{Ht} = F_{Ft} = \frac{2 \times T_1}{d_1}, \quad (2.51)$$

$$F_1 = \frac{2 \times 5.129 \times 10^3}{104} = 98,635 \text{ Н.}$$

Розрахунок активних поверхонь зубів на контактну втому. Для розрахунку попередньо визначимо деякі коефіцієнти:

z_m - коефіцієнт, що враховує механічні властивості матеріалів зубчастих коліс;

$z_m = 275$ МПа - для сталевих зубчастих коліс (19, стр. 37);

z_H - коефіцієнт форми спряжених поверхонь зубців;

$z_H = 1,77 \cos \beta$ для передач без зсуву (19, стр. 300);

$z_H = 1,77$, через те, що $\beta = 0$;

z_ε - коефіцієнт сумарної довжини контактних ліній;

Для прямозубих передач по (2, стр. 301):

$$z_\varepsilon = \sqrt{4 - \frac{\varepsilon_a}{3}} = \sqrt{(4 - \frac{1,2}{3})} = 1,897, \quad (2.52)$$

K_{Ha} - коефіцієнт, що враховує розподіл навантажень між зубцями;

$K_{Ha} = 1,1$ (19, стр. 296, табл. 23.2);

$K_{H\beta}$ - коефіцієнт нерівномірності по ширині зубчастих венців, що

визначаються по графіках (19, стр. 298, рис.23.8) залежно від розташування зубчастих коліс:

$$\psi_{bdn} = \frac{b_n}{d_n}, \quad (2.53)$$

$$\psi_{bd1} = \frac{10}{104} = 0,096,$$

$$\psi_{bd2} = \frac{12}{80} = 0,15,$$

Нерівномірність розподілення тим вища, чим вищий коефіцієнт ψ_{bd} .

Значить для розрахунку використовуємо $\psi_{bd} = \psi_{bd2} = 0,15$. Тоді $K_{H\beta} = 1,05$ графіку;

$K_{H\alpha}$ - коефіцієнт динамічного навантаження;

$K_{H\alpha} = 1,16$ (19, стр. 299, табл.23.4);

Питома розрахункова колова сила згідно з (19, стр. 295):

$$\omega_1 = \left(\frac{F_{Ht}}{b_2}\right) \times K_{Ha} \times K_{H\beta} \times K_{H\alpha}, \quad (2.54)$$

$$\omega_1 = \left(\frac{98,635}{12}\right) \times 1,1 \times 1,05 \times 1,16 = 11,013 \text{ Н/мм},$$

Відповідно до (2, стр. 300) розрахункове контактне напруження:

$$\sigma_H = z_M \times z_H \times z_\varepsilon \times \sqrt{\frac{\omega_{Ht}}{d_1} \times \frac{u+1}{u}}, \quad (2.55)$$

$$\sigma_H = 275 \times 1,77 \times 1,897 \times \sqrt{\frac{11,013}{104} \times \frac{1,3+1}{1,3}} = 432,229 \text{ МПа.}$$

$$\sigma_H = 432,299 \text{ МПа} < [\sigma]_H = 1093,75 \text{ МПа} \quad (2.56)$$

Розрахунок активних поверхонь на контактну міцність під час дії максимального навантаження проводимо за формулою (2, стр. 301):

$$\sigma_{H \max} = \sigma_H \times \sqrt{\frac{T_{1 \max}}{T_{1H}}} \leq [\sigma]_{H \max} \quad (2.57)$$

$$\sigma_{H \max} = 432,299 \times \sqrt{\frac{10,258}{5,129}} = 611,264 \text{ МПа}$$

Контактна міцність зубців також забезпечується:

$$\sigma_{H \max} = 611,264 \text{ МПа} < [\sigma]_{H \max} = 2000 \text{ МПа}$$

Розрахунок зубців на втому при згині. Попередньо визначимо розрахункові коефіцієнти:

y_{Fn} - Коефіцієнт форми зубців;

$y_{F1} = 3,65, y_{F2} = 3,7$ згідно до (19, стр. 303, табл..23.5);

y_ε - коефіцієнт перекриття зубців;

$y_\varepsilon = 1$ для прямозубих передач;

y_β - коефіцієнт нахилу зубців;

$y_\beta = 1$ для прямозубих коліс;

K_{Fa} - коефіцієнт, що враховує розподіл навантаження між зубцями;

Для прямозубих передач $K_{Fa} = K_{Ha} = 1$.

$K_{F\beta}$ - коефіцієнт нерівномірності навантаження по ширині зубчастих вінців;

$K_{F\beta} = 1,05$ (19, стр. 298, табл..23.8);

$K_{F\sigma}$ - коефіцієнт динамічного навантаження;

$K_{F\sigma} = 1,16$ (19, стр. 298, табл..23.4).

Питома розрахункова колова сила:

$$\omega_{Ft} = \left(\frac{F_{Ft}}{b_2} \right) \times K_{Fa} \times K_{F\beta} \times K_{F\sigma}, \quad (2.58)$$

$$\omega_{Ft} = \left(\frac{98,635}{12} \right) \times 1 \times 1,05 \times 1,16 = 10,011 \text{ Н/мм},$$

Розрахункове напруження згину у зубцях визначимо за формулою (2, стр. 302):

$$\sigma_F = y_F \times y_\varepsilon \times y_\beta \times \frac{\omega_{Ft}}{m_n} \leq [\sigma]_F, \quad (2.59)$$

$$\sigma_{F1} = 3,65 \times 1 \times 1 \times \frac{10,011}{2} = 18,27 \text{ МПа},$$

$$\sigma_{F2} = 3,7 \times 1 \times 1 \times \frac{10,011}{2} = 18,52 \text{ МПа},$$

Стійкість зубців проти втомного руйнування забезпечується, оскільки:

$$\sigma_{F1} = 18,27 \text{ МПа} < [\sigma]_{F1} = 294,6 \text{ МПа},$$

$$\sigma_{F2} = 18,52 \text{ МПа} < [\sigma]_{F2} = 328,74 \text{ МПа},$$

Розрахунок зубців на міцність при згині максимальними навантаженнями проводимо за формулою згідно до (2, стр. 303):

$$\sigma_{F \max} = \sigma_F \times \left(\frac{T_{1\max}}{T_{1F}} \right) \leq [\sigma]_{F \max}, \quad (2.60)$$

$$\sigma_{F1 \max} = 18,24 \times \left(\frac{10,258}{5,129} \right) = 36,48 \text{ МПа},$$

$$\sigma_{F2 \max} = 18,52 \times \left(\frac{10,258}{5,129} \right) = 37,04 \text{ МПа},$$

Міцність зубців на згин при дії максимального навантаження також забезпечується, оскільки максимальні розрахункові напруження набагато менші від граничних допустимих напружень:

$$\sigma_{F1 \max} = 36,48 \text{ МПа} < [\sigma]_{F \max} = 1714 \text{ МПа}$$

$$\sigma_{F2 \max} = 37,04 \text{ МПа} < [\sigma]_{F \max} = 1714 \text{ МПа}$$

Із наведених вище розрахунків можна зробити висновок, що вихідна зубчаста передача редуктора, як і сам редуктор хрестового столу верстату цілком придатний для його використання при виконанні на верстаті фрезерних операцій.

2.2 Розробка електроприводу подачі

Метало ріжучі верстати призначені для надання оброблюваній заготовці необхідної форми із зазначеною точністю шляхом знімання стружки.

Всі приводи в металоріжучих верстатах класифікуються по виду рухів: головного руху, подач та допоміжні (змазування, охолодження, вентиляція та інші). Основні і допоміжні рухи (заміна інструменту, заготовки, рух маніпулятора) здійснюється від електро-, пневмо- або гідроприводів, а у деяких випадках і ручним способом. Але найбільш поширеним, зручним у керуванні, відносно простим у виконанні є електричний привід.

В електроприводі подач за допомогою електродвигуна через різноманітні кінематичні вузли (а інколи і не застосовуючи їх) здійснюється переміщення інструмента або виробу для забезпечення режиму різання. Подача на різних верстатах здійснюється різноманітними способами, але найбільш поширеним у застосуванні є привід подачі з передачею гвинт-гайка, який і використаний для вертикально-фрезерного верстату моделі ГФ2171-С6. Тут передача гвинт-гайка кочення здійснює переміщення хрестового столу по горизонтальних осях Х та У.

В якості електродвигуна для приводів подач використовуються як двигуни постійного струму, так і змінного. Автоматичне керування двигунами здійснюється за допомогою різних механічних пристроїв (важелів, упорів), з використанням різноманітних датчиків, програмованих пристроїв та систем ЧПК. Всі вищезазначені засоби керування можуть бути застосовані на верстаті як одночасно, так і окремо.

2.2.1 Електроприводи на базі ДПС

Застосування в електроприводі подач двигунів постійного струму дає змогу забезпечити безступінчасте регулювання швидкості у широкому діапазоні. Останнім часом широке розповсюдження набули високомоментні двигуни постійного струму із збудженням від постійних магнітів, розрахованих на встановлення безпосередньо на ходовий гвинт, що значно скорочує механічну частину приводу, знижує момент інерції, підвищує ККД. Через це зменшується навантаження на двигун при холостому ході і зростає складова від різання у загальному навантаженні приводів подач. Для підвищення продуктивності верстату, переміщення виконавчих органів в зону обробки здійснюється на швидких переміщеннях тими ж електродвигунами подач.

В приводах подач верстатів використовують також ДПС з пазовим ротором та електромагнітним збудженням, швидкодіючі з гладким ротором та печатним якорем, низько швидкісні високомоментні двигуни з постійним магнітом, без колекторні (вентильні) або лінійні.

Найбільшу швидкість системи забезпечує мало інерційний двигун, високошвидкісний двигун з гладким якорем, які встановлюються разом із силовим редуктором. Але при їх використанні задаються дуже високі вимоги до якості механічної системи по жорсткості, власної частоти системи і величини зазорів.

Високо обертові пазові двигуни з електромагнітним збудженням забезпечують найменшу швидкість, однак вимоги до якості механічної системи не високі через відносно невеликі прискорення.

Добру якість в системі регулювання може бути досягнута при встановленні низько швидкісних високомоментних двигунів. Вони забезпечують достатньо великі прискорення на гвинті при відносно невисокому власному моменті інерції, мають високу швидкість завдяки високій власній частоті і припущенні значних форсувань по моментові. Крім того, їх надійність та масо-габаритні показники вище, ніж у інших ДПС.

Застосування вентильних двигунів виключає слабку ланку ДПС – колектор, що підвищує надійність роботи і поширює область застосування двигунів постійного струму. В приводах подач також інколи використовуються лінійні двигуни. Значний і головний недолік вентильних і лінійних двигунів – відносна дорога ціна і складність їх конструкції.

Регулювання швидкості ДПС можна здійснювати різними способами: резисторним методом, зміною потоку збудження, зміною напруги на виводах джерела живлення.

Керування двигунів постійного струму в системах із автоматичним регулюванням здійснюється за допомогою комплектних пристроїв керування типу БТУ, БУ, ЕШИР, ЕШИМ та інші, які спроектовані на різну потужність двигунів постійного струму. До їх функціональних можливостей слід віднести регулювання швидкості обертання двигуна у широкому діапазоні від 0 до $\omega_{\text{ном}}$, реверсування, тальмування двигуна.

2.2.2 Електропривод на базі асинхронних двигунів

У порівнянні з машинами постійного струму в керованих електроприводах двигуни змінного струму на відносно малих потужностях використовувались вкрай рідко. Застосовували асинхронні двигуни з фазним ротором, які керувались так званим резисторним методом: до кола статора або ротора вводилися додаткові опори. Цей спосіб дуже простий у виконанні і може забезпечити безступінчате регулювання швидкості обертання, плавний пуск при застосуванні спеціальних реостатів. Але цей спосіб має низку недоліків, які не дозволяють використовувати його як привід подачі. До них належить невеликий діапазон регулювання, зниження коефіцієнту потужності при зниженні швидкості обертання.

Асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором до останнього часу взагалі використовувались виключно у некерованому електроприводі. Зміна швидкості обертання здійснюється дискретно переключенням числа пар полюсів двигуна. Такий спосіб хоч і економний, однак таке регулювання ступінчасте і не може забезпечити плавність зміни швидкості механізму подачі. До того ж діапазон регулювання дуже обмежений.

2.2.3 Електропривод на базі асинхронного двигуна і тиристорного комутатора

При використанні асинхронного двигуна з фазним ротором комутація опорів в колі ротора може здійснюватись тиристорним комутатором. З цією метою на керуючий електрод тиристора подається імпульсна напруга; в залежності від тривалості імпульсу комутації регулюється час замороченого стану додаткового опору.

Змінюючи таким чином шпаруватість імпульсу комутації досягається плавне регулювання величини додаткового опору, тим самим регулювання швидкості асинхронного двигуна з фазним ротором. Діапазон регулювання швидкості невеликий, а показники енергетичні невисокі через збільшення втрат завдяки сковзанню двигуна.

2.2.4 Каскадні схеми регулювання АД

Каскадні схеми включення асинхронних двигунів дозволять забезпечити отримання плавного регулювання швидкості обертання двигуна. Каскадні схеми мають одну важливу властивість – вони дозволяють перетворювати втрати енергії сковзання або віддаванням до мережі, або перетворенням її в механічну енергію з передачею на вал головного двигуна. Використовувати каскадну схему в приводі подачі на метало ріжучому верстаті середньої потужності неможливо через габарити, масу, а також велику встановлену потужність електроприводу, що значно перевищує головного двигуна, а також через підвищену інерційність приводу.

2.2.5 Електропривод на базі АД з КЗ ротором та тиристорним регулятором напруги

Регулювання швидкості обертання асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором змінної напруги з незмінною частотою забезпечує безступінчасте регулювання швидкості в широкому діапазоні. На практиці зміна напруги живлячої мережі виконується або з допомогою тиристорного регулятора напруги, або з допомогою магнітного підсилювача, який ввімкнений в коло статора двигуна. Основним недоліком такого способу керування є зниження критичного моменту двигуна під час зменшення напруги, а також втрати сковзання у двигуні, що призводить до нагрівання асинхронного двигуна і потребує завищення потужності уже при проектуванні.

2.2.6 Електропривод на базі асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором і перетворювача частоти

Регулювання швидкості обертання асинхронного двигуна зміною частоти підведеної до нього напруги забезпечує правильне регулювання швидкості в широкому діапазоні. Для забезпечення такого способу необхідно перетворювальний пристрій, який дає змогу плавно регулювати частоту і при цьому одночасно змінювати напругу згідно до закону зміни напруги при частотному регулюванні швидкості АД:

$$\frac{U_{1j}}{U_{1k}} = \frac{f_{1j}}{f_{1k}} \times \sqrt{\frac{M_c(\omega_j)}{M_c(\omega_k)}}; \quad (2.61)$$

де U_{1j} - фазна напруга джерела живлення АД при частоті f_{1j} ;

$M_c(\omega_j)$ - момент статичного навантаження на валу двигуна при швидкості ω_j ;

U_{1k} - фазна напруга джерела живлення АД при частоті f_{1k} ;

$M_c(\omega_k)$ - момент статичного навантаження на валу двигуна при швидкості

При виборі співвідношення між частотою та напругою, що підводиться до статора, виходимо із умови збереження перевантажувальної здібності:

$$\lambda = \frac{M_k}{M_c} = const, \quad (2.62)$$

При частотному регулюванні АД скоєвання машини не залежно від діапазону регулювання підтримується відносно невеликим, і втрати в двигуні невеликі.

Перші системи частотного керування АД базувалися на використанні електромеханічних перетворювачів, в яких регулювання частоти вихідної напруги пов'язане зі зміною швидкості однієї або декількох допоміжних електричних машин. Така система забезпечувала широкий діапазон регулювання, але технікоекономічні показники не високі і дуже велика встановлена потужність перетворювача, низький ККД, невисока швидкодія.

Розвиток елементної бази електроніки дав змогу створити статичні перетворювачі частоти з керованими вентилями - тиристорами, які значно поширили області застосування асинхронних двигунів.

Зараз в промисловості використовують основним чином тиристорні перетворювачі, які можна розділити на три групи: перетворювачі з проміжною ланкою постійного струму; перетворювачі з безпосереднім зв'язком; перетворювачі з проміжною ланкою підвищеної частоти.

Перетворювачі з безпосереднім зв'язком забезпечують отримання напруги з регульованою амплітудою і частотою безпосередньо із напруги мережі без

будь-яких проміжних перетворювань. Застосування таких перетворювачів виправдовується лише для приводів середньої і великої потужності (через велику кількість тиристорів у схемі), тому що вони дозволяють уникнути паралельного з'єднання тиристорів і забезпечують відносно невеликі пульсації в кривих вихідних напруг та струмів.

Тиристорні перетворювачі мають низку переваг над іншими схемами керування АД: високий ККД і мала встановлена потужність тиристорів; відсутність елементів штучної комутації тиристорів, що підвищує надійність перетворювача і зменшує його розміри; можливість отримання низьких частот при нормальній формі вихідної напруги. Але присутні і значні недоліки: обмеження по максимальному значенню вихідної частоти (неможливість отримання частот, близьких до частоти живлячої мережі; низький коефіцієнт потужності що споживається від мережі).

В перетворювачах частоти з проміжною ланкою постійного струму напруга мережі випрямляється і через фільтр подається на автономний інвертор, який в свою чергу перетворює постійну напругу в напругу змінну з регульованою частотою.

Завдяки наявності ланки постійного струму частота перетворювача, що надходить на вихід, може бути регульована в широкому діапазоні як вгору, так і вниз відносно частоти мережі. Це є основною перевагою перетворювачів із проміжною ланкою постійного струму і в значній мірі визначає широке їх застосування.

Керований випрямляч в даному перетворювачі по схемі і принципу дії не відрізняється від багатьох інших. Найбільш складним і відповідальним вузлом є автономний інвертор. Автономні інвертори існують по принципу на інвертори напруги та інвертори струму. Основною особливістю автономного інвертора напруги полягає в тому, що напруга на навантаженні не залежить від її характеристик, а визначається чергуванням комутації тиристорів. Це досягається шляхом включення до схеми зворотних діодів, призначених для пропускання

індуктивних струмів навантаження і включення його паралельно джерелу підзаряду конденсатора, на який цей струм і замикається.

В автономному інверторі струму, навпаки, чергування комутації керованих вентилів визначає форму струму, а форма напруги залежить від навантаження. Це обумовлене включенням на вхід інвертору реакторів, що мають достатньо велику індуктивність.

До того ж зовнішня характеристика (залежність напруги на навантаженні від струму навантаження - (U_H від I_H) ідеального АІН має вигляд горизонтальної прямої, оскільки дійсне значення напруги на навантаженні завжди дорівнює напрузі джерела живлення інвертора.

Із вище означеного можна зробити висновок, що для використання в якості керованого електроприводу більш доцільно для верстату невеликої потужності використовувати електропривод змінного струму - асинхронний електропривод з керуванням зміною частоти живлячої напруги. До того ж це дає змогу не порушувати конструкцію верстату оскільки на приводі подачі хрестового столу до модернізації використовувався асинхронний двигун.

В якості з перетворювача частоти використовуємо тиристорний перетворювач частоти з проміжною ланкою постійного струму та автономним інвертором напруги. Таке сполучення, як означено вище, дає достатньо гарний результат при керуванні двигунів невеликої потужності у широкому діапазоні як вниз, так і вгору від номінальної частоти обертання. До того ж нескладність системи керування, простота конструктивного виконання забезпечує більш надійну роботу і стабільність вихідних параметрів.

2.2.7 Розробка структурної схеми електроприводу на базі асинхронного двигуна з тиристорним перетворювачем частоти (ТПЧ)

Розробку структурної схеми слід почати з встановлення технічних вимог, які пред'являються до приводу подач. Для забезпечення переміщення хрестового столу із заготовкою (оброблюваною деталлю) в зону різання з заданою

швидкістю подачі, зусиллям, точністю до керованого електроприводу подачі пред'являються такі вимоги:

1. Електропривод / повинен забезпечити (пуск, гальмування і реверс електродвигуна.
2. Режим роботи - повторно-короткочасний.
3. Навантаження для кожного переміщення визначається в залежності від встановлених режимів різання, а під час одного переміщення постійно.
4. Напрямок подачі повинен здійснюватись в будь-яку сторону, без пріоритетів, по осі X, Y.
5. Швидкість руху повинна повільно змінюватись у широкому діапазоні.
6. . Параметри живлячої мережі:
 - номінальна напруга - 380В;
 - частота - 50Гц;
 - відхилення напруги мережі змінного струму від номінальної - 15%...10%;
 - відхилення частоти змінного струму від номінальної у межах від -2% до +2%;
7. Діапазон робочих температур від плюс 1°C до плюс 40 С.
8. Відносна вологість робочих приміщень до 80% при температурі +25°C

Проведемо більш детальну розробку. Живляча напруга через автоматичний вимикач (АВ) подається на керований випрямляч (КВ) виконаний по трьохфазній мостовій схемі, де змінна напруга мережі випрямляється і подається до фільтру (Ф), виконаного по LC-схемі. Випрямлена і відфільтрована напруга заданої величини подається на автономний інвертор напруги (АІН), на виході якого і отримуємо напругу змінної частоти, необхідної для живлення асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором.

Керування АІН здійснюється за допомогою системи керування інвертором (СКІ). По способу комутації інвертори можна поділити на декілька груп: з індивідуальною, по фазною, груповою, загальною між вентиляційною і між фазною комутацією. Комутуючий пристрій з по фазною комутацією призначений для

навперемінного запирання тиристорів двох плечей, які відносяться до однієї фази інвертора. При цьому гармонічний склад вихідної напруги не залежить від параметрів навантаження.

Для повільного регулювання швидкості асинхронного двигуна, а також здійснення розгону, гальмування і реверсу в схему ТПЧ необхідно включити систему авторегулювання (САР). Підтримання швидкості двигуна у заданих межах і здійснюється за допомогою САР, яка виконана двохконтурною по принципу підпорядкованого регулювання. Внутрішнім контуром є контур регулювання вхідного струму перетворювача за допомогою датчика струму (ДС), а зовнішнім - контур регулювання ЕРС двигуна за допомогою датчика напруги (ДН) та ЕРС (ДЕ) і датчика частоти (ДЧ).

До типової схеми керування інвертору входять формувач імпульсів (ФІ) та задавальний генератор (ЗГ), а також кільцевий розподільник (КР). СКІ призначений для керування основними та комутуючими тиристорами інверторами з частотою, що відповідає напрузі задавання і потужністю для відкриття тиристорів. Керуючі імпульси приходять з формувача імпульсів. Перетворення напруги задавання у пропорційне йому значення частоти здійснюється у задавальному генераторі, який працює по принципу зміни напрямку інтегрування.

Для забезпечення включення і відключення приводу у робочому та аварійному режимах в перетворювачі необхідно застосувати систему сигналізації та захисту (ССЗ), яка дає можливість здійснювати такі види захисту:

1. Від максимального струму - автоматичний вимикач, запобіжники.
2. Від струму перенавантаження - датчик струму.
3. Від порушення охолодження вентилів.
4. Від зниження напруги мережі нижче допустимого значення.
5. Від зриву інвертору - датчик зриву інвертору (ДЗІ).
6. Від зниження напруги мережі.
7. Від обриву фаз двигуна - датчик обриву фаз (ДОФ).

Для забезпечення реверсу та гальмування двигуна необхідно застосовувати систему гальмування, яка складається з гальмівного пристрою (ГУ), та пристрою керування гальмуванням (ПКГ), які забезпечують динамічне гальмування двигуна, а також пристрій реверсу (ПР), який керує системою керування інвертору - змінює послідовність команд на відкривання тиристорів інвертора.

2.2.8 Принципова схема силової частини. Розробка принципової схеми

До складу силової частини перетворювача частоти входять керований випрямляч, згладжуючий фільтр, автономний інвертор напруги та пристрій тальмування. Розглянемо детальніше роботу силової частини перетворювача.

Зміна напруги промислової частоти надходить на керований випрямляч, за допомогою якого вона не тільки перетворюється на постійну, а й досягається регулювання спрямленої напруги по амплітуді. В загальному вигляді керований випрямляч є пристроєм, до складу якого входять трансформатор, власне випрямляч та силовий фільтр. У тих випадках, коли джерело енергії задовольняє необхідним вимогам по рівню напруги та кількістю фаз трансформатор виявляється не потрібним і всі функції пониження напруги здійснює сам випрямляч.

Між мережею змінного струму та керованим випрямлячем, як годиться, вмикають згладжуючи реактори, які забезпечують обмеження струму в аварійних режимах, зменшують зростання струму тиристорів випрямляча, а також зменшення спотворення форми живлячої напруги мережі, що викликало їх комутацію.

Спрямлена напруга далі надходить на вхід силового фільтру, який виконує функцію згладжування пульсацій спрямленої напруги.

Відфільтрована напруга надається на автономний інвертор напруги, де вона перетворюється на змінну з частотою, яка керується. В результаті цього на виході тиристорного перетворювача частоти формується напруга, частота якої може змінюватись під впливом керуючих сигналів, у широкому діапазоні.

До складу АІН включаємо місток основних тиристорів та місток комутуючих тиристорів, за допомогою яких власне і буде інвертована напруга. Для енергообміну між фазами навантаження до складу інвертора слід внести місток зворотних діодів. Для надання інверторній напрузі більш досконалої форми на виході кожної з фаз необхідно встановити потужний комутуючий конденсатор.

При живленні інвертора від випрямляча на його вхід слід ставити конденсатори великої потужності для забезпечення провідності джерела постійної напруги у зворотному напрямку. Для автономного та безперервного підзарядку комутуючих конденсаторів під час процесу комутації до ланки конденсаторів слід увімкнути допоміжні джерела підзарядження. Цей захід забезпечить постійність комутаційної спроможності інвертора в усіх режимах його роботи. Однак для розв'язки кіл джерел основного живлення та допоміжного вмикають розділюючи діоди. Забезпечити стабілізацію напруги на комутуючих конденсаторах, підтримати її на рівні, який не перевищував би величини напруги на допоміжних джерелах можна підключивши до ланки комутуючих конденсаторів кола скидання енергії, яке виконане у вигляді симетричної нерегульованої мостової схеми.

Для забезпечення динамічного гальмування електродвигуна в привод необхідно ввести гальмівний пристрій, який забезпечить виникнення проти ЕРС в двигуні. Цього можна досягти, під'єднавши до загальної точки однієї з фаз основних та комутуючих тиристорів інвертора ланку, що складається з двох плечей послідовно увімкнених тиристора та потужного резистора. Вмикання гальмівного пристрою буде здійснюватися по команді, що надходить з системи авторегулювання.

2.2.9 Розрахунок елементів керованого випрямляча

Керований випрямляч проектованого перетворювача частоти виконуємо по без трансформаторній схемі на керованих вентилях - тиристорах, увімкнених по трифазній мостовій схемі без нульового проводу.

Приймаючи до уваги експлуатаційні особливості роботи перетворювача в асинхронному електроприводі з можливими короткочасними перенавантаженнями по струму та по напрузі для забезпечення надійності роботи пристрою, питання правильного вибору тиристорів та їх охолоджувачів має першочергове значення.

Згідно з (8, стр. 93) вибір тиристорів здійснюється зразу по декількох параметрах: по струму, по напрузі, по динамічних навантаженнях і по допустимих теплових перенавантаженнях.

2.2.10 Розрахунок тиристорів по напрузі

Величина амплітудної напруги, що подається на тиристор, визначає клас тиристора. В залежності від допустимої зворотної напруги тиристори діляться на 8 класів: (18, стр. 256, табл.101).

Таблиця 2.2

Клас тиристорів і діодів

Клас	1	2	3	4	5	6	7	8
Найбільша зворотна напруга, В	150	225	300	375	450	550	660	800

При трифазній мостовій схемі включення тиристорів відповідно до (22, стр. 94) напруга:

$$U_{max} = \sqrt{2} \times U_L; \quad (2.63)$$

Де U_L - лінійна напруга

Через те, що мостовий випрямляч увімкнений, по без трансформаторній схемі, то $U_L = 380$ В.

$$U_{max} = \sqrt{2} \times 380 = 535 \text{ В.}$$

Слід обирати тиристор не нижче 6-го класу. Однак необхідно зауважити на необхідності мати деякий запас по напрузі тиристорів, для чого вибираємо їх на 1-2 класи вище.

Остаточно приймаємо тиристор 7-го класу з максимальною напругою 660ВВ.

2.2.11 Розрахунок тиристорів по струму

Розрахунок тиристорів керованого випрямляча по струму проведемо згідно з методикою, що приведена у (23, стр. 20).

Вибір тиристорів здійснюється по допустимих струмах і визначається як:

$$I_{a \text{ сер}} = \frac{I_d}{3}; \quad (2.64)$$

Де I_d - середнє значення струму на навантаженні КВ.

Визначається по (4, стр. 226):

$$I_d = \frac{3 \times U_\phi \times I_\phi \times \cos\varphi}{\eta_d \times U_d}; \quad (2.65)$$

де I_ϕ, U_ϕ - відповідно напруга і струм статора двигуна привода, В, А;

U_d - середня напруга на виході випрямляча, В;

$\cos\varphi$ - коефіцієнт потужності двигуна.

Згідно до таблиці 2.1 даної пояснювальної записки $\cos\varphi = 0,81$.

Значення I_ϕ, U_ϕ, U_d , визначаємо по (1, стр. 72):

$$U_\phi = \frac{U_L}{\sqrt{3}} = 220 \text{ В}; \quad (2.66)$$

$$I_\phi = \frac{P_{\text{дв}}}{3 \times U_\phi \times \cos\varphi \times \eta_{\text{дв}}}; \quad (2.67)$$

де $P_{\text{дв}}$ - потужність двигуна подачі,

$$P_{\text{дв}} = 1,1 \text{ кВт};$$

$\eta_{\text{дв}}$ - ККД двигуна,

$$\eta_{\text{дв}} = 0,75.$$

$$I_\phi = \frac{1,1 \times 10^3}{3 \times 220 \times 0,81 \times 0,75} = 2,743 \text{ А},$$

$$U_d = \frac{3}{\sqrt{2}} \times U_\phi = \frac{3}{\sqrt{2}} \times 220 = 466,69 \text{ В}; \quad (2.68)$$

Підставивши отримані значення у формулу (2.65) отримуємо значення струму навантаження:

$$I_d = \frac{3 \times 220 \times 2,743 \times 0,81}{466,69} = 4,191 \text{ A.}$$

Тепер можна визначити допустимий струм, що протікає через один тиристор по формулі (2.64):

$$I_{a \text{ сеп}} = \frac{4,191}{3} = 1,397 \text{ A}$$

Діюче ефективне значення струму:

$$I_{d \text{ еф}} = 0,58 \times I_d = 0,58 \times 4,191 = 2,431 \text{ A.} \quad (2,69)$$

Враховуючи відносну потужність пристроїв комутації, захисту і сигналізації тиристорного перетворювача діюче ефективне значення струму слід збільшувати на 30%...50% по розрахунках. Таким чином:

$$I_{a \text{ еф}}^{\cdot} = 1,5 \times I_{a \text{ еф}} = 1,5 \times 2,431 = 3,646 \text{ A.} \quad (2,70)$$

Розрахунок тиристорів по допустимих струмових перенавантаженнях проводимо по (15, стр. 95): визначаємо спочатку амплітудне значення пускового струму:

$$I_{m.n.} = 1,41 \times I_n, \quad (2,71)$$

де I_n - номінальне діюче значення пускового струму. Згідно до таблиці 2.1:

$$I_n = 5 \times I_H, \quad (2,72)$$

Оскільки, $I_H = I_{\phi} = 2,743 \text{ A}$, то:

$$I_n = 5 \times 2,743 = 13,715 \text{ A}$$

$$I_{m n} = 1,41 \times 13,715 = 19,338 \text{ A}$$

Для вибору тиристорів також необхідно час їхньої роботи, тобто час пуску двигуна, яку визначимо згідно до методики, що наведена у (8, стр. 45):

$$t_n = \frac{J_{\Sigma}}{9,55} \times \frac{n_H}{M_{n \text{ ср}} - M_o} \quad (2,73)$$

$$t_r = \frac{J_{\Sigma}}{9,55} \times \frac{n_o}{M_{r \text{ ср}} - M_o} \quad (2,74)$$

де J_{Σ} сумарний момент інерції двигуна і механічної системи, при

$$J_{\text{дв}} = 3,2 \times 10^{-3} \text{ кг*м}^2.$$

$$J_{\Sigma} = 1,25 \times J_{\text{дв}} = 1,25 \times 3,2 \times 10^{-3} = 0,04 \text{ кг * м}^2 \quad (2,75)$$

M_H - номінальний момент інерції при номінальній частоті обертання двигуна, Н'м;

M_o - момент діючий при синхронній частоті обертання, Н'м;

$$M_H = \frac{9550 \times P_H}{10^3 \times n_H} = \frac{9550 \times 1,1 \times 10^3}{10^3 \times 1399,5} = 7,506 \text{ Н} * \text{м} \quad (2,76)$$

$$M_o = \frac{9550 \times P_H}{10^3 \times n_o} = \frac{9550 \times 1,1 \times 10^3}{10^3 \times 1500} = 7,003 \text{ Н} * \text{м} \quad (2,77)$$

де $M_{\Pi \text{ сер}}, M_{\Gamma \text{ сер}}$ Середні моменти пуску та гальмування, Нм;

$$M_{\Pi \text{ сер}} = \frac{M_{\Pi} + M_{MAX}}{2}; \quad (2,78)$$

$$M_{\Gamma \text{ сер}} = 0,9 \times M_{\Pi}; \quad (2,79)$$

де M_{Π}, M_{MAX} - Відповідно пусковий і максимальний моменти, Н*м, визначаємо відповідно таблиці 2.1:

$$M_{\Pi} = \frac{M_n}{M_H} \times M_H = 2 \times 7,506 = 15,012 \text{ Н} * \text{м}; \quad (2,80)$$

$$M_{max} = \frac{M_{max}}{M_H} \times M_H = 2,2 \times 7,506 = 13,513 \text{ Н} * \text{м}; \quad (2,81)$$

Тоді:

$$M_{\Pi \text{ сер}} = \frac{15,012 + 16,513}{2} = 15,763 \text{ Н} * \text{м}$$

$$M_{\Gamma \text{ сер}} = 0,9 \times 15,012 = 13,511 \text{ Н} * \text{м}$$

Визначаємо час пуску та гальмування:

$$t_n = \frac{0,04}{9,55} \times \frac{1399,5}{15,763 - 7,506} = 0,071 \text{ с.}$$

$$t_n = \frac{0,04}{9,55} \times \frac{1500}{13,511 - 7,003} = 0,105 \text{ с.}$$

З урахуванням тривалості пуску тиристор необхідно перевірити по допустимій величині $I^2 \times t$:

$$I_{t \text{ доп}} = I^2 \times t = 19,338^2 \times 0,071 = 26,55 \text{ А}^2 \text{с}; \quad (2,82)$$

Згідно до (18, табл. 100, стр. 254) та (15, стр. 80) вибираємо тиристор серії ВКУ-20-7, технічні дані якого представимо у вигляді таблиці:

Таблиця 2.3

Технічні дані тиристора випрямляча.

Тип	$I_{випр}$, А	U_{MAX} , В	$U_{ЗВ}$, В	P_{MAX}^{lim} , Вт	$U_{КЕР}$, В	$I_{КЕР}$, А	$I^2 \cdot t$, А ² с
ВКУ-20-7	20	1000	660	20	20	1	290

2.2.12 Розрахунок тиристорів на нагрівостійкість

Розрахунок на нагрів базується на уявленні про тепловий опір напівпровідникового переходу, тобто відношенні перевищення температури робочого елемента над температурою оточуючого середовища та середньому значенні потужності втрат в вентилях.

Тепловий опір R_T , тиристора являє собою тепловий опір переходу (між структурою і зовнішньою поверхнею корпусу), визначене виключно конструкцією тиристора, і теплового опору між поверхнею вентиля і оточуючим середовищем, визначене характером та інтенсивністю охолодження.

По даним (12), значення теплових опорів напівпровідникових вентилів знаходиться у межах 0,05...0,5 °С/Вт.

Тепловий опір, що не встановився, r_t , є функцією часу. Знаючи r_t , можна визначити будь-які циклічні і короточасні режими роботи, у тому числі і режими короткого замикання, що в свою чергу дає можливість аналізувати про їх допустимість і по них обирають необхідні засоби захисту.

Розрахунок втрат в тиристорі необхідний по-перше для визначення значення перегріву, що встановився і, по-друге, для розрахунку тепловідводу.

Потужність, яка розсіюється, (середнє значення за інтервал $t_{ц}$), можна у загальному вигляді визначити по (12, стр. 83), як:

$$\Delta P_B = \frac{1}{t_{ц}} \times \int_0^{t_{ц}} I \times U \times dt \approx \frac{1}{t_{ц}} \times \int_0^{t_{ц}} i^2 \times R_B \times dt; \quad (2,83)$$

Де U , i – відповідно значення напруги і струму вентиля;

R_B - середнє значення активного опору переходу «анод-катод» у провідниковому напрямку.

Втрати у вентилях можна умовно розділити на основі ΔP_1 , і додаткові ΔP_d (15, стр. 84):

$$\Delta P_v = \Delta P_1 + \Delta P_d; \quad (2,84)$$

Основні витрати обумовлені проходженням робочого струму через тиристори, а додаткові - проходженням струму в колі керування прямими та зворотними струмами витікання. Зазвичай ΔP_d , не більше ніж (5...10)% від ΔP_1 , тому необхідно розрахувати тільки значення ΔP_1 .

Для визначення аналітичним методом розрахунку основних витрат необхідно знати залежності $u = f(i)$ та $i = f(t)$.

При синусоїдальній формі струму вираз для визначення середнього значення розсіювання потужності за період має вигляд:

$$\Delta P_1 = \frac{I_{max}}{2} \times \left\{ U_0 \left[\cos \alpha - (\cos \alpha + \beta) + \frac{R_2 \times I_H^2}{2} \times \left(\sin \beta + \frac{1}{2} \sin 2\alpha - \frac{1}{2} \sin (\alpha + \beta) \right) \right] \right\}; \quad (2,85)$$

Або

$$\Delta P_1 = 0,318 \times I_{max} \times U_0 + 0,25 \times R_2 \times I_{max}^2, \quad (2,86)$$

де α - кут керування;

β - час проходження струму;

I_{max} - Амплітудне значення робочого струму на виході випрямляча;

U_0, R_2 - параметри вольт-амперної характеристики;

U_0 - ланка осі абсцис, що відсікається лінійною частиною характеристики;

R_2 - тангенс кута нахилу характеристики.

Згідно до (12, стр. 246) для ВКУ-20 значення $U_0 = 0,85$ В, $R_2 = 0,85 \cdot 10^{-3}$ Ом.

Значення I_{max} визначаємо по формулі:

$$I_{max} = 1,41 \times I_d = 1,41 \times 4,191 = 5,909 \quad (2,87)$$

Витрати у робочому стані становлять:

$$\Delta P_1 = 0,318 \times 5,909 \times 0,85 + 0,25 \times 0,8 \times 10^{-3} \times 5,909^2 = 1,604 \text{ Вт}$$

$$\Delta P_d = 0,1 \times 1,04 = 0,104 \text{ Вт}$$

$$\Delta P_B = 1,604 \times 0,1604 = 1,7644 \text{ Вт}$$

Основні витрати при пускові визначаємо в залежності від пускового струму.

$$\Delta P_{1A} = 0,318 \times 19,338 \times 0,85 + 0,25 \times 0,8 \times 10^{-3} \times 19,338^2 = 5,302 \text{ Вт}$$

$$\Delta P_{дA} = 0,1 \times 5,302 = 0,5302 \text{ Вт}$$

$$\Delta P_{вA} = 5,302 \times 0,5302 = 5,8322 \text{ Вт}$$

Втрати при динамічному гальмуванні рівні з витратами у пускові струми, тому що час пуску і час гальмування, як зазначалось вище, близькі до величини.

Середні втрати на тиристорі рахуємо згідно до (15, стр. 87):

$$\Delta P_{\text{ср}} = \frac{\sum \Delta P_i \times t_i}{\sum t_k}, \quad (2.88)$$

де ΔP_i – втрати на кожній ділянці навантаження; t_i – тривалість робочих та всіх інших ділянок циклу; час пуску, гальмування та зупинки:

$$t_k = t_n + t_p + t_r + t_\varepsilon; \quad (2.89)$$

Тривалість робочого циклу визначаємо із умови чорнового торцевого фрезерування найбільшої довжини по встановлених у розділі 1 режимах різання.

$$t_p = \frac{L_{pX}}{v_n}; \quad (2.90)$$

де L_{pX} - довжина робочого ходу, мм;

v_n - швидкість подачі в установленому режимі,

$v_n = 40 \text{ мм/хв.}$,

$$L_{pX} = l_1 + l_{\text{різ}} + l_2; \quad (2.91)$$

де $l_{\text{різ}}$ – довжина різання; згідно до паспорту верстату, максимальна довжина оброблюваної деталі становить 710мм.

l_1, l_2 - довжина врізання та перебігу фрези, мм;

$l_1 + l_2 = 54 \text{ мм}$ згідно з (20, стр. 301).

$$t_p = \frac{710 + 54}{40} = 19,1 \text{ хв} = 1146 \text{ с}$$

Час пуску і гальмування було визначено раніше $t_n = 0,071 \text{ с}$,

$t_r = 0,105 \text{ с}$. Час зупинки згідно до паспорту верстату дорівнює $t_3 = 25 \text{ с}$.

По формулі (2.28) визначимо середні втрати:

$$\Delta P_{cp} = \frac{5,302 \times 0,071 + 1,764 + 1146 + 5,302 \times 0,105}{1146 + 0,071 + 0,105 + 25} = 1,727 \text{ Вт}$$

Вибір охолоджуючих реакторів проводиться по методу середніх втрат. Цей метод є на практиці досить точним при розрахунку статичних теплових режимів. При цьому було прийнято, що тепло відвід повинен відповідати найбільш важким для двигуна режимам частих пусків та гальмувань.

Оскільки в таких випадках, як у розрахованому, виявилось, що тиристор завантажений значно менше, ніж це становить по номінальним даним, застосування стандартного литого радіатора виявляється зайвим. Можна застосовувати тепло відвід значно менших габаритів. На практиці у таких випадках тиристори встановлюють на алюмінієву пластину товщиною до 5 мм.

Тепловий розрахунок тиристора показав, що вибраний тиристор типу ВКУ-20-7 повністю задовольняє за своїми параметрами умовам нагрівостійкості. З цього витікає, що у схемі керованого випрямляча можна застосовувати обрані тиристори.

2.2.13 Розрахунок силових реакторів

Індуктивність реакторів, які необхідно встановити на вході керованого випрямляча, розрахуємо, користуючись рівнянням характеристики випрямляча по (23, стр. 85):

$$U_d = U_{d0} \times \cos \alpha - \frac{3 \times I_d \times X_a}{\pi} \quad (2,92)$$

Перетворюючи, отримуємо наступний вираз:

$$X_a = \sqrt{3} \times E_m \times \frac{\cos \alpha - \frac{\pi \times U_d}{3 \times \sqrt{3} \times E_m}}{I_d}, \quad (2,93)$$

При кутовому керуванні $\alpha = 0$ значення U_d , має максимальну величину:

$$X_a = \sqrt{3} \times 310,2 \times \frac{1 - \frac{3,14 \times 466,69}{3 \times \sqrt{3} \times 310,2}}{4,191} = 11,588 \text{ Ом};$$

Індуктивність визначимо по формулі:

$$L = \frac{X_a}{2 \times \pi \times f} = \frac{11,558}{2 \times 3,14 \times 50} = 0,037 \text{ Гн};$$

Згідно до каталогу (18) обираємо реактор серії ТСТ-660-0,037УЗ ГОСТ8865-80 на номінальну напругу 660В.

2.2.14 Розрахунок силового фільтру

Основний показник фільтруючого елементу силової частини – коефіцієнт фільтрації, визначаємо згідно до (23) по формулі:

$$K_{\phi} = \frac{K}{\lambda}; \quad (2,94)$$

де K - коефіцієнт згладжування пульса.

$$K = \frac{K_n}{K_n}; \quad (2,95)$$

де K_n – коефіцієнт пульсації випрямленої напруги на вході фільтру, який згідно з (23, стр. 48) $K_n = 0,057$.

K_n – коефіцієнт пульсації на виході фільтру, який згідно до (23, стр. 571) приймаємо $K_n = 0,01$.

Λ - коефіцієнт передачі постійної напруги фільтром; згідно з (23, стр.48) $\lambda = 0,97$.

$$\Lambda = \frac{f_0}{50} = \frac{50}{50} = 1; \quad (2,96)$$

Тоді:

$$LC = \frac{10 \times (5,88 + 1)}{6^2 \times 1} = 1,911 \text{ мкФ} \times \text{Гн};$$

Мінімальна індуктивність, при забезпечується індуктивна реакція фільтру визначається по формулі (23, стр. 50):

$$L_{min} = \frac{2 \times R_H}{(m_n^2 - 1) \times m_n \times \omega}; \quad (2,97)$$

де R_H - опір навантаження, Ом.

$$R_H = \frac{U_d}{I_d} = \frac{466,69}{4,191} = 111,35 \text{ Ом}; \quad (2,98)$$

Тоді індуктивність:

$$L_{min} = \frac{2 \times 111,355}{(6^2 - 1) \times 6 \times 2 \times 3,14 \times 50} = 3,376 \times 10^{-3} \text{ Гн};$$

При проектуванні LC-фільтрів слід уникати появи резонансу. Для цього необхідно, згідно з (22, стр. 224), щоб власна частота фільтру $\omega_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ була б

меншою, ніж частота основної гармоніки пульсації $\omega_{n(1)}$ і не була кратною до неї. При розрахунку зазвичай достатньо виконання вимог:

$$\omega_{n(1)}L = \left(\frac{5}{10}\right) \times R_H; \quad (2.99)$$

$$\frac{1}{\omega_{n(1)}C} = \left(\frac{5}{10}\right) \times R_H; \quad (2.100)$$

Спираючись на формулу (2.99) визначаємо значення індуктивності при $f_{n(1)} = 300$ Гц (23, стр. 52).

Таким чином:

$$K = \frac{0,057}{0,01} = 5,7;$$

$$K_\phi = \frac{5,7}{0,97} = 5,88;$$

Через те, що $K_\phi < 50$, згідно до (23, стр. 49) обираємо одно-ланковий LC-фільтр.

Увімкненням конденсатору у ланку з індуктивністю отримуємо самостійну ланку протікання змінної складової струму, що обумовлюється змінною складовою напруги U_d , обминаючи ланку навантаження. Оскільки опір конденсатора змінному струмові мізерний, падіння напруги на конденсаторі від змінної складової струму теж мале, чим і досягається значне зменшення пульсації напруги $U_{дн}$.

Отже, за допомогою конденсатору, що вмикається в склад фільтру, більш ефективно здійснюється розділення змінної та постійної напруги у вихідній ланці випрямляча. Згідно з формулою по (23, стр. 47), визначаємо величину LC:

$$LC = \frac{10 \times (K_\phi + 1)}{m_n^2 \times \alpha^2}; \quad (2.101)$$

де m_n - коефіцієнт пульсації; $m_n = 6$ згідно з (22, стр. 57);

α - коефіцієнт, що залежить від частоти мережі.

$$L = \frac{\left(\frac{5}{10}\right) \times 111,355}{2 \times 3,14 \times 300} = (0,295 \dots 0,591) \text{Гн};$$

Приймаємо $L = 0,382$ Гн.

Величину ємності визначаємо із залежності (2.96):

$$LC = C_{\phi} \times L_{\phi}; \quad (2.102)$$

$$C_{\phi} = \frac{LC}{L_{\phi}} = \frac{1,911}{0,477} = 5,006 \text{ мкФ};$$

Перевіримо умову (2.40)

$$\frac{1}{\omega_{n(1)}C} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 300 \times 5 \times 10^{-6}} = 106,157 \text{ Ом};$$

Отримана значення не заперечує умові.

Визначимо власну частоту LC-фільтру:

$$\omega_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{L \times C}} = \frac{1}{\sqrt{0,382 \times 5 \times 10^{-2}}} = 723,577 \text{ рад}^{-1};$$

Власна частота силового LC-фільтру, який був розрахований для даної силової схеми, менша за частоту силової схеми, менша за частоту основної (першої) гармоніки ($\omega_{n(1)} = 2 \times \pi \times f_0$) і не кратна їй. Отже розрахунковий фільтр забезпечує нормальну роботу у без резонансному режимі і можна застосовувати в силовій схемі пристрою.

2.2.15 Розрахунок елементів автономного інвертору напруги

Автономний інвертор напруги, який обраний для тиристорного перетворювача частоти, складається з містка основних тиристорів, комутуючих тиристорів, ланки підзаряду та містка скидання надлишкової напруги.

Розрахунок ланки основних тиристорів

До ланки основних тиристорів входять саме основні тиристори та зворотні діоди.

Вибір основних тиристорів інвертора здійснимо згідно з (22, стр. 260) по середньому та діючому значенню струмів, а також по величині максимально допустимої прямої та зворотної напруги.

Для визначення середніх та діючих струмів на тиристорах, згідно до (22, стр. 314) користуватися графіком залежності, по яким вони і визначаються згідно з коефіцієнтом потужності та базового струму інвертора. Значення базового струму можна визначити по формулі із (22, стр. 315):

$$I_0 = \frac{3 \times I_d}{2 \times \cos^2 \varphi} = \frac{3 \times 4,191}{2 \times 0,81^2} = 9,582 \text{ А}; \quad (2.103)$$

де $\cos\varphi$ - коефіцієнт потужності двигуна (табл. 2.1).

По графікам, що згадуються вище, визначаємо середній та діючий струм основних тиристорів.

$$I_{сер} = 0,29 \times I_0 = 0,29 \times 9,582 = 2,779 \text{ A}; \quad (2.104)$$

$$I_{\sigma} = 0,48 \times I_0 = 0,48 \times 9,582 = 4,599 \text{ A}; \quad (2.105)$$

Значення максимально допустимої напруги на тиристорах силової частини ТПЧ, як було визначено раніше, становить $U_{пр} = U_d = 466,69 \text{ В}$.

Максимально зворотна напруга на основному тиристорі залежить від максимальної напруги на комутуючому конденсаторі. Вона буде визначена пізніше.

Попередньо обираємо в якості основного тиристора інвертора керований вентиль типу ВКУ-10.

2.2.16 Визначення комутуючих конденсаторів

Розрахуємо коефіцієнт, що характеризує відносне значення початкової напруги у ланці комутації по формулі, приведеній у (4, стр. 206):

$$\varepsilon = \frac{U_{(0)} + U_k}{U_d}; \quad (2.106)$$

де $U_{(0)}$ - початкова напруга на конденсаторі, згідно до (22, стр. 51), вона дорівнює $U_{(0)} = U_d$;

U_k - напруга джерела підзаряду в початковий момент, згідно до (22, стр. 256) для даної схеми вона дорівнює $U_k = 0$.

$$\varepsilon = \frac{466,69 + 0}{466,69} = 1;$$

Визначимо коефіцієнт навантаження комутаційної ланки згідно з (22, стр. 207) по формулі:

$$X_k = \frac{\varepsilon}{\frac{I_{cm}}{I_{(0)}}}; \quad (2.107)$$

де I_{cm} амплітуда струму у контурі комутації;

$I_{(0)}$ струм на комутаційному інтервалі, згідно до (22, стр. 51) він дорівнює струмові навантаження безпосередньо перед комутацією $I_{(0)} = I_{\phi} = 2,743 \text{ А}$.

Згідно з (4, стр. 207), приймаємо $I_{cm}/I_{(0)}=1,15$ тоді значення коефіцієнту навантаження становить:

$$X_k = \frac{1}{1,15} = 0,87;$$

Характеристичний опір ланки комутації згідно з 4, стр. 206), розраховуємо по формулі:

$$Z_c = X_k \times \frac{U_d}{I_{(0)}} = 0,87 \times \frac{466,69}{2,743} = 148,021 \text{ Ом};$$

З комутуючої характеристики, наведеній у (3, стр. 103), визначаємо час запирання тиристора у кутових одиницях виміру. При $\varepsilon = 1$, $X_k = 0,87$ значення $\varrho_{пр} = 1,01$ рад.

Кутова частота контуру комутації:

$$\omega_0 = \frac{\varrho_{пр}}{k_{зап} \times t_B}; \quad (2.109)$$

де $k_{зап}$ - коефіцієнт запасу часу запирання тиристора;

Згідно з (4, стр. 248) для тиристорів типу ВКУ $k_{зап} = 2$.

t_B - час запирання тиристора, $t_B = 25 \times 10^{-6}$ с (4, стр. 248).

$$\omega_0 = \frac{1,01}{2 \times 25 \times 10^{-6}} = 20200 \text{ рад/с};$$

Індуктивність комутуючого дроселя;

$$L_k = \frac{Z_0}{\omega_0} = \frac{148,021}{20200} = 7,328 \times 10^{-3};$$

Ємність конденсатора комутуючої ланки:

$$C = \frac{1}{Z_c \times \omega_0} = \frac{1}{148,021 \times 20200} = 3,344 \times 10^{-7}; \quad (2.111)$$

Приймаємо конденсатор 330 нФ в якості комутуючого.

Максимальна напруга на ньому у процесі комутації становить:

$$U_{cm} = U_d + Z_c \times I_0 = 466,69 + 148,021 \times 2,743 = 872,7\text{В}; \quad (2.112)$$

Спираючись на даний розрахунок по (21) підбираємо конденсатор типу МБМ ємністю 330 нФ робочою напругою 1000В.

Тепер можна остаточно визначити максимальну зворотну напругу на тиристорі:

$$U_{cm} = U_{зв} = 872,7В$$

Згідно з таблицею 2.2 вибираємо тиристор ВКУ 9 класу. Технічні характеристики наведені в таблиці.

Таблиця 2.4

Технічні дані основного тиристора інвертора

Тип вентиля	I_{\max} , А	$U_{пр.зм}$, В	U_{\max} , В	$U_{\max.зм}$, В	$P_{упр.інл}$, Вт	$U_{кер}$, В	$I_{кер}$, А
ВКУ-10-9	10	1,4	1000	1000	20	20	1

Необхідно також визначити параметри захисних ВС-ланок. Згідно до (18, стр. 47) ємність конденсатору має становити $C_c=1\text{мкФ}$ Опір визначаємо із залежності:

$$R_c = 0,1 \times U_{зв\max} = 0,1 \times 87,27 \text{ Ом}; \quad (2.113)$$

Спираючись на розрахунок по (23), обираємо конденсатор типу МБГЧ-1 ємністю 1 мкФ із робочою напругою 1000В, резистор ПЕВ-25 опором 91 Ом.

2.2.17 Розрахунок комутуючих тиристорів

Вибір комутуючих тиристорів проведемо по максимальній зворотній напрузі на комутуючому конденсаторі і максимальному значення його струму розряду:

$$I_{cm}^K = 1,15 \times I_0 = 1,15 \times 2,743 = 3,154 \text{ А};$$

Для кола комутуючих тиристорів по (18, стр. 254, табл. 102) тиристор типу ВКУ-10 9-класу. Технічні дані наведені у табл. 2.3. Для захисту тиристорів від перенапруги будемо використовувати такі ж елементи, як і для захисту основних тиристорів: RC-ланку з опором 91 Ом та конденсатором, ємністю 1 мкФ на 1000В.

2.2.18 Вибір зворотних діодів

Зворотні діоди необхідно підбирати в залежності від максимальної зворотної напруги, що дорівнює $U_d = U_{\maxзд} = 466,69 \text{ В}$, і струмові, що протікає через діод, який визначається по формулі:

$$I_{з д} = I_{см} - I_0 = 3,154 - 2,743 = 0,417 \text{ А}; \quad (2.115)$$

По каталогу (18, стр. 165, табл. 58) вибираємо діод типу КД221Б, технічні характеристики наводимо в таблицю.

Таблиця 2.5

Технічні дані зворотних діодів

Тип діода	$I_{пр. \max}$, А	$I_{зв. \max}$, А	$U_{над. \max}$, В	$U_{зв. \max}$, В	f_{\max} , кГц
КД221Б	5	3	1,5	500	1

2.2.19 Розрахунок ланки скидання енергії

Визначимо величину опору резисторів, необхідних для ланки скидання енергії згідно по (4, стр. 202):

$$R_3 = 4,5 \times z_c = 4,5 \times 148,021 = 666,095 \text{ Ом}; \quad (2.116)$$

Максимальна потужність, яка буде розсіюватися на резисторі скидання по [3] визначається як:

$$P_3 = \frac{f_k \times t_k}{2} \times (U_{см} - U_d); \quad (2.117)$$

де f_k - частота комутаційних процесів, Гц;

t_k - час комутації тиристорів, $t_k = 25 \times 10^{-6}$ с.

$$P_3 = \frac{50 \times 25 \times 10^{-6}}{2} \times (871,71 - 466,69) = 0,254 \text{ Вт};$$

Спираючись на розрахунок по [21] обираємо резистор типу ПЕВ-25 опором 680 Ом.

Визначимо максимальний струм діодів скидання енергії по формулі:

$$I_{\max зк} = \frac{U_{см} - U_{(0)}}{R_3} = \frac{872,71 - 466,69}{680} = 0,597 \text{ А}; \quad (2.118)$$

Максимальна напруга на діодах становить:

$$U_{m зв} = 2 \times U_d = 2 \times 466,69 = 933,38 \text{ В}; \quad (2.119)$$

По каталогу (18, стр. 165, табл. 58) вибираємо діод типу ВК-2-10-8, технічні дані наводимо у таблиці 2.5.

Таблиця 2.6

Технічні дані діодів містку скидання енергії

Тип діода	I_{np}, A	$U_{зв. max}, B$	$U_{пр. лад}, B$
ВК-2-10-8	10	1000	0,6

2.2.20 Розрахунок ланки підзаряду

Розрахунок параметрів та вибір елементів ланки підзаряду проведемо згідно до методики наданій у [7].

Визначимо час розряду комутуючого конденсатору:

$$t_p = \frac{C_k \times (U_{(0)} - U)}{I_0}; \quad (2.120)$$

де U - залишкова напруга на конденсаторі на кінці розряду. Приймаємо $U=0$ В.

$$t_p = \frac{3,3 \times 10^{-7} \times 466,69}{2,743} = 5,615 \times 10^{-5} \text{ c};$$

Визначимо необхідний струм пудзаряду конденсатора:

$$I_{зар} = \frac{t_p \times I_{cm}}{T - t_p}; \quad (2.121)$$

де T - максимальний період, с.

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50} = 0,02 \text{ c}; \quad (2.122)$$

$$I_{зар} = \frac{5,615 \times 10^{-5} \times 3,154}{0,02 - 5,615 \times 10^{-5}} = 0,009 \text{ A};$$

Приймаємо джерело підзаряду $I_{d1} = 0,01$ А.

Визначимо параметри трансформатора ланки підзаряду згідно з (21, стр. 10).

Випрямлена напруга джерела підзаряду становить $U_{d1} = U_0 = 466,69$ В. Діюче значення напруги вторинної обмотки трансформатора визначаємо як:

$$U_2 = 0,71 \times U_{d1} = 0,71 \times 466,69 = 331,35 \text{ B};$$

Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора складає:

$$I_{21} = I_{22} = 0,53 \times I_{d1} = 0,53 \times 0,01 = 0,0053 \text{ A}; \quad (2.124)$$

Коефіцієнт трансформації трансформатора ланки підзаряду становить:

$$n_{mp} = \frac{U_n}{U_{r\phi}} = \frac{220}{331,35} = 0,664; \quad (2.125)$$

Діюче значення струму первинної обмотки:

$$I_1 = \frac{I_{21} \times I_{22}}{n_{mp}} = \frac{2 \times 0,0053}{0,664} = 0,16 \text{ A}; \quad (2.126)$$

Розрахункова потужність первинної обмотки трансформатора ланки підзаряду:

$$S_1 = m \times U_1 \times I_1 = 3 \times 220 \times 0,016 = 10,56 \text{ B} \times \text{A}; \quad (2.127)$$

де m - кількість фаз.

Розрахункова потужність вторинної обмотки:

$$S_2 = m \times U_2 \times I_{21} + m \times U_2 \times I_{22}; \quad (2.128)$$

$$S_2 = (3 \times 331,35 \times 0,0053) \times 2 = 5,268 \text{ B} \times \text{A};$$

Загальна потужність трансформатора становить:

$$S_{Tp} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{10,56 + 5,268}{2} = 0,003 \text{ A}; \quad (2.129)$$

Вибір випрямляючих діодів, як і у попередніх випадках проводимо по максимально допустимому струму і зворотній напрузі. Величина струму становить:

$$I_{дп} = \frac{I_{d1}}{3} = \frac{0,01}{3} = 0,003 \text{ A}; \quad (2.130)$$

Діюча або ефективна величина струму, що проходить крізь діоди, складає:

$$I_{e\phi} = 0,65 \times I_{d1} = 0,65 \times 0,01 = 0,0065 \text{ A}; \quad (2.131)$$

Максимальне значення зворотної напруги:

$$U_{зв\text{ MAX}}^{дп} = 1,05 \times U_{d1} = 1,05 \times 466,69 = 490,025 \text{ B}; \quad (2.132)$$

При виборі діодів по зворотній напрузі слід урахувати коливання напруги мережі, таким чином значення $U_{зв\text{ MAX}}^{дп}$ необхідно збільшити на 30...50%):

$$U_{зв\text{ MAX}}^{дп} = 1,5 \times U_{зв\text{ MAX}}^{дп} = 1,5 \times 490,025 = 735,037 \text{ B}; \quad (2.133)$$

Спираючись на розрахунок по каталогу (18, стр. 165, табл. 58) для випрямляючого містка ланки підзаряду вибираємо діод типу ВК2-10-8, технічні дані наведені в таблиці 2.6.

Розділяючи діоди також вибираємо по максимально допустимій зворотній напрузі і величині струму. Як видно із попередніх розрахунків величина зворотної напруги становить $U_{зв} = 735,037 \text{ В}$, а струму $I_{ДР} = I_{d1} = 0,01 \text{ А}$, тоді згідно з каталогом (18, стр. 165, табл. 58) в якості розподільчих діодів також використовуємо діод ВК2-10-8.

Визначимо параметри інших елементів, необхідних для ланки підзаряду. Величина індуктивності дроселя підзаряду складає:

$$L = (0,1 \dots 1) \times L_k = 0,5 \times 7,328 \times 10^{-3} = 3,664 \times 10^{-3} \text{ Гн}; \quad (2.134)$$

Опір резисторів даної ланки становить $R_{лз} = R_c = 91 \text{ Ом}$,

Параметри ланки захисту (RC-ланки) дорівнює $C=2\text{мкФ}$,

$$R = 0,1 \times U_{зв \text{ макс}} = 0,1 \times 500 = 50 \text{ Ом}.$$

По каталогу [21] вибираємо для захисної RC-ланки такі елементи:

1. Конденсатор типу МБГЧ-2, ємністю 2 мкФ на робочу напругу 500В.
2. Резистор типу ПЕВ-15, опором 51 Ом.

В принциповій схемі застосована блочна схема монтажу з використанням роз'ємних колодок, що значно поліпшує ремонтпридатність та обслуговування силової схеми тиристорного перетворювача частоти.

В силовій схемі застосовується штучний обдув плат з тиристорами та потужними елементами за допомогою вентилятора на базі двигуна 4А80А4КУЗ потужністю $P_e = 0,55 \text{ кВт}$.

2.2.21 Схеми плати регулювання випрямляча. Склад та принцип дії плати регулювання

Для керування трифазним тиристорним випрямлячем застосовуємо стандартну плату керування випрямлячем, яка входить до складу комплектного електроприводу ЕКТ-2Д.

Технічні дані плати регулювання:

1. Діапазон зміни керуючого сигналу від -10 до +10В.
2. Діапазон фазового керування 140 ел.град.
3. Асиметрія керуючих імпульсів ± 5 ел.град.

4. Діапазон регулювання мінімального кута керування 5...15 ел. град.
5. Діапазон регулювання максимального кута 145...155 ел. град.
6. Кут узгодження дорівнює (125 ± 10) ел. град.
7. Жорсткість обмеження кутів керування характеризується відхиленням не більше ніж 2 ел. град.
8. Час дії відхилення імпульсів 300--50 мкс.

Плата керуванням випрямлячем, згідно з кресленням, складається з таких функціональних вузлів:

1. Ділянка синхронізації ($\neq 1$).
2. Ділянка живлення ($\neq 2$).
3. Три ділянки фазового керування ($\neq 3, 4, 5$).
4. Вузол узгодження ($\neq 6$).
5. Вузол вихідних транзисторів ($\neq 7$).

Розглянемо принцип дії основних вузлів керувального пристрою. Вузол синхронізації призначений для формування синусоїдальних опорних напруг. Він складається з активного фільтру, фазообертача, суматора та формувача межі зон керування.

Напруга синхронізації фази А із трансформатора синхронізації подається на вхід активного фільтру, який виділяє основну гармоніку 50Гц із напруги мережі. вихідна напруга фільтру зміщена відносно вхідної напруги на 180 ел.град.. Амплітуда вихідної напруги фільтру регулюється за допомогою резистора R2, а фаза – резистором R6 (забезпечується додаткове регулювання фази у діапазоні ± 5 ел.град.).

За допомогою фазообертача формується синусоїдальна опорна напруга з амплітудою, що дорівнює амплітуді вихідної напруги активного фільтру (A1), що зсунута по фазі у бік відставання на 120 ел. град.

На вхід суматора поступають сигнали з виходів активного фільтру та фазообертача. На виході суматора формується напруга з амплітудою, що

дорівнює амплітуді вхідних сигналів. Разом з тим вихідна напруга з А3 зсунута по фазі відносно вихідної напруги з А1 на 240 ел. град. в бік відставання.

Формувач межі зон керування служить для формування логічних сигналів задавання мінімальних та максимальних кутів керування.

Вузол живлення призначений для формування стабілізованих напруг 0,5В, плюс 15В та мінус 15В. Напруга 0,5В формується за допомогою діода VD5, а напруги 15В та мінус 15В формуються за допомогою стабілізаторів, які виконані на транзисторах VT1...VT4. Регулювання означених (постійних напруг здійснюється за допомогою змінних резисторів: R5 до рівня +15В, R6 - до рівня -15В.

Кожний з вузлів фазового керування призначений для формування імпульсів керування тиристорами однієї з фаз випрямляча із кутом, який визначає напругу керування, що поступає через вузол узгодження із системи автоматичного регулювання. Кожний вузол фазового керування складається із таких пристроїв:

1. Ланки порівняння опорних напруг із сигналами задавання (на операційному підсилювачі А1 та А2).
2. Двох пристроїв інвертування імпульсів, які задають межі керування (на логічних елементах D1.1 та D1.2).
3. Пристрою задавання максимального кута керування α (на логічних елементах D1.3 та D1.4).
4. Двох пристроїв скидання логічних сигналів (D2.1, D2.2).
5. Тригера (елементи D2.3 та D2.4).
6. Пристроїв розподілу імпульсів (D3.2, D3.3).
7. Узгоджуючи каскадів поділення (на транзисторах VT1 та VT2).

Компаратори А1 та А2 порівнюють на виході сигнал опорної напруги і сигнал керування і формує на виході сигнал "1" при перевищенні сигналами керування миттєвого значення опорної напруги. На виході елементів D3.2 та

D3.3 формуються імпульси сигналу керування для анодної та катодної групи керованого випрямляча.

За допомогою узгоджуючи каскадів підсилення на транзисторах VT1 та VT2 імпульси елементів D3.2 та D3.3 підсилюються і поступають на вхід блоку вихідних транзисторів VT1, VT2 ($\neq 7$).

З ланки вихідних транзисторів імпульси керування поступають на керуючі електроди тиристорів керованого випрямляча.

2.2.22 Розрахунок елементів вихідної ланки

Для узгодженої дії блоку керування та узгодженого випрямляча необхідно, щоб величина імпульсу керування, які надходять на тиристор, були б достатніми для його відкриття, але і не перевищували допустимих значень струму на керованому електроді тиристора. У зв'язку з цим необхідно провести розрахунок вихідної ланки плати керування випрямлячем, спираючись на умови відкриття тиристора: значення напруги на керованому електроді $U_{КЕР}=1A$, а струму $I_{КЕР}=1A$.

Беручи до уваги початкові умови за вихідні параметри транзистора вихідної ланки по (18, стр. 520) обираємо транзистор типу КТ802А з провідністю n-p-n. Це транзистор великої потужності, котрий працює в діапазоні середніх частот. Технічні дані та характеристики транзистора представлені у таблиці 2.7

Таблиця 2.7

Транзистор вихідної ланки

Тип транзистора	$I_{К\text{ МАКС}}$ при $U_{К} = 150\text{ В, мА}$	$U_{ВХ\text{ МАКС}}$ при $U_{К} = 150\text{ В,}$ $I_{К} = 5\text{ А, В}$	$U_{НАС\text{ МАКС}}$ при $I_0 = 0,5\text{ А,}$ $I_{К} = 5\text{ А, В}$	$U_{ЗВ\text{ Е-В. МАКС,}}$ В	$I_{К\text{ МАКС,}}$ А	$I_{Б\text{ МАКС,}}$ А
КТ802А	60	3	5	3	5	1

Розрахунок параметрів та значень елементів проведемо спираючись на методику, що наведена в (13, стр. 58).

Для визначення опорів R1 та R2 складаємо рівняння:

$$I_1 = I_2 + I_6; \quad (2.135)$$

$$E_K = U_{6\epsilon} + R_1 \times I_1; \quad (2.136)$$

$$I_2 = \frac{U_{6\epsilon}}{R_2}; \quad (2.137)$$

Після деяких перетворень отримуємо вираз:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{E_K - R_1 \times I_6}{U_{6\epsilon}} - 1; \quad (2.138)$$

Значення E_K та параметри транзистора визначаємо по характеристиках відносно робочого режиму: при $U_{вих} = U_{KE} = 20\text{В}$ та $I_{вих} = I_K = 1\text{А}$ значення $I_6 = 50\text{мА}$, тоді значення $U_{6\epsilon} = 1,3\text{ В}$. далі визначаємо опори R1, R2:

$$R_1 < \frac{15}{0,05} = 300\text{ Ом};$$

По [21] із стандартного ряду приймаємо $R_1 = 270\text{ Ом}$, тоді:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{15 - 270 \times 0,05}{1,3} - 1 = 3,6;$$

$$R_2 = \frac{R_1}{\frac{R_1}{R_2}} = \frac{270}{3,6} = 75\text{ Ом};$$

Згідно каталогу [21] приймаємо резистори МЛТ-0,25 опором 270 Ом та 75 Ом на номінальну потужність 0,25Вт та відхилення $\pm 10\%$.

3. ЕЛЕКТРОПРИВОД ПОДАЧІ ЯК СИСТЕМА АВТОМАТИЧНОГО РЕГУЛЮВАННЯ

3.1 Розробка структурної схеми ЕП подачі як системи автоматичного регулювання

Спираючись на структурну схему тиристорного перетворювача частоти, визначаємо, що пристрій складається з двох ступенів перетворення електричної енергії. На першому ступені напруга мережі із частотою мережі f_m , перетворюється на регульовану напругу постійного струму, тобто відбувається випрямлення. На другому ступені напруга постійного струму перетворюється на напругу змінного струму керованої частоти, тобто відбувається інвертування. Система автоматичного регулювання виконана двоконтурною по принципу підкореного керування. Внутрішнім контуром визначаємо контур регулювання вхідного струму перетворювача. Зовнішній контур - це контур регулювання ЕРС двигуна або частоти.

Асинхронний двигун на структурній схемі представимо як інерційну ланку з коефіцієнтами підсилення, що визначаються функціональною залежністю між вхідними (напруга та частота живлення) та вхідними (моментом та струмом) параметрами двигуна.

Система автоматичного регулювання реалізує закон частотного керування за допомогою нелінійного елемента U_2 та введенням зворотних зв'язків по струму та напрузі двигуна на вхід регулятора напруги.

Перетворювач по каналу регулювання напруги представлено чотирма ланками:

- інерційною з постійною часу $T_{п.н.}$, що характеризує систему керування;
- інерційною з постійною часу T_c , яка визначається ємністю C конденсаторів фільтру;
- інерційною по колу постійного струму T_d , що визначається індуктивністю L , фільтрового реактору;

- пропорційною з коефіцієнтом підсилення K_y , який визначає зв'язок між напругою входу та виході АН.

Структурна схема включає в себе зворотні зв'язки по напрузі через ланку $W_{U_{ДВ}}$, та по струму через ланку $W_{I_{ДВ}}$, які зв'язують функціонально струми перетворювача частоти та асинхронного двигуна. По каналу регулювання частоти система представлена однією інерційною ланкою з постійною часу $T_{п.н.}$. Для компенсації інерційності фільтру в систему автоматичного регулювання напруги слід ввести підкорений контур регулювання струму випрямляча з П-регулятором струму зі зворотнім зв'язком, що реалізується ланкою $K_{д.т.в.}$, а також пропорційним виконується регулятор напруги.

Для забезпечення двозонного з регулювання до складу системи автоматичного регулювання по каналові частоти вводимо блок збільшення частоти U_3 , який здійснює керування по сигналу від струму двигуна при досягненні номінального значення вихідної частоти.

Для підвищення подільності регулювання до системи автоматичного регулювання введений за датчик інтенсивності U_1 . Розділення завдання по каналах регулювання частоти та напруги здійснюється за допомогою нелінійного елемента U_1 .

Також слід зауважити, що в системі частотного керування параметри асинхронного двигуна, які характеризують його як об'єкт керування, здійснюється в значно меншій мірі, ніж при параметричному регулюванні і розрахункові їх можна прийняти як постійні.

3.2 Розрахунок стійкості системи регулювання приводу подачі

Система "тиристорний перетворювач частоти - асинхронний двигун", як визначалося раніше, має два канали керування: за частотою та напругою з керуючими впливами відповідно $U_{K.f.}$ і $U_{K.U.}$. Канал керування за частотою без інерційний, тому можна записати вираз:

$$f_1 = k_f \times U_{K.f.}; \quad (3.1)$$

де k_f - коефіцієнт передачі ТПЧ по частоті;

f_1 - керована частота.

Канал керування за напругою приймається у вигляді аперіодичної ланки:

$$U_1 \times (1 + T_{\text{ТПЧ.U}} \times \rho) = (k_U \times U_{\text{К.U.}}); \quad (3.2)$$

де U_1 - напруга на виході ТПЧ;

k_U - коефіцієнт передачі ТПЧ по каналу напруги;

$T_{\text{ТПЧ.U}} \approx 0,01$ с - стала часу ТПЧ.

З урахуванням виразу (2.79) синхронна швидкість асинхронного двигуна:

$$\omega_0 = \frac{2 \times \pi \times f_1}{p_n} = \frac{2 \times \pi \times k_f}{p_n} \times U_{\text{К.f.}}; \quad (3.3)$$

Оскільки під час частотного керування асинхронний двигун завжди працює на лінійному відрізку механічної характеристики, то рівняння динамічної механічної характеристики має вигляд:

$$(1 + T_e \times p) \times M = \beta \times (\omega_0 \times \omega); \quad (3.4)$$

де T_e - електрична стала часу;

β - жорсткість лінеаризованої статичної механічної характеристики.

Значення T_e та β для асинхронного двигуна визначаємо згідно з (26, стр. 164, табл. 5.1) по формулах:

$$T_e = 1 / (2 \times \pi \times f_{\text{НОМ}} \times S_k); \quad (3.5)$$

$$\beta = \frac{2 \times M_k}{\frac{2 \times \pi \times f_{\text{НОМ}} \times S_k}{p_n}}; \quad (3.6)$$

Де $f_{\text{НОМ}}$ - номінальна частота струму ротора;

p_n - число пар полюсів двигуна;

S_k - критичне ковзання;

M_k - критичний момент двигуна.

Значення критичного моменту двигуна визначаємо згідно з даними таблиці 2.1 відносно значення номінального моменту двигуна, яке було розраховано раніше. $M_H = 7,506$ Н × м.

$$\frac{M_{\text{max}}}{M_H} = \frac{M_K}{M_H} = 2,2;$$

$$M_k = 2,2 \times M_H = 2,2 \times 7,506 = 16,5132 \text{ Н} \times \text{м};$$

де σ - коефіцієнт розсіювання; визначаємо із залежності (; стр. 127):

Значення $\cos\varphi$ згідно до технічних характеристик двигуна (таблиця 1.1.) становить $\cos\varphi = 0,81$. Розв'язуючи рівняння отримуємо значення коефіцієнту розсіювання $\sigma = 0,10495$. Підставляємо отримані значення в формулу (2.145а) і визначимо значення критичного ковзання.

$$S_k = \frac{0,81}{\sqrt{0,10495}} = 2,5;$$

Тепер по формулах визначимо значення сталої часу та жорсткості характеристики:

$$T_e = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 50 \times 2,5} = 1,273 \times 10^{-3} \text{ с};$$

$$\beta = \frac{2 \times 16,513}{\frac{2 \times 3,14 \times 50}{2} \times 2,5} = 0,0841;$$

Доповнюючи рівняння рівнянням жорсткої механічної частини, отримаємо математичний опис електромеханічної системи з лінеаризованою механічною характеристикою і жорсткою механічною частиною:

$$(1 + T_e \times p) \times M = \beta \times (\omega_0 \times \omega); \quad (3.7)$$

$$j \times p \times \omega = M - M_c;$$

Спираючись на вищезазначене складаємо структурну схему тиристорного перетворювача частоти з асинхронним двигуном. Згідно з структурною схемою, знайдемо передаточну функцію системи за керуючою дією:

$$W_\omega(p) = \frac{\omega(p)}{\omega_0(p)} = \frac{W_n(p)}{1 + W_n(p) \times W_{33}(p)}; \quad (3.8)$$

де $W_{33}(p) = 1$ - передаточна функція зворотного каналу;

$W_n(p) = \frac{\beta}{1 + T_e p} \times \frac{1}{Jp}$ - передаточна функція прямого каналу;

$$J = \beta \times T_M; \quad (3.9)$$

де T_M - електромеханічна стала часу.

$$T_M = \frac{J}{\beta} = \frac{0,0031}{0,0841} = 0,0369 \text{ с};$$

Підставимо значення в (3.9), одержуємо:

$$W_e(p) = \frac{\frac{\beta}{T_e p + 1} \times \frac{1}{\beta \times T_M p}}{1 + \frac{\beta}{T_e p + 1} \times \frac{1}{\beta \times T_M p} \times 1} = \frac{1}{(T_e p + 1) \times T_M p + 1} = \frac{1}{T_e T_M p^2 + T_M p + 1}; \quad (3.10)$$

Збурюючою дією для системи є статичний момент M_c . Знайдемо передаточну функцію системи за збурюючою дією:

$$W_\omega(p) = -\frac{\omega(p)}{M_c(p)} = -\frac{W_\omega(p)}{1 + W_n(p) \times W_{zz}(p)}; \quad (3.11)$$

$$W_n(p) = \frac{1}{Jp}; W_n(p) = 1 \times \frac{\beta}{T_e p + 1};$$

$$W_\omega(p) = \frac{\frac{1}{\beta \times T_M p}}{1 + \frac{\beta}{T_e p + 1} \times \frac{1}{\beta \times T_M p}} = -\frac{T_e p + 1}{T_e T_M p^2 + T_M p + 1}; \quad (3.12)$$

Значення передаточних функцій $W_\omega(p)$ і $W_{zz}(p)$ однакові. Прирівнюючи їх до нуля, одержуємо рівняння системи:

$$T_e T_M p^2 + T_M p + 1 = 0; \quad (3.13)$$

З теорії автоматичного керування відомо, що динамічні властивості системи залежать від коренів характеристичного рівняння. Знайдемо ці корені, попередньо надавши рівнянню такий вигляд:

$$p^2 + \frac{1}{T_e} p + \frac{1}{T_e T_M} = 0;$$

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2 \times T_e} \pm \sqrt{\frac{1}{4 \times T_e^2} - \frac{1}{T_e T_M}};$$

Відношення електромеханічної та електромагнітної сталих часу електроприводу подано у вигляді:

$$m = \frac{T_M}{T_e} = \frac{0,0369}{1,273 \times 10^{-3}} = 28,956; \quad (3.14)$$

Знаходимо корені характеристичного рівняння:

$$p_1 = -28,5229; p_2 = -757,0229$$

Корені рівняння дійсні і від'ємні: $p_1 = a_1; p_2 = a_2$, причому $|a_1| < |a_2|$. Передаточну функцію за керуючою дією подамо у вигляді добутку передаточних функцій двох аперіодичних ланок:

$$W_\omega(p) = \frac{1}{(T_1 p + 1) \times (T_2 p + 1)}; \quad (3.15)$$

$$\text{Де } T_1 = \frac{1}{|\alpha_1|} = \frac{1}{28,5229} = 0,035\text{с};$$

$$T_2 = \frac{1}{|\alpha_2|} = \frac{1}{757,0229} = 0,00132\text{с};$$

Динамічні властивості розімкнутої електромеханічної системи з жорсткою механічною частиною наближаються за своїми властивостями до аперіодичної ланки другого порядку; перехідний процес монотонний, коливань немає, тривалість перехідного процесу $T_1=0,035\text{с}$.

Характер перехідного процесу вихідної координати що можна оцінити за перехідною функцією $h(t)$, яка є реакцією системи на ступінчасту зміну керуючої дії ω_0 , при $M_c=0$ і нульових початкових умовах. Перехідна функція $h(t)$ знаходиться через корені характеристичного рівняння:

$$h(t) = 1 + \frac{a_2}{a_1 - a_2} \times e^{a_1 t} - \frac{a_1}{a_1 - a_2} \times e^{a_2 t} = 1 + \frac{-757,0229}{-28,5229 + 757,0229} \times e^{-28,5229t} - \frac{-28,5229}{-28,5229 + 757,0229} \times e^{-757,0229t} = 1 + 1,039 \times e^{-28,5229t} + 0,039 \times e^{-757,0229t};$$

(3.16)

Графік перехідного процесу підтверджує висновок про характер перехідного процесу у системі.

Оцінити характер зміни з часом електромагнітного моменту двигуна M при ступінчастій зміні керуючої дії ω_0 , можна на основі вагової (імпульсної) функції $h'(t)$, що являє собою першу похідну за часом від перехідної функції $h(t)$.

3.3 Дослідження якості перехідних і частотних характеристик

Основні види перехідних процесів (рис.3.1).

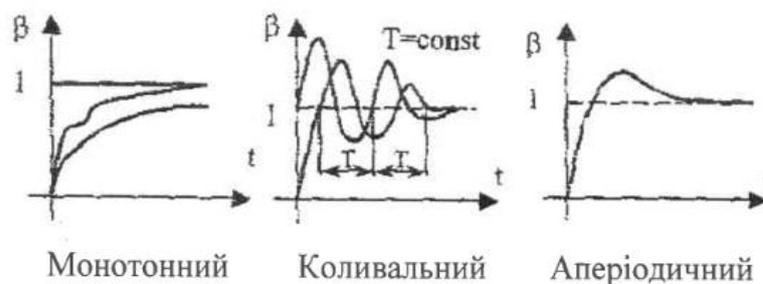


Рис.2.17 Види перехідних процесів

Монотонний - це перехідний процес, коли керована величина змінюється плавно без зміни знаку похідної в часі (без перерегулювання).

Коливальний - це перехідний процес, коли керована величина змінюється з постійним періодом $T = \text{const}$ для лінійної системи автоматичного керування (САК).

Аперіодичний процес характеризується перерегулюванням, тобто МАХ відхиленням від початкової величини без коливань або з коливаннями, що мають не постійний період $T \neq \text{const}$.

Основні характеристики перехідного процесу (рис.3.2).

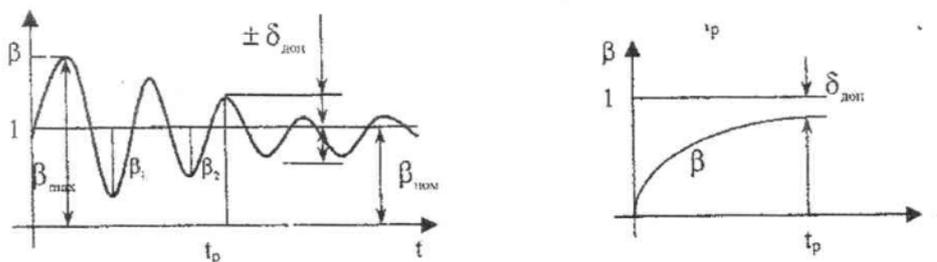


Рис.2.18 Характеристики перехідних процесів

1. Час регулювання (швидкодія) t_p - час із моменту зміни зовнішньої дії (збурення або завдання) до моменту досягнення керованою величиною дух (допустимої похибки). Вона рівна $0,05 \times \beta_{\text{ном}}$, якщо спеціально не задана.

2. Перерегулювання

$$\delta = \frac{\beta_{\text{max}} - \beta_{\text{ном}}}{\beta_{\text{ном}}};$$

3. Коливальність перехідного процесу:

- число коливань nT (n - кількість періодів коливань);

- ступінь затухання $\frac{\beta_1 - \beta_2}{\beta_1}$ відносна різниця сусідніх амплітуд коливального процесу;

- ступінь коливальності перехідного процесу $\mu = \frac{\omega}{a}$,

$S = \alpha \pm j\omega$ корінь характеристичного рівняння;

- власна частота коливань $\omega_0 = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f_0$ - визначається фізичними параметрами системи.

4. Ширина смуги пропускання частот розімкненої системи - це інтервал частот, при яких амплітуда вихідного сигналу зменшується не більш як на 70% відносно вхідного (12).

Для визначення цих параметрів якості перехідного процесу необхідні відомості про перехідний процес $\beta(t)$, його крива. Для спрощення визначення якості користуються критеріями, що характеризують якість. Вони не потребують розв'язку диференціальних рівнянь, необхідних для побудови перехідного процесу. Найчастіше використовують інтегральні, кореневі та частотні критерії (13).

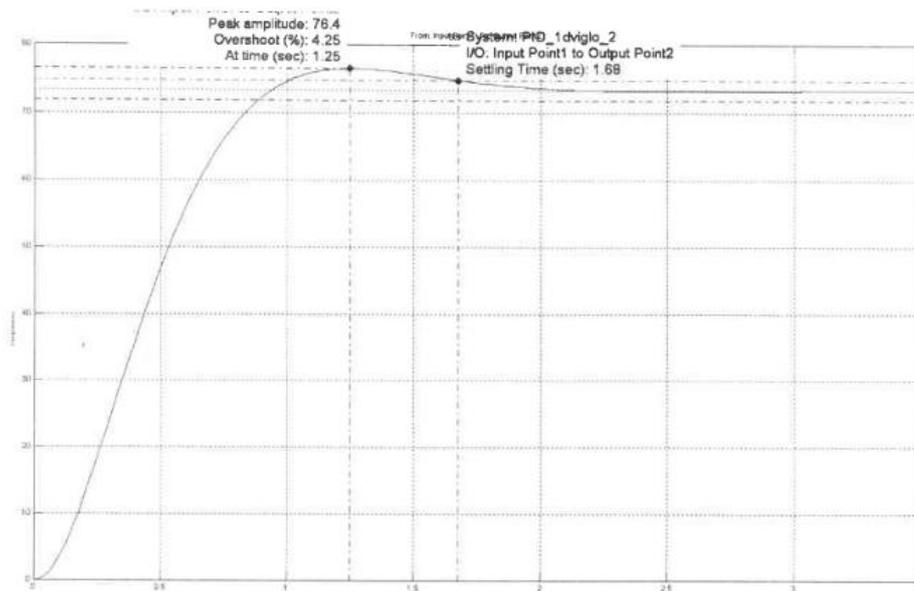


Рис.3.3 Параметри перехідного процесу в електроприводі подачі повітря в топку (ПД-регулятор).

Як видно із вищенаведених параметрів перехідних процесів в електроприводі подачі повітря після зміни регулятора із ПД на ПІ перехідні процеси майже не змінилися.

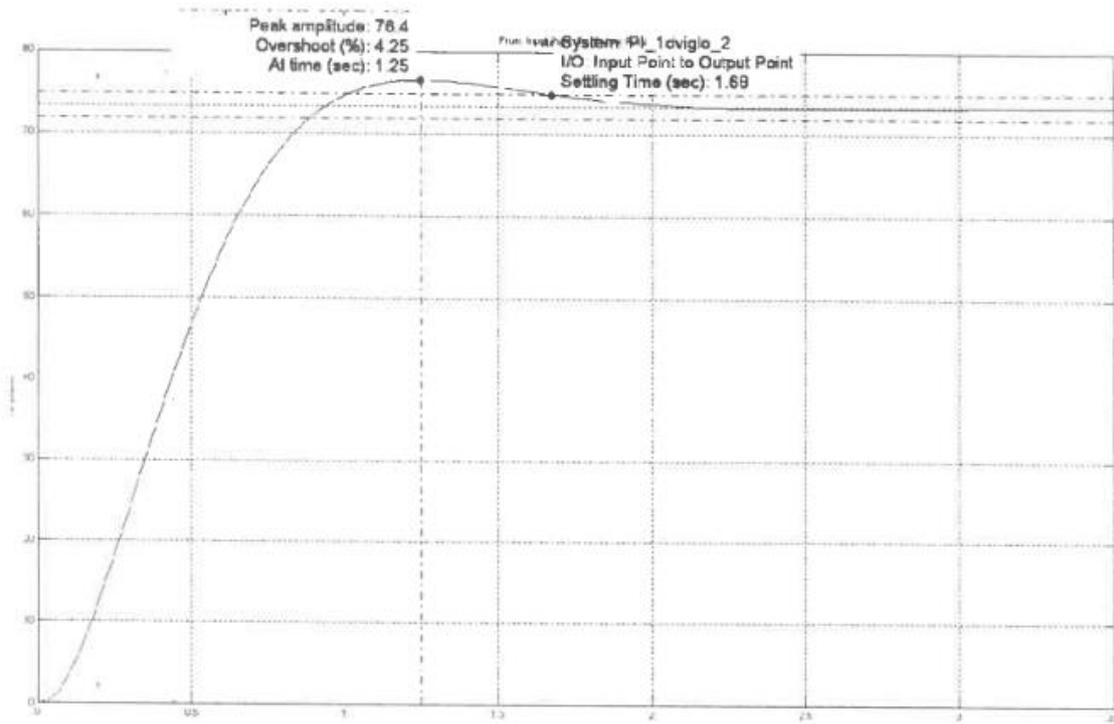


Рис.3.4 Параметри перехідного процесу в електроприводі подачі повітря в топку (ПІ-регулятор).

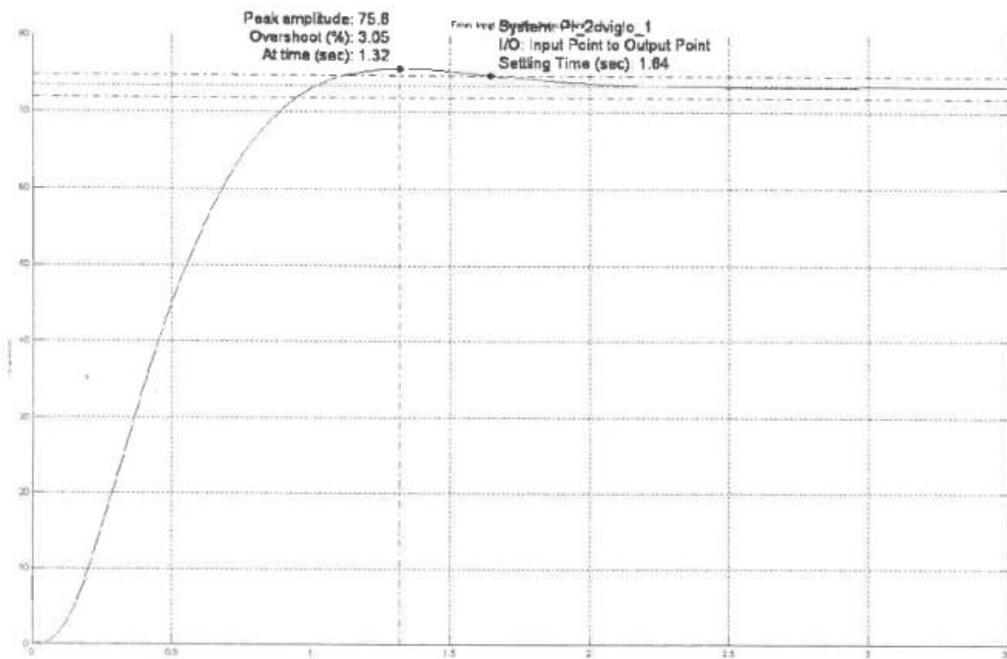


Рис.3.5 Параметри перехідного процесу в електроприводі подачі повітря в зону охолодження сировини (ПІ-регулятор).

За даними приведеними (рис.2.25 і рис.2.26) в САК із застосуванням ПІ-регулятором забезпечуються наступні параметри запасів стійкості:

- запас за фазою $\Delta\psi(\omega)_1 = -180^\circ - (-113,5^\circ) = 65,5^\circ$;
 $\Delta\psi(\omega)_2 = -180^\circ - (-113,8^\circ) = 66,2^\circ$;
- запас за амплітудою $\Delta\psi(\omega)_1 = 30,4\text{дб}$, $\Delta L(\omega)_2 = 19,2\text{дб}$.

Наведені вище ЛАЧХ і ЛФЧХ для САК із різними регуляторами майже ідентичні одна одній і при зміні регулятора майже не змінюються.

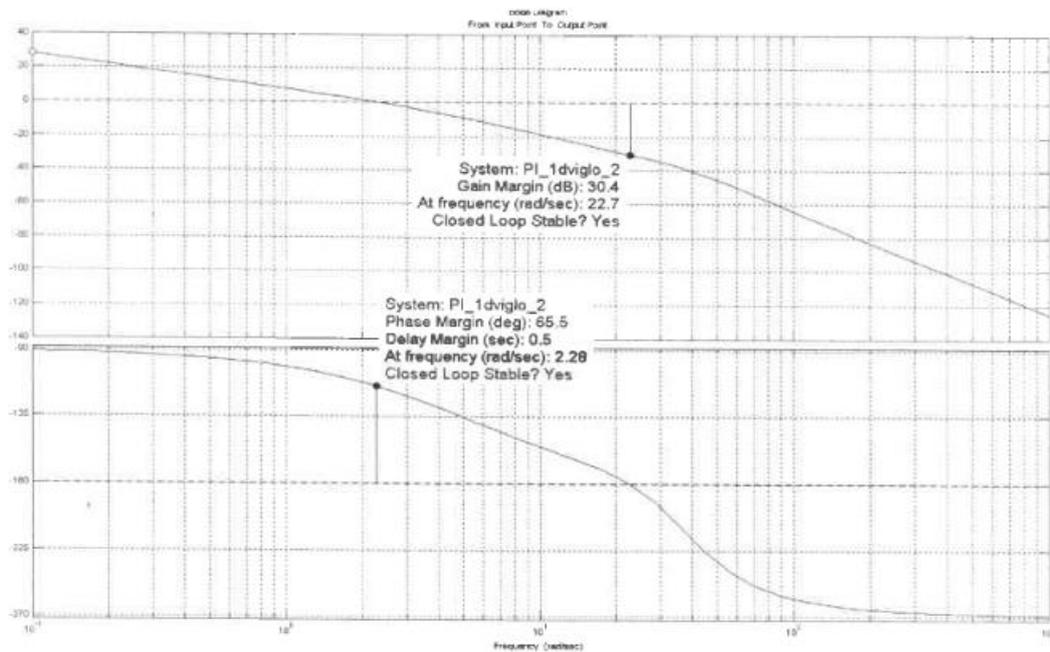


Рис.3.6 ЛАЧХ і ЛФЧХ в САК подачі повітря в топку (ПІ-регулятор).

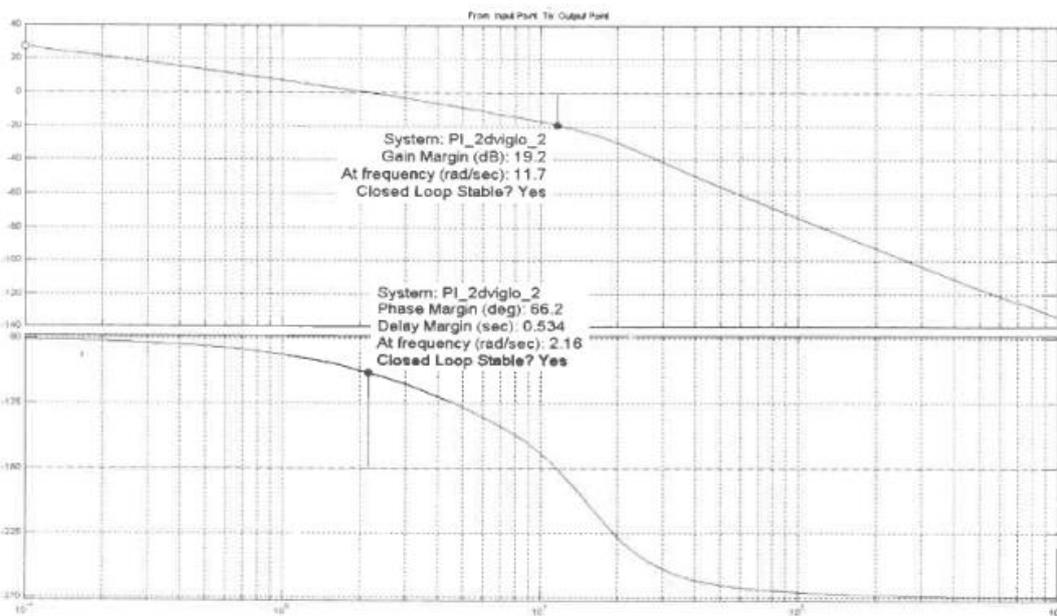


Рис.2.26 ЛАЧХ і ЛФЧХ в САК подачі повітря в зону охолодження сировини (ПІ-регулятор).

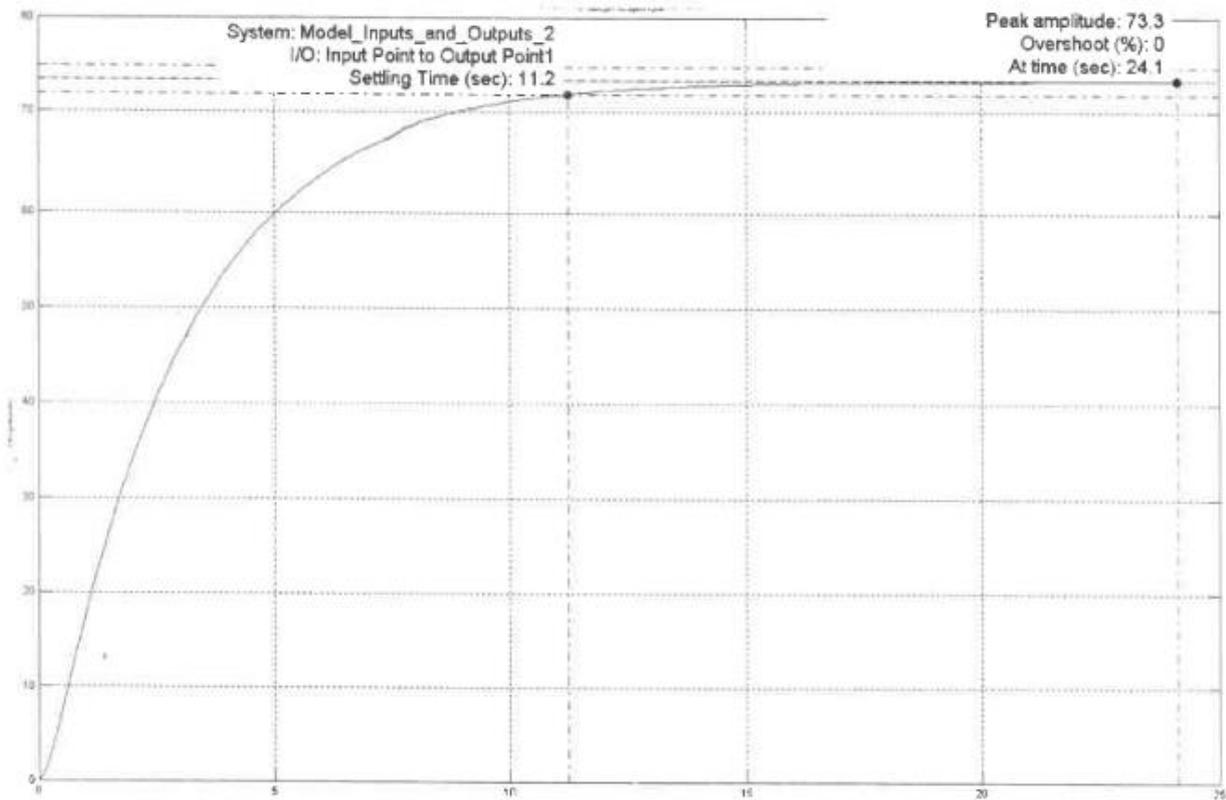


Рис.2.29 Параметри перехідного процесу в електроприводі подачі повітря в топку (ПІ-регулятор) з вентиляторним навантаженням

Маючи обраховане значення навантаження, що прикладене на вал електродвигуна, визначені необхідні значення складових регулятора, що забезпечать стійкість системи. Для цього шляхом поетапного спрощення даної САК (рис.2.30) визначені передавальні функції ланок і в кінцевому вигляді розрахунків отримані необхідні величини складових регулятора.

На першому етапі визначена передавальна функція зображеної нижче частини САК. В подальшому прийнято $2 \times K \times \omega_{\text{НОМ}} = K_{\text{ВН}}$

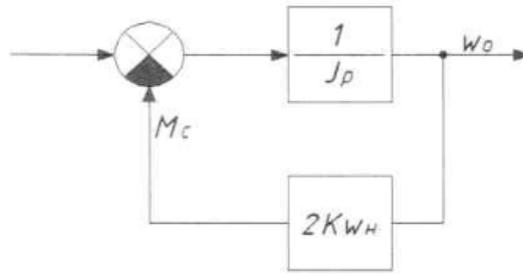


Рис.2.30 Структурна схема вентиляторного навантаження

$$W_1 = \frac{\frac{1}{Jp}}{1 + \frac{K_{BH}}{Jp}} = \frac{\frac{1}{K_{BH}}}{\frac{J}{K_{BH}}p + 1} \quad (3.17)$$

Отримане значення передавальної функції підставлено окремою ланкою в систему і проведено подальше спрощення, визначено передавальну функцію наведеної нижче ланки САК.

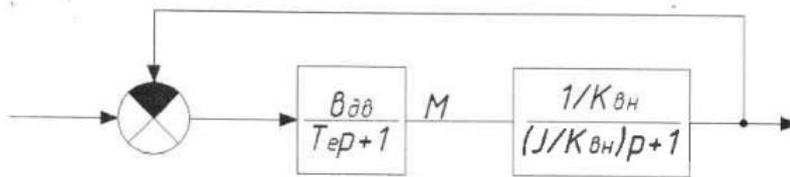


Рис.2.31 Перетворена структурна схема

$$W_2 = \frac{\frac{\frac{\beta_{DV}}{K_{BH}}}{\frac{Te \times J}{K_{BH}}p^2 + \frac{Te \times K_{BH} + J}{K_{BH}}p + 1}}{\frac{\frac{\beta_{BH}}{K_{BH}}}{\frac{Te \times J}{K_{BH}}p^2 + \frac{Te \times K_{BH} + J}{K_{BH}}p + 1} + 1} = \frac{\frac{\beta_{DV}}{K_{BH}}}{\frac{Te \times J}{K_{BH}}p^2 + \frac{Te \times K_{BH} + J}{K_{BH}}p \left(\frac{\beta_{DV}}{K_{BH}} + 1 \right)}; \quad (3.18)$$

$$W_2 = \frac{\frac{0,152}{1,152}}{\frac{2,251 \times 10^{-2} \times 1,3 \times 10^{-2}}{2,791} p^2 + \frac{2,251 \times 10^{-2} \times 2,791 + 1,3 \times 10^{-2}}{2,791} p + \left(\frac{0,425}{2,791} + 1 \right)} = \frac{0,132}{0,024p + 1};$$

За визначеними значеннями побудована нова спрощена система, за якою визначені параметри регулятора із співвідношення:

$$W_{\text{рег}} = \frac{A(p)}{K_{\Sigma}} \times \frac{1}{2 \times T_{\mu} p}; \quad (3.19)$$

$$\text{де: } A(p) = T_1 p + 1;$$

$$K_{\Sigma} = 10 \times K \times \beta' \times K_{\text{зш}};$$

$$T_{\mu} = 0,2 \text{ с}$$

$$W_{\text{рег}} = \frac{0,024p}{10 \times 6,283 \times 0,132 \times 0,0682 \times 2 \times 0,2p} = \frac{1}{0,226p} + 0,106;$$

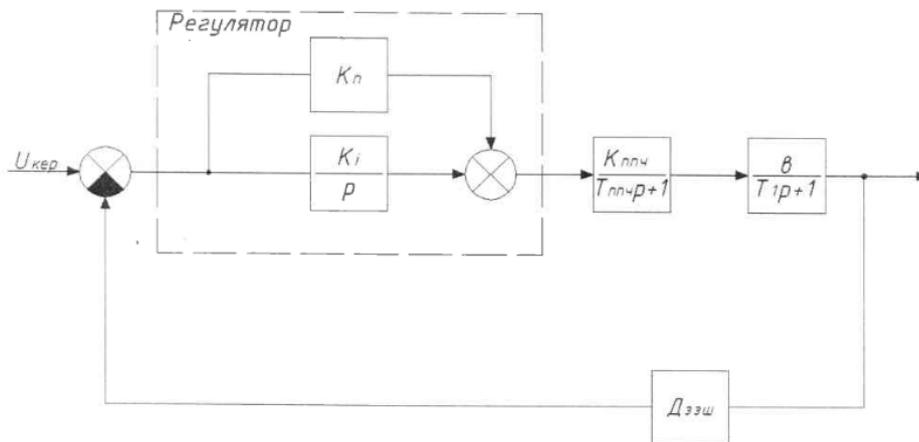


Рис.2.32 Кінцевий вигляд перетвореної досліджуваної структурної схеми

За визначеними значеннями регулятора проведено дослідження системи на стійкість. Перехідна функція даної САК проаналізована за частотними характеристиками (13).

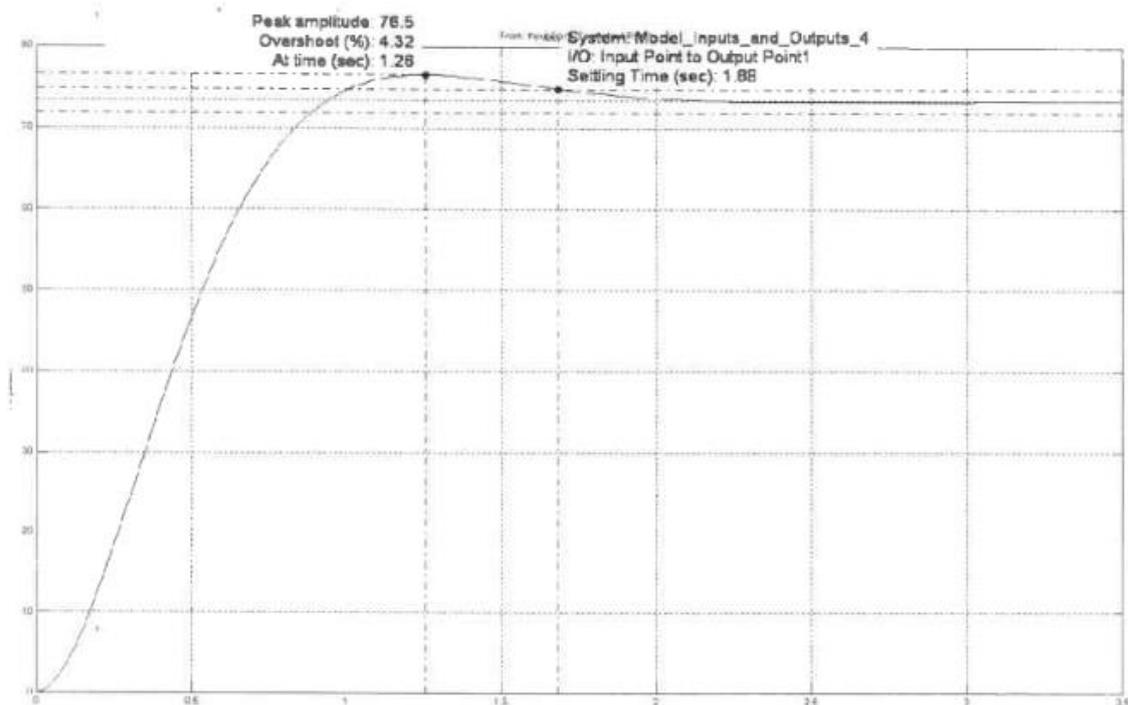


Рис.2.33 Параметри перехідного процесу в електроприводі подачі повітря в топку (ПІ-регулятор) з вентиляторним навантаженням

Час встановлення стійкості системи також змінився, але він знаходиться в визначених межах стійкості. За даний час перехідний процес затухає і система переходить в усталений режим.

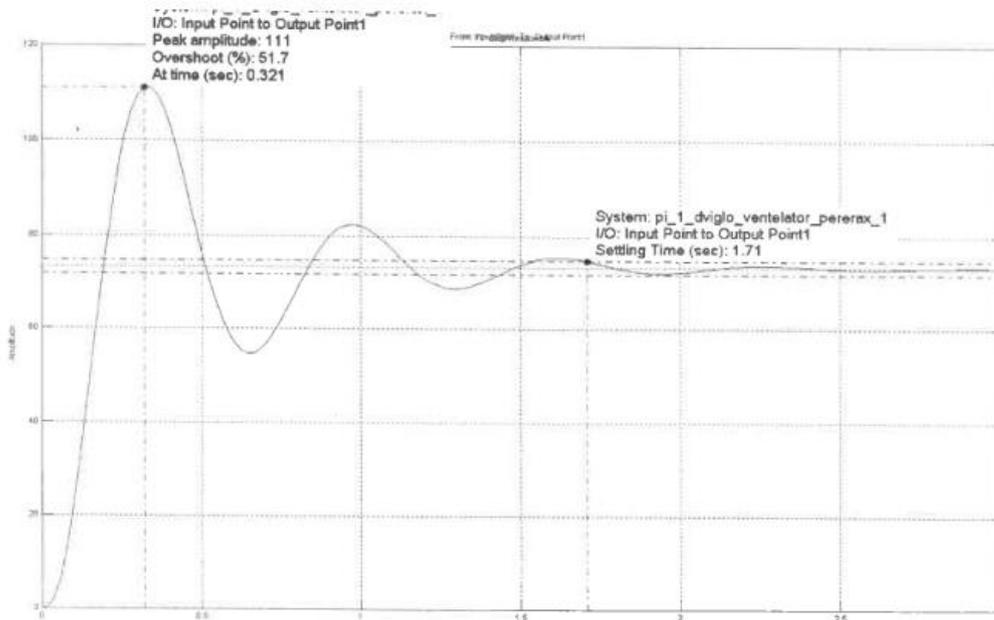


Рис.3.7 Параметри перехідного процесу в електроприводі подачі повітря в точку (ПІ-регулятор) без вентиляторного навантаження

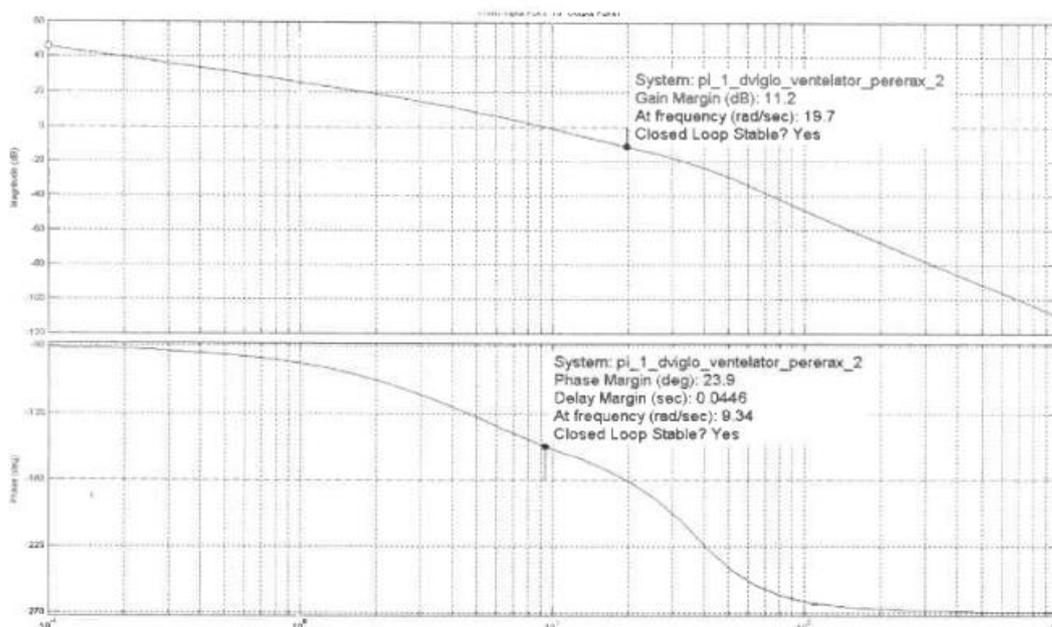


Рис.3.8 ЛАЧХ і ЛФЧХ в САК подачі повітря в точку (ПІ-регулятор) без вентиляторного навантаження

Наведені частотні характеристики (рис.2.36) засвідчують про стійкість системи, хоча запаси стійкості значно зменшилися, в порівнянні з системою, на яку було накладене вентиляторне навантаження. В САК із прийнятим ПІ-регулятором і без вентиляторного навантаження забезпечуються наступні параметри:

- запас стійкості за фазою $\Delta\psi(\omega)_1 = -180^\circ - (-156,1^\circ) = 23,9^\circ$;
- запас стійкості за амплітудою $\Delta L(\omega)_1 = 11,2\text{дБ}$.

Дані параметри майже відповідають встановленим критеріям запасу стійкості. Таким чином система з розрахованими параметрами регулятора для даного навантаження не втрачає своєї стійкості навіть при знятті даного навантаження. Це засвідчує обернену умову стійкості САК, що не було встановлено при стандартному розрахунку параметрів регулятора, що мав забезпечити стійкість системи (рис.2.29). Також видно суттєвість зміни параметрів перехідного процесу і частотних характеристик при врахуванні умови навантаження даної системи. Аналіз графіків (рис.2.35 та рис.2.36) показує, що система не втратить стійкості навіть при повному знятті навантаження. Дана особливість важлива з технологічних міркувань та з огляду на безпеку життєдіяльності працюючих на агрегаті.

Запаси стійкості повністю задовольняють дану САК. Спираючись на дані, отримані під час проведеного аналізу перехідних процесів і частотних характеристик є показовим, що засвідчив необхідність врахування навантаження на вал двигуна для розрахунку параметрів регулятора, який повинен забезпечувати стійкість САК є обґрунтованим і доцільним.

Як видно із наведених графіків перехідного процесу та частотних характеристик після заміни в регуляторі П та І складових у даної системи збільшилося перерегулювання на 0,07%, але час регулювання залишився незмінним і становить 1,68 с. Також варто зазначити, що нові складові регулятора дозволили підвищити запас стійкості за амплітудою на 10 дБ. Дані показники цілком задовольняють необхідні критерії стійкості

електромеханічних систем і навіть можна стверджувати, що вентиляторне навантаження забезпечує стійкість системи.

3.4 Розрахунки захисного занулення

Розрахуємо захисне занулення для електропривода, із наступними вихідними даними: $P_H=1,1$ кВт, $\cos\varphi = 0,81$, довжина фазного та нульового провідників відповідно $-I_\phi = 30\text{м}$ та $I_0 = 30\text{м}$, матеріал - *мідь*, площа поперечного перерізу провідника - $5-2,5$ мм².

Розв'язання:

1. Визначаємо номінальний струм електродвигуна:

$$I_{\text{ел дв}}^H = \frac{P_H \times 1000}{\sqrt{3} \times U_H \times \cos\varphi}; \quad (3.20)$$

$$I_{\text{ел дв}}^H = \frac{1,1 \times 1000}{\sqrt{3} \times 380 \times 0,81} = 2,063 \text{ А}$$

де P_H - номінальна потужність електродвигуна, кВт;
 $\cos\varphi$ - коефіцієнт потужності.

2. Розраховуємо пусковий струм двигуна, А:

$$I^{\text{пус}} = \beta \times I^H \quad (3.21)$$

$$I^{\text{пус}} = 5 \times 2,063 = 10,315 \text{ А}$$

де β - коефіцієнт перенавантаження.

3. Визначаємо номінальний струм плавкої вставки $I_{\text{пл вст}}^H$ або $I_{\text{вст}}^H$:

$$I_{\text{пл вст}}^H = \frac{I_{\text{ел дв}}^{\text{пус}}}{\alpha}; \quad (3.22)$$

$$I_{\text{пл вст}}^H = \frac{10,315}{2} = 5,157 \text{ А};$$

де α - коефіцієнт режиму роботи приймається для двигунів із рідкими пусками $\alpha = 2 \dots 2,5$.

4. Визначаємо очікуване значення струму короткого замикання:

$$I_{\text{кз}} \geq 3 \times I_{\text{пл вст}}^H; \quad (3.23)$$

$$I_{\text{кз}} \geq 3 \times 5,157 = 15,471 \text{ А};$$

5. Визначаємо щільність струму δ :

$$\delta = \frac{I_{\text{кз}}}{S}; \quad (3.24)$$

$$\delta = \frac{15,471}{2,5} = 6,188 \text{ А/мм}^2;$$

де S - поперечний переріз провідника.

6. Визначаємо активний опір фазного та нульового провідників R_{ϕ} :

$$R_{\phi 0} = \frac{p \times l}{S}; \quad (3.25)$$

$$R_{\phi 0} = \frac{0,018 \times 30}{2,5} = 0,216 \text{ Ом};$$

де p - питомий опір провідника (для міді $p = 0,018 \text{ Ом мм}^2/\text{м}$);

l - довжина провідника;

S - поперечний переріз провідника.

Значення індуктивного опору X_{ϕ} ; X_0 для мідних провідників малі (близько $0,0156 \text{ Ом/км}$) і у практичних розрахунках ними, як правило, нехтують.

7. Для практичних розрахунків зовнішній індуктивний опір петлі фаза - нуль дорівнює $X = 0,6 \text{ Ом/км}$. Загальна довжина петлі фаза - нуль дорівнює $l_{\phi} + l_0$ тоді:

$$X_u = 0,6 \times (l_{\phi} + l_0); \quad (3.26)$$

$$X_u = 0,6 \times (0,03 + 0,03) = 0,036 \text{ Ом};$$

8. Визначаємо опір петлі фаза - нуль:

$$Z_n = \sqrt{(R_{\phi} + R_n)^2 + (X_{\phi} + X_0 + X_u)^2}; \quad (3.27)$$

$$Z_n = \sqrt{(0,216 + 0,216)^2 + 0,036^2} = 0,433 \text{ Ом}$$

9. Визначаємо величину струму короткого замикання :

$$I_{\text{кз}} = \frac{U_H}{\frac{Z_m}{3} + Z_n}; \quad (3.28)$$

$$I_{\text{кз}} = \frac{380}{\frac{0,312}{3} + 0,433} = 706 \text{ А};$$

де Z_m - розрахункове значення опору трансформатора ($Z_m = 0,312 \text{ Ом}$).

10. Перевіряємо умову надійної роботи захисту:

$$I_{\text{кз}} = 706 \geq 15,471 = 3 \times I_{\text{пл вст}}^{\text{н}}; \quad (3.29)$$

При виконанні даної умови струм короткого замикання забезпечує швидке перегорання плавкої вставки за 5...7с. Далі по номінальному струму вибираємо тип запобіжника ПН2-100, із номінальним струмом плавкої вставки 40 А.

3.5. Заходи по забезпеченню та підвищенню надійності

Необхідна надійність електричних схем закладається при проектуванні, забезпечується при виготовленні і реалізується при експлуатації. Підвищення надійності як електричних схем, так і верстату в цілому здійснюється завдяки удосконаленню конструкції, елементної бази, технології виготовлення та методів контролю, методів випробувань, режимів експлуатації, поліпшенні технічного обслуговування, діагностики відмов та здійсненні поточних та капітальних ремонтів.

Заходи по забезпеченню надійності в процесі проектування та порівняльний аналіз було проведено вище. Розглянемо, чим же забезпечується надійність і підвищується безвідмовність роботи електричних схем у процесі їх експлуатації. Це насамперед дотримання усіх правил експлуатації верстату, застосування режимів роботи, які б не перевищували допустимі; застосування великої кількості методів та засобів контролю, які дають змогу не тільки виявляти несправний стан об'єкту, а й вказувати на причини відмов та порушень роботи, прогнозує передвідмовний стан схеми.

Також слід суворо дотримуватися усіх планових профілактичних робіт як на верстаті так і на електричних схемах. Вони дають змогу дуже часто знизити вірогідність виникнення відмов, виявити приховані несправності та порушення роботи, поліпшити стан та подовжити працездатний стан електричної схеми і верстату взагалі.

Висновки

Підсумовуючи результати розрахункової частини проекту можна зробити наступні висновки:

1. Модернізована механічна частина верстату цілком задовольняє вимоги безпеки і працездатності при використанні верстату.

2. Розроблена і розрахована система керування приводом подачі хрестового столу забезпечує необхідне повільне регулювання швидкості переміщення столу при виконанні фрезерної обробки деталей.

3. Стійкість і надійність спроектованого пристрою забезпечується у достатній мірі.

До того ж у процесі проектування були прийняті додаткові заходи по забезпечення безпеки, експлуатації і обслуговування верстату.

Надійність забезпечується і підвищується насамперед дотриманням усіх правил експлуатації верстату, застосуванням режимів роботи, які б не перевищували допустимі; застосуванням великої кількості методів та засобів контролю, які дають змогу не тільки виявляти несправний стан об'єкту, а й вказувати на причини відмов та порушень роботи, прогнозує передвідмовний стан схеми.

Економічний розрахунок показав значний економічний ефект від впровадження модернізації у виробництво: економія витратних матеріалів складає більше 1000 гривень за рік, річна економія електроенергії становить понад 32,4 тисячі кВт/год., а загальний річний економічний ефект склав близько 11 тисяч гривень.

З наведених економічних розрахунків можна зробити висновок - модернізація верстату дає значний економічний ефект для виробництва: знижує капіталовкладення і разом з тим амортизаційні відрахування, знижує кількість робітників і, разом з тим, витрати на заробітну плату, значно зменшує витрати на електроенергію і допоміжні матеріали, і взагалі дає високу економію у виробництві.

Список використаної літератури

1. Електроніка та мікросхемотехніка: підручник / Квітка С.О. – Мелітополь: Видавничо-поліграфічний центр «Люкс», 2019. – 223 с.
2. Шефер, В.В. Електричні машини: навчальний посібник / В.В. Онушко, О.В. Шефер. – Полтава, ПолтНТУ, 2015. – 536 с.
3. Павленко Т.П. Автоматизований електропривод загальнопромислових механізмів. Конспект лекцій (для студентів усіх форм навчання за спеціальністю 141 –Електроенергетика, електротехніка, електромеханіка) / Т.П. Павленко, О.В. Донець, О.М. Петренко; Харків. нац. ун-т міськ. госп-ва ім. О.М. Бекетова. – Харків: ХНУМГ ім. О.М. Бекетова, 2018. – 132с.
4. Лимонов Л.Г. Автоматизированный электропривод промышленных механизмов. – Х: – Изд-во «ФОРТ», 2009. – 272 с.
5. Галай М. В. Теорія автоматичного керування. - Полтава: Видавництво "Полтава", 2001. - 470 с.
6. Кідиба В.П. Релейний захист електроенергетичних систем: Підручник. – Львів: Видавництво Національного університету "Львівська політехніка", 2016. – 533 с.
7. Пушкар М.С. Проектування систем автоматизації: навч. посібник / М.С. Пушкар С.М. Проценко – Д.: Національний гірничий університет, 2018. – 268 с.
8. Конспект лекцій з дисципліни “Теорія електропривода” для студентів напряму 050702 - Електромеханіка (частина І) / укл.: Сохіна Ю.В. – Дніпродзержинськ: ДДТУ, 2016. – 112 с.
9. Елементи автоматизованого електропривода / Н.Г. Попович, В.А. Гаврилюк, О.В. Ковальчук, В.І. Теряєв. – К.: УМК ВО, 2019. – 260 с.
10. Галай М.В. Теорія автоматичного керування: неперервні та дискретні системи. Навч. пос-к. – Полтава, 2005. – 454 с.

11. Чорний О.П. Моделювання електромеханічних систем: підручник для ВНЗ/ О.П. Чорний, А.В. Луговий, Д.Й. Родькін, Г.Ю. Сисюк, О.В. Садовий. —Кременчук, 2001. — 376 с.
12. Колонтаевский Ю.П., Сосков А.Г. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум: Навч. посібник / За ред. А.Г. Соскова. 2-ге вид. – К.: Каравела, 2004. – 432 с.
13. Методичний посібник «Нелінійні електричні та магнітні кола постійного струму» / укл. Щерба А.А., Грудська В. П., Чибеліс В.І., Спінул Л.Ю. – К.: КПІ, 2006.
14. Навчально-методичний посібник «Перехідні процеси у лінійних електричних колах» / Щерба А.А., Грудська В. П., Спінул Л.Ю. – К.: КПІ, 2011.
15. Руденко В.С. Промислова електроніка. – К.: Либідь, 1993.
16. Лябук М.А. Електричні машини. – Луцьк: ЛНТУ, 2005.
17. Карпов Ю. О. Теоретичні основи електротехніки. Розділ “Електричні кола з розподіленими параметрами”: [навч. посіб. для студ. напряму підготовки 0906 –“Електротехніка”] / Карпов Ю. О., Мадьяров В. Г. –Вінниця: ВНТУ, 2006. –102 с.
18. Дикань С.А. Безпека людини [Текст]: підручник для студ. вищ. закл. / С. А. Дикань, І. О. Іваницька. – Полтава: ТОВ «АСМІ», 2019. – 279 с.
19. Теорія електропривода. Підручник / М.Г. Попович, М.Г. Борисюк, В.А. Гаврилюк та ін.; За ред. М.Г. Поповича. – К.: Вища шк., 1993. – 494с.
20. Клименко Б.В. Електричні апарати. Електромеханічна апаратура комутації, керування та захисту. Загальний курс: навчальний посібник. – Харків: Вид-во «Точка», 2012. – 340 с.
21. Електричні машинні апарати: навчальний посібник / Ю.М. Куценко, В.Ф. Яковлев та ін. – К.: Аграрна освіта, 2013. –449 с.
22. Мелехов Р.К., Грицай І.Є. Сучасні металорізальні верстати з ЧПК та інструментальні системи. – Львів: Растр-7, 2008. – 240 с.