

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
УЖГОРОДСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІНЖЕНЕРНО-ТЕХНІЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ
КАФЕДРА ПРИЛАДОБУДУВАННЯ

ДО ЗАХИСТУ ДОПУЩЕНО

Завідувач кафедри

Ігор ЧИЧУРА

«___» _____ 2023 р.

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

до кваліфікаційної магістерської роботи

на тему:

ПРОЕКТУВАННЯ АКТИВНОЇ СИСТЕМИ ГАЛЬМУВАННЯ
ЧАСТОТНОГО ПРИВОДА

Виконав:

Василь БЕЛЕЙ

(ім'я та прізвище)

Науковий керівник:

ст.викл. Роман МЕШКО

(вчене звання, ім'я та прізвище)

(підпис)

(підпис)

Ужгород – 2023

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка кваліфікаційної магістерської роботи: 78 сторінок, 7 таблиць, 17 рисунки, 5 додатків, 13 джерела посилань

КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОДВИГУНОМ, ІНВЕРТОР, ДИНАМІЧНЕ ГАЛЬМУВАННЯ

Об'єкт дослідження – типове рішення для керування асинхронним двигуном змінного струму на базі 3-х фазного інвертора із технічною реалізацією режиму динамічного гальмування.

Мета роботи - розробити електронний пристрій на базі сучасних технічних рішень для програмного керування роботою виконавчих пристроїв на базі електроприводів з можливістю динамічної роботи (прискорений розгін / гальмування).

Методи дослідження – проектування, математичне моделювання, електронної схеми, розробка ефективного алгоритму та програмного забезпечення мікроконтролера, дослідження функціонування системи у цілому.

Проведено аналіз основних параметрів електродвигуна та механічної системи, встановлено їх взаємозв'язок, оптимальні методи контролю, підтримання на заданому рівні. Усебічне вивчення математичної моделі та створення програмного забезпечення мікроконтролера дозволяє адаптовувати електропривід до умов експлуатації.

Розроблено технічну документацію, електричну схему та конструкцію перетворювача частоти із вбудованою системою динамічного гальмування. Створено алгоритм взаємодії параметрів електродвигуна для практичної реалізації програмного забезпечення мікроконтролера та 3-х фазного інвертора.

ABSTRACT

The magister's thesis contains: 78 pages, 7 tables, 17 figures, 5 additions, 13 reference sources.

ELECTRIC MOTOR CONTROL, INVERTER, DYNAMIC BRAKING

The object of research is a typical solution for controlling an asynchronous AC motor based on a 3-phase inverter with a technical implementation of the dynamic braking mode.

The purpose of the work is to develop an electronic device based on modern technical solutions for software control of the operation of executive devices based on electric drives with the possibility of dynamic operation (accelerated acceleration / braking).

Research methods - design, mathematical modeling, electronic circuit, development of an effective algorithm and microcontroller software, research of system functioning as a whole.

The analysis of the main parameters of the electric motor and the mechanical system was carried out, their interrelationship, optimal methods of control, maintenance at the given level were established. A comprehensive study of the mathematical model and the creation of the microcontroller software allows you to adapt the electric wire to the operating conditions.

The technical documentation, the electrical diagram and the design of the frequency converter with a built-in dynamic braking system have been developed. An interaction algorithm of electric motor parameters was created for the practical implementation of the software of the microcontroller and the 3-phase inverter.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ ТА УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	7
ВСТУП.....	8
1 ПОСТАНОВКА ЗАВДАННЯ ТА ОГЛЯД АНАЛОГІВ	9
1.1 Огляд аналогів та сучасних технічних рішень.....	9
1.2 Об'єкт автоматизації та методи керування електроприводом	17
2 РОЗРОБКА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ ТА СТРУКТУРНОЇ СХЕМ.....	21
2.1 Параметри режиму динамічного гальмування.....	21
2.2 Реалізація алгоритму динамічного гальмування	26
2.3 Варіант технічного рішення, вибір елементної бази.....	27
2.4 Принцип дії пристрою.....	31
2.5 Розрахунок параметрів компонентів принципової схеми.....	35
2.6 Опис структурної схеми пристрою.....	48
3 КОНСТРУКТОРСЬКО – ТЕХНОЛОГІЧНИЙ РОЗДІЛ.....	50
3.1 Проектування та розрахунок друкованої плати.....	50
3.2 Тепловий розрахунок пристрою.....	55
3.3 Розрахунок характеристик надійності пристрою.....	59
3.4 Розрахунок тепловідводу.....	66
ВИСНОВКИ.....	70
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ	72
ДОДАТКИ.....	75

КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ								
Зм.	Арк	№ докум	Підпис	Дата	Проектування активної системи гальмування частотного привода Пояснювальна записка	Літера	Аркуш	Аркушів
Розробив		Белей В.І.				У	6	78
Перевірив		Мешко Р.О.				ІТФ, кафедра ПБ, 2 курс магістр, денна форма		
Т. Контр.								
Н. Контр.								
Затвердив		Чичура І.І.						

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ ТА УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

T_M - номінальний крутний момент електродвигуна

WK_M^2 - інерційність електродвигуна

WK_L^2 - інерційність навантаження, яке знаходиться на валу електродвигуна

T_B - необхідний гальмівний момент.

(N_2-N_1) максимальна зміна швидкості, в об/хв, необхідна для зупинки або уповільнення електродвигуна

$T_{\%}$ - допустимий відсоток гальмування

I_{res} - струм через динамічний резистор

D - робочий цикл динамічного гальмування

T_{max} - максимальна гальмівна потужність

$T_M(N_m)$ - гальмівний момент

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						7
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

ВСТУП

Електроенергія скрізь дорожчає, а її споживання у світі постійно збільшується. Більше 80 % електроенергії споживається у світі саме на змінному струмі. Тому актуальною проблемою світової енергетики є зниження енергоспоживання та підвищення ефективності роботи споживачів змінного струму. Практично усі ці пристрої застосовують асинхронні електричні машини змінного струму – які є найпоширенішими споживачами електроенергії.

Сучасний електропривод являє собою конструктивне поєднання електромеханічного перетворювача енергії (двигуна), силового перетворювача і пристрою керування. Забезпечує перетворення електричної енергії в механічну відповідно до алгоритму роботи технологічної установки. Сфера застосування електричного привода в промисловості, на транспорті, побуті постійно розширюється. В наш час більше 60% електричної енергії що виробляється у світі споживається електричними двигунами. Отже, ефективність енергозберігаючих технологій значною мірою визначається ефективністю електропривода. Розробка високопродуктивних, компактних і економічних систем привода є пріоритетним напрямком розвитку сучасної техніки.

За останнє десятиліття значними успіхами силової електроніки - було освоєно промислове виробництво біполярних транзисторів з ізольованим затвором (IGBT), силових модулів на їхній основі (стойки та цілі інвертори), а також силових інтелектуальних модулів (IPM) з вбудованими засобами захисту ключів інтерфейса для безпосереднього підключення до мікропроцесорних систем керування. Ріст ступеня інтеграції в мікропроцесорній техніці і перехід від мікропроцесорів до мікроконтролерів, з вбудованим набором спеціалізованих периферійних пристроїв, призвело до масової заміни аналогових систем керування приводами на системи прямого цифрового керування.

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						8
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

1 ПОСТАНОВКА ЗАВДАННЯ ТА ОГЛЯД АНАЛОГІВ

1.1 Огляд аналогів та сучасних технічних рішень

На сьогоднішній день стан технічних рішень на виробництвах за рахунок технологічного прогресу у сферах електроніки, мікропроцесорної техніки, удосконалення механічних вузлів за рахунок дуже точної обробки деталей окремих вузлів обладнання практично досяг вершини свого розвитку. За досить короткий проміжок часу виробництва в галузі промисловості такі як деревообробка, металообробка активно перейшли від грубо кажучи примітивних технічних рішень замінивши ручну роботу механічними машинами з електроприводами і ручним керуванням, які в свою чергу були вдосконалені якісними сучасними електроприводами з низьким споживанням електроенергії, високою надійністю і ефективністю роботи чим суттєво зменшили затрати виробництва. Такі електроприводи отримали можливість керування за допомогою мікропроцесорної техніки, різних драйверів і модулів зворотного зв'язку.

Одним з найбільш перспективних шляхів оптимізації роботи обладнання, є використання частотного регулювання швидкістю обертання приводних електричних двигунів. А це наступне:

- 1) керований - плавний пуск і зупинка двигуна, що забезпечує бережливий режим експлуатації як самого обладнання, так і комутуючих елементів схеми електроживлення, що сприяє підвищенню ресурсу роботи і зниження витрат на ремонт;
- 2) оперативне управління продуктивністю устаткування в режимі безперервної роботи, в залежності від їхньої завантаженості, підтримка необхідної потужності на виході устаткування. При цьому виходить максимальний ефект енергозбереження 30-50%. Досягається цей ефект за рахунок різкої залежності споживаної електричної потужності від величини продуктивності устаткування.

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						9
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

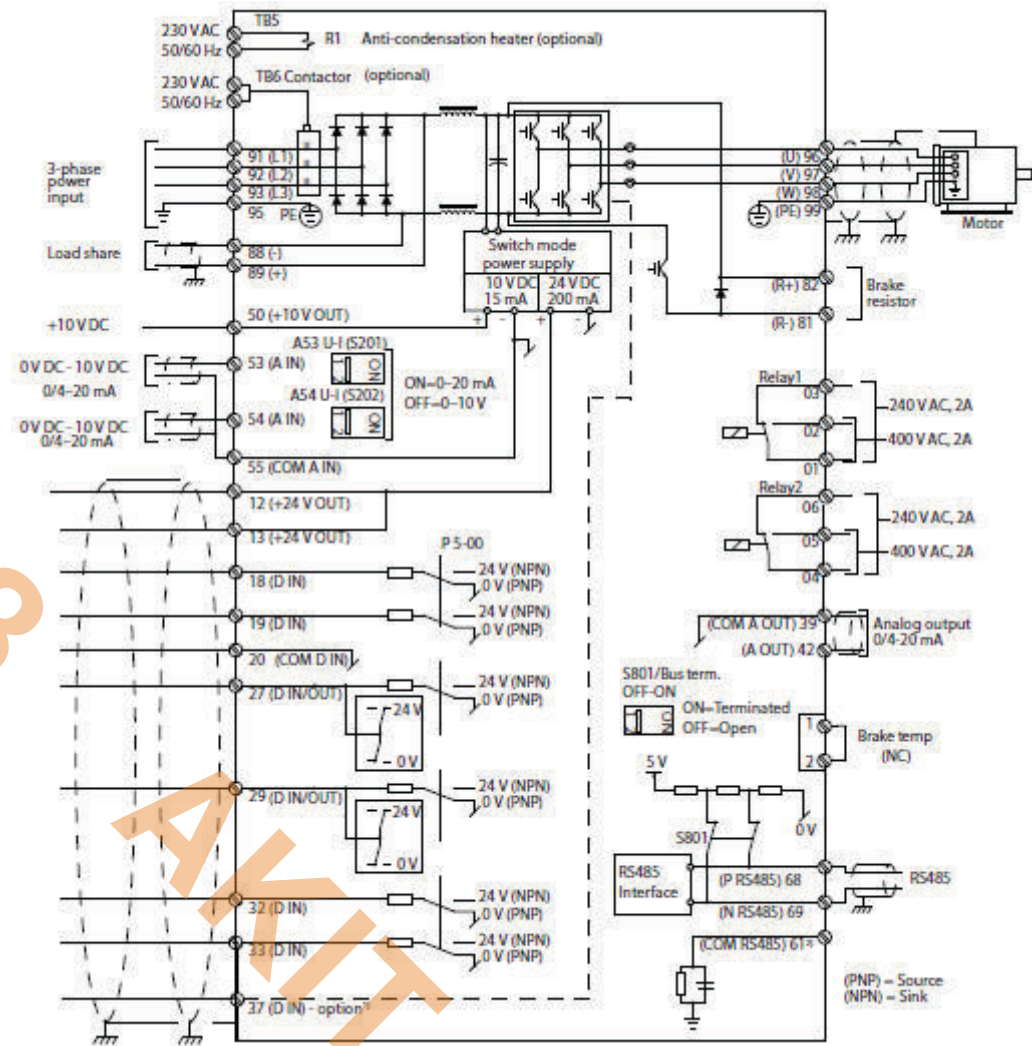


Рисунок 1.1 - Електрична схема підключення частотного електропривода VLT Automation Drive FC 302 (Danfoss)

У приведеній схемі описані підключення силової частини електроприводу, а також підключення сигнальних каналів, каналів керування, каналів вводу/виводу інформації, підключення гальмівного блоку, цифрових та аналогових входів і виходів.

Реалізація динамічного гальмування.

Динамічне гальмування сповільнює двигун одним із наступних способів: гальмування змінним струмом, енергія гальмування розподіляється в двигуні шляхом зміни станів втрат в двигуні (параметр 2-10 Функція гальмування = (2)). Функція гальмування змінним струмом не може використовуватись з застосуванням високої частоти циклічних операцій, оскільки це приводить до перегріву двигуна.

Гальмування постійним струмом із модуляцією, який додається до змінного струму діє в якості сигналу індукційного гальмування (параметер 2-02 - час гальмування постійним струмом).

Резистивне гальмування та гальмівний IGBT ключ, підтримує напругу на рівні нижче визначеного порогу шляхом направлення енергії від двигуна до підключеного гальмівного резистора (параметр 2-10 Функція гальмування = (1)). Функція гальмівного IGBT транзистора - обмеження напруги в колі постійного струму при перевищенні максимальної напруги, обмеження напруги здійснюється за допомогою комутації зовнішнього резистора на шині постійного струму, щоб зменшити надлишкову напругу постійного струму в колі силового живлення. Постачальник двигунів часто користуються параметром (S5) установлюючи допустиме навантаження, яке характеризує переривчастий робочий цикл.

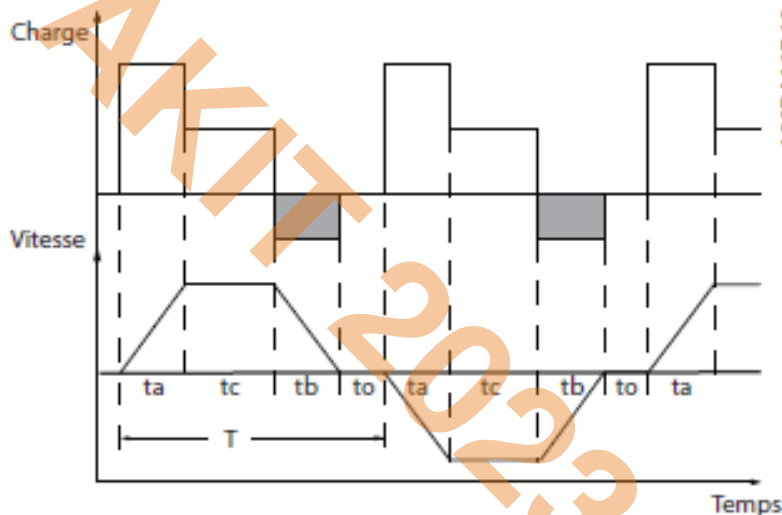


Рисунок 1.2 - Часова діаграма типового циклу динамічного гальмування

Якщо в меню налаштувань вибрано параметр ((32), керування механічним гальмом), механічні гальмівні реле залишаються під час запуску у замкнутому стані до тих пір, поки вихідний струм не перевищить значення, задане в параметрі ((2-20) - струм відпускання гальма. При зупинці механічне гальмо притискається до валу, коли швидкість стає меншою від величини заданої в параметрі ((2-21) Швидкість включення гальма (об/хв.)). Приведене технічне рішення допомагає утримати вал від проковзування при нерухомому електроприводі.

Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

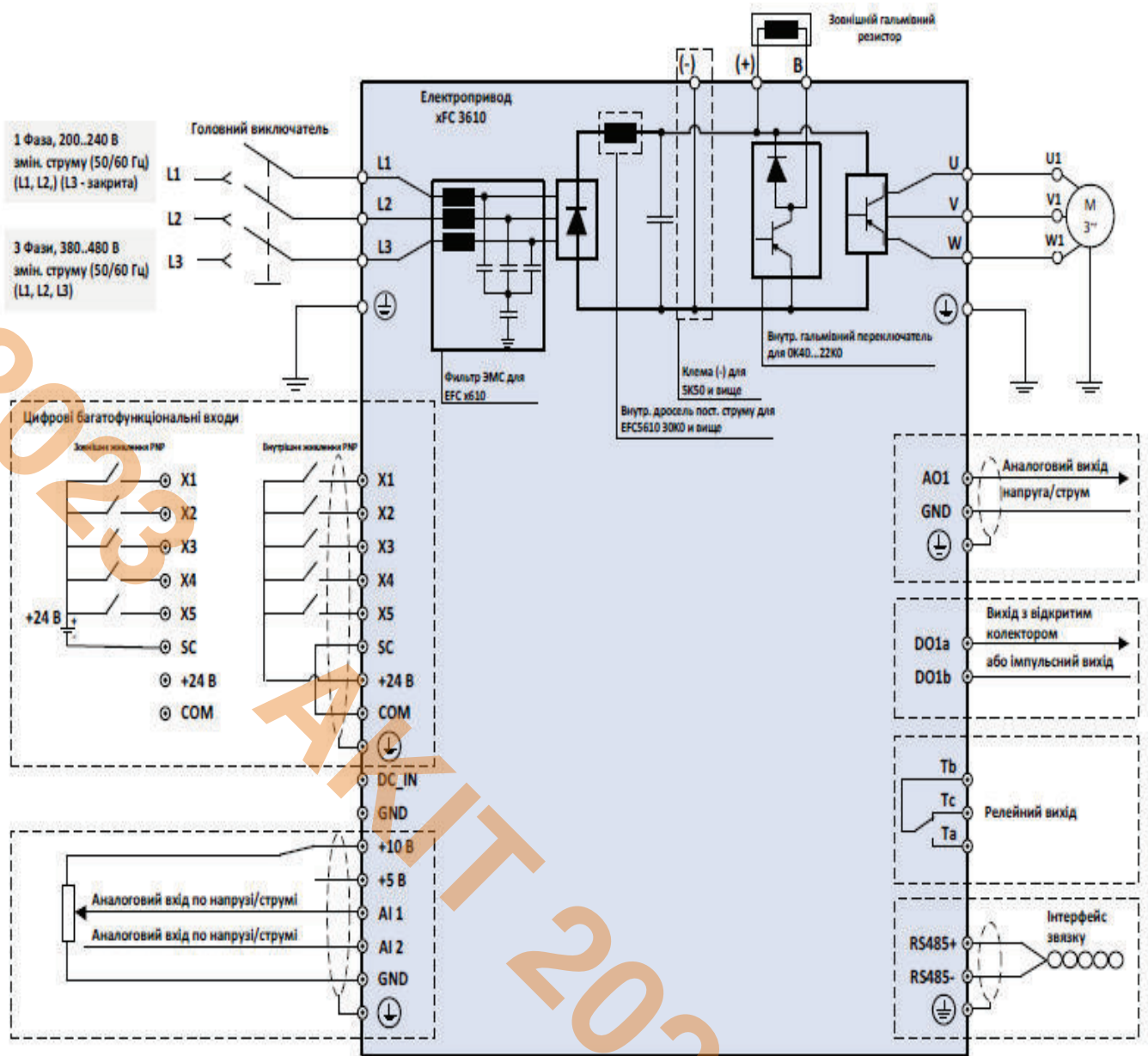


Рисунок 1.3 - Електрична схема під'єднання частотного електроприводу xFC3610 Rexroth

У приведеній схемі описані підключення силової частини електроприводу, сигнальних ліній керування, сигналів вводу/виводу цифрової інформації, підключення гальмівного блоку, цифрових та аналогових входів та виходів.

Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата
-----	------	----------	--------	------

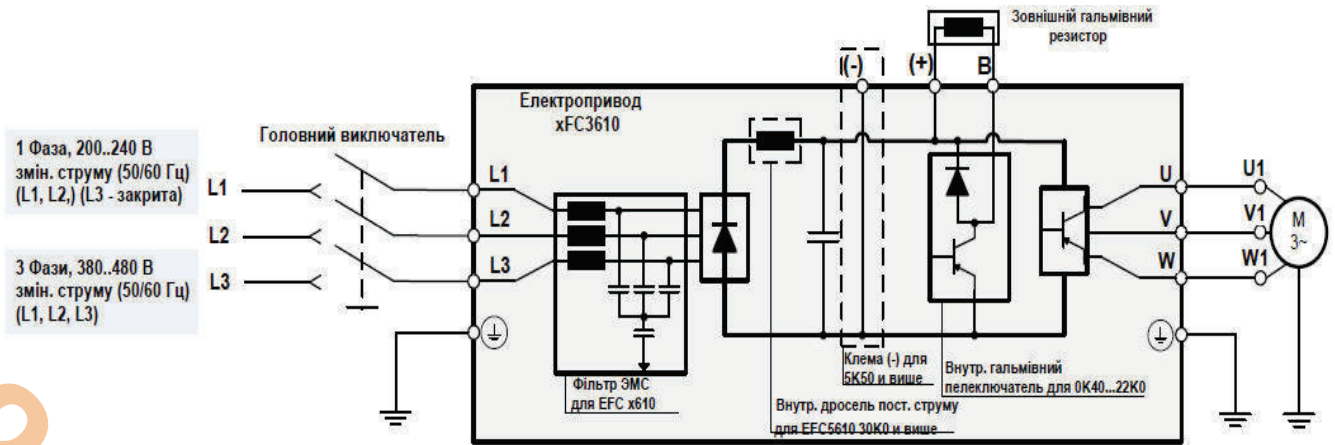


Рисунок 1.4 - Схема підключення силової мережі і гальмівних блоків

Реалізація динамічного гальмування.

Динамічне гальмування дозволяє на електроприводі реалізувати більш швидко і стабільну зупинку електродвигуна. Величина струму під час динамічного гальмування визначає зусилля гальмування.

Динамічне гальмування можна активувати двома способами:

- Налаштуванням параметрів:

[E0.50]=0 – Режим зупинки по часу сповільнення [E0.27].

[E0.53]>0 – Час сповільнення у процесі динамічного гальмування.

[E0.54]>0 – Струм під час динамічного гальмування (відсоток номінального струму електропривода).

Динамічне гальмування буде активовано, якщо вихідна частота стане меншою або рівною параметру [E0.52] – Частота активації динамічного гальмування. Графічне зображення роботи динамічного гальмування по першому способі вказано на верхній частині графіку (Рис.5.).

- За допомогою цифрового входу:

Будь-який із цифрових входів X1-X4, може активувати динамічне гальмування:

[E1.00]-[E1.04]=16 – Активація динамічного гальмування

[E0.50]=0 – Режим зупинки згідно часу сповільнення [E0.27]

Динамічне гальмування, в даному випадку, почнеться коли буде активний сигнал заданого цифрового входу та закінчиться коли він неактивний. Обмеження

Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

по часу відсутнє. Графічне зображення роботи динамічного гальмування по другому способі вказано на нижній частині графіку.

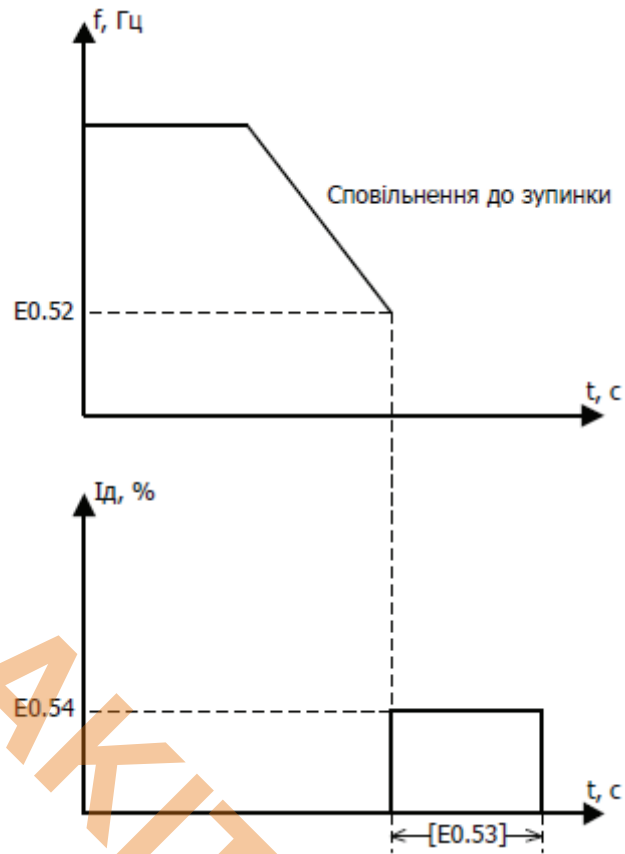


Рисунок 1.5 - Діаграма роботи динамічного гальмування

Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

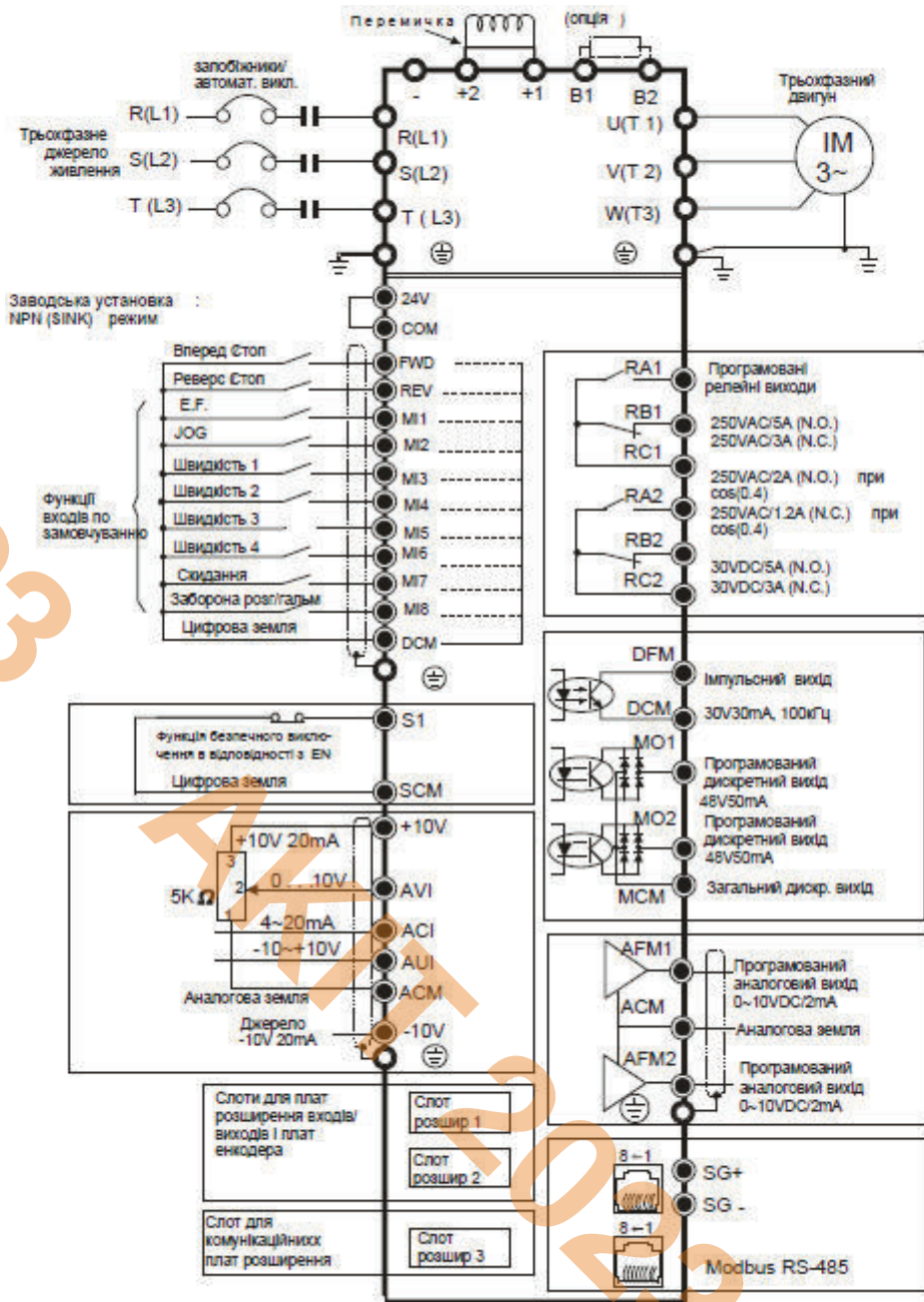


Рисунок 1.6 - Електрична схема під'єднання частотного електропривода VFD C2000

У приведеній схемі, описані підключення силової частини електроприводу, а також підключення сигнальних ліній керування, ліній вводу/виводу інформації, підключення гальмівного блоку, цифрових та аналогових входів та виходів.

По замовчуванню в даному електроприводі вибраний скалярний метод керування параметр (Pr.00-11=0) з лінійною залежністю $U=f(F)$. Рекомендується застосовувати у випадках, коли залежність моменту навантаження двигуна відома і навантаження практично не змінюється при одному й тому ж значенні частоти, а

також коли нижня межа регулювання вихідної частоти не нижча 5Гц при залежному від частоти моменті. На частотах менших 5Гц відбувається помітне зниження моменту через відносне зменшення/ збільшення напруги у обмотці двигуна в порівнянні з номінальною напругою двигуна. На частотах більших від 50Гц відбувається послаблення магнітного потоку (вихідна напруга не може збільшуватись більше напруги мережі разом з ростом вихідної частоти) і відповідно моменту – це так званий режим роботи з постійною потужністю.

Векторне регулювання задається параметром (Pr.00-11=2 або 3) забезпечує високий стартовий момент та високий момент на низькій швидкості, що є ефективним при змінному навантаженні. Особливу увагу слід звернути на перевірку мінімально допустимого часу робочого циклу « розгін-гальмування », так як енергія, яка розсіюється при гальмуванні росте у квадратичній залежності від швидкості. Для застосувань швидкого гальмування з високих швидкостей може знадобитися використання зовнішнього гальмівного резистора або гальмівного модуля (Рис.7.).

Характеристики гальмівного резистора розраховують виходячи із 125% гальмівного моменту $(\text{кВт}) \times 125\% \times 0.8$ і відносної тривалості включення (ТВ) резистора 10%. Величина (ТВ) визначає мінімальний період гальмування, при якому відбудеться повне розсіювання тепла на гальмівних модулях і резисторах, виділеного під час гальмування. При нагріванні гальмівного резистора його опір збільшується і відповідно зменшується гальмівний момент. Із таких міркувань типовий час циклу гальмування – 1 хвилина.

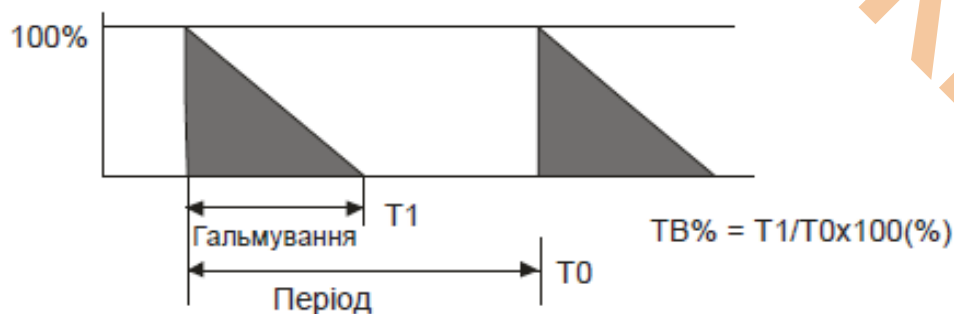


Рисунок 1.7 - Графік періодичності циклу гальмування

Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

У даному електроприводі група параметрів які відповідають за прискорення та гальмування позначається літерою F3. Для прикладу покажемо таблицю з деякими параметрами гальмування й прискорення.

Таблиця 1.1 - Основні параметри гальмування

F3.07	Режим зупинки	0: Зупинка із сповільненням 1: Вільне обертання	0
F3.08	Початкова частота гальмування DC	0.00Гц ... F0.19 (макс частота)	0.00Гц
F3.09	Затримка гальмуван. DC	0.0с ... 100.0с	0.0с
F3.10	Струм гальмув. DC при зупинці	0% ... 100% Номінальн. струму	0%

Застосування цих параметрів в електроприводі реалізовується режим гальмування електродвигуна. З цього випливає, якщо вихідна частота знижується до рівня початкової частоти гальмування DC, починається гальмування постійним струмом. Затримка гальмування DC визначає час між досягненням частоти початку гальмування і самим початком гальмування. Вона використовується для запобігання перенавантаження при гальмуванні постійним струмом на високих швидкостях.

1.2 Об'єкт автоматизації та методи керування електроприводом Векторне керування

Головна ідея векторного керування полягає у тому, щоб контролювати не тільки напругу та частоту, але і фазу напруг живлення електродвигуна. Іншими словами контролюється величина і кут просторового вектора. Векторне керування дозволяє незалежно і практично безінерційно регулювати швидкість обертання а відповідно і момент на валу електродвигуна. Режим векторного керування у

порівнянні зі скалярним є більш продуктивним та позбавлене практично усіх недоліків скалярного управління.

Переваги векторного керування:

- висока точність регулювання швидкості;
- плавний старт та плавне обертання двигуна у всьому діапазоні частот;
- швидка реакція на зміну навантаження: при зміні навантаження практично не відбувається зміни швидкості;
- збільшений діапазон управління і точність регулювання;
- знижуються втрати на нагрів і намагнічування, підвищується ККД електродвигуна.

До недоліків векторного управління можна віднести:

- необхідність зміни параметрів електродвигуна;
- великі коливання швидкості при постійному навантаженні;
- необхідність обчислювальної потужності мікроконтролера.

Скалярне керування

Метод скалярного (частотного) керування електродвигуном, полягає у підтримуванні постійного співвідношення напруга/частота (V/F) у всьому робочому діапазоні швидкостей, при цьому контролюється тільки величина (V) і частота напруги живлення (F).

Скалярний метод керування найбільш широко використовується для керування асинхронними електродвигунами.

Вказаний метод є альтернативою де не потрібна велика динаміка руху (вентилятори, насоси). Для роботи скалярного керування не потрібен датчик положення ротора, а швидкість ротора може бути оцінена за частотою напруги живлення. При використанні скалярного керування, немає необхідності використання високопродуктивних цифровий сигнальний процесор (DSP) як у випадку з векторним керуванням.

Недоліки скалярного керування

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						18
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

При скалярному керуванні електродвигуном не здійснюється контроль струмів статора. У такому випадку електропривід зі скалярним методом може легко стати некерованим (вийти з синхронного стану) особливо коли момент навантаження перевищує значення граничного моменту електроприводу.

Скалярний метод не підходить для контролю електроприводів на низьких обертах, що вимагають високу динаміку.

Метод скалярного керування відносно простий у реалізації, але володіє декількома суттєвими недоліками:

- відсутність датчика швидкості унеможливорює керування швидкістю обертання вала, суттєво залежить від навантаження (наявність датчика швидкості вирішує цю проблему);
- відсутня можливість керування моментом. Звичайно, це вирішується за допомогою датчика моменту, але вартість його установки дуже висока, і буде швидше за все вище самого електроприводу. При цьому управління моментом буде дуже інерційним;
- відсутня можливість керувати одночасно моментом та швидкістю.

Скалярний метод керування задовольняє більшість завдань у яких застосовується електропривод з діапазоном регулювання частоти обертання двигуна до 1:40.

При необхідності зворотній зв'язок для керування швидкістю і моментом електродвигуна використовується векторний режим керування.

Принцип скалярного керування частотно-регульованого асинхронного електропривода базується на зміні частоти і поточних значень модулів змінних АД (напруг, магнітних потоків, потокозчеплень і струмів ланцюгів двигуна). Керованість АД при цьому може забезпечуватися спільним регулюванням частоти і напруги, або частоти і струму статорної обмотки. Перший спосіб керування прийнято трактувати як частотне керування, другий – як частотно-струмове керування.

Вибір способу та принципу керування визначається сукупністю статичних, динамічних та енергетичних вимог до асинхронного електроприводу.

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						19
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Скалярний принцип частотного керування є найбільш поширеним в асинхронному електроприводі. Йому властива технічна простота вимірювання та регулювання змінних АД, а також можливість побудови розімкнутих систем керування швидкістю.

Основний недолік подібного принципу керування в складності реалізації бажаних законів регулювання швидкості і моменту АД в динамічних режимах. Пов'язано це з складними електромагнітними процесами, що протікають в АД.

Скалярне частотно-струмове керування АД характеризується малим критичним ковзанням, постійністю критичного моменту при сталості струму живлення АД при зміні його частоти. Однак у розімкнутих системах подібне керування практично виключено, оскільки із збільшенням навантаження (ковзання) різко падає магнітний потік АД і для забезпечення бажаних перевантажувальних характеристик АД по моменту, буде потрібно помітне перевищення номінальних значень напруги живлення та струму статора.

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						20
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

2 РОЗРОБКА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ ТА СТРУКТУРНОЇ СХЕМ

2.1 Параметри режиму динамічного гальмування

Опишемо алгоритм роботи електропривода в режимі гальмування із застосуванням зовнішнього гальмівного резистора. У якості аналогу використано таблицю параметрів яка відображається на панелі керування електропривода.

Таблиця 2.1 - Параметри активування динамічного гальмування

Код	Назва	Діапазон налаштувань	По замовчуванню	Мін.	Атриб.
C0.25	Режим захисту від перенапруги	2: Захист від скачків напруги при зупинці вимкнено, резисторне гальмування включено 3: Захист від скачків напруги при зупинці включено, резисторне гальмування включено	3	-	Зупинка
C0.15	Напруга запуску гальмівного переривача	1 фаза, 200 В змін. струму: 300...390 В	385	1	Зупинка
		3 фази, 200 В змін. струму: 300...390 В			
		3 фази, 380 В змін. струму: 600...785 В	770		
C0.16	Робочий цикл гальмівного переривача	1...100 %	100	1	Зупинка

Дана функція застосовується для досягнення оптимальних характеристик електропривода в режимі керування V/f характеристикою або в режимі керування SVC. Для використання даної функції застосовується наступні кроки у налаштуванні роботи:

Крок 1. Активувати функцію резисторного гальмування встановивши параметр

[C0.25]=*2,(3): захист від перепадів напруги при зупинці вимкнено (увімкнено), резистивне гальмування включено (вимкнено).

Крок 2. Встановити точку гальмування у відповідності з напругою живлення. По замовчуванню початкова точка гальмування налаштовується між трьома варіантами вхідної напруги живлення 1 фаза, 200В змінного струму; 3 фази, 200В

змінного струму; 3 фази, 380В змінного струму, налаштування проводиться за допомогою параметра [C0.15].

Крок 3. Встановити робочий цикл задаючи параметр [C0.16] «робочий цикл гальмування» у відповідності з фактичними умовами й потребами для виконання певної функції яка покладена на електропривод.

Потрібно зауважити, що коли напруга постійного струму на шині вище параметра [C0.15] то гальмівні переривачі (IGBT - ключ) включаються/виключаються у відповідності з режимом [C0.16] за внутрішнім гістерезисом (Рис.8.).

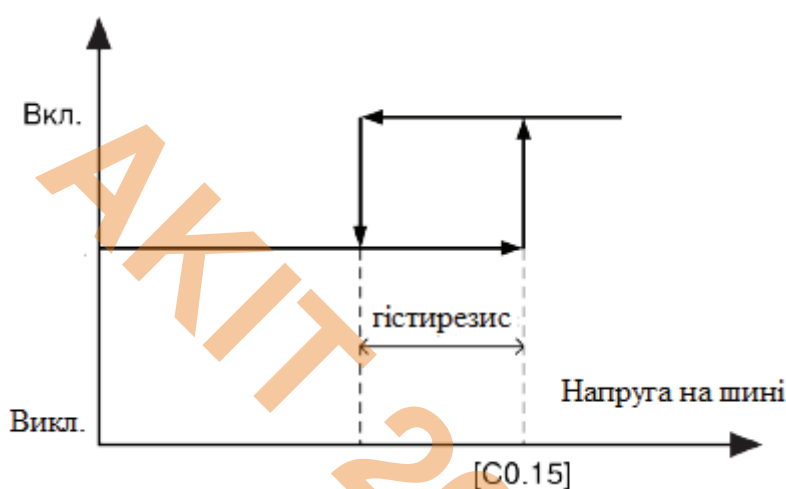


Рисунок 2.1 - Гістерезис робочого циклу гальмування.

Нижче приведено значення гістерезису для різних режимів напруги живлення.

1 фаза, 200 В / 3 фази 200 В змінного струму : 10 В, 3 фази, 380 В змінного струму: 15 В.

Робочий цикл (Рис.2.1) гальмування визначається так :

$$t1 = t2 \times [C0.16] / 100 \% ; t2 = 1 / 100 \text{ Гц} = 10 \text{ мс.}$$

Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

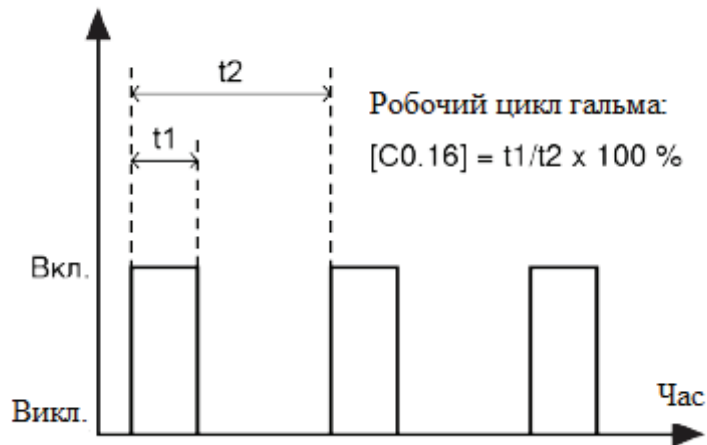


Рисунок 2.2 - Графічне пояснення робочого циклу гальмування

Основні параметри системи динамічного гальмування.

Приведемо перелік необхідних електромеханічних параметрів та їх взаємозв'язок, необхідні для подальшого використання при проектуванні алгоритму роботи (блок - схеми алгоритму). Такий тип схеми дозволяє краще зрозуміти принцип побудови динамічної гальмівної системи та вплив основних параметрів на ефективність її роботи.

Визначення вимог до системи гальмування:

- Потужність електродвигуна (P);
- Номінальна швидкість двигуна (N_0);
- Мінімальна (N_1) і максимальна (N_2) робоча швидкість двигуна;
- Інерція двигуна (WK^2_M) та навантаження (WK^2_L), яке знаходиться на валу двигуна, включаючи будь-який спосіб передачі (g);
- Бажаний час гальмування або зупинки для найгіршого зниження швидкості (t);
- Зміна швидкості та навантаження протягом робочого циклу.

Номінальний крутний момент двигуна

Перше необхідне значення — це номінальний крутний момент двигуна, який розраховується з використанням значення потужності двигуна і значення швидкості, як показано нижче:

$$T_M = \frac{5250 \cdot P}{N_0} \quad (2.1)$$

Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата
-----	------	----------	--------	------

Інерційність

Потім необхідно розрахувати загальну інерцію.

$$WK^2 = WK_M^2 + WK_L^2 \cdot g^2 \quad (2.2)$$

Якщо інерція двигуна невідома, її можна визначити за допомогою формули:

$$WK_M^2 = \left[0.02 \cdot 2^{\left[\frac{Poles}{2} \right]} \cdot P^{\left[1.35 - 0.05 \cdot \frac{Poles}{2} \right]} \right] \quad (2.3)$$

Де g = відношення вихідної швидкості коробки передач (або паса чи шківа) до вхідної швидкості. Якщо немає передач або присутні ремінь і шків, використовується $g=1$ для розрахунку.

Необхідний гальмівний момент.

Використовуючи розраховану вище загальну інерцію, визначаємо необхідний гальмівний момент за допомогою наступного розрахунку:

$$T_B = \frac{WK^2 \cdot (N_2 - N_1)}{308 \cdot t} \quad (2.4)$$

де $(N_2 - N_1)$ максимальна зміна швидкості, в об/хв, необхідна для зупинки або уповільнення.

Відсоток гальмування.

Нарешті, обчислимо відсоток гальмування на основі розрахованого крутного моменту двигуна та необхідного гальмівного моменту, як зазначено нижче:

$$T_{\%} = \frac{T_B \cdot 100\%}{T_M} \quad (2.5)$$

Якщо відсоток гальмування ($T_{\%}$) менше 15%, динамічне гальмування не потрібне, оскільки регенерована енергія буде розсіюватися у приводі за рахунок втрат. Якщо відсоток гальмування ($T_{\%}$) перевищує 15%, повинен бути обраний один із двох стандартних вузлів гальмівного резистора та AFD з опцією гальмівного переривача.

Рівняння динамічного гальмування резистором.

Нижче наведено загальні рівняння, які визначають параметри ефективності динамічних гальмівних систем.

Динамічне гальмування двигуна на основі сучасного силового резистора :

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						24
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$I_{res} = \frac{P_{motor} \times \eta}{800} \quad (2.6)$$

Де: I_{res} = струм динамічного резистора; P_{motor} = потужність двигуна; η = ККД двигуна (0,95–0,90) для більшості потужних електродвигунів (0,90–0,83) для меншпотужних двигунів; 800 = стала величина.

Далі обчислюємо максимальний динамічний опір резистора:

$$R_{max} = \frac{800}{I_{res}} \quad (2.7)$$

Де: R_{max} = опір; I_{res} = Струм динамічного резистора;

Робочий цикл динамічного гальмування:

$$D = \frac{\text{time_in_braking}}{\text{cycle_time}} \quad (2.8)$$

D = Робочий цикл, $D=1$, коли резистор постійно розсіює енергію.

Розсіювання потужності для напруги 240 В:

$$P_{res} = \frac{400^2 \times D}{R} \quad (2.9)$$

Де: P_{res} = Розсіювання потужності; D = Робочий цикл; R = опір.

Значення розсіюваної потужності становить від 0 до 1. Як правило, D ніколи не вказується менше ніж 0,2. Це гарантує, що мінімальна потужність резистора завжди буде достатньою. Тривалість періоду гальмування спричинює підвищення температури резистора, що визначається тепловою постійною часу резистора. Типове застосування гальмування є періодичним ($D < 1$), резистор не повинен використовуватися для тривалої роботи. Розмір гальмівних резисторів зазвичай розрахований на середню розсіювану потужність протягом циклу гальмування.

Максимальна гальмівна потужність:

$$P_{max} = \frac{(V_{brake})^2}{R} \quad (2.10)$$

Де: V_{brake} = Напруга під час гальмування; R = номінал динамічного резистора;

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						25
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Гальмівний момент:

$$T_{br} = \frac{Power}{RPM \cdot \frac{2\pi}{60}} \quad (2.11)$$

Об'єднавши рівняння отримуємо кінцеве рівняння гальмівного моменту:

$$T_{br}(N_m) = \frac{k}{RPM \cdot R} \quad (2.12)$$

2.2 Реалізація алгоритму динамічного гальмування

Алгоритм динамічного гальмування для підвищення ефективності функціонування поєднує у собі декілька систем та математичних функцій.

На рисунку 8 наведено спрощену блок-схему запропонованого динамічного гальмування. Сигнал ідентифікації відхилення (FI) від встановленого значення величини виявлення використовується як стартовий сигнал для активування логічної схеми.

Початок часового вікна виявлення відхилення (T1 на рисунку 8) для критерію рівня напруги (U_{det}) є $t_t^p + t_{br,o} + t_{mgn}$,

де t_p - очікуваний момент активації силового ключа плюс невеликий запас ($t_{mgn} = 0,5$ мс). Запас враховується для усунення впливу перехідних процесів у часі на відкриття ключа чи перекомутацію. Тривалість часового вікна виявлення T1 встановлюється як найбільший час первинного відключення. Часове вікно виявлення (T2 на рисунку 8) для критерію перевищення струму (I_{det}) для виявлення відхилення RCB може бути встановлено, починаючи з найбільшого часу первинного відключення до часу скидання IED.

Якщо виявлено спрацювання за будь-яким з цих двох критеріїв, сигнал активації ключа (BF) надсилається на відповідний драйвер.

Як варіант, поріг напруги U_{thr} встановлюється як 450В, а поріг струму I_{thr} - як залишковий струм RCB ($I_{RCB}; res = 10$ А).

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						26
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

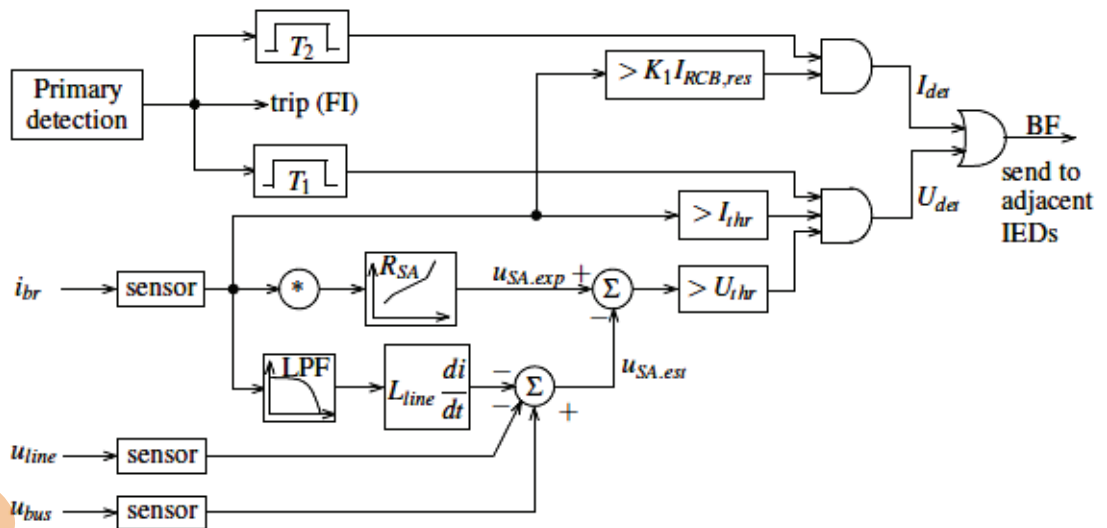


Рисунок 2.3 - Блок-схема алгоритму системи динамічного гальмування як частини перетворювача частоти

Використовується спрощена модель датчика, яка детально описана в розділі вище, для вимірюваних величин. Нелінійний опір розрядника перенапруги реалізовано за допомогою програмного профілю. При обчисленні похідної струму для позбавлення від шумів використовується фільтр згладжування середнього значення [5].

2.3 Варіант технічного рішення, вибір елементної бази

Обробивши існуючі аналоги подібних технічних рішень, а також керуючись ТЗ ми вибрали схему керування 3-х фазним асинхронним двигуном шляхом комутації фаз в ШІМ режимі.

Система гальмування для реалізації динамічного режиму, побудована на аналогічному електронному ключу (IGBT) та гальмівному резисторі необхідної потужності.

Основні можливості ШІМ регулювання при роботі з асинхронними двигунами наведені нижче:

- час гальмування (при $f_{max} - 50\text{Гц}$) - $\leq 2\text{сек}$.
- регулювання вихідної частоти в межах від 0 до 200 Гц.

Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата
-----	------	----------	--------	------

- плавний розгін та гальмування двигуна (по лінійному або S-подібному закону), час розгону і гальмування може знаходитись в межах від 0.1 секунди до 60 сек.
- вибір користувачем оптимальної для даного навантаження залежності U/f або векторного режиму керування.
- захист перетворювача і двигуна від перевантажень по струму, замикання фаз на землю, обриву зворотного зв'язку, «сухого ходу» (якщо двигун працює в насосному обладнанні).
- ЕНЕРГОЗБЕРЕЖЕННЯ. Перетворювач дозволяє заощаджувати на непродуктивних витратах енергії, крім того він має функцію енергозбереження. Ця функція дозволяє при виконанні тієї ж роботи заощаджувати від 5 до 30 % електроенергії шляхом підтримки двигуна в режимі оптимального ККД і $\cos\phi$. У режимі енергозбереження перетворювач контролює споживання струму, розраховує навантаження і міняє вихідну напругу. Таким чином, оптимізується споживання потужності відповідно до навантаження й підвищується ККД.
- ПД- Регулятор. Дозволяє оптимізувати режим роботи привода в замкнутій системі регулювання. Для роботи в цьому режимі необхідний датчик зворотного зв'язку, наприклад, датчик струму. Замкнута по зворотному зв'язку система дозволяє точно підтримувати контрольований параметр незалежно від зміни інших параметрів.
- ЗАПОБІГАННЯ РЕЗОНАНСУ. Іноді при роботі при певних частотах у механічній системі виникає резонанс. У цьому випадку перетворювач може пропускати область частот навколо резонансної частоти.
- ЗАПОБІГАННЯ ПЕРЕКИДАННЯ. Функція запобігання перекидання, працює в трьох режимах: при розгоні, при гальмуванні та при роботі. При розгоні, якщо задано занадто велике прискорення і не вистачає потужності, перетворювач автоматично збільшує час розгону. При гальмуванні функція працює аналогічно. При роботі ця функція дозволяє у випадку

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						28
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

перевантаження замість аварійної зупинки продовжувати роботу на меншій швидкості.

- **ВИЗНАЧЕННЯ ШВИДКОСТІ.** Іноді виникають завдання, у яких пуск перетворювача відбувається при обертанні ротора двигуна. У цьому випадку для запобігання перекиданню застосовується функція пошуку швидкості. Перетворювач при пуску визначає швидкість обертання навантаження і починає регулювання не з нуля, а із цієї швидкості.
- **МОЖЛИВІСТЬ КЕРУВАННЯ, КОНТРОЛЮ та програмування ЧЕРЕЗ ПОСЛІДОВНИЙ ІНТЕРФЕЙС RS-232.**

Для функціонування пристрою керування роботою асинхронного двигуна згідно ТЗ виберемо наступну елементну базу:

забезпечимо зв'язок з ПК (чи диспетчерською) через інтерфейс зв'язку RS232 (MAX232E), який представляє собою двонаправлений приймач – передавач.

Основні електричні параметри:

Напруга живлення 3,3...5,5В;

Максимальна частота приймача/драйвера до 1 МГц (при 5В);

Струм споживання 10мА.

Захист від статичного струму до ± 1 кВ

Максимальна швидкість передачі даних 2,5Мбіт/сек.

Основою цифрової частини буде 8 розрядний RISC мікроконтролер фірми Atmel (ATMega16).

Основні параметри мікроконтролера (ATMega16):

Об'єм Flash пам'яті – 16Кбайт, EEPROM – 1024 байт з числом циклів перезапису – 100000;

Можливість внутрішнього (SPI) програмування, що полегшує процес відладки пристрою;

32 – програмуємі лінії вводу/виводу;

Програмуємий UART, SPI – інтерфейс, здвоєний ШІМ, два канали 8/16 розрядних лічильників, аналоговий компаратор.

Електричні параметри:

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						29
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Напруга живлення 3,3...6В;

Максимальний струм споживання при тактовій частоті (10МГц) 65мА;

Максимальний струм навантаження на одну лінію виводу 40мА;

Програмний код алгоритма роботи зберігається у внутрішній пам'яті програм. В якості ОЗП використовуємо внутрішню енергонезалежну пам'ять (2Кбайт).

Для полегшення процесу керування та зчитування інформації в ході роботи пристрою та його програмування, виникає необхідність у використанні індикатора.

Найкраще для цього підходить широко використовуємий ЖК індикатор фірми Volumin (BC1602A). Даний індикатор представляє собою двохстрочний 16x2 алфавітно – цифровий ЖК модуль, з можливістю реалізації 4, 8 бітного паралельного інтерфейса зв'язку.

Основні електричні параметри:

Напруга живлення 4,7...7В;

Напруга зміщення драйверів (регулювання контрастності) 0...6,6В

Струм споживання 8мА;

Розміри модуля (80x36)мм.

Вузол зчитування напруги з датчика струму реалізується на операційному підсилювачі DA4 (LM324)

В якості силових ключів вибираємо IGBT – транзистори, включені по мостовій схемі. Керування силовими ключами реалізовано на драйвері ключів ключів верхнього та нижнього рівня (DA3 – DA6) - (L6387) – який має незалежний вихід на драйвер верхнього та нижнього ключів.

Максимальні параметри драйвера:

імпульсний струм керування затвором транзистора – 200мА;

статичний споживаний струм – до 50мА.

напруга живлення – 15В;

гранична частота – 2МГц;

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						30
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Вибір ключів VT1 – VT6, VT7 (IRG8BC40UPBF) пов'язано з заданою ТЗ потужністю асинхронного електродвигуна, яка становить 1кВт, ККД – 0,75; $\cos\phi$ – 0,95;

Силовий випрямляч VD1 - (MBR340A, $U_{звор.}=600V$; $I_{пр}=15A$) вибраний відповідно до споживаного імпульсного струму електродвигуном.

2.4 Принцип дії пристрою

У даній роботі розроблено та економічно обґрунтовано використання приводів, з керуванням у режимі ШІМ. Живлення інвертора здійснюється від однофазної мережі 220В. Запропонована система дозволяє плавно міняти оберти двигуна з дискретністю зміни частоти інвертора 1 Гц і регулюється в межах від 1 до 200 Гц. У даній розробці використовується ШИРОТНО ІМПУЛЬСНА МОДУЛЯЦІЯ базових векторів (ШІМ, PWM – англ.) зі зворотнім зв'язком по струму.

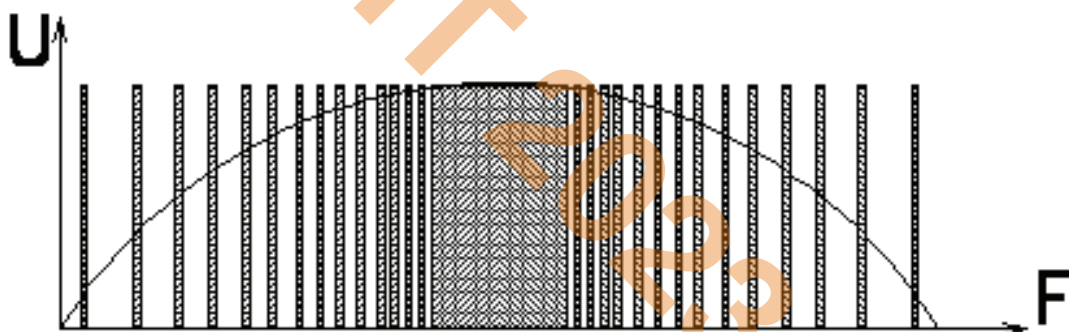


Рисунок 2.4 - Приклад ШІМ з модуляцією півхвилі синусоїди

Принципова схема, пристрою управління роботою двигуна приведено у (додатку 1).

Цифрова частина перетворювача складається з мікро контролера DD1 (ATMega16) на який покладено завдання по опитуванню кнопок керування (переміщення по меню, та програмування режимів роботи), керування інвертором, опитування стану датчика струму, прийом та передачу даних на ПК через інтерфейс зв'язку DD2, (MAX232), та відображення інформації на двохрядковому цифровому індикаторі DD3 (BC1602A) про поточний стан

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						31
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

привода, режим роботи, переміщення по меню в режимі програмування. Додаткова індикація виводиться на світлодіоди VD6 - аварія, VD7 – режим роботи.

Як датчик керування пристроєм може використовуватися – цифровий датчик струму. Цифровий сигнал через захисне коло на елементах R1, VD2 подається на вивід 16 DD1. В залежності від алгоритма роботи пристрою та інформації з датчика, приймається рішення про утримання режиму роботи електродвигуна в межах ефективної роботи.

Після подачі живлення мікроконтролер починає опитувати стан датчика струму (вивід 33 DD1) визначаючи наявність обертання вала двигуна, та в залежності від режиму роботи відбувається гальмування, або підстройка частоти обертання під задану. Датчик струму представляє собою резистор R3 включений між однофазним випрямлячем VD1 та трьохфазним інвертором. За рахунок протікання струму у колі R3 з резистора знімаються імпульси спаду напруги які дають інформацію про частоту обертання привода, порядок комутації фаз, наявність КЗ чи обриву у одній з фаз. Далі імпульси через двохступеневий RC фільтр з частотою зрізу порядку 5кГц подаються на підсилювач на DA4 (LM324) навантаженням якого є оптрон VD5 (4N35).

Безпосереднє керування двигуном відбувається трьома парами (IGBT) ключів VT1, VT2, VT3, VT4, VT5, VT6, включених по трьох фазній мостовій схемі. Керування ключовими транзисторами реалізовано на драйверах з плаваючим потенціалом DA3, DA5, DA6 (L6387), які крім керування транзисторами верхнього та нижнього рівнів, контролюють на (виводі 8) рівень напруги і підбирає момент комутації ключів, запобігаючи випадку «засчёлкивание» ключів (верхній ключ ще не закритий а нижній починає відкриватися), а також запобігає протіканню наскрізних струмів у інверторі. Комутація ключів відбувається за алгоритмом просторово – векторної ШІМ модуляції.

Приведемо таблицю 3, та рисунки графічно пояснюючі принцип комутації ключів, та діаграми напруг і фаз (рис.2.5 – 2.7) вихідного сигналу інвертора.

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						32
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Таблиця 2.2- Схема включення та векторні діаграми для інвертора в режимі ШІМ- модуляції базових векторів

Базовий вектор		Схема включення і векторна діаграма			Напруги фаз (U_{ϕ}/U_{dc})				
Назва	Код				U_c	U_b	U_a		
	С	В	А						
O(000)	0	0	0				0	0	0
$U_0(001)$	0	0	1				-1/3	-1/3	+2/3
$U_{60}(011)$	0	1	1				-2/3	+1/3	+1/3
$U_{120}(010)$	0	1	0				-1/3	+2/3	-1/3
$U_{180}(110)$	1	1	0				+1/3	+1/3	-2/3
$U_{240}(100)$	1	0	0				+2/3	-1/3	-1/3
$U_{300}(101)$	1	0	1				+1/3	-2/3	+1/3
O(111)	1	1	1				0	0	0

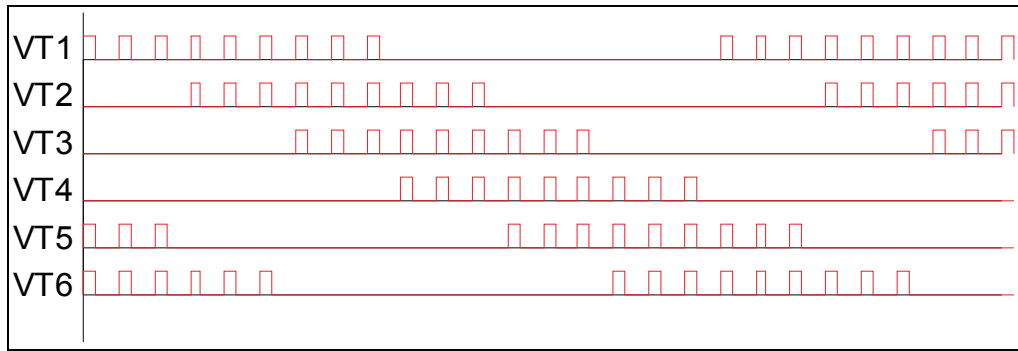


Рисунок 2.5 - Діаграма вихідного сигналу схеми управління

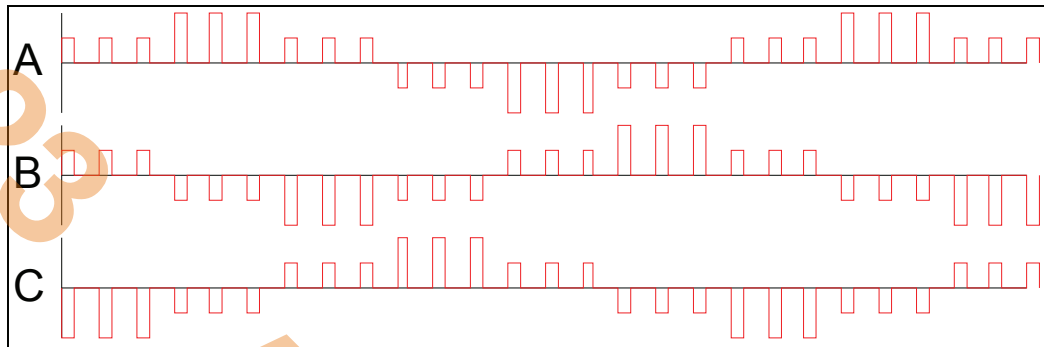


Рисунок 2.6 - Форма вихідних напруг інвертора при активному навантаженні

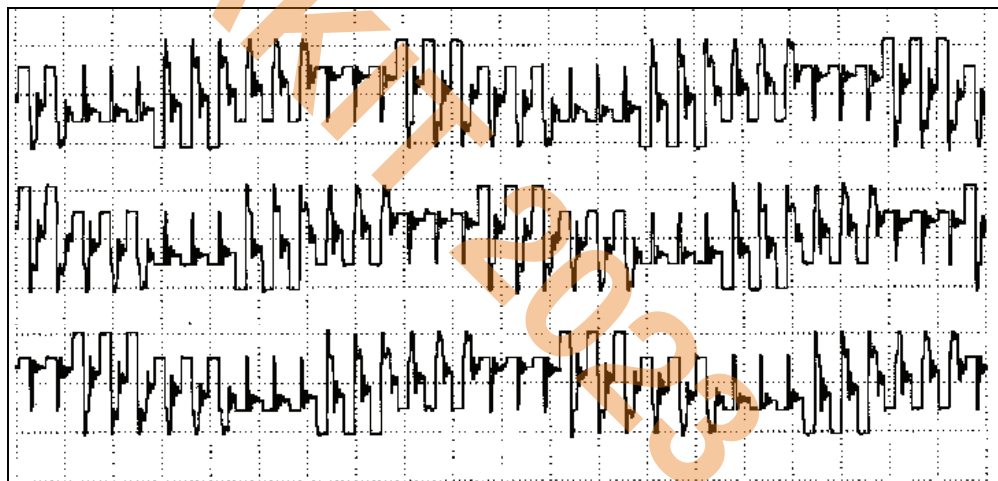


Рисунок 2.7 - Фазові напруги на двигуні

Частота 20 Гц, 200В/дел. по вертикалі, 5 мс/дел. по горизонталі

Живлення цифрової частини здійснюється з гальванічно розв'язаного блока живлення, який формує стабілізовані напруги +15В – живлення драйверів, +5В – живлення схеми керування DD1, DD2, DD3. живлення схеми датчика струму (+12В) одержується з напруги силового випрямляча, параметричним стабілізатором на елементах R2, VD4, C3.

Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата
-----	------	----------	--------	------

2.5 Розрахунок параметрів компонентів принципової схеми

Проектування джерела живлення

В даному пристрої використовується декілька стабілізованих напруг : +15В, +5В. Напряга +15В яка отримується інтегральним стабілізатором (DA1) використовується для живлення схеми драйверів інвертора на мікросхемах (DA3- DA6), крім того канал +15В, використовується стабілізатором +5В (DA2) у якості вхідної напруги, оскільки споживання по +5В незначне.

Живлення схеми контролю струму реалізовано на параметричному стабілізаторі на +12В, на елементах R2, VD4, C3.

Для подальших розрахунків необхідно оцінити споживані потужності по напругах: +15В, +12В, +5В.

$$I_{+5B} = I_{VD6,VD7} + I_{DD1} + I_{DD2} + I_{DD3} = 0,08A$$

$$P_{+5B} = P_{VD6,VD7} + P_{DD1} + P_{DD2} + P_{DD3} = 0,4Bm$$

Споживання каналу +15В носить імпульсний характер, враховуючи, що імпульсний струм керування затвором транзистора – 200мА, і при максимальному числі включених фаз у певний момент часу рівному – 3 (метод керування ШІМ з модуляцією базових векторів) буде становити:

$$I_{+15B} = I_{DA3-DA6} + I_{+5B} = 0,68A \approx 0,7A$$

$$P_{+15B} = P_{DA3-DA6} + P_{+5B} = 9Bm + 1,2Bm \approx 10Bm$$

У вище приведеній рівності враховано потужність розсіювання на каналі +5В.

Враховуючи необхідність певного запасу по потужності (канал +15В) прийемо її максимальне значення, рівне 14Вт. Максимальний споживаний струм в цьому випадку складатиме 0,9 А, що є допустимо для інтегрального стабілізатора (максимальне пікове значення струму для 7815 – 1,5А).

Отже забезпечення напруги +5В, +15В здійснимо окремим блоком живлення, на основі трансформатора (Т1), випрямляча на діодному мості,

інтегральних стабілізаторах (DA1, DA2), та фільтрів живлення (C2, C8, C9, C10, C12).

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						35
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Розрахунок каналу живлення +15 В.

Враховуючи струми споживання в цьому каналі живлення використаємо інтегральні стабілізатори напруги (DA1 – LM7815) з напругою стабілізації +15 В. Ці мікросхеми, являють собою трьох вивідний стабілізатор з фіксованою вихідною напругою, в корпусі ТО220.

Для нього приймемо наступні вихідні дані:

- номінальна випрямлена напруга: $U_0 = 15 \text{ В}$;
- мінімальний та максимальний струми навантаження: $I_{0 \text{ max}} = 0,9 \text{ А}$, $I_{0 \text{ min}} = 10 \text{ мА}$;
- номінальна напруга мережі: $U_1 = 220 \text{ В}$;
- частота мережі: $f_c = 50 \text{ Гц}$;
- відносні відхилення напруги мережі в бік зростання та зниження: $a_{\text{вих}} = +20\%$, $b_{\text{вих}} = -20\%$;
- Допустимі відхилення вхідної напруги, що допускаються ГОСТом для випробувальної апаратури від номінальної в сторону збільшення $a_{\text{вх}} = 30\%$, в сторону зменшення $b_{\text{вх}} = 15\%$; допустимі відхилення струму навантаження в сторону збільшення $c = 5\%$; в сторону зменшення $d = 5\%$.

Напруга стабілізації LM7815: $U_{\text{ст}} = 15 \text{ В}$;

Максимальний струм стабілізації $I_{\text{стаб. max}} = 1,5 \text{ А}$;

Мінімальний струм стабілізації $I_{\text{стаб. min}} = 0,01 \text{ А}$;

Розсіювана потужність DA1 при струмі споживання (0,9 А) – 3,6 Вт;

Розрахуємо необхідне значення коефіцієнту стабілізації для стабілізатора:

$$K_{\text{ст}} = \frac{a_{\text{вх}} + b_{\text{вх}}}{a_{\text{вих}} + b_{\text{вих}}} = \frac{30 + 15}{20 + 20} = 1,12$$

Визначаємо максимальне значення коефіцієнта стабілізації. Номінальний струм $I_{\text{н}}$ через стабілізатор приймаємо рівний середньому струму 0,9 А. Тоді:

$$K_{\text{стаб. max}} = \frac{U_0 \left(1 - \frac{b_{\text{вх}}}{100}\right)}{\left[I_{\text{н}} \cdot \left(1 + \frac{c}{100}\right) \right]} = \frac{15 \text{ В} \left(1 - \frac{15}{100}\right)}{\left[0,9 \text{ А} \left(1 + \frac{5}{100}\right) \right]} = \frac{12,7}{[0,94]} = 13,5.$$

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						36
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Необхідне значення вхідної напруги, на інтегральному стабілізаторі яке зможе забезпечити задані параметри стабілізації:

$$U_{ex} = \frac{U_0}{\left(1 - \frac{\epsilon_{ex}}{100}\right) \left(1 - \frac{\kappa_{cm.}}{\kappa_{cm.max}}\right)} = \frac{15B}{\left(1 - \frac{15}{100}\right) \left(1 - \frac{1,12}{13,5}\right)} = \frac{15B}{0,78} \approx 19B$$

Розрахунок каналу живлення +5В.

При розрахунку керуємось наступними міркуваннями. Живлення каналу +5В заводиться від стабілізатора на - +15В.

Споживана потужність становить - 0,4Вт

Потужність розсіювання по +5В –

$$P_{розс.} = \Delta U \cdot I_{cn.} = (15B - 5B) \cdot 0,08A = 0,8Bm$$

Загальна потужність споживання каналу +5В – 1,2Вт

Споживаний струм становить - 0,08А

На основі цих даних вибираємо інтегральний стабілізатор (DA2) – LM7805, в корпусі ТО220.

По визначених розрахунках даних проводимо розрахунок випрямляча для живлення схеми стабілізації. Вихідними даними для подальших розрахунків будуть:

- вихідна напруга випрямляча, рівна 19 В
- струм навантаження $I_0=0,9A$.

Для випрямляча вибираємо однофазну мостову схему. При таких схемах випрямлення коефіцієнт використання силового трансформатора досягає 0,9. Зворотна напруга, що діє на кожний діод моста і напруга вторинної обмотки силового трансформатора приблизно в 2 рази менша, ніж в двохпівперіодних випрямлячах з середньою точкою. Амплітуда і частота першої гармоніки пульсації така ж як і в схемах з середньою точкою.

Розрахуємо значення активного опору обмоток трансформатора приведених до вторинної обмотки:

$$r_{TP} = k_{rc} \frac{U_0 \cdot 10^{-3}}{I_0 \cdot f_c \cdot B_m} \sqrt{\frac{S \cdot f_c \cdot B_m}{U_0 \cdot I_0}};$$

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						37
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

де B_m – магнітна індукція в магнітопроводі для трансформаторів до 1000 Вт приймається 1,2-1,6 Тл, приймаємо $B_m = 1,3$ Тл; S – число стержнів трансформатора на яких розміщені обмотки $S=1$ для магнітопроводів типу ШЛ; k_{rc} – коефіцієнт, який залежить від схеми випрямлення, визначається по табл.3.2. [10]; $k_{rc}=3,5 \cdot 10^3$;

$$r_{TP} = k_{rc} \frac{U_0 \cdot 10^{-3}}{I_0 \cdot f_c \cdot B_m} \sqrt[4]{\frac{S \cdot f_c \cdot B_m}{U_0 \cdot I_0}} = \frac{3,5 \cdot 10^3 \cdot 19 \cdot 10^{-3}}{0,9 \cdot 50 \cdot 1,3} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1,3}{19 \cdot 0,9}} = 1,6 \text{ Ом.}$$

Розраховуємо параметр A , який залежить від кута відсічки діода в мості випрямляча:

$$A = \frac{I_0 \cdot \pi \cdot r_{TP}}{P \cdot U_0} = \frac{3,14 \cdot 0,9 \text{ А} \cdot 1,6 \text{ Ом}}{2 \cdot 19 \text{ В}} = 0,1$$

де p – число імпульсів випрямленої напруги; $p=2$ – для однофазної мостової схеми випрямлення.

По визначеному значенню коефіцієнта A визначаємо додаткові параметри B , D , F , H по графіках на рис.3-7, 3-9 [10]. Вони становлять: $B=1.01$; $D=2.2$; $F=6$; $H=400$.

Розраховуємо необхідні параметри для вибору діодного моста і подальшого конструктивного розрахунку трансформатора.

Необхідне значення діючої напруги вторинної обмотки трансформатора:

$$U_2 = B \cdot U_0 = 1,01 \cdot 19 \text{ В} = 19,2 \text{ В};$$

Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора

$$I_2 = 0,707 \cdot D \cdot I_0 = 0,707 \cdot 2,2 \cdot 0,9 = 1,4 \text{ А};$$

Зворотна напруга на діоді моста:

$$U_{звор} = 1,41 \cdot B \cdot U_0 = 1,41 \cdot 1,01 \cdot 19 \approx 27 \text{ В};$$

Середнє значення випрямленого струму через діод:

$$I_{випр.середн.} = 0,5 \cdot I_0 = 0,5 \cdot 0,9 = 0,45 \text{ А};$$

Діюче значення струму через діод:

$$I_{випр.діюче} = 0,5 \cdot I_0 \cdot D = 0,5 \cdot 0,9 \cdot 2,2 = 1 \text{ А};$$

Потужність вторинної обмотки трансформатора рівна $U_2 I_2 = 27$ Вт.

Розрахуємо ємність конденсатора фільтру (C2, C8):

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						38
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$C_{\phi} = \frac{100 \cdot H}{r \cdot k_{en}} = \frac{100 \cdot 400}{1.6 \cdot 10} = 2500_{\text{мкФ}}$$

де r – опір обмотки трансформатора; k_{en} – коефіцієнт пульсації в %, який можна прийняти = 10%.

Згідно стандартного ряду вибираємо загальну ємність фільтра до стабілізатора та після, номіналом 2200 мкФ з робочою напругою 10В.

Тип С2, С8 – (ЕСR 2200мкФ×35В)

Згідно розрахованих параметрів вибираємо для VD3 моста випрямляча тип (BU3150) з параметрами [7]:

$$U_{зв. \max} = 400\text{В}; I_{пр. \max} = 3\text{А}; U_{пр. \max} = 1\text{В}$$

Вибір силового трансформатора.

Сумарна пікова потужність трансформатора має складати $P = P_2 / \cos\phi$, де $\cos\phi = 0,95$, а P_2 – сумарна потужність вторинних обмоток трансформатора. Тоді $P = 27\text{Вт} / 0,95 = 28,5\text{Вт}$.

Використовуючи цей параметр та значення напруг і струмів всіх вторинних обмоток можна із стандартного ряду [9] вибрати трансформатор ТПП271-127/220-30, який задовольняє розрахованим вище величинам. Конструктивно даний трансформатор із випрямлячами та фільтруючими колами слід монтувати на окремій механічно міцній монтажній платі, або у віддаленому місці на друкованій платі попередньо забезпечивши екранування від електромагнітних полів.

Розрахуємо силовий інвертор.

Розрахунок проведемо для навантаження 1кВт, з двократним запасом (2кВт). Вибір силових ключів трьохфазного інвертора пов'язано з величиною імпульсного струму, який протікає через кожен із шести ключів (VT1- VT6). При включенні електродвигуна по схемі «зірка», при відомій потужності можна оцінити струм споживання:

$$I = \frac{P}{1,73 \cdot U \cdot \eta \cdot \cos\phi} = \frac{2\text{кВт}(\text{пik.})}{1,73 \cdot 320\text{В} \cdot 0,75 \cdot 0,95} = 5\text{А}$$

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						39
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Згідно [xx] величина пікового струму пов'язана з величиною споживаного струму співвідношенням:

$$I_{pk} = \frac{1,4 \cdot P}{U_{in}} = \frac{1,4 \cdot 2кВт}{320В} = 8,7А$$

В подальшому цю величину струму використаємо для вибору типу силових транзисторів.

Величина напруги на силовому ключі (VT1- VT6) становить:

$$U_{VT1-VT6} = 2 \cdot U_{in} = 640В ;$$

Згідно цих даних ми можемо вибрати тип IGBT – транзисторів (VT1- VT6, VT7): *IRG8BC40UPBF* (фірми IRF).

Параметри: ($U_{макс}=800В$, $I_{имп.}=40А$, $F_{гр.}=300кГц$).

Частота $F_{шім} = 3400$ Гц (у розглянутому інверторі використовується алгоритм широтно-імпульсного модулювання, де для будь-якої вихідної частоти кожний транзистор здійснює 17 циклів перемикання за період, тобто для частоти 200Гц $F_{шім}=17 \times 200=3400$ Гц). Типове значення $F_{шім}$ у стандартних перетворювачів знаходиться в межах від 5 - 20 кГц.

Для оцінки втрат в інверторі використаємо методику приведену в [IRF].

Параметри транзистора *IRG8BC40UPBF* (фірми IRF).

$E_{sw}(on) = 0.36$ mJ/pulse (Енергія включення IGBT)

$E_{sw}(off) = 0.165$ mJ/pulse (Енергія виключення IGBT)

$V_{ce}(sat) = 1.2В$ (Спад напруги на відкритому транзисторі IGBT))

$V_{ec} = 1.1В$ (прямий спад напруги на діоді)

$E_{rec} = 0.04$ mJ/pulse (Енергія зворотнього відновлення діода)

$R_{igbt}(j-c) = 4.7$ °C/W (Тепловий опір кристала IGBT - корпус)

$R_{vd}(j-c) = 6.5$ °C/W (Тепловий опір кристал діода - корпус)

$R_{mod}(c-s) = 0.1$ °C/W (Тепловий опір корпус транзистора - радіатор)

Проведемо розрахунок втрат IGBT:

Втрати на провідність IGBT: $P_{(IGBT)ст.} = I_{пик} \cdot V_{ce}(sat) \cdot 0,23 = 8.7А \cdot 1.2В \cdot 0.23 = 2,4Вт$

Втрати на переключення IGBT:

$P_{(IGBT)дин.} = (E_{sw}(on) + E_{sw}(off)) \cdot F_{шім} \cdot (1/\pi) = (0.36 + 0.165) \cdot 10^{-3} \cdot 3400 / 3.14 = 0.57Вт$

Сумарні втрати IGBT:

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						40
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$P_{(IGBT)_{\text{сум.}}} = P_{\text{ст}} + P_{\text{дин}} = 2,4\text{Вт} + 0,57\text{Вт} = 2,9\text{Вт}$$

Втрати діода на провідність:

$$P_{(vd)_{\text{ст}}} = I_{\text{пик}} \cdot V_{\text{ес}} \cdot 0,1 = 8,7 \cdot 1,1 \cdot 0,1 = 0,9\text{Вт}$$

Втрати діода на переключення:

$$P_{(vd)_{\text{дин}}} = E_{\text{рес}} \cdot F_{\text{шім}} \cdot (1/\pi) = 0,04 \cdot 10^{-3} \cdot 3400 / 3,141 = 0,04\text{Вт}$$

Сумарна втрата на діоді:

$$P_{(vd)_{\text{сумм}}} = P_{(vd)_{\text{ст}}} + P_{(vd)_{\text{дин}}} = 0,9 + 0,04 = 1\text{Вт}$$

Сумарні втрати одного IGBT (разом з діодом):

$$P_{(IGBT+vd)} = P_{(IGBT)_{\text{сум.}}} + P_{(vd)_{\text{сум.}}} = 2,9 + 1 = 3,9\text{Вт}$$

Сумарна розсіювана потужність інвертора:

$$P_{\text{інв(сум.)}} = 6 \cdot P_{(IGBT_vd)} = 6 \cdot 3,9\text{Вт} = 23,4\text{Вт.}$$

Розрахунок безтрансформаторного стабілізатора +12В.

Стабілізатор складається з елементів (R2, VD4, C3).

Визначимо необхідний опір баластного резистора R2:

$$R2 = \frac{\Delta U_{\text{вх.мін}}}{1,1 \cdot I_{\text{вих.мак}}} = \frac{320\text{В} - 12\text{В}}{1,1 \cdot 0,01\text{А}} = 28\text{кОм};$$

Вибираємо найближчий номінал резистора із стандартного ряду – R2=30кОм.

Оцінимо втрати на резисторі R2:

$$P_{\text{розс.}} = (U_{\text{вх.мак.}} - U_{\text{вих.}})^2 / R2 = (320\text{В} - 12\text{В})^2 / 30\text{кОм} = 3\text{Вт};$$

Використаємо R2, тип – MF-300-30к.

Ємність конденсатора C3 – фільтра стабілізатора буде становити:

$$C3 = \frac{P_{\text{вх.}}}{f \cdot (U_{\text{пульс.}})^2} = \frac{12\text{В} \cdot 0,01\text{А}}{0,05\text{кГц} \cdot (0,1\text{В})^2} = 240\text{мкФ};$$

Найближча ємність із стандартного ряду – 220мкФ, на напругу 25В, оскільки робоча напруга на стабілітроні становить 12В. Для цього виберемо електролітичний низькочастотний конденсатор C3 типу – ECR220мкФ·25В (фірми Epcos).

Оцінимо параметри стабілітрона VD4 :

$I_{\text{стаб.}} = 3\text{мА}$ – струм який протікає через стабілітрон (для забезпечення роботи в номінальному режимі – $U_{\text{стаб.}} = 12\text{В}$);

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						41
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Оцінимо втрати на стабілітроні:

$$P_{розс.} = \Delta U \cdot I_{сс} = 12В \cdot 3мА = 0.04Вт ;$$

На основі вище наведених параметрів виберемо тип стабілітрона:

1N4239A-ON ($P_{мак.}=1Вт$, $U_{стаб.}=12В$).

Розрахунок силового випрямляча (VD1, C1).

Вихідні дані для розрахунку конденсатора C1:

$U_{вх} = 220В$ (напруга мережі);

$f = 50Гц$ (частота мережі);

$U_{мін} = 260В$ (мінімальне значення пилоподібної напруги на C1);

$I_{нагр} = 5А$ (струм споживання $I = P_{вх}/U_{мін}$, в моєму випадку $P_{вх} = P_{вих}/ККД$,
 $I = (2000Вт/0.9)/260 = 8.5А$)

Визначимо час заряду конденсатора. Так як напруга змінюється по синусоїдальному закону, використаємо для розрахунку формулу тригонометрії:

$$t(зар) = (\arccos(U_{мін}/U_{мак}))/ (2 \cdot \pi \cdot f)$$

Для синусоїди $U_{мак} = U_{вх} \cdot 1.41 = 220В \cdot 1.41 = 310 В$ (амплітудна напруга мережі).

$$t(зар) = (\arccos(260/310))/ (2 \cdot 3.141 \cdot 50Гц) = 0.00183 с$$

Визначимо час розряду конденсатора C1.

$$t(раз) = T - t(зар)$$

У двох півперіодному випрямлячі $T = (1/f)/2 = 1/50/2 = 0.01с$ (частота мережі у двохпівперіодному випрямлячі - подвоюється)

$$t(раз) = 0.01 - 0.00183 = 0.0082 с$$

Знаходимо ємність конденсатора, на якій за час $t(раз)$ при струмі навантаження $I_{нагр}$ напруга з $U_{мак}$ зменшиться до $U_{мін}$:

$$C = I_{нагр} \cdot dt/dU,$$

У нашому випадку dt це $t(раз)$, а dU різниця ($U_{мак} - U_{мін}$)

$$C = 5 \cdot 0.0082 / (310 - 260) = 0.00084Ф = 840 мкФ,$$

Найближчий номінал конденсатора C1 – становитиме 870мкФ. Виберемо тип конденсатора: *ECR 870мкФ-400В*.

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						42
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Розрахунок параметрів силового випрямляча VD1.

У розробці використовується випрямляч - монолітний діодний міст VD1.

Основні вихідні параметри:

$I = P_{вх.} / U_{мин.}$, - вхідний струм споживання ;

$P_{вх.} = P_{вих.} / \text{ККД}$, з урахуванням ККД;

$I = (2000 \text{Вт} / 0.9) / 260 = 8.5 \text{А}$;

$U_{макс.} = 310 \text{В}$.

Відповідно до розрахованих параметрів діодного моста VD1: використаємо наступний (монолітний діодний міст.): *MBR340A*, $U_{звор.} = 600 \text{В}$; $I_{пр} = 15 \text{А}$.

Оцінимо втрати на діодному мості VD1 прийнявши величину пікового струму $I_{pk} = 8,7 \text{А}$. Враховуючи, що струм протікає в певний момент часу через два діода діодного моста, то будемо мати:

$$P_{роз.} = 2 \cdot (\Delta U_{діода} \cdot I_{pk}) = 2 \cdot 0,6 \text{В} \cdot 8,7 \text{А} = 10,5 \text{Вт}$$

Розрахунок схеми зворотнього зв'язку по струму.

Використана схема представляє собою двохкаскадний підсилювач на операційних підсилювачах DA4.1, DA4.2 одержаний з датчика струму R3. В подальшому підсилений сигнал через оптрон VD5 передається для подальшої обробки у мікро контролер DD1.

$$R3 = \frac{V_{sc(max)}}{I_{pk}} = \frac{0,7 \text{В}}{10,7 \text{А}} = 0,065 \text{Ом} \quad I_{pk} = \frac{1,4 \cdot P}{U_{in}} = \frac{1,4 \cdot 2 \text{кВт}}{260 \text{В}} = 10,7 \text{А}$$

Вибираємо номінал резистора R3 із стандартного ряду – 0,05 Ом.

$$\text{Оцінимо розсіювану потужність } P = \Delta U^2 / R3 = (0,7 \text{В})^2 / 0,05 \text{Ом} \approx 10 \text{Вт}$$

Відповідно вибираємо тип резистора R3: *MF-1000-0,05 Ом ± 5%*

Далі сигнал поступає на перший каскад підсилювача з коефіцієнтом підсилення який ми вибрали порядку 10. Ця схема побудована на неінвертуючому підсилювачі змінного струму на основі операційного підсилювача DA4-LM324. Живлення схеми забезпечує однополярне без трансформаторне джерело живлення +12В на елементах (R2, VD4, C3).

Розрахуємо номінали резисторів першого каскаду підсилювача:

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						43
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$K_U = \frac{U_{вих.}}{U_{вх.}} = 1 + \frac{R6}{R5} - \text{коефіцієнт підсилення по напрузі};$$

$$R6 = 10 \text{кОм}; \text{ тип - MF-25-10к} \pm 5\%$$

$$R5 = (K_U - 1) \cdot R6 = (10 - 1) \cdot 10 \text{кОм} = 90 \text{кОм}; \text{ тип - MF-25-91к} \pm 5\%;$$

$$\text{Струмообмежуючий резистор R9: } R9 = \frac{\Delta V}{I_{in}} = \frac{0,7 \text{В}}{10 \text{мкА}} = 75 \text{кОм};$$

$$\text{тип - MF-25-75к} \pm 5\%;$$

Вихід першого каскаду підсилювача з'єднаний через R9 з повторювачем напруги на операційному підсилювачі DA4.2, навантаженому через струмообмежуючий резистор R14, на світлодіод оптрона VD5:

З метою запобігання впливу ВЧ завад на схему керування через коло зворотнього зв'язку по струму, а також те, що перетворювач працює з частотою (модуляції) ШІМ – 3,4кГц, необхідно обмежити на вході DA4.1 проходження частот вище вказаного діапазону. Цю функцію виконують два RC кола, перший фільтр (на частоту зрізу 10кГц) - (R3, C4), другий фільтр (на частоту зрізу 5кГц) - (R4, C7).

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot RC}; C4 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R3} = \frac{1}{6,28 \cdot 10 \text{кГц} \cdot 0,05 \text{Ом}} = 470 \text{нФ};$$

$$\text{Тип C4 - MTX-470нФ} \cdot 100 \text{В};$$

Прийнявши R4 = 10кОм (тип MF-25-10к ± 5%), розрахуємо C7.

$$C7 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R4} = \frac{1}{6,28 \cdot 5 \text{кГц} \cdot 10 \text{кОм}} = 3,2 \text{нФ}$$

$$\text{Тип C7 - MPX 3,2нФ} \cdot 16 \text{В};$$

Розрахуємо струмообмежуючий резистор R14 оптрона VD5:

$$R14 = \frac{\Delta U_{вх. \min}}{I_{\max}} = \frac{12 \text{В} - 1,8 \text{В}}{4 \text{мА}} = 2,4 \text{кОм};$$

$$\text{Розсіювану потужність: } P = \Delta U^2 / R14 = (12 \text{В} - 1,8 \text{В})^2 / 2,4 \text{кОм} = 0,04 \text{Вт}$$

$$\text{Тип R14 - MF-25-2,4к} \pm 5\%$$

Вихідна частина оптрона використовується мікроконтролером для зчитування значення струму в колі інвертора. Резистор R17 використовується для підтягування потенціала вивода 33 (DD1) до потенціалу +5В.

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						44
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Розрахуємо номінал R17 прийнявши вхідний струм спрацювання на виводі мікро контролера порядку 100мкА.

$$R17 = \frac{\Delta U}{I_{\max}} = \frac{5B - 0,8B}{100\text{мкА}} = 42\text{кОм};$$

$$\text{Розсіювану потужність: } P = \Delta U^2 / R17 = (5B - 0,8B)^2 / 42\text{кОм} = 0,4\text{мВт}$$

Тип R17 - MF-25-42к± 5%.

Резистор R20, використовується для регулювання контрастності ЖК індикатора, оскільки напруга на виводі контролю контрастності може бути не більше 2В, при цьому струм 0,5мА.

$$\text{Оцінимо номінал підстроєчного резистора } R20 = \frac{\Delta U}{I_{\text{спож}}} = \frac{5B}{0,5\text{мА}} = 10\text{кОм}$$

Виберемо найближчий номінал зі стандартного ряду: R20=4,7кОм, оцінимо також втрати на резисторі для вибору типу:

$$P_{\text{розс.}} = (U_{\text{вих.}})^2 / R20 = (5B)^2 / 10\text{кОм} = 25\text{мВт}.$$

Тип R20 – СПЗ-30-10к;

Розрахунок цифрової частини.

Обв'язка мікросхеми DD2 (C22, C23, C25, C26) використовується згідно рекомендацій виробника. Дані конденсатори використовуються в перетворювачі двох полярної напруги +/-10В для реалізації інтерфейса зв'язку RS232 і розрахунок їх немає змісту оскільки ми використовуємо вже готову конструкцію.

Тип конденсаторів (C22, C23, C25, C26): ECR-16В-10мкФ± 10%

Конденсатори (C16 – C17) використовуються згідно рекомендацій виробника мікросхем і підбираються в діапазоні (22...47)пФ. Дані конденсатори призначені для покращення процесу запуску тактового генератора DD1.

Для цього використовуємо керамічні конденсатори: X7R-50В-47пФ± 5%

Конденсатори C8,C9,C10,C11 використовуються в якості блокуючих, для запобігання впливу між корпусами мікросхем ВЧ завад по шинам живлення. З цією метою виробники рекомендують безпосередньо біля виводів живлення мікросхеми встановлювати керамічні конденсатори ємністю 100 нФ.

Відповідно вибирається тип конденсаторів:

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						45
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

C9,C10,C12 - X7R-50B-100нФ± 5%

Опір обмежуючих резисторів R10- R13 включених в коло опитування кнопок S2- S5 оцінимо з міркувань, що при натисненні кнопки обмежити струм в межах 1мА .

$$R(10-13) = \frac{\Delta U}{I_{\text{спож}}} = \frac{5B}{1\text{мА}} = 4,7\text{кОм};$$

Втрати на резисторах R10-R13 для вибраного типу:

$$P_{\text{розс.}} = (U_{\text{вх.}} - U_{\text{вих.}})^2 / R(10-13) = (5B)^2 / 4,7\text{кОм} = 5\text{мВт}.$$

Тип (R10- R13)– MF-25-0.25-4,7к.

Розрахуємо опір обмежуючих резисторів R18, R19 включених в коло живлення світлодіодів VD6, VD7.

$$R18 = \frac{\Delta U}{I_{\text{спож}}} = \frac{5B-1,8B}{5\text{мА}} = 640\text{Ом}$$

Виберемо найближчий номінал зі стандартного ряду: R18=640Ом, оцінимо втрати на резисторі:

$$P_{\text{розс.}} = (U_{\text{вх.}} - U_{\text{вих.}})^2 / R4 = (5B-1,8B)^2 / 640\text{Ом} = 16\text{мВт}.$$

Тип: - MF-25-640j± 5%

Конденсатори (C11, C13, C18, C19, C24, C27) обв'язки мікросхем – драйвера (DA3, DA5 DA6) виконують функцію прив'язки потенціалу затворів транзисторів (VT1 – VT6) до спільної точки транзисторів. Типономінал конденсаторів вибирається згідно графіка приведенного у документації на мікросхему(L6387), (при Uзатвор. = 10В) [9]:

Типи:

C13,C19,C27 - ECR 10мкФ·25В;

C11,C18,C24 - X7R-50B-100нФ

Конденсатори (C5, C6, C14, C15, C20, C21) – є блокуючі конденсатори по 15В шині живлення, оскільки мікросхеми драйверів є джерелом інтенсивних імпульсних пульсацій, які поширюються по шині живлення. З метою блокування поширенню ВЧ пульсацій безпосередньо біля корпусу згідно документації на мікросхему (L6387) [10] встановлюється паралельно включені керамічний та електролітичний конденсатори.

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						46
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Типи:

C5,C14,C20 - ECR 1мкФ·25В;

C6,C15,C21 - X7R-50В-100нФ

Розрахуємо номінал струмообмежуючих резисторів (R7, R8, R15, R16, R21, R22.), які крім цього виконують функцію прискорення стікання заряду з затворів (IGBT). Напруга відкриття IGBT -10В.

$$R7 = \frac{\Delta U}{I_{\text{спож}}} = \frac{15В - 10В}{0,2А} = 250\text{Ом};$$

Виберемо найближчий номінал зі стандартного ряду: R7=240Ом, оцінимо втрати на резисторі:

$$P_{\text{розс.}} = (U_{\text{вх.}} - U_{\text{вих.}})^2 / R7 = (15В - 10В)^2 / 240\text{Ом} = 1Вт .$$

Тип: Тип: - MF-100 -24j± 5%

Схема захисту входу мікроконтролера DD1 від перевищення напруги більше рівня +5В, складається з елементів R1, VD2. Даний вхід використовується для під'єднання зовнішнього датчика.

Розрахуємо номінали елементів R1, VD2.:

$$R1 = \frac{\Delta U_{\text{вх.мін}}}{1,1 \cdot I_{\text{вих.мак}}} = \frac{5В}{1,1 \cdot 0,01А} = 460\text{Ом};$$

Оцінимо втрати на резисторі R1:

$$P_{\text{розс.}} = (U_{\text{вх.мак.}} - U_{\text{вих.}})^2 / R1 = (5В)^2 / 460\text{Ом} = 0,05Вт ;$$

Тип R1– MF-25-460j.

Оцінимо параметри стабілітрона VD2 :

I_{стаб.}=1мА – струм який протікає через стабілітрон (для забезпечення роботи в номінальному режимі – U_{стаб.}=5В);

Оцінимо втрати на стабілітроні:

$$P_{\text{розс.}} = \Delta U \cdot I_{\text{сс}} = 5В \cdot 1\text{мА} = 0,005Вт ;$$

На основі вище наведених параметрів тип стабілітрона:

VD2 - 1N423A-ON (P_{мак.}=0,5Вт, U_{стаб.}=4,7В).

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						47
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

2.6 Опис структурної схеми пристрою

Принцип роботи частотного перетворювача, конструктивно складається з таких функціональних частин (додаток 1):

Цифрова частина – виконує функції відображення цифрової інформації на символічному індикаторі, опитування клавіатури, обробка сигналу з датчика струму, датчика напруги силової лінії живлення перетворювача, який включений в коло живлення двигуна, програмна реалізація ПД алгоритма керування із застосуванням ШІМ, та реалізації функції динамічного гальмування, керування драйвера системи динамічного гальмування та драйверами 3-х фазного інвертора.

Інтерфейсна частина – призначена для обміну даними з ПК про стан двигуна, ефективність роботи двигуна в залежності від потреб.

Клавіатура – призначена для програмування та керування режимами роботи двигуна.

Вузол обробки сигналу з датчика струму – виконує функцію зворотнього зв'язку по струму, а також зчитування миттєвого значення величини та форми струму при комутації кожної з фаз.

Вузол обробки рівня напруги силової лінії живлення перетворювача – виконує функцію зворотнього зв'язку по напрузі, та постійного моніторингу миттєвого значення напруги. Подальше використання сигналу пов'язано із алгоритмічною реалізацією.

Силовий вузол гальмівної системи – виконує захист силової мережі постійного струму під час гальмування електроприводу.

Стабілізоване джерело живлення – призначене забезпечити стабілізовані напруги для живлення драйверів силових ключів, та живлення цифрової частини, стабілізованою напругою пристрій.

Силовий блок живлення – забезпечує живлення трьохфазного інвертора

Силовий вузол 3-х фазного інвертора – у його функцію входить перетворення постійної напруги у високовольтні ШІМ імпульси, що мають огибающую форму синусоїди, необхідну для живлення електродвигуна. У

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						48
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

приведеному рішенні обрані IGBT транзистори зі зворотними діодами. Їх струмові та частотні параметри дозволяють жити асинхронний двигун при несучій частоті ШІМ 16-20 кГц, що вище межі звукового діапазону.

АКІТ 2023

АКІТ 2023

АКІТ 2023

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						49
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

3 КОНСТРУКТОРСЬКО – ТЕХНОЛОГІЧНИЙ РОЗДІЛ

3.1 Проектування та розрахунок друкованої плати

Розрахунок по визначенню геометричних розмірів плати проводиться у такій послідовності.

Знаходиться сумарна установочна площа де:

$S_{мг}$ - малогабаритні електрорадіоелементи (ЕРЕ);

$S_{сг}$ - середньогабаритні ЕРЕ;

$S_{г}$ - габаритні ЕРЕ.

Розраховується площа монтажно́ї зони $S_{в}$ для середньої щільності монтажу за формулою:

$$S_{роб} = 4S_{мг} + 3S_{сг} + 1,5S_{г} \quad (3.1)$$

Коректуються і знаходяться розміри монтажно́ї зони у відповідності із можливостями встановлення в корпус і стандартними лінійними розмірами друкованої плати (ДП).

Під установочними площами ЕРЕ розуміють площі прямокутників, в які вписані ЕРЕ разом із выводами і контактними площадками при встановленні їх на друковану плату.

Таблиця 3.1 - Вихідні дані та результати розрахунку монтажно́ї площі

Позначення	Тип	Діам. вив., мм	Діам. конт. площадки, мм	Габаритні розміри, мм	Кількість, шт.	$S_{уст, 1- елем.}$, мм ²	$V_{уст,}$ мм ³
<i>C1*</i>	<i>2x(470мкФx400V)</i>	1	2,54	D26x45	2	530	23880
<i>C2, C8</i>	<i>ECR 2200мкФ-35B</i>	1	2,54	D18x30	2	255	7630
<i>C3</i>	<i>ECR220мкФ-25B</i>	0,8	1,8	D8x10	1	50	502
<i>C4</i>	<i>MTX 470нФ-100B</i>	0,6	1,8	D10x2.5	1	25	196
<i>C5, C14, C20</i>	<i>ECR 1мкФ-25B</i>	0,6	1,8	D5x11	3	20	216
<i>C6, C15, C21</i>	<i>X7R 100нФ -50B</i>	0,6	1,8	D10x2.5	3	25	196
<i>C7</i>	<i>MPX 3,3нФ-50B</i>	0,6	1,8	D10x2.5	1	25	196

Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата
-----	------	----------	--------	------

КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ

Арк.

50

C11, C18, C24	X7R-100нФ- 50B	0,6	1,8	D10×2.5	3	25	196
C13, C19, C27	ECR 10мкФ·25B	0,6	1,8	D5×11	3	20	216
C9, C10, C12	X7R-100нФ-50B	0,6	1,8	D10×2.5	3	25	196
C16, C17	Y5V-47нФ-50B	0,6	1,8	D10×2.5	2	25	196
C22, C23, C25, C26	ECR-10мкФ-16B	0,6	1,8	D5×8	4	20	157
DA1	LM7815A	1	2,54	12×10×4,5	1	45	540
DA2	LM7805A	1	2,54	12×10×4,5	1	45	540
DA3, DA5, DA6,	L6387N	0,8	1,8	10×5,4×3	3	54	162
DA4	LM324N	0,8	1,8	18×5,4×3	1	97	292
DD1	ATMega16-16PI	0,8	1,8	54×22×3	1	1188	3564
DD2	MAX232N	0,8	1,8	20×5,4×3	1	108	324
DD3	BC1602A	0,8	1,8	80×36×7	1	2880	20160
R1	MF-25-460 Ом	0,8	1,8	D1,5×3,2	1	5	6
R2	MF-300-30 кОм	1	2,54	D6×15	1	90	135
R3	MF-1000-0,05Ом	1	3	8×8×35	1	64	2240
R4, R6	MF-25-10 кОм	0,8	1,8	D1,5×3,2	2	5	6
R5	MF-25-91 кОм	0,8	1,8	D1,5×3,2	1	5	6
R7, R8, R15, R16, R21, R22	MF-50 -24 Ом	0,8	1,8	D2,3×6	6	14	25
R9	MF-25-75 кОм	0,8	1,8	D1,5×3,2	1	5	6
R10 – R13	MF-25-4,7 кОм	0,8	1,8	D1,5×3,2	4	5	6
R14	MF-25-2,4 кОм	0,8	1,8	D1,5×3,2	1	5	6
R17	MF-25-42к	0,8	1,8	D1,5×3,2	1	5	6
R18, R19	MF-25-640Ом	0,8	1,8	D1,5×3,2	1	5	6
R20	СП3-4ВМ-10к	1	2,54	10×10×3	1	100	300
RT	RXLG-1000W-50R	1	2,54	200×80×50	1	200	150
VD1	MBR340A	1,5	3	10×26×8	1	260	2080
VD2	1N423A-ON	0.6	1.8	D2×6	1	12	18,84
VD3	BU3150	1	2,54	D14×8	1	154	1231
VD4	1N4239A-ON	0.6	1.8	D2×6	1	12	18,84
VD5	4N35	0,6	2,3	5,2×5,4×3	1	28	84
VD6, VD7	АЛ307А	0,8	1,8	D3×7.5	2	5	35
VT1- VT6	IRG8BC40UPBF	1	2,54	12×10×4,5	6	45	540
FU1	ВПІ – (1,5А 250V)	1,5	3	D3×12,5	1	37,5	88
T1	ТПП271-127/220-30	1,5	3	35×26×30	1	910	27300
SI-S4	TLS-1405 (5x5mm)	1	2,54	5×5×3	4	25	75
ZQ1	8мГц	1	2,54	9×5×12	1	45	540
Плата індикатора				119,4×53,4×1,5	1	6376	9564
Плата силова				188×112×1,5	1	13246	19824
Сума по елементах						8897	131756
Загальна сума						28519	161144

Необхідні для конструювання ДП, дані про елементи зведені до таблиці 3.1.

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						51
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$S_{\text{роб}}=4 \cdot S_{\text{мг}}+3 \cdot S_{\text{сг}}+1,5 \cdot S_{\text{г}}=4 \cdot 406,5+3 \cdot 816+1,5 \cdot 6023=13108,5 \text{ мм}^2$$

Вибираємо для ДП розмір згідно ГОСТ 10317-79 Плати друковані. Плата силової частини розміри 118×111,76мм, плата індикації 119,4×53,34мм. Найвищий елемент - (тепловідвід) 80мм.

Загальна площа силової плати $S_{\text{дп}} = 13246\text{мм}^2$, площа плати індикатора $S_{\text{дп}} = 6376\text{мм}^2$, що задовольняє умові розрахунку.

Визначення особливостей конструкції друкованої плати.

Процес конструювання друкованої плати в загальному випадку передбачає виконання ряду взаємозв'язаних операцій: вибір типорозміру плати, способу її кріплення, кількість шарів, розробка друкованого монтажу[8].

При розміщенні ЕРЕ виходять частіше всього із двох критеріїв: мінімум переходів і мінімальна довжина провідників. Перша умова означає мінімум перехідних отворів, що забезпечує технологічність по мінімальному числу шарів; друга умова означає мінімум зв'язків між сусідніми елементами. Можливе також застосування і інших критеріїв: мінімуму числа з'єднань, довжина яких більша заданої; максимум числа схем простої конфігурації; мінімуму сумарної зваженої довжини з'єднань.

Розміщення ЕРЕ на платі регламентується умовно координатною сіткою із взаємно перпендикулярних систем паралельних ліній, розташованих на однаковій відстані одна від одної.

Крок координатної сітки 2,54 мм.

Центри монтажних отворів контактних площадок під виводи ЕРЕ розташовані у вузлах координатної сітки.

Використані в роботі елементи мають виводи прямокутного або круглого перерізу. Діаметр отвору під вивід вибирають із умови отримання зазору між виводом і стінкою отвору з урахуванням,

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						52
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

подальшої металізації отвору, який би забезпечував капілярні проникнення припою в процесі пайки.

Діаметр монтажного отвору d_0 вибирають із таких умов: якщо діаметр виводу ($d_B > 1\text{мм}$, то $d_0 = [(d_B + (0.3 \div 0.4))]$; якщо $d_B \leq 1\text{мм}$, то $d_0 = [d_B + (0.2 \div 0.3)]$. Номенклатурний отвір на кресленні показують умовним знаком, що визначає його діаметр.

Згідно ГОСТ 10317-79 номінальний діаметр монтажного отвору з урахуванням можливої металізації для виводів діаметром:

0,4÷0,6 мм становить 0,8+0,1 мм,

0,6÷0,8 мм становить 1,0+0,1 мм.,

0,8÷1,3 мм становить 1,5 мм,

Оскільки наша друкована плата одностороння то металізація не є обов'язковою, але опишемо повністю процес вибору отворів та контактних площадок.

Діаметр металізованого отвору залежить і від товщини плати. Це пов'язано з тим, що при гальванічному осадженні металу на стінках отвору малого діаметру зробленого в товстій платі, товщина шару металу вийде нерівномірною і при великому відношенні товщини плати до діаметра отвору деякі місця можуть залишитись непокритими. Діаметр металізованого отвору повинен складати не менше половини товщини плати, отже повинна виконуватись наступна умова:

$$0,4h \leq d_{\min}, (3.2)$$

де h – товщина плати;

d_{\min} – найменшого із металізованих отворів.

З цього співвідношення можна вибрати товщину плати і для нашого випадку, вона складає 2 мм при діаметрі найменшого отвору 0,6 мм.

Щоб забезпечити надійне з'єднання металізованого отвору з друкованим провідником, навколо отвору робиться контактна площадка. Контактні площадки отворів рекомендується

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						53
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

виготовляти у вигляді кільця. Діаметр контактної площадки вибирається з таблиці 4.

Таблиця 3.2 - Рекомендовані діаметри контактних площадок

Діаметр отворів	0,6	0,8	1	1,5
Контактних площадок	1,8	2,3	2,5	3

Діаметр перехідних отворів залежить від товщини плати і від виду електроліту, що використовується для металізації отворів

$$D_{\text{пер}} = N \cdot \gamma, \quad (3.3)$$

де N – товщина плати;

γ – залежить від складу електроліту.

Для пірофосфатного електроліту, що використовується для металізації отворів $\gamma = 0,25$. Тому $D_{\text{пер}} = 1,5 \cdot 0,25 = 0,3$ мм.

Згідно ГОСТ 10317-79 вибирається $D_{\text{пер}} = 0,3$ із ряду .

По ГОСТу вибирається клас густини рисунка. Для цього класу ширина провідників $t_{\text{min}} = 0,25$ мм. Відстань між провідниками 0,25 мм.

Враховуючи що вхідна частина нашої схеми живиться від електричної мережі 220 В, і є імпульсним перетворювачем у якого пікові значення напруги порядку 310В, тому щоб уникнути небажаного пробую в первинному колі, та гальванічної розв'язки з вторинним колом, друкована плата розведена таким чином щоб витримати проміжок між провідниками в 3÷4мм (згідно рекомендацій по монтажу імпульсних перетворювачів).

Розраховується ширина провідників силової частини. Лінія силового інвертора представляє собою випрямляч з'єднаний з трьома парами силових IGBT ключів, які в свою чергу навантажені на асинхронний трьохфазний двигун потужністю 1кВт.

Струм споживання силової лінії складає $1000\text{Вт}/310\text{В} = 3,2\text{А}$.

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						54
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Враховуючи, що густина струму у друкованих провідників має бути не більше $20 \frac{\text{А}}{\text{мм}^2}$ і вибравши переріз провідника 50 мкм, ширина провідника шини (без урахування лудіння провідників) буде:

$$t = \frac{I_{\text{заг}}}{h \cdot \rho_1} = \frac{3,2}{0,05 \cdot 20} = 3,2 \text{ мм} \quad (3.4)$$

Де: $I_{\text{заг}}$ – сумарний струм, що споживається пристроєм;

h – товщина перерізу друкованого провідника;

ρ_1 – густина струму.

Силкові лінії вибираємо товщиною (з урахуванням лудіння) - 3мм та мінімальної довжини.

Максимальний струм, який при проходженні по доріжці викликає її перегрів на температуру 25°C становить:

$$I_{\text{max}} = 25 \cdot ab = 25 \cdot 3 \cdot 0,05 = 3,8 \text{ А.}$$

3.2 Тепловий розрахунок пристрою

Тепловий режим апаратури характеризується залежністю температури нагріву відносно навколишнього середовища від розсіювання потужності джерела енергії.

Однією з умов експлуатації є температура навколишнього середовища, яка може вплинути на надійність роботи блока. Такий вплив пояснюється максимально допустимою температурою інтегральних мікросхем. Розрахунок проведемо для температури навколишнього середовища $+35^\circ\text{C}$.

При аналізі теплових режимів враховують густину упаковки, форму приладу і вид корпусу.[7].

Задамо необхідні дані. До розміру ДП додамо 10 мм, для встановлення в корпус, з врахуванням розміщення тепло відводу силової частини в ньому. Візьмемо розмір корпусу з врахуванням розмірів ДП і додаткову відстань:

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						55
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$10\text{мм}+(118\times 111,76)\text{мм}=(128\times 122)\text{мм}$, а висота корпусу $H=(80+10)\text{мм}=90\text{мм}$.

Нехай маємо блок у вигляді прямокутного паралелепіпеда з такими параметрами: $L_1=128\text{ мм}$; $L_2=122\text{ мм}$; $L_3=90\text{ мм}$.

Розрахунок теплових режимів проводять наступним чином:

- 1) знаходять об'єм корпусу (кожуха, РЕА) за формулою:

$$V = a * b * h \quad (3.6)$$

- 2) знаходять коефіцієнт форми

$$K(f) = h / \sqrt[3]{V} \quad (3.7)$$

- 3) визначають коефіцієнт заповнення

$$K(\text{зап}) = 0.7 V(\text{вст}) \quad (3.8)$$

4) робимо припущення, що плата розподіляє тепло рівномірно. Кожний елемент має свою потужність розсіювання, а сумарна потужність визначається

$$P(\text{роз}) = \sum_{i=1}^n P^e(\text{роз}) \quad (3.9)$$

- 5) знаходимо питому потужність на одиницю площі

$$q' = P(\text{роз})/S \quad (3.10)$$

В значення S входить як фізична площа самих РЕА, так і площа доріжок.

6) використовуючи номограми Глушицького за розрахованими даними V , S , K_ϕ і $K_{\text{зап}}^V$ наближено знаходимо температуру навколишнього середовища.

7) з одержаних даних визначаємо вид корпусу, конвекції і якщо потрібно тип вентилятора.

Проведемо розрахунки теплових режимів згідно приведених формул:

1. знаходять об'єм кожуха згідно формули (3.6):

$$V = 128 \cdot 122 \cdot 90 = 1405440 \text{ (мм}^3\text{)};$$

2. Коефіцієнт форми визначаємо згідно формули (3.7):

$$K_\phi = \frac{90}{\sqrt[3]{1405440}} = \frac{90}{112} = 0,8$$

3. Коефіцієнт заповнення визначаємо:

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						56
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$K(\text{зап})=0.7V(\text{вст})=V_{\text{елем.}}/V_{\text{корп.}}=161144/1405440=0,1$$

4. Сумарна потужність втрат визначається з карти робочих режимів (таблиця 3.4).

$$P_{\text{заг}} \approx 62 \text{ Вт}$$

5. Виходячи з номограми зображеної на рис.3.1., знаходимо площу умовно нагрітої зони:

$$S = 0,04 \text{ (м}^2\text{)} ;$$

Знаходимо питому потужність на одиницю площі:

$$Q=P(\text{роз})/S=62/0,04 \approx 1500 \text{ Вт/м}^2$$

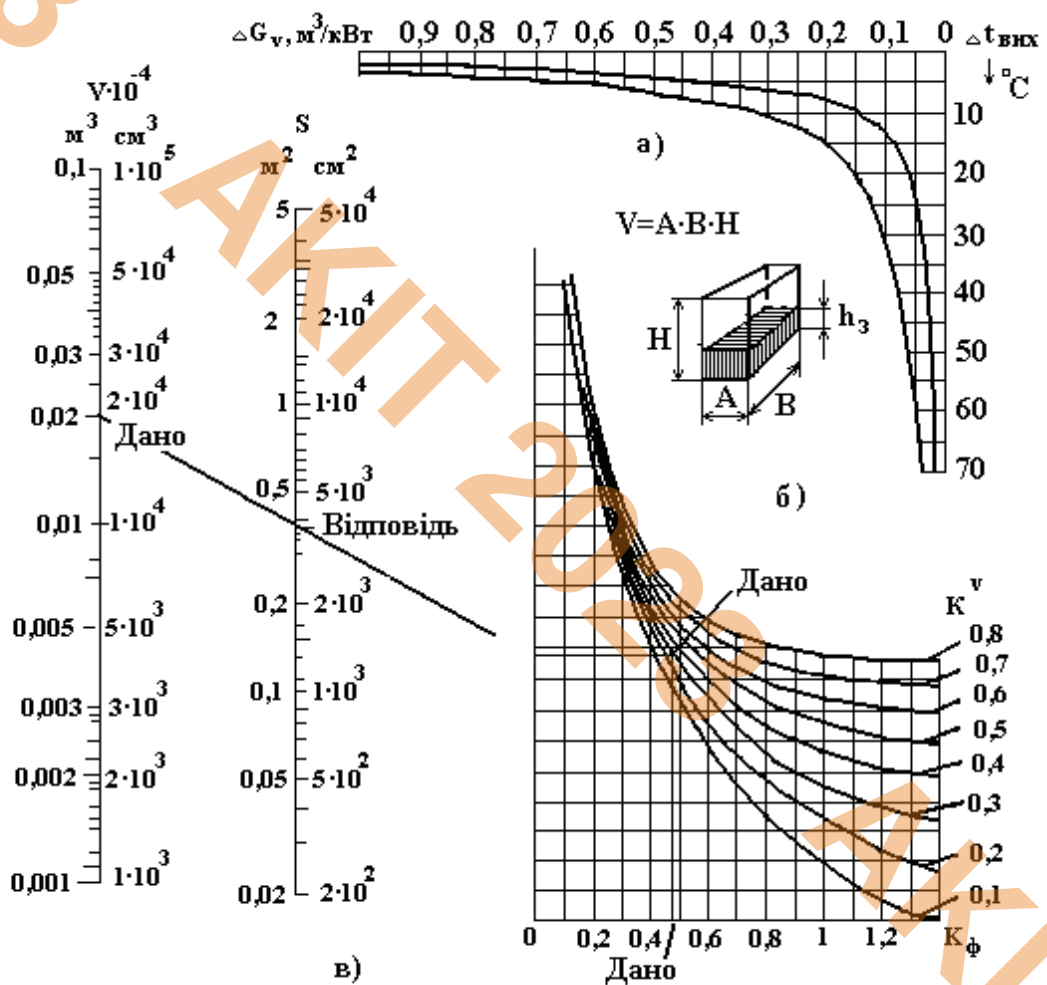


Рисунок 3.1 - Номограма для визначення поверхні нагрітої зони

Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

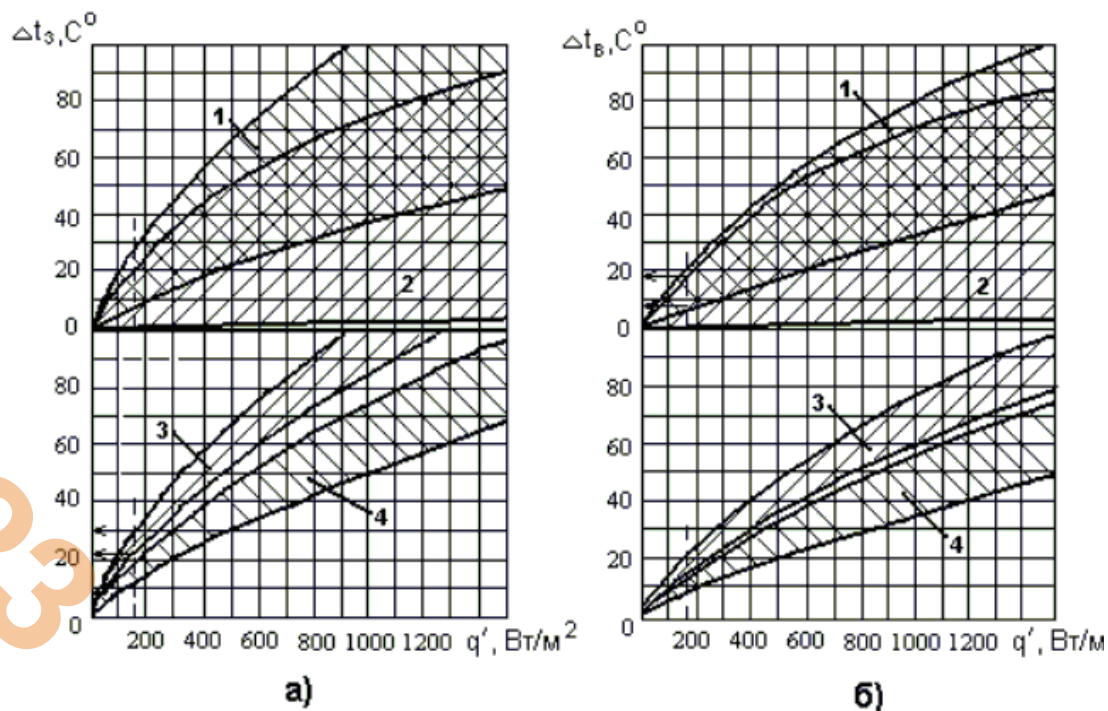


Рисунок 3.2 - Визначення перегріву Δt_z нагрітої зони

З номограм на рис.3.2., визначаємо діапазон температур перегріву зони Δt_z і повітря Δt_v при різноманітних способах тепловідводу: (1-примусова циркуляція; 2-примусова вентиляція; 3 - природня конвекція; 4 – природня вентиляція).

По площі кривої-3 визначаємо температуру перегрітої зони $\Delta t_z = (138 \div 110) ^\circ\text{C}$.

Температура повітря з урахуванням зовнішньої температури визначається з формули:

$$t_{z,\text{пов}} = t_c + t_{z,\text{max}}$$

$$t_{v,\text{пов}} = t_c + t_{v,\text{max}}$$

де: t_c – температура зовнішнього середовища; $t_{z,\text{max}}$ – максимальна температура в середині корпусу при природній конвекції; $t_{v,\text{max}}$ – максимальна температура в середині корпусу при природній вентиляції;

Оскільки максимально допустима температура у середині корпусу обмежена $+65^\circ\text{C}$, то максимальна температура навколишнього повітря не має перевищувати це значення:

$$t_{z,\text{імс}} = t_{\text{імс}} - t_{z,\text{max}}$$

$$t_{v,\text{імс}} = t_{\text{імс}} - t_{v,\text{max}}$$

Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

З формул для природної конвекції отримуємо значення:

$$t_{z.пов.мах} = t_c + t_{z.мах} = 35 + 138 = 173 \text{ } ^\circ\text{C}; \quad t_{z.пов.мін} = t_c + t_{z.мін} = 35 + 110 = 145 \text{ } ^\circ\text{C};$$
$$t_{в.імс.мах} = t_{імс} - t_{в.мах} = 65 - 138 = -73 \text{ } ^\circ\text{C}; \quad t_{в.імс.мін} = t_{імс} - t_{в.мін} = 65 - 110 = -45 \text{ } ^\circ\text{C};$$

Для даного технологічного процесу, температура навколишнього середовища не може перевищити $35 \text{ } ^\circ\text{C}$, як видно з розрахунків запас по температурі відсутній (від'ємні значення), так як температура перегрітої зони перевищує $150 \text{ } ^\circ\text{C}$, що є недопустимо для кремнієвої технології виникає необхідність в застосуванні мір по додатковому охолодженню. Для покращення теплового режиму приладу використаємо як охолодження – природну вентиляцію, яка значно покращує тепловий режим.

Як видно з номограм, зображених на рис.3.2.(б), для забезпечення нормальної роботи приладу достатнім буде використання природної вентиляції (площа кривої 4). Тоді:

$$t_{z.пов.мах} = t_c + t_{z.мах} = 35 + 95 = 130 \text{ } ^\circ\text{C}; \quad t_{z.пов.мін} = t_c + t_{z.мах} = 35 + 75 = 110 \text{ } ^\circ\text{C};$$
$$t_{в.імс.мах} = t_{імс} - t_{в.мах} = 65 - 95 = -30 \text{ } ^\circ\text{C}; \quad t_{в.імс.мін} = t_{імс} - t_{в.мах} = 65 - 75 = -10 \text{ } ^\circ\text{C};$$

З приведених результатів видно, що при використанні природної вентиляції покращився тепловий режим пристрою та відсутній запас по температурі середовища, тому додатково для пониження температури що найменше на $30 \text{ } ^\circ\text{C}$ використаємо примусову вентиляцію (згідно графіка 3.1а) з продуктивністю $0,1 \text{ м}^3/\text{кВт}$. В такому випадку температура в середині корпусу може досягати $+65 \text{ } ^\circ\text{C}$. Також для покращення теплового режиму в поєднанні з примусовим охолодженням можна використати перфорацію корпусу на 50% площі, які забезпечують природну вентиляцію, температура навколишнього середовища може досягати $60 \text{ } ^\circ\text{C}$, що цілком задовольняє умовам, які закладені в технічному завданні.

3.3 Розрахунок характеристик надійності пристрою

Основною кількісною характеристикою надійності є функція надійності $P(t)$, або скорочено надійність, яка по визначенню рівна імовірності того, що в заданому інтервалі часу або в межах заданого напрацювання при заданих режимах і умовах експлуатації відмов в

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						59
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

системі не виникає, тобто $P(t) = W\{T>t\}$, де T – час безвідмовної роботи системи, t – заданий час, $W\{A\}$ – імовірність події A , у даному випадку подія A полягає в тому, що $T>t$.

Непередбачувані експлуатаційні відмови представляють собою непередбачувані відмови повнонадійної РЕА, які виникають в період нормальної експлуатації, коли проробка пристрою вже закінчилася, а зношування і природне старіння ще не настали. Ці відмови обумовлені лише випадковими факторами, такими як: приховані внутрішні дефекти, які не можуть бути виявлені системою технологічного контролю; рівно імовірні, і тому не передбачені схемою та конструкцією технологічні дефекти; відхилення режимів роботи; співставлення параметрів концентрації зовнішніх навантажень і внутрішніх напружень; помилки операторів у період експлуатації. У зв'язку з перерахованими причинами поява таких відмов принципово не виключена і рівно імовірна в часі: $\lambda_0 = \text{const}$.

Розрахунок характеристик надійності полягає у визначенні показників надійності виробу по відомим характеристикам надійності складових компонент і умовам експлуатації [7].

Приблизний розрахунок отримують по формулі:

$$P(t) = \exp\left(-t \sum_{j=1}^m \lambda_{0j} N_j\right), \quad (3.10)$$

Напрацювання системи на відмову отримуємо по формулі :

$$T_{cp.c} = 1 / \sum_{j=1}^m \lambda_{0j} N_j, \quad (3.11)$$

При уточненому розрахунку надійності враховують зовнішні дії, впливи теплових і електричних навантажень елементів пристрою. Розрахунок проводять по формулі:

$$P(t) = \exp\left(-k_2 t \sum_{j=1}^m \lambda_j N_j\right), \quad (3.12)$$

де $\lambda_j = \alpha_j \lambda_{0j} k_H$,

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						60
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$k_{\lambda} = k_{\lambda 1} k_{\lambda 2} k_{\lambda 3},$$

$P(t)$ — імовірність безвідмовної роботи;

λ_j — інтенсивність відмов елементів j -ої рівнонадійної групи при заданих експлуатаційних даних;

λ_{0j} — інтенсивність відмов елементів j -ої рівнонадійної групи в номінальному режимі;

α_j — поправочний коефіцієнт інтенсивності відмов j -ої групи, що враховує вплив температури навколишнього середовища і електричне навантаження елемента;

k_n — коефіцієнта навантаження елемента;

k_{λ} — враховує умови експлуатації радіоелектронної апаратури;

$k_{\lambda 1}$ — вплив механічних факторів (вібрація, ударні навантаження);

$k_{\lambda 2}$ — вплив кліматичних факторів (температура, вологість);

$k_{\lambda 3}$ — умови роботи при пониженому тиску.

Значення поправочного коефіцієнта α_j в залежності від температури і коефіцієнта навантаження k_n знаходять в довіднику, коефіцієнти $k_{\lambda 1}$ — $k_{\lambda 3}$ також.

При цьому під коефіцієнтом навантаження k_n розуміють відношення робочого навантаження, встановленого по визначеному параметру, який діє на елемент, до цього номінального навантаження, що встановлене нормативно-технічною документацією.

Згідно ТЗ умови експлуатації приладу стаціонарні. Для стаціонарних умов характерно:

$t = +10 \dots +50 \text{ }^{\circ}\text{C}$;

вологість 95%;

атмосферний тиск 720 до 780 мм.рт.ст.

По відповідних таблицях [7] знаходять коефіцієнти:

$$K_M = 1; k_B = 1; k_{a.t.} = 1$$

Отже, $k_e = 1$.

Коефіцієнт α_j знаходять для кожної групи окремо, знаючи температуру (+10...+50 °C) і рекомендовані значення k_n .

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						61
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Далі складається таблиця згідно електричного розрахунку принципової схеми і вибраної елементної бази. Довідникові дані про λ_{0j} знаходять з відомих джерел.

Примітка: розрахунок надійності проводили без врахування монтажу. Інтенсивності відмов елементів приведено у таблиці 3.3.

Таблиця 3.3 - Інтенсивності відмов елементів [8]

Назва	Наймен. типомінали елементів	n, шт.	$\lambda_0, 10^{-8}$ год ⁻¹	k_e	t°C	k_n	$k_{гн}$	$\lambda, 10^{-8}$ год ⁻¹
C1*	2x(470мкФx400V)	2	12	1	60	0.4	0.61	2,28
C2,C8	ECR 2200мкФ-35B	2	12	1	60	0.4	0.61	2,28
C3	ECR220мкФ-25B	1	12	1	60	0.4	0.61	1,14
C4	MTX 470нФ-100B	1	3	1	60	0.2	0.61	7,32
C5,C14,C20	ECR 1мкФ-25B	3	12	1	60	0.4	0.61	3,42
C6,C15, C21	X7R 100нФ-50B	3	3	1	60	0.2	0.61	3,42
C7	MPX 3,3нФ-50B	1	3	1	60	0.2	0.61	7,32
C11,C18, C24	X7R-100нФ- 50B	3	12	1	60	0.4	0.61	3,42
C13, C19, C27	ECR 10мкФ-25B	3	12	1	60	0.4	0.61	3,42
C9, C10,C12	X7R-100нФ-50B	3	3	1	60	0.2	0.61	3,42
C16, C17	Y5V-47нФ-50B	2	3	1	60	0.2	0.61	2,28
C22, C23, C25, C26	ECR-10мкФ-16B	4	12	1	60	0.4	0.61	4,56
DA1	LM7815A	1	56	1	60	0,6	1	33,6
DA2	LM7805A	1	24	1	60	0,3	1	7,2
DA3, DA5, DA6, DA7	L6387N	3	56	1	60	0,4	1	67,2
DA4	LM324N	1	56	1	60	0,4	1	22,4
DD1	ATMega16-16PI	1	56	1	60	0,4	1	22,4
DD2	MAX232N	1	56	1	60	0,4	1	22,4
DD3	BC1602A	1	173	1		0,5	1	86,5
R1	MF-25-460 Ом	1	2,2	1	60	0,4	0,82	1,8
R2	MF-300-30 кОм	1	1	1	60	1	0,82	0,82

Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата
-----	------	----------	--------	------

КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ

Арк.
62

R3	MF-1000-0,05Ом	1	1	1	60	0,8	0,82	0,82
R4, R6	MF-25-10 кОм	2	2,2	1	60	0,0002	0,82	3,6
R5	MF-25-91 кОм	1	2,2	1	60	0,0000 1	0,82	1,8
R7, R8, R15, R16, R21, R22	MF-50 -24 Ом	6	2,2	1	60	2	0,82	10,8
R9	MF-25-75 кОм	1	2,2	1	60	0,001	0,82	1,8
R10 – R13	MF-25-4,7 кОм	4	2,2	1	60	0,04	0,82	7,2
R14	MF-25-2,4 кОм	1	2,2	1	60	0,3	0,82	1,8
R17	MF-25-42к	1	2,2	1	60	0,003	0,82	1,8
R18, R19	MF-25-640Ом	2	2,2	1	60	0,13	0,82	3,6
R20	СПЗ-4ВМ-10к	1	1	1	60	0,13	1	1
VD1	МВR340А	1	32	1	60	0,6	1,1	35
VD2	1N423А-ОН	1	14	1	60	0,1	1,1	15,4
VD3	ВU3150	1	32	1	60	0,33	1,1	35,2
VD4	1N4239А-ОН	1	14	1	60	0,3	1,1	15,4
VD5	4N35	1	42	1	60	0,4	1,1	46,2
VD6, VD7	АЛ307А	2	28	1	60	0,25	1,1	61,6
VT1- VT7	IRG8BC40UPBF	7	100	1	60	0,2	1	600
FU1	ВІІІ –(1,5А 250V)	1	20	1	60	1	1	20
T1	ТІІІ271-127/220-30	1	100	1	60	0,7	1,2	120
S1-S4	ТL5-1405 (5x5mm)	4	6	1	60	1	1	24
ZQ1	8мГц	1	100	1	60	1	1	100
	Пайка	314	1	1	60	1	1	314
	Всього, Σλ, 10 ⁻⁸ 1/год.							1730
	Напряцювання на відмову, год							57803

Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ

Арк.
63

Напрацювання на відмову

$$T = \frac{1}{\lambda_{\Sigma}} = \frac{1}{1730 \cdot 10^{-8}} [\text{год}] = 57803 [\text{год}]$$

В таблиці 3.3. наведено дані про використовувані елементи, їх кількість та сумарне значення інтенсивності відмов. Карта робочих режимів приведена у таблиці 3.4.

З врахуванням часу напрацювання приладу 24000 год., отримаємо:

$$P(24000) = e^{-\lambda_{\Sigma} \cdot t} \approx 1 - \lambda_{\Sigma} \cdot t \approx 1 - 1730 \cdot 10^{-8} \cdot 24000 \approx 0.9$$

В результаті розрахунку характеристик надійності будуємо графік залежності імовірності роботи пристрою від часу рис.3.3.

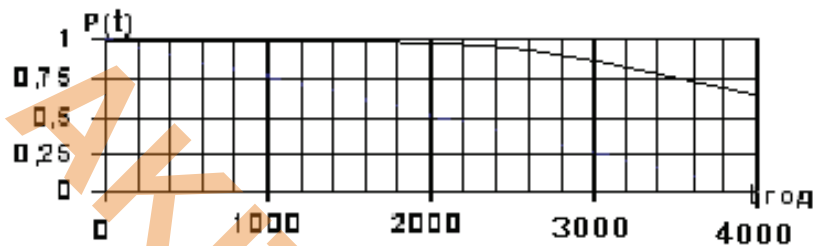


Рисунок 3.3 - Імовірність безвідмовної роботи

Таблиця 3.4 - Карта робочих режимів

Позн.	Типоно- мінал	Напруга, В			Струм, А		P _{роз} , Вт	k _i	k _u	k _p
		пост.	зм.	макс.	пост.	зм.				
C1*	ECR 870мкФ-400В 2x(470мкФx400V)			$\frac{310}{400}$					0,8	
C2	ECR 2200мкФ-35В			$\frac{19}{35}$					0,5	
C3	ECR220мкФ-25В			$\frac{12}{25}$					0,5	
C4	MTX 470нФ-100В			$\frac{0,7}{100}$					0,007	
C5, C14, C20	ECR 1мкФ-25В			$\frac{15}{25}$					0,6	
C6, C15, C21	X7R 100нФ -50В			$\frac{15}{50}$					0,3	
C7	MPX 3,3нФ-50В			$\frac{0,7}{50}$					0,01	
C8	ECR 2200мкФ-35В			$\frac{5}{35}$					0,14	
C11, C18, C24	X7R-100нФ- 50В			$\frac{15}{50}$					0,3	

Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата
-----	------	----------	--------	------

КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ

Арк.
64

C13, C19, C27	ECR 10мкФ-25В			$\frac{15}{50}$					0,3	
C9, C10, C12	X7R-100нФ-50В			$\frac{5}{50}$					0,1	
C16, C17	Y5V-47нФ-50В			$\frac{1}{50}$					0,02	
C22, C23, C25, C26	ECR-10мкФ-16В			$\frac{10}{16}$					0,6	
DA1	LM7815A	4		30	0,9		3,6			
DA2	LM7805A	10		15	0,08		0,8			
DA3, DA5, DA6, DA7	L6387N	0,5		12	0,2(пік.)		0,1			
DA4	LM324N	0,5		15	0,005		0,0025			
DD1	ATMega16-16PI	0,5		5	0,040		0,02			
DD2	MAX232N	0,5		5	0,02		0,01			
DD3	BC1602A	0,5		5	0,035		0,017			
R1	MF-25-460 Ом	5		250	0,01		$\frac{0,05}{0,125}$			0,4
R2	MF-300-30 κ	308		350	0,01		$\frac{3}{3}$			1
R3	MF-1000-0,05Ом	0,7		350	10,7(пік.)		$\frac{7,5}{10}$			0,8
R4, R6	MF-25-10 κ	0,2		250	0,0001		$\frac{0,0002}{0,125}$			0,0002
R5	MF-25-91 κ	1		250			$\frac{0,00005}{0,125}$			0,00001
R7, R8, R15, R16, R21, R22	MF-50 -24 Ом	5		250	0,2(пік.)		$\frac{1}{0,5}$			2
R9	MF-25-75 κ	1		250	0,0001		$\frac{0,0001}{0,125}$			0,001
R10 – R13	MF-25-4,7 κ	5		250	0,001		$\frac{0,005}{0,125}$			0,04
R14	MF-25-2,4 κ	10,2		250	0,004		$\frac{0,004}{0,125}$			0,3
R17	MF-25-42κ	4,2		250	0,0001		$\frac{0,0005}{0,125}$			0,003
R18, R19	MF-25-40Ом	3,2		250	0,005		$\frac{0,016}{0,125}$			0,13
R20	СПЗ-4ВМ-10κ	3,2		250	0,005		$\frac{0,016}{0,125}$			0,13
VD1	MBR340A	1,2		600	$\frac{8,7(пік.)}{15}$		10,5	0,6		
VD2	1N423A-ON	4,7			$\frac{0,001}{0,01}$		0,005	0,1		
VD3	BU3150	1		400	$\frac{1}{3}$		1	0,33		

Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата
-----	------	----------	--------	------

КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ

Арк.
65

VD4	1N4239A-ON	12			$\frac{0,003}{0,01}$		0,04	0,3		
VD5	4N35	1,8			$\frac{0,004}{0,01}$		0,007	0,4		
VD6, VD7	AL307A	1,8			$\frac{0,005}{0,02}$		0,01	0,25		
VT1- VT7	IRG8BC40U	2,3		800	$\frac{8,7}{40}$		3,9	0,2		
T1	ТПП1271-127/220-30	19		260	0,9		2			
Сумарна потужність							61,3			

Згідно розрахованих даних приведених в таблиці 3.4 оцінимо загальну потужність втрат даної схеми, яка складається з потужності втрат активних та пасивних елементів при навантаженні прийнятому з двократним запасом - 2000 Вт.

$$P_{заг} = 61,3 \text{ Вт.}$$

3.4 Розрахунок тепловідводу

Згідно розрахунків, та карти робочих режимів, конструкція має три тепловиділяючі ділянки: VT1-VT6, VT7 $P_{розс.} = 23,4 \text{ Вт}$, VD1 $P_{розс.} = 10,5 \text{ Вт}$, DA1 $P_{розс.} = 3,6 \text{ Вт}$.

Потужність що виділяється на транзисторах 3-х фазного перетворювача в основному розсіюється у моменти переключення. Потужність, що виділяється на силових компонентах гальмівної системи відбувається у моменти спрацювання гальмівної схеми. Транзистори VT1-VT6, VT7 та DA1 розмістимо на радіаторі з ізолюючими прокладками з використанням пасти КТП-8. Максимальну температуру навколишнього середовища приймемо рівною 40 °С.

1. Згідно довідникових даних транзистор VT1-VT6, VT7 (IRG8BC40UPBF) корпус TO – 220, має параметри:

$U_{макс} = 800 \text{ В}$, $I_{имп.} = 40 \text{ А}$, $F_{гр.} = 300 \text{ кГц}$, $t_{макс} = 100 \text{ }^{\circ}\text{С}$, $R_{пк} = 1,4 \text{ }^{\circ}\text{С /Вт}$, $R_{кр} = 1,2 \text{ }^{\circ}\text{С /Вт}$, $R_{пр}$ (слюдяна прокладка 50 мкм з термопастою КТП - 8) = 0,8 °С/Вт.

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						66
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Виберемо радіатор в вигляді пластини (для спрощення розрахунку) з охолодженням конвекцією, товщина пластини рівна $d = 3$ мм.

Тепловий опір р-п перехід – радіатор

$$R_{np} = R_{нк} + R_{кр} + R_{np} = 1.4 + 1.2 + 0.8 = 3,4^{\circ}C / Вт$$

Допустима температура радіатора

$$t_{р\max} = t_{н\max} - P \cdot R_{np} = 100 - 23,4 \cdot 3,4 = 80^{\circ}C$$

Допустимий перегрів радіатора

$$\Delta t = t_{р\max} - t_c = 80 - 40 = 40^{\circ}C$$

Потужність, що розсіюється радіатором:

$$P_1 = \frac{\Delta t}{R_{pc}}, \text{ звідки } R_{pc} = \frac{\Delta t}{P_1} = \frac{40}{23,4} = 1,7^{\circ}C / Вт, \text{ радіатора-пластини}$$

$$R_{pc} = R_{1t} + R_{2t} = 1,7^{\circ}C / Вт;$$

де: $R_{1t} = \frac{738}{0,94S}$ для вертикального положення пластини з охолодженням природною конвекцією (табличні дані);

$$R_{2t} \approx \frac{0,25}{d} = \frac{0,25}{0,3} = 0,83^{\circ}C / Вт, \text{ де } d - \text{ товщина пластини радіатора.}$$

звідки площа радіатора S :

$$S = \frac{738}{0,94(R_{pc} - R_{2t})} = \frac{738}{0,94(1,7 - 0,83)} \approx 900 \text{ см}^2$$

Для спрощення знехтуємо площею торцевих поверхонь. [10]

Розрахуємо тепловідвод для інтегрального стабілізатора на $+15В - DA1$, $P_{розс.} = 3,6 Вт$.

1. Згідно довідникових даних транзистор $DA1 (LM7815A)$ корпус $TO - 220$, має параметри:

$P_{розс. макс.} = 6 Вт$, $U_{вих.} = 15 В$, $I_{ст.} = 1,5 А$, $t_{макс} = 100^{\circ}C$, $R_{пк} = 1,4^{\circ}C / Вт$, $R_{кр} = 1,2^{\circ}C / Вт$, $R_{пр}$ (слюдяна прокладка 50 мкм з термопастою КТП - 8) = $0,8^{\circ}C / Вт$.

Виберемо радіатор в вигляді пластини (для спрощення розрахунку) з охолодженням конвекцією, товщина пластини рівна $d = 3$ мм.

Тепловий опір р-п перехід – радіатор

$$R_{np} = R_{нк} + R_{кр} + R_{np} = 1.4 + 1.2 + 0.8 = 3,4^{\circ}C / Вт$$

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						67
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Допустима температура радіатора

$$t_{р\text{макс}} = t_{н\text{макс}} - P \cdot R_{np} = 100 - 3,6 \cdot 3,4 = 88^{\circ}C$$

Допустимий перегрів радіатора

$$\Delta t = t_{р\text{макс}} - t_c = 88 - 40 = 48^{\circ}C$$

Потужність, що розсіюється радіатором:

$$P_1 = \frac{\Delta t}{R_{pc}}, \text{ звідки } R_{pc} = \frac{\Delta t}{P_1} = \frac{48}{3,6} = 13,3^{\circ}C / \text{Вт}, \text{ радіатора-пластини}$$

$$R_{pc} = R_{1t} + R_{2t} = 13,3^{\circ}C / \text{Вт};$$

де: $R_{1t} = \frac{738}{0,94S}$ для вертикального положення пластини з охолодженням природною конвекцією (табличні дані);

$$R_{2t} \approx \frac{0,25}{d} = \frac{0,25}{0,3} = 0,83^{\circ}C / \text{Вт}, \text{ де } d - \text{ товщина пластини радіатора.}$$

звідки площа радіатора S:

$$S = \frac{738}{0,94(R_{pc} - R_{2t})} = \frac{738}{0,94(13,3 - 0,83)} \approx 63 \text{ см}^2$$

Розрахуємо тепловідвод для діодного моста - VD1 $P_{розс.} = 10,5 \text{ Вт}$,

1. Згідно довідникових даних VD1 (MBR340A), має параметри:

$U_{звор.} = 600 \text{ В}$; $I_{np} = 15 \text{ А}$, $t_{макс} = 100^{\circ}C$, $R_{кр} = 1,8^{\circ}C / \text{Вт}$, $R_{np} = 0,3^{\circ}C / \text{Вт}$ (термопаста КТП - 8).

Діодний міст має пластмасовий корпус, тому немає необхідності у використанні ізолюючої прокладки, використовується тільки термопаста.

Виберемо радіатор в вигляді пластини (для спрощення розрахунку) з охолодженням конвекцією, товщина пластини рівна $d = 3 \text{ мм}$.

Тепловий опір р-п перехід – радіатор

$$R_{np} = R_{кр} + R_{np} = 1,8 + 0,3 = 2,1^{\circ}C / \text{Вт}$$

Допустима температура радіатора

$$t_{р\text{макс}} = t_{н\text{макс}} - P \cdot R_{np} = 100 - 10,5 \cdot 2,1 = 78^{\circ}C$$

Допустимий перегрів радіатора

$$\Delta t = t_{р\text{макс}} - t_c = 78 - 40 = 38^{\circ}C$$

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						68
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Потужність, що розсіюється радіатором:

$$P_1 = \frac{\Delta t}{R_{pc}}, \text{ звідки } R_{pc} = \frac{\Delta t}{P_1} = \frac{38}{10,5} = 3,6^{\circ}C / Bm, \text{ радіатора-пластини}$$

$$R_{pc} = R_{1t} + R_{2t} = 3,6^{\circ}C / Bm ;$$

де: $R_{1t} = \frac{738}{0,94S}$ для вертикального положення пластини з охолодженням природною конвекцією (табличні дані);

$$R_{2t} \approx \frac{0,25}{d} = \frac{0,25}{0,3} = 0,83^{\circ}C / Bm, \text{ де } d - \text{ товщина пластини радіатора.}$$

звідки площа радіатора S:

$$S = \frac{738}{0,94(R_{pc} - R_{2t})} = \frac{738}{0,94(3,6 - 0,83)} \approx 283cm^2$$

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						69
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

ВИСНОВКИ

Метою даного проекту було розробити систему активного гальмування на базі частотного перетворювача для керування роботою асинхронного електродвигуна у складі різних виконавчих пристроїв.

Також було проведено аналіз технічних джерел на предмет пошуку аналогів технічних рішень та концепцій до вирішення поставленого завдання із застосуванням сучасних програмних засобів.

Крім цього було проведено розробку функціонально закінченої: структурної схеми, принципової схеми, друкованої плати, складального креслення. Проведено розрахунок основних технічних параметрів системи динамічного гальмування у залежності від параметрів електродвигуна та інерційності механічної системи. На базі сучасної елементної бази обрано необхідні компоненти.

Запропоновано алгоритм функціонування динамічної системи гальмування із застосуванням основних параметрів частотного перетворювача (часове вікно спрацювання системи гальмування, миттєве споживана потужність навантаженням, та рівень напруги силової лінії живлення). Додатково алгоритм динамічного гальмування дозволяє реалізувати різні функції із необхідним профілем динамічного гальмування (для прикладу S- подібна).

Проведено оцінку надійності, складено карту робочих режимів, проведено тепловий аналіз тепловідводу для основних тепловиділяючих компонентів, та розраховано необхідні в роботі параметри проектування, розробка графічної документації було здійснено із застосуванням сучасних САД пакетів: "Proteus 8", "AutoCAD 2022".

У результаті виконання оціночних розрахунків показників з надійності для спроектованої системи отримані наступні показники: сумарна інтенсивність відмов для всієї складальної одиниці на друкованій платі $\lambda_{\Sigma} = 1730 \cdot 10^{-8} \text{ год}^{-1}$; середній наробіток до відмови $T \approx 60 \text{ тис. год}$; імовірність безвідмовної роботи за час $t = 24000 \text{ год}$ $P(24000) \approx 0,9$. В якості результату розрахунку представлено графік залежності безвідмовної роботи від часу.

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						70
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Проведено тепловий розрахунок, згідно якого при природної конвекції, система потребує додаткових заходів по охолодженню (встановлення вентилятора з продуктивністю $0,1\text{м}^3/\text{кВт}$).

Проведено розрахунок тепло відводів, так як загальна розсіювана потужність становить $P_{\text{заг}}=61,3\text{Вт}$. Для кожного елемента розраховано індивідуальний тепловідвід:

$$\text{VT1-VT7 } P_{\text{розс.}}=23,4\text{Вт}, - S=900\text{см}^2;$$

$$\text{DA1, } P_{\text{розс.}}=3,6\text{Вт}, - S=63\text{см}^2;$$

$$\text{VD1 } P_{\text{розс.}}=10,5\text{Вт}, - S=283\text{см}^2.$$

Проведено аналіз існуючої на сьогоднішній день силової елементної бази, в області мікропроцесорної техніки, та силових інверторів.

Згідно ТЗ, приведений пристрій може застосовуватися для керування роботою асинхронних електродвигунів потужністю до 2кВт (із частотою 0-200Гц).

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						71
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

- 1) <https://volrad.com.tr/en/braking-techniques-part-1-dynamic-braking-2/>
- 2) https://www.electrical4u.com/types-of-braking-in-a-dc-motor/#google_vignette
- 3) <https://www.motioncontroltips.com/faq-what-is-dynamic-braking-and-when-is-it-used/>
- 4) <https://delta-4.electronics.com.ua/ua/p6995799-preobrazovatel-chastoty-delta.html>
- 5) <https://voltelectro.com.ua/ua/p923667499-preobrazovatel-chastoty-vfc3210.html>
- 6) M. Wang, D. Jovcic, W. Leterme, D. Van Hertem, M. Zaja, and I. Jahn, "Pre-standardisation of Interfaces between DC Circuit Breaker and Intelligent Electronic Device to Enable Multivendor Interoperability," in Cigr'e Aalborg Symposium, Aalborg, Denmark, 4 – 7 June 2019, 18 pages.
- 7) Сенько В.І., Трубіщин К.В., Чибеліс В.І. С31 Інвертори і перетворювачі частоти : монографія — Київ : Видавництво Ліра-К, 2020. — 300 с.
- 8) Y.Y. Tzou, H.J. Hsu, "FPGA realisation of space-vector PWM control IC for three-phase PWM inverters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 12, No 6, pp 953-963, 2015.
- 9) Соїч А.В., Миколаєць Д.А. Керування матричним перетворювачем частоти з використанням геометричного підходу : техн. журнал. Київ : Електронна та Акустична інженерія, №1, 2019. 35-38 с
- 10) Technical Information IGBT-module BSM 100 GB 60 DLC – опис IGBT-модулю BSM 100 GB 60 DLC CHOSA1: Еурес: 2000. 9 с.
- 11) Бутурлакін О.П., Овчаренко В.В., Федак В.В. Методичні рекомендації до виконання розрахунків по оцінці показників надійності радіоелектронної апаратури. – УжНУ, 2001.-56ст.
- 12) Марти Браун. Источники питания, расчет и конструирование.: Пер.с англ.- К.: «МК-Пресс», 2005.-288 с.,ил.

					КМР.АКІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						72
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

13) Белей В.І. ПРОЕКТУВАННЯ АКТИВНОЇ СИСТЕМИ ГАЛЬМУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДА Актуальні питання розвитку науки та освіти: матеріали X Міжнародної науково-практичної конференції м. Львів, 9-10 грудня 2023 року. – Львів: Львівський науковий форум, 2023. –С. 151-153

АКТІТ 2023

АКТІТ 2023

АКТІТ 2023

					КМР.АКТІТ.10749970.01.000 ПЗ	Арк.
						73
Вим	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		