

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Дніпровський національний університет залізничного
транспорту імені академіка В. Лазаряна

Кафедра «Автоматика та телекомунікації»

«ДО ЗАХИСТУ»
Завідувач кафедри

Гаврилюк В.І.

(підпис)

(ПІБ)

2020 р. « »

ДИПЛОМНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня «магістр»

Галузь знань 15 «Автоматизація та приладобудування»

Спеціальність 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології»

Спеціалізація «Автоматика та автоматизація на транспорті»

Тема Дослідження електромагнітної сумісності електрорухомого складу
зі схемами на IGBT транзисторах з пристроями залізничної автоматики

Theme Investigation of electromagnetic compatibility of the schemes on
IGBT transistors with the railway automatics devices

Керівник дипломної роботи _____ доцент _____ Сердюк Т.М.

Студент групи _____ АТ1921 _____ Гайченко Д.Л.

Student _____ АТ1921 _____ Haichenko Dmytro

Дніпро
2020

Дніпровський національний університет залізничного транспорту
імені академіка В. Лазаряна

Кафедра АТ

Спеціалізація

Автоматика та автоматизація на транспорті

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Зав. кафедри

Гаврилюк В.І.

« _____ » 2020 р.

ЗАВДАННЯ

до дипломної роботи на здобуття освітнього ступеню «магістр»

Гайченко Дмитро Леонідович

(прізвище, ім'я та по батькові)

1. Тема роботи

Дослідження електромагнітної сумісності електрорухомого складу

зі схемами на IGBT транзисторах з пристроями залізничної автоматики

Затверджена наказом по університету № 798ст від « 18 » 10. 2019 р.

2. Термін подання студентом закінченої роботи 18.12.2020 р.

3. Вихідні дані до роботи

Електрична тяга змінного струму, номінальна напруга на шинах
ТП Утп = 27,5 кВ, напруга вкінці дільниці Uел = 25кВ,
одноколійна дільниця довжиною L=10 км, електроживлення
однобічне та двобічне, $Z_0 = 100 \text{ Ом} \cdot \text{км}$, $Z_{\text{из}} = 10^5 \text{ Ом} \cdot \text{км}$

Кількість тягових електродвигунів – N=8. Маса поїзда m=2500 т.
Швидкість руху поїзда: v=3...52 км/год

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

<u>Назва розділу</u>	<u>Обсяг %</u>	<u>Кількість креслень</u>
<u>1. Схеми випрямлення на IGBT-транзисторах</u>	<u>25 %</u>	
<u>2. Моделювання роботи схем випрямлення в системі тягового електропостачання</u>	<u>50 %</u>	
<u>3. Моделювання розподілу гармонійних складових тягового струму за фідерною зоною</u>	<u>75 %</u>	
<u>4. Оцінка електромагнітного впливу системи тягового електропостачання на роботу пристроїв сцб</u>	<u>100 %</u>	
<u>5. Захист рейкових кіл від електромагнітних завад</u>		

Студент

Науковий керівник

РЕФЕРАТ

Відомості про об'єм пояснювальної записки: 84 листів, 10 таблиць, 31 рисунок, 24 літературних джерела.

Ключові слова: електромагнітна сумісність, тяговий струм, гармоніка, струм електровозу, схеми випрямлення, IGBT-транзистори.

Завданням дипломної магістерської роботи є дослідження електромагнітної сумісності рухомого складу на IGBT транзисторах з пристроями залізничної автоматики.

В першому розділі проаналізовано схеми випрямлення, їх переваги, недоліки, в тому числі і на IGBT-транзистори.

В другому розділі виконано моделювання роботи схем випрямлення в системі тягового електропостачання, в тому числі коефіцієнту спотворення синусоїдальності кривої напруги на первинній обмотці тягового трансформатору електровозу.

В третьому виконано моделювання розподілу гармонійних складових тягового струму за фідерною зоною.

В четвертому розділі оцінено електромагнітний вплив системи тягового електропостачання на роботу пристроїв СЦБ та зв'язку.

В п'ятому розділі розроблено засоби захисту рейкових кіл від електромагнітних завад.

ЗМІСТ

ВСТУП	8
РОЗДІЛ 1. СХЕМИ ВИПРЯМЛЕННЯ НА IGBT-ТРАНЗИСТОРАХ	10
1.1. Схеми випрямлення- <u>Переваги, недоліки локомотивів</u>	10
	<u>1.1.1.</u>
<u>Тиристорні випрямлячі...</u>	<u>9</u>
	<u>1.1.2.</u>
<u>Випрямлячі з імпульсним перетворенням</u>	<u>12</u>
<u>1.1.3. Імпульсні випрямлячі з природним охолодженням</u>	<u>13</u>
<u>1.1.4. Випрямлячі на IGBT-транзисторах</u>	<u>14</u>
<u>1.2. Схеми випрямлення локомотивів</u>	<u>18</u>
1.2. Схеми випрямлення <u>тягових підстанцій</u> на IGBT транзисторах на <u>тягових підстанціях</u>	36
1.3. Аналіз несправностей схем на IGBT транзисторах <u>та їх вплив на форму кривої на виході випрямляча</u>	42 <u>32</u>
1.4. Висновки <u>по розділу 1 за розділом</u>	54 <u>42</u>
РОЗДІЛ 2. МОДЕЛЮВАННЯ РОБОТИ СХЕМ ВИПРЯМЛЕННЯ В СИСТЕМІ ТЯГОВОГО ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ РОБОТИ СХЕМ ВИПРЯМЛЕННЯ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ	1
	<u>2.1.</u>
<u>Спектральний склад вхідної і вихідної напруги перетворювача на IGBT-транзисторах</u>	<u>36</u>

	<u>2.2.</u>
<u>Моделювання коефіцієнту спотворення синусоїдальності кривої напруги на первинній обмотці тягового трансформатора електровозу</u>	<u>46</u>
	<u>2.3.</u>
<u>Спектральний склад вихідної напруги інвертора</u>	<u>48</u>
	<u>3.</u>
<u>МОДЕЛЮВАННЯ РОЗПОДІЛУ ГАРМОНІЙНИХ СКЛАДОВИХ ТЯГОВОГО СТРУМУ ЗА ФІДЕРНОЮ ЗОНОЮ</u>	<u>53</u>
	<u>3.1.</u>
<u>Однобічне електропостачання дільниці</u>	<u>53</u>
	<u>3.2.</u>
<u>Двобічне електропостачання дільниці</u>	<u>60</u>
<u>4. ОЦІНКА ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ВПЛИВУ СИСТЕМИ ТЯГОВОГО ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ НА РОБОТУ ПРИСТРОЇВ СЦБ</u>	<u>64</u>
<u>5. ЗАХИСТ РЕЙКОВИХ КІЛ ВІД ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД</u>	<u>72</u>
<u>2.1. Моделювання роботи однофазних схем випрямлення в PROTEUS</u>	<u>1</u>
<u>2.1.1. Розробка лабораторного стенду для імітаційного моделювання керування швидкістю обертання ротору (якорю) тягових двигунів електровозів постійного струму за допомогою однофазної однонапівперіодної схеми випрямлення для регулювання швидкості</u>	<u>1</u>
<u>2.1.2. Розробка лабораторного стенду для імітаційного моделювання переводу стрілочного електроприводу та тягових двигунів електровозів постійного струму за допомогою однофазної мостової схеми випрямлення для регулювання швидкості</u>	<u>9</u>

2.1.3. Розробка лабораторного стенду для імітаційного моделювання перетворювача частоти з трифазним інвертором і широтно-імпульсною модуляцією	13
2.2. Висновки по розділу 2	18
РОЗДІЛ 3. АНАЛІЗ ВПЛИВУ ГАРМОНІК ТЯГОВОГО СТРУМУ НА РОБОТУ РЕЙКОВИХ КІЛ	42
3.1. Вплив гармонік тягового струму на тягових підстанціях	42
3.1.1. Виявлення завад в системі автоматичної локомотивної сигналізації	42
3.1.2. П'ятнадцяти відсоткова параметрична несиметрія силових кіл випрямляча.	50
3.1.3. Вплив несиметрії живлячої напруги на рівень гармонійної складової 50 Гц, при параметричній несиметрії силових кіл випрямляча	51
3.1.4. Величина гармоніки 50 Гц в тяговому струмі при 100% параметричній несиметрії	52
3.1.5. Величина гармонійної складової 50 Гц в тяговій мережі при 100% параметричній несиметрії та наявності згладжуючого пристрою (ЗП)	53
3.2. Гармонійні завади які виникають в тягових двигунах	54
3.3. Дослідження гармонійного складу тягового струму	56
3.4. Висновки по розділу 3	59
РОЗДІЛ 4. МЕТОДИ ЗАХИСТУ РЕЙКОВИХ КІЛ ВІД ЗАВАД ТЯГОВОГО СТРУМУ	62
4.1. Удосконалення та модернізація фільтрів тягових підстанцій.	62
4.1.1. Модернізація фільтра за допомогою установки додаткового резонансного контуру на частоту 50 Гц.	73

4.1.2. Модернізація фільтру ТП на основі активної приставки до фільтру.	76
4.2. Виявлення електромагнітних завад та завад тягового струму	77
4.3. Висновки по розділу 4	79
ВИСНОВКИ	81 <u>5</u>
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	83
ДОДАТОК А	86
ДОДАТОК Б	91
ДОДАТОК В	91

ВСТУП

Основними елементами в модулях є IGBT транзистори, виготовлені за NPT (Non punch through) технології. IGBT - транзистори, виготовлені за цією технологією, мають високу стійкість, практично прямокутною областю безпечної роботи, що забезпечує надійну роботу приладів при граничних загрузках по струму і напрузі. Ці транзистори мають позитивний температурний коефіцієнт напруги насичення, що дозволяє успішно використовувати IGBT- модулі в паралельних з'єднаннях. Особливістю російських модулів є низький час спаду струму при виключенні, а також дуже низькі і практично не залежать від температури залишкові струми. Це особливо важливо при роботі транзисторів на високих частотах.

Модулі виконуються по одне - (серія МДТКІ) і двохключового (М2ТКІ) схемами, а також за схемою переривника струму (чопера - серія МТКІД). Транзистори шунтуються діодами зворотного струму, в якості яких використовуються швидковідновлювані діоди з "м'яким" відновленням (FRD діоди).

IGBT-модулі першого конструктивного виконання (ширина модуля 34 мм) розраховані на струми 25, 50 і 75 А і призначені для інверторів потужністю від 2 до 15 кВт. Модулі другого конструктивного виконання (ширина модуля 62 мм) розраховані на струми 100, 150 і 200 А і застосовуються в інверторах потужністю від 20 до 60 кВт. І найпотужніші в цьому ряду IGBT- модулі третього виконання (ширина 62 мм) на струми 200, 320 і 400 А можуть застосовуватися в інверторах потужністю від 60 до 200 кВт.

Сучасні IGBT-модулі знаходять сьогодні широке застосування при створенні некерованих і керованих випрямлячів, автономних інверторів для живлення двигунів постійного і змінного струму середньої потужності, перетворювачів індукційного нагріву, зварювальних апаратів, джерел безперебійного живлення, побутової та студійної техніки.

Особливу роль IGBT-модуля грають в розвитку залізничного транспорту. Застосування цих перспективних приладів в тяговому перетворювачі дозволило

підвищити частоту перемикання, спростити схему управління, мінімізувати завантаження мережі гармоніками і забезпечити гранично низькі втрати в обмотках трансформатора і дроселів [1,2].

На сьогоднішній день IGBT як клас приладів силової електроніки займає і буде займати домінуюче становище для діапазону потужностей від одиниць кіловат до одиниць мегават. Подальший розвиток IGBT пов'язано з вимогами ринку і буде йти по шляху: підвищення діапазону граничних комутованих струмів і напруг (одиниці кілоампер, 5-7 кВ); підвищення швидкодії; підвищення стійкості до перевантажень і аварійним режимам; зниження прямого падіння напруги; розробка нових структур з густиною струмів, що наближаються до тиристорних; розвитку "інтелектуальних" IGBT (з вбудованими функціями діагностики та захистів) і модулів на їх основі; створення нових високонадійних корпусів; підвищення частоти і зниження втрат SiC бистровосстановлюваних зворотних діодів; застосування прямого водяного охолодження для виключення з'єднання підставу – охолоджувач; дозволяють використовувати стандартну конструкцію модуля і системи охолодження, забезпечують найвищий рівень надійності в експлуатації, надаючи наступний рівень продуктивності сучасних IGBT модулів.

РОЗДІЛ 1. СХЕМИ ВИПРЯМЛЕННЯ НА IGBT-ТРАНЗИСТОРАХ

1. Схеми випрямлення. Переваги, недоліки

Існують такі тенденції в розвитку енергетики транспорту, зберігання і переробки електроенергії: як зміна кількості і потужності споживачів (включаючи засоби контролю і автоматизації), що підключаються до енергомереж і систем постійного струму. Отже необхідно сформулювати вимоги до наступного етапу розвитку, на якому системи постійного струму повинні швидко і ефективно реагувати на будь-які зовнішні і внутрішні технологічні зміни. При цьому актуальними залишаються зручність експлуатації, екологічність і безпека.

Сучасні технологічні об'єкти вже відрізняються високим рівнем автоматизації всіх своїх вузлів. Сукупність елементів, об'єднаних інформаційно-керуючою системою в складі об'єкта, забезпечує надійне енергопостачання і повністю автоматизовану роботу навіть в умовах відсутності штатного обслуговуючого персоналу за рахунок зв'язку з єдиною інформаційною диспетчерською мережею.

Високий ступінь автоматизації таких об'єктів та їх автономність породжують підвищені вимоги як до надійності всього об'єкта в цілому, так і до стійкості всіх складових вузлів і елементів окремо. Ці вимоги виконуються, по-перше, на конструктивному рівні за рахунок схемних рішень, а по-друге, за рахунок установки на об'єкті більш надійних пристроїв. Наслідком високого ступеня автоматизації є також наявність великої кількості мікропроцесорних пристроїв захистів і телеметрії, які потребують хорошої якості та надійності електроживлення, що в свою чергу формує особливі вимоги до оперативного струму в їх складі. Отже, для таких об'єктів систему постійного струму слід розглядати як елементарну базову комірку, обладнання якої повинно дозволити вбудовувати її в загальну систему захистів.

Вимоги до систем постійного струму з боку найбільш важливих електроспоживачів особливо важливої групи першої категорії:

- висока надійність електроживлення;
- високий ККД;
- точність стабілізації вихідної напруги в режимі підтримуючого заряду не гірше, ніж в 1%;
- пульсації напруги при роботі зарядного пристрою (ЗУ) на повне навантаження системи постійного струму при відключеній акумуляторній батареї не повинні перевищувати $0,05 U_{ном}$;
- відсутність необхідності в частому технічному обслуговуванні, налаштуванні, регулюванні;
- підтримка протоколів MEK 61850, MEK 870-5-104, Modbus RTU;
- дистанційний контроль і керування системою.

Основні експлуатаційні характеристики систем постійного струму визначаються зарядно-випрямними пристроями, до яких висуваються високі вимоги [1-3].

В даний час існує три основні види випрямлячів:

- тиристорні випрямлячі;
- імпульсні випрямлячі з високочастотним перетворенням;
- випрямлячі на базі IGBT-транзисторів.

При цьому тиристорна технологія вважається класичною, а імпульсні та IGBT-випрямлячі – новітніми.

1.1.1. Тиристорні випрямлячі

На сьогодні найбільш широко застосовуються тиристорні випрямні системи (рис. 1.1), які зарекомендували себе як надійні і прості в експлуатації.

Переваги тиристорних випрямлячів:

- висока стійкість до перенапруг на вході і перевантажень на виході;
- наявність гальванічної розв'язки між ланками постійного і змінного струму;
- висока стійкість до зовнішніх впливів;

- простота в обслуговуванні;
- природне охолодження.

На рис.1.1 показана схема трифазна мостова схема керованого випрямляча (шестипульсова). Для керування тиристорами використовується схема «система імпульсно-фазового управління» (СІФУ). Ця система здійснює регулювання і стабілізацію напруги. Даний випрямляч побудований за такою прямою схемою, що не передбачає перетворення частоти змінного струму. Принцип роботи тиристорних випрямлячів, побудованих за такою схемою, заснований на тому, що зрізає частини синусоїди в проміжках між певними значеннями фази (кутами відсічення). В результаті на вихід випрямляча надходить лише частина електроенергії.

Часова діаграма вихідної напруги тиристорного трифазного шестипульсового випрямляча показана на рис. 1.2. На виході такого випрямляча спостерігаються значні пульсації напруги амплітудою, не менше 14% від номінальної напруги і частотою 50 Гц. Недоліком тиристорів є їх інерційність. При подачі керуючого імпульсу провідна зона спочатку утворюється поблизу межі керуючого електрода і вже потім поширюється по площі структури зі швидкістю 0,03 ... 0,1 мм / с. За час комутації відбувається нагрів тиристора. При нагріванні кристала тиристора понад 70°C можливо його самостійне спрацьовування без керуючого імпульсу. Тому тиристори вимагають ефективного відводу тепла. Через складні охолоджуючі системи тиристорні випрямлячі для гальваніки представляють собою, як правило, громіздкі пристрої, виконані у вигляді підлогових шаф.

Резервування випрямляча здійснюється шляхом установки такого ж пристрою, відповідно вартість і займана площа збільшуються вдвічі. Слід зазначити, що сучасні системи управління тиристорними випрямлячами не поступаються аналогічним системам випрямлячів нового покоління і забезпечують найвищу якість управління, яке можливо при використанні даної технології.

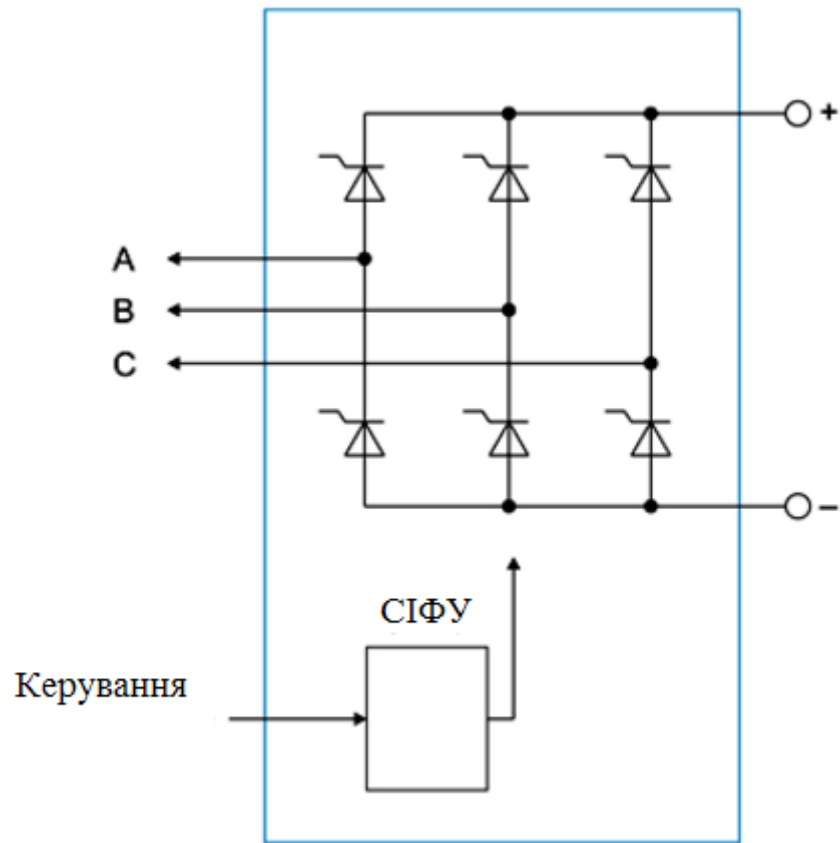


Рис. 1.1. Тиристорний випрямляч, виконаний за прямою схемою

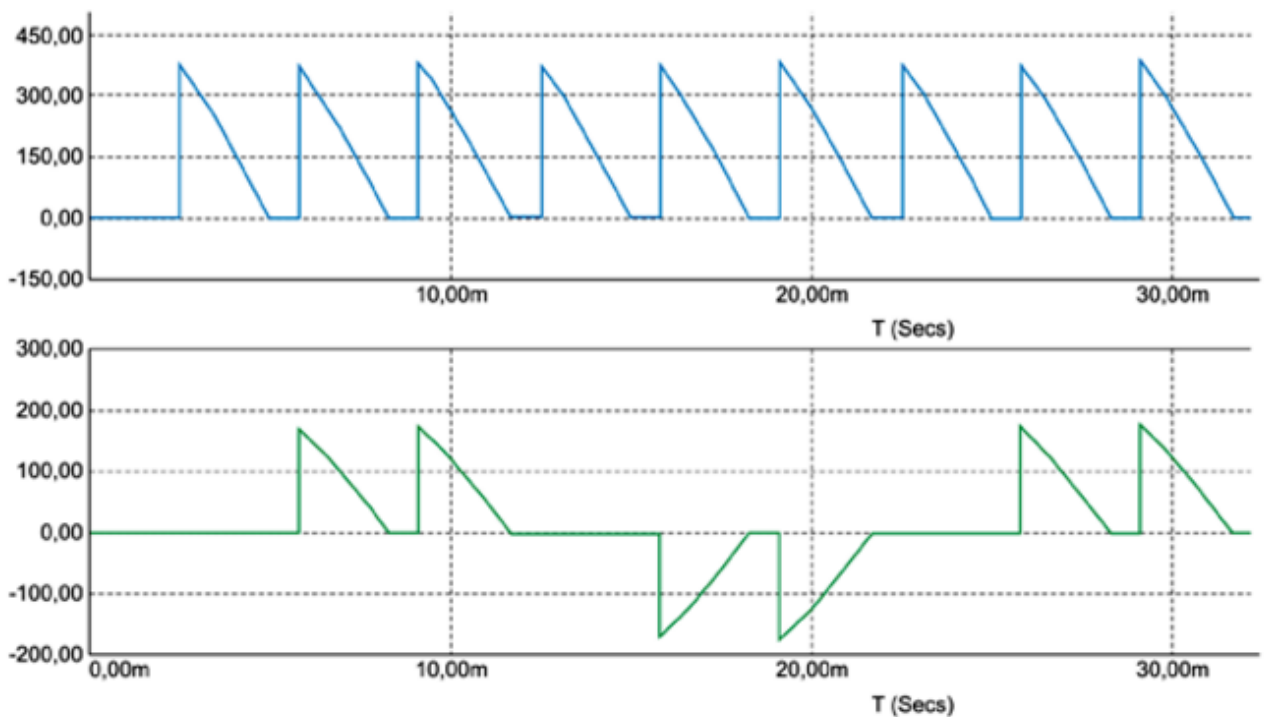


Рис.1.2. Часові діаграми напруги на виході керованого трифазного шести пультсового випрямляча (синя крива) і струму на одній фазі (зелена крива)

Інші недоліки керованих випрямлячів на тиристорах: великі габарити; велика вага; висока спотворення синусоїдальності мережі живлення (до 27% у 6-пульсної схеми випрямлення); високі пульсації вихідної напруги постійного струму (близько 5% від середньоквадратичного значення без підключення акумуляторної батареї); низькі динамічні характеристики; коефіцієнт потужності 0,7-0,86.

Разом з тим перераховані вище переваги тиристорних систем дозволяють випрямлячів на тиристорах зберігати конкурентоспроможність і займати найважливіше місце на ринку зарядних пристроїв.

1.1.2. Випрямлячі з імпульсним перетворенням

Імпульсні випрямлячі, структурна схема якого дана на рис. 1.3, виконуються по MOSFET-технології і є двоступеневим перетворювальним пристроєм. Напруга мережі з частотою 50 Гц надходить на двухполуперіодний міст, на виході якого утворюється напруга 220 В частотою 100 Гц. Далі ця напруга подається на бустер на MOSFET-транзисторах, в якому відбувається перетворення випрямленої напруги в імпульсне 400 В з частотою 33 кГц і більше. Після понижувального трансформатора імпульсна напруга випрямляється і згладжується за допомогою LC-фільтра, що зменшує гармоніки на виході випрямляча. Зворотній зв'язок реалізовано на операційному підсилювачі, сигнал забезпечується гальванічною розв'язкою за допомогою оптоелектронної пари і надходить на контролер широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), який управляє бустером і автоматично регулює вихідні параметри випрямляча. Головною перевагою схеми є висока стабілізація вихідних параметрів і їх незалежність від навантаження, а також висока швидкість реагування на зміну навантаження.

Інші переваги випрямлячів з імпульсним перетворенням: компактні габарити; невелика вага; невелике спотворення синусоїдальности мережі живлення (близько 7%); низькі пульсації по виходу (менше 0,1% без додаткового фільтра); високі динамічні характеристики; коефіцієнт потужності

0,99; легка заміна модулів (технологія «гарячого включення» - hot plug); легка розширюваність системи за допомогою установки додаткових модулів.

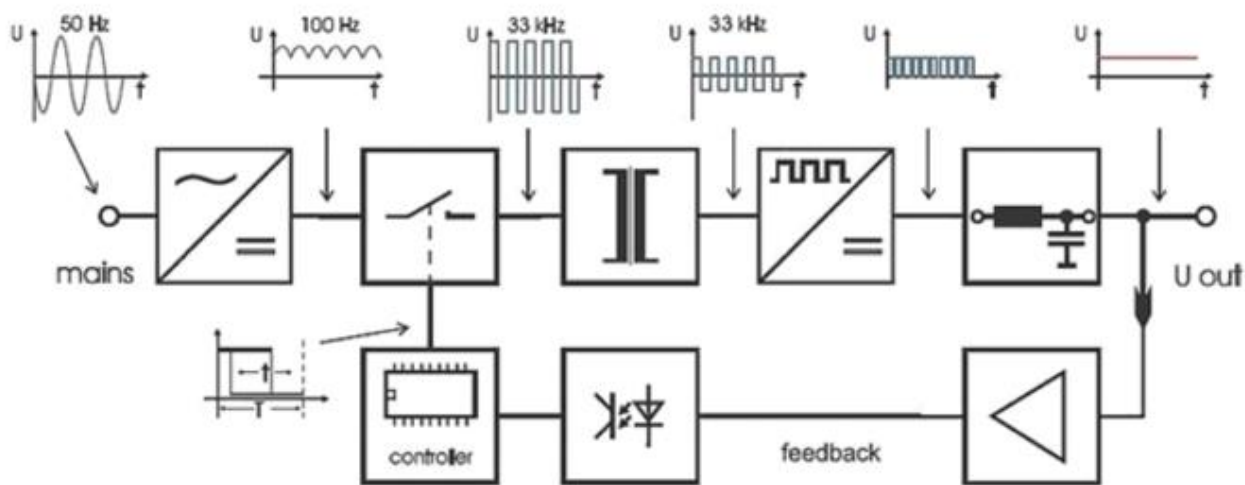


Рис.1.3. Структурна схема випрямляча з імпульсним перетворенням

1.1.3. Імпульсні випрямлячі з природним охолодженням

На жаль, основною особливістю умов роботи потужних систем випрямлення є широкий діапазон температурних перепадів і висока запиленість. Таким чином при проектуванні таких випрямлячів необхідно дотримуватися особливих вимог до обладнання: відсутність рухомих частин, наприклад вентиляторів. При цьому пристрої пізніх поколінь, виконані на основі напівпровідників IGBT або MOSFET, мають більш високі термонавантажені вузли і, як правило, оснащуються вентиляторами для забезпечення достатнього тепловідведення. Крім того, пристрої модульного типу мають таке конструктивне виконання, що ускладнює застосування безвентиляторних пристроїв [1].

Спеціально для використання в таких умовах завод "Беннінг" розробив нову серію модульних випрямлювальних систем ТЕВЕСНОР 4000, які виконані на сучасній елементній базі, але при цьому відрізняються від багатьох існуючих на ринку модульних пристроїв тим, що охолоджуються за допомогою природної конвекції, в їх складі немає вентиляторів.

Оскільки сторонні речовини не можуть активно проникати всередину приладу (як у пристроїв з примусовою вентиляцією), дані випрямні системи придатні для застосування в критичних умовах навколишнього середовища. Знижуються витрати на експлуатацію, технічне обслуговування та регулярну заміну вентиляторів. ККД модулів ТЕВЕСНОР 4000 досягає значення 93% в широкому діапазоні навантажень. Високий показник ККД в широкому діапазоні навантажень дозволяє скоротити втрати електроенергії в штатних режимах роботи. Завдяки високій енергоефективності серії ТЕВЕСНОР 4000 істотно знижується споживання електроенергії і скорочуються експлуатаційні витрати і загальна вартість обладнання.

1.1.4. Випрямлячі на IGBT-транзисторах

Інша інноваційна технологія випрямлячів - їх побудова на основі так званих біполярних транзисторів з ізольованим затвором, тобто IGBT-транзисторів (рис. 1.4). При всій схожості IGBT- і MOSFET-технологій області їх застосування розрізняються: так, MOSFET доцільно застосовувати при потужностях одиничного перетворювача до 5 кВт, тобто в типорозмірах модульних перетворювачів. IGBT-технології краще застосовувати для електроживлення споживачів великої потужності. Крім того, за рахунок більш лінійної, ніж при застосуванні MOSFET, характеристики перемикання транзистора відбувається зменшення номера гармоніки як на вході, так і на виході випрямляча. На вході випрямляча тиристорний ключ служить для захисту від коротких замикань і обмежує величину стрибка струму на трансформатор. Після трансформатора напруга подається на IGBT-бустер – випрямляч, що перетворює змінну напругу в постійну. Бустер, як і тиристорні ключі, управляється за допомогою мікроконтролера, який в реальному часі відстежує зміну вихідної напруги випрямляча і стан навантаження (величину вихідного струму) і за допомогою ШІМ-перетворення впливає на бустер.

Резервування таких випрямлячів можливо забезпечити за допомогою установки двох систем, які будуть працювати в режимі поділу навантаження.

Переваги випрямлячів на IGBT-транзисторах:

- менший час переходу транзистора із «відкритого» стану в «закритий» і навпаки ніж в інших схемах;
- можливість використання в потужних інверторах з робочою частотою до 30кГц;
- хороша керованість;
- низькі пульсації (менше 1% без додаткового фільтра);
- прекрасні динамічні характеристики;
- коефіцієнт потужності 0,99 при навантаженні від 25 до 100%;
- невелике спотворення синусоїдальності мережі живлення (менше 5 при номінальному навантаженні);
- компактна конструкція, невеликий обсяг.

До недоліків IGBT-технології слід віднести перш за все високу термонавантаженість окремих вузлів і елементів установки, що посилює вимоги до системи охолодження.

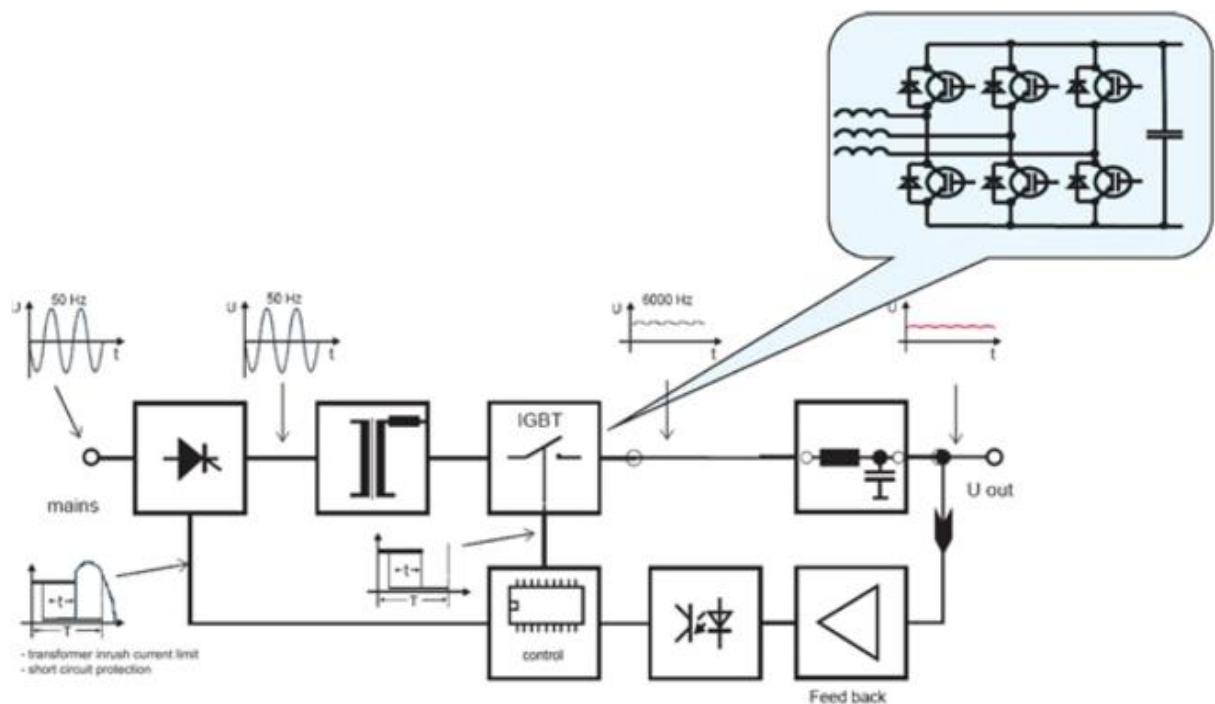


Рис.1.4. Структурна схема випрямляча на транзисторах

Порівняльні характеристики типових трифазних випрямлячів на IGBT – транзисторах з $U_{ном} = 380$ В дано в табл.1.1.

Характеристики типових випрямлячів на IGBT – транзисторах

Найменування	НВА ТЕ1 – 800/24Т	IMPGold UNIV – 800A/12V	НВА ТВ1 – 800/24Т	<u>NEON</u> <u>ИПГ-</u> <u>12/1500-380</u>
Елементна база	<u>Тиристори</u>	<u>IGBT</u>	<u>Тиристори</u>	<u>IGBT</u>
Тип охолодження	<u>Водяне</u>	<u>Примусове</u> <u>повітряне</u>	<u>Водяне</u>	<u>Примусове</u> <u>повітряне</u>
Вихідна напруга, В	<u>2,4...24</u>	<u>0...12</u>	<u>0...12</u>	<u>1...12</u>
<u>Вихідний струм,</u> <u>А</u>	<u>80...800</u>	<u>0...800</u>	<u>160...1600</u>	<u>15...1500</u>
ККД, %	<u>78</u>	<u>87</u>	<u>78</u>	<u>88</u>
Коефіцієнт потужності $\cos\varphi$	<u>0,85</u>	<u>0,86</u>	<u>0,85</u>	<u>0,86</u>
<u>Коефіцієнт</u> <u>пульсацій</u> <u>Ступінь</u> <u>захисту</u>	<u>=</u>	<u>2%</u>	<u>=</u>	<u>5%</u>
<u>Ступінь захисту</u>	<u>=</u>	<u>IP32</u>	<u>=</u>	<u>IP54</u>
Розміри, мм	<u>1000x600x1740</u>	<u>470x410x450</u>	<u>1000x600x1740</u>	<u>720x510x670</u>
Маса, кг	<u>440</u>	<u>41,5</u>	<u>470</u>	<u>120</u>

Вибір напруги випрямляча, який зібрано за схемою Ларіонова розраховується так:

$$U_B = \sqrt{2} \cdot U_{\text{лин}} \quad (1.1)$$

де $U_{\text{лин}}$ – лінійна напруга живлення.

Для побудови інверторного перетворювача зазвичай використовується однофазна чи трифазна мостова схема. Величини максимальної напруги, з якою може працювати IGBT-транзистор, утворюють ряд фіксованих значень.

Слід мати на увазі, що максимальна сила струму на виході вторинного випрямляча буде в одиниці-десятки разів більше, ніж сила струму, що протікає через IGBT-транзистор, оскільки після інвертора стоїть понижуючий трансформатор.

Розглянемо IGBT-модулі в якості основи для побудови інверторного перетворювача. Втрати при перемиканні IGBT зростають при зростанні температури кристала. При перевантаженні IGBT-модуль нагрівається і втрати ще більш зростають. Для запобігання виходу випрямляча з ладу на IGBT-модулі встановлюють датчики температури (до багатьох модулів вони вже вбудовані). При перевищенні певного значення температури випрямляч вимикається до повного охолодження. З точки зору надійності оптимальним варіантом для гальваніки є IGBT-модулі виробництва компанії Infineon Technologies, засновані на технології IGBT4. Унікальною особливістю IGBT, використовуваних в цих модулях, є нормування втрат перемикання при максимально допустимій температурі кристала 150° С. Це дозволяє розрахувати систему охолодження таким чином, щоб практично повністю виключити аварійне відключення випрямляча через перегрів елементів інвертора.

Іншими перевагами, специфічними для серії IGBT4, є висока швидкість і малі втрати при комутації. Цього вдалося досягти завдяки застосуванню фірмової технології TrenchStop. У такого транзистора дрейфова N-зона виконується в основній пластині, яка має необхідну товщину і рівень легування, а тонкі буферний шар N +, нижній емітер P + і верхня MOSFET-структура реалізуються локальним легируванням з точно витриманими оптимальними параметрами. Така структура стала можливою завдяки новим технологічним рішенням, що дозволив працювати з пластинами кремнію товщиною в кілька разів менше, ніж товщина стандартних підкладок [3]. До того ж, застосування легування замість епітаксialного нарощування знизило технологічний розкид, що і дозволило унормувати параметри на підвищеній температурі. В рамках серії IGBT4 найбільшу швидкість має модифікація E4. До речі, вона рекомендована виробником для зварювальних апаратів, тобто її можна використовувати і в випрямлячах для гальваніки. Переважно використання варіанту в корпусі EconoDUAL 3 (рисунок 6), так як він має поліпшену тепловіддачу і вбудований датчик температури, що підвищує

надійність системи. Крім цього, даний корпус має низьку паразитну індуктивність елементів, що важливо для потужного інвертора [2].

1.2. Схеми випрямлення локомотивів

Особливе місце в системі автоматичного управління (САУ) на основі векторного способу управління асинхронним двигуном (АД), займають з прямим управлінням моменту, які в даний час викликають інтерес у розробників і дослідників у багатьох країнах світу [3]. Такі системи прямого управління моментом отримали назву (DIRECT TORQUE CONTROL (DTC)). Найбільшого поширення на нашому ринку отримали комплектні електроприводи типу ACS 600, ACS 800 і ACS 1000, ACS 2000, випущених фірмою АВВ. Ці електроприводи відпрацьовують стовідсотковий стрибок завдання моменту за 1-2 мс, забезпечують точне регулювання моменту при низьких частотах, включаючи і нульову швидкість, забезпечують точність підтримки кутової швидкості на рівні 10% ковзання асинхронного двигуна (АД) без використання датчика частоти обертання і 0,01% -з використанням датчика.

Системи DTC мають ряд характерних ознак, які різко відрізняють їх від інших систем на основі векторного управління:

- наявність в системі релейних гістерезисних регуляторів магнітного потоку статора і електромагнітного моменту АД;
- наявність в системі електронної моделі двигуна для обчислення керованих координат (потокосцеплення статора двигуна, електромагнітного моменту двигуна, а також частоти обертання ротора двигуна для бездатчикових систем)
- наявність табличного (матричного) обчислювача відносного вектора напруги двигуна;
- відсутність в явній вираженій формі регуляторів статора двигуна;

- наявність ідентифікатора фазового сектора, в якому в поточний момент часу знаходиться вектор потокозчеплення статора двигуна;
- відсутність програмної широтно-імпульсної модуляції вихідної напруги перетворювача частоти.

В електроприводі з перетворювачами частоти ACS 2000 є можливість зміни законів управління в залежності від розв'язуваної задачі. Реалізуються закони частотного і розривного керування режимами АД. Основною відмінністю систем DTC-управління є те, що в системі DTC кожне перемикання силового транзисторного ключа інвертора визначається релейним регулятором із зоною нечутливості, виходячи з поточних значень магнітного потоку і обертового моменту.

Основні властивості САУ, що оптимізуються з використанням методів DTC-управління:

- системи з ковзними режимами є реалізацією глибокого зворотного зв'язку за регульованими координатами.
- порядок рівняння руху в ковзному режимі знижується.
- САУ зі змінним режимом груба до неточності інформації про постійні часу і коефіцієнта посилення, а також до збурень.

Використання методів розривного керування зі змінним режимом для побудови ідентифікаторів стану зумовлює такі їх властивості, як висока точність, швидкодію і інваріантність до змін параметрів об'єкта і збурень.

Система керування електроприводом, синтезована із застосуванням методів, що враховують нелінійний характер об'єкта управління і дискретний характер процесів в силовому перетворювачі, забезпечує:

- спрощення алгоритму синтезу через відсутність необхідності організації сигналів, що компенсують внутрішні перехресні зворотні зв'язки об'єкта;
- інваріантність до зовнішніх і параметричних збурень, завдяки чому просто вирішуються проблеми ідентифікації постійної часу ротора і точності кутового положення опорного вектора ψ_r ;

- злиття завдань організації САУ частотно-керованим електродвигуном і ШІМ- управлінням автономним інвертором.

На рис.1.4-5 наведено блок-схема перетворювача з реалізацією DTC - управління.

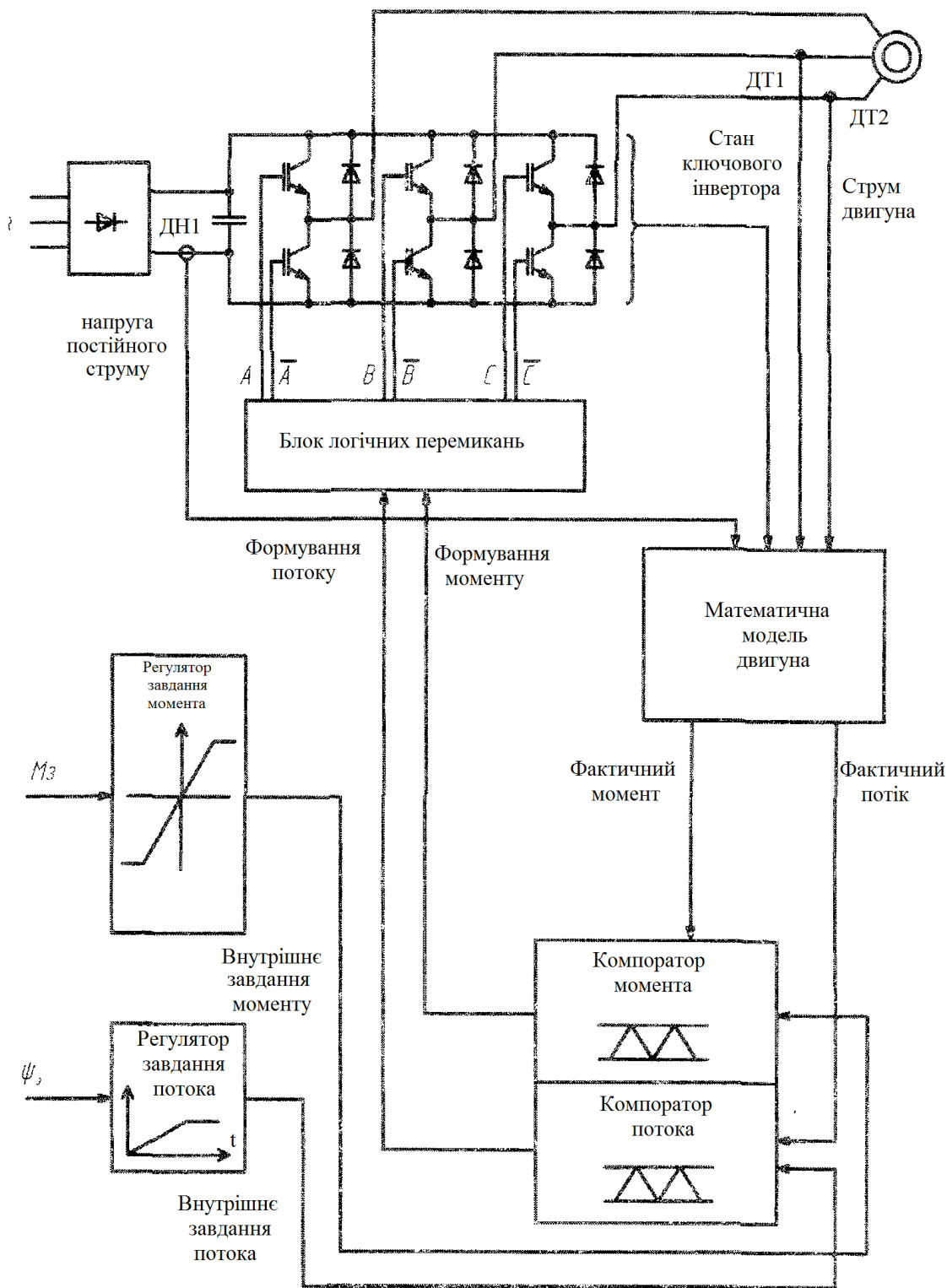


Рис. 1.5. Блок-схема перетворювача частоти з реалізацією алгоритму DTC

Завдання частоти обертання ротора подається на вхід задатчика інтенсивності, який забезпечує сталість прискорення при розгоні. Як і в класичній системі векторного керування при синтезі контуру регулювання швидкості на виході регулятора швидкості, доцільна установка аперіодичного фільтра першого порядку. Залежно від вимог до статичної похибки в усталеному режимі в контурі швидкості без суттєвої похибки замість П І Д - регулятора швидкості може бути використаний П І - регулятор. У регуляторі швидкості порівнюється задане значення частоти обертання ротора з поточним розрахунковим значенням і формується завдання на електромагнітний момент. На виході регулятора швидкості встановлюється ланка обмеження величини електромагнітного моменту.

У релейних регуляторах моменту і потокозчеплення порівнюються задані значення регульованих величин з їх значеннями, оціненими за допомогою спостерігача, і формуються сигнали для блоку вибору вектора напруги, який і керує ключами інвертора. Управління ключами ведеться з урахуванням поточного кута потоку статора ψ_s . Для досягнення бажаного значення частоти комутації ключів характеристики релейних регуляторів потокозчеплення і моменту повинні містити гістерезисний допуск, регульований в залежності від поточної частоти обертання магнітного поля.

Найбільш важливою частиною системи DTC- управління є адаптивний спостерігач регульованих координат, а саме, моменту, потокозчеплення і частоти обертання. Ці координати можуть бути отримані на підставі інформації про поточні значення струму і напруги статора, причому напруга статора визначається в блоці обчислення напруги на підставі інформації про напругу ланки постійного струму U_d перетворювача частоти і поточному номері вектора напруги N_4 . Оцінки зазначених величин можуть бути виконані на підставі наступних рівнянь (1.1 – 1.4) :

$$\psi_s = \int (U_s - i_s * R_s) dt \quad (1.1)$$

$$\psi_r = \frac{L_r}{L_m} * (\psi_s - \sigma * L_s * i_s) \quad (1.2)$$

$$M_y = \frac{3}{2} * p_n * (\psi_{sx} * i_{sy} - \psi_{sy} * i_{sx}) \quad (1.3)$$

$$\omega_r = \omega_0 - \frac{2}{3p_n} * R_r * \frac{M_y}{\psi_r^2} \quad (1.4)$$

Частота обертання ротора, обчислюється на підставі обчислення частоти обертання магнітного поля, яка дорівнює кутовій частоті обертання вектора потокозчеплення ротора. Для виконання такого обчислення необхідно диференціювати кут повороту вектора потокозчеплення ротора. Контур регулювання швидкості при цьому працює з періодом дискретності істотно, в десятки разів, що перевищує період дискретності контурів регулювання потокозчеплення і електромагнітного моменту двигуна. Для підвищення точності оцінки ω_0 розроблений алгоритм лінійної апроксимації значень кута потокозчеплення ротора, накопичених за крок обчислень в контурі регулювання швидкості. Алгоритм заснований на виділенні лінійної складової шляхом мінімізації середньоквадратичної помилки. Це дозволяє знизити вимоги до фільтрації сигналу швидкості без внесення в систему додаткового запізнювання, чим досягається підвищення швидкодії системи в цілому.

Через використання операції інтегрування при обчисленні потокозчеплення статора система дуже чутлива до значення активного опору статора $R_s R_s$, так як операція інтегрування призводить до неакопичуваної помилки. Неточність оцінки активного опору ротора $R_r R_r$ в даній системі, навпаки, не робить істотного впливу на роботу контурів регулювання потокозчеплення і електромагнітного моменту, проте впливає на точність обчислення швидкості. Чутливість системи до значень індуктивностей двигуна невелика.

Найбільш важливим завданням для системи DTC - управління є оцінка потокозчеплення статора двигуна. Саме її точність визначає як працездатність системи, так і якість регулювання. Як показано в, спостерігач потокозчеплення, побудований з поступовим зниженням дози, в більшості випадків непрацездатний. Для забезпечення працездатності системи необхідно використовувати алгоритми адаптації, так як при неузгодженості оцінки активного опору статора $R_s - R_s$ і його діючого значення система втрачає стійкість внаслідок накопичення помилки. Для вихідної оцінки параметрів асинхронного двигуна запропоновано використовувати режим попередньої ідентифікації, в ході якого визначаються активні опори й індуктивності обмоток двигуна. Метод заснований на підключенні обмоток до джерела постійного струму і не вимагає відключення двигуна від механізму.

Основні елементи схеми:

1) Блок регуляторів і компараторів моменту і потоку, реалізований на швидкодіючих DSP-мікропроцесорах, де здійснюється регулювання в ковзному режимі вектора $\psi_s - \psi_s$, потокозчеплення статора і моменту MM двигуна за значеннями ввідних в нього заданих і дійсних величин.

2) Модель асинхронного двигуна, в якій через кожні 25 мкс здійснюється обчислення потоку статора і моменту по введеній інформації: струмів двох фаз статора електродвигуна, напрузі ланцюга постійного струму і положенню ключів автономного інвертора напруги (АІН). Модель двигуна формує сигнали зворотних зв'язків за регульованими параметрами.

3) Блок логічних перемикачів - швидкодіючий логічний автомат, що перемикає ключі автономного інвертора в функції «оптимізації» вектора вихідної напруги АІН по граничним відхиленням моменту і потоку статора, що визначаються відповідними настройками петлі гістерезису, Таким чином, організація ШІМ- управління здійснюється в функції заданих змінних електромагнітного стану електродвигуна.

Блок формування імпульсів і блок автономного інвертора-ШІМ розташовані вертикально для зручності роботи з ними. У нижній частині блоку формування імпульсів розташована фальшпанель з кнопкою включення живлення блоку, гніздами для контролю формування сигналів. На фальшпанелі зображена мнемосхема блоку. За фальшпанелью розташоване джерело живлення блоку. У лівій частині блоку розташовані генератори пилкоподібної, синусоїдальної, косинусоїдальної напруги. У центральній частині знаходяться блоки множення-ділення, суматори. На задній стінці блоку розташовані гніздо для підведення напруги 220 В для джерела живлення і гніздо стандарту RJ-45 для передачі сигналів на блок автономного інвертора - ШІМ.

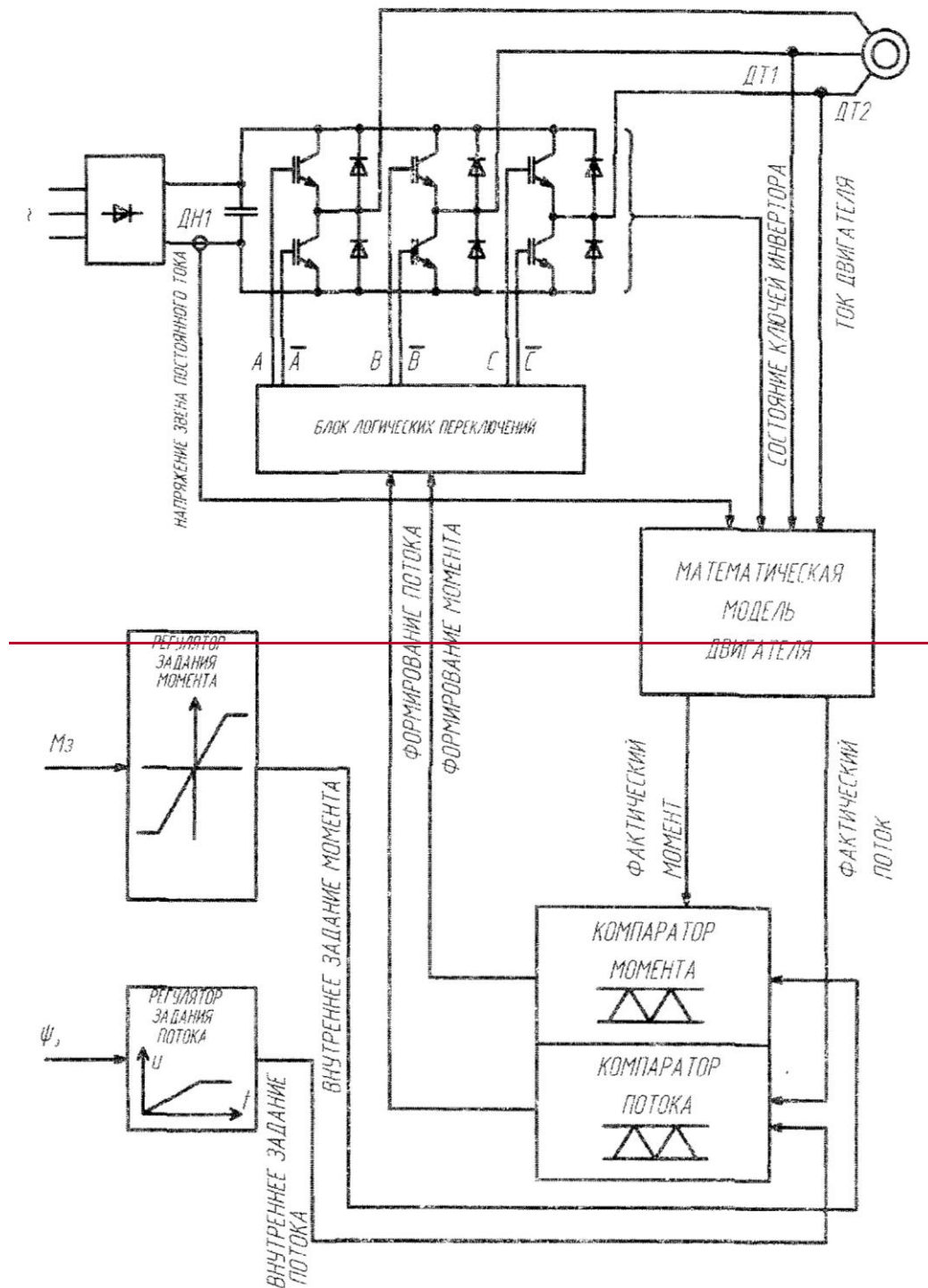


Рис. 1.1. Блок-схема перетворювача частоти з реалізацією алгоритму DTC

2) Модель асинхронного двигуна, в якій через кожні 25 мкс здійснюється обчислення потоку статора і моменту по введений інформації: струмів двох фаз статора електродвигуна, напрузі ланцюга постійного струму і положенню ключів автономного інвертора напруги (АН). Модель двигуна формує сигнали зворотних зв'язків за регульованими параметрами.

3) Блок логічних перемикачів — швидкодіючий логічний автомат, що перемикає ключі автономного інвертора в функції «оптимізації» вектора вихідної напруги АІН по граничним відхиленням моменту і потоку статора, що визначаються відповідними настройками петлі гістерезису. Таким чином, організація ШІМ управління здійснюється в функції заданих змінних електромагнітного стану електродвигуна.

Блок формування імпульсів і блок автономного інвертора ШІМ розташовані вертикально для зручності роботи з ними. У нижній частині блоку формування імпульсів розташована фальшпанель з кнопкою включення живлення блоку, гніздами для контролю формування сигналів. На фальшпанелі зображена мнемосхема блоку. За фальшпанелью розташоване джерело живлення блоку. У лівій частині блоку розташовані генератори пилкоподібної, синусоїдальної, косинусоїдальної напруги. У центральній частині знаходяться блоки множення ділення, суматори. На задній стінці блоку розташовані гніздо для підведення напруги 220 В для джерела живлення і гніздо стандарту RJ-45 для передачі сигналів на блок автономного інвертора ШІМ.

У верхній частині блоку автономного інвертора - ШІМ розташована фальшпанель з мнемосхемою блоку. На мнемосхемі виведені гнізда для контролю вхідних сигналів на драйвери. У нижній частині розташовані драйвери і модуль транзисторів IGBT. Драйвери необхідно розташовувати якомога ближче до модуля транзисторів IGBT для виключення дії паразитної індуктивності, що виникає при збільшенні довжини зв'язуючих провідників. У лівій нижній частині розташований діодний міст живлення модуля транзисторів IGBT. У центральній частині знаходяться: два електролітичні конденсатори для зменшення пульсацій напруги від діодного моста, гніздо запобіжника для захисту модуля транзисторів IGBT, діодного моста і трансформатора, розташованого в силовому блоці. У верхній частині блоку для контролю напруги і струму живлячого модуля транзисторів IGBT встановлені мультиметри. На задній стінці блоку розташовані гніздо для подачі живлення

50 В для силового модуля транзисторів IGBT і гніздо стандарту RJ-45 для прийому сигналів від блоку формування сигналів.

Силовий блок містить: апарати комутації і захисту, трансформатор для перетворення напруги 220 В на напругу рівня 50 В, дугостаторний асинхронний двигун з короткозамкненим ротором. Апарат комутації і захисту становлять гніздо запобіжника, магнітний пускач, кнопки включення і виключення живлення трансформатора. На первинну обмотку трансформатора подається напруга 220 В. З вторинної обмотки знімається напруга 50 В. На задній стороні блоку розташовані гніздо для живлення трансформатора, гніздо подачі живлення на блок формування сигналів, гніздо для подачі низької напруги на блок автономного інвертора і прийому трифазної напруги з автономного інвертора для живлення дугостаторного електродвигуна. Так як в блоці знаходяться важкі елементи він виконаний в горизонтальному виконанні.

Блоки з'єднані гнучкими кабелями. Напруга 220 В передається через трьохпровідний кабель перетином 1,5 мм²мм². Блоки формування сигналів і автономного інвертора з'єднані між собою восьмижильним кабелем з крученими парами. Силовий блок з'єднаний з блоком автономного інвертора п'ятипровідним кабелем перетином 0,75 мм²мм². Схема з'єднання показана на рис. 1.26.

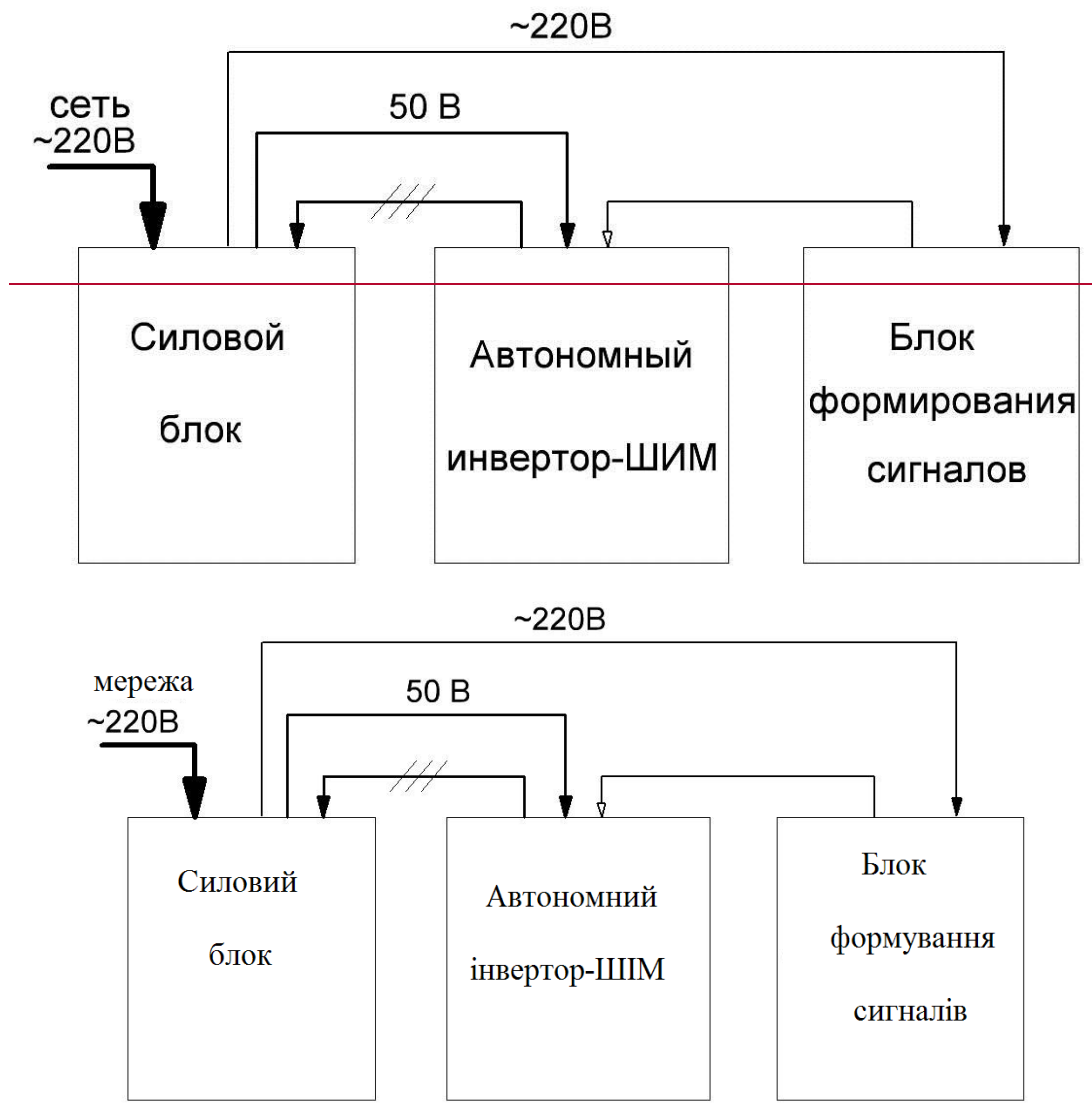


Рис. 1.26. Схема з'єднання блоків

Перетворювач частоти з автономним інвертором напруги і широтно-імпульсною модуляцією.

Найбільш поширеним типом перетворювача частоти з ШІМ є перетворювач з некерованим випрямлячем напруги в ланці постійного струму. При цьому напруга на вході інвертора не змінюється, а регулювання вихідної напруги здійснюється методом широтно-імпульсної модуляції. Такі випрямлячі випускаються рядом електротехнічних фірм з початку 90-х років ХХ ст., Коли виробники потужних напівпровідникових приладів освоїли випуск біполярних транзисторів з ізольованим затвором IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). IGBT є $p-n-p$ -транзистор, керований через високовольтний n -канальний

польовий транзистор. При необхідності використовується паралельне з'єднання транзисторів або гібридні модулі. До переваг IGBT відносяться: висока допустима щільність струму; управління напругою, як у МОП-транзисторів; практично прямокутна область безпечної роботи, що виключає необхідність формування траєкторії перемикавання, низькі втрати в імпульсному режимі. Перераховані переваги зумовили широке застосування IGBT в сучасних перетворювачах з ШІМ [4].

Принцип ШІМ найпростіше пояснити на прикладі однофазного інвертора, який отримує живлення від джерела постійної напруги з середньою точкою, структура якого показана на рис. 1.37. Активно-індуктивне навантаження Z_H ввімкнена між середньою точкою джерела живлення і точкою з'єднання електронних ключів 1 і 2, кожен з яких включає в себе транзистор, що працює в ключовому режимі і діод зворотного струму. Система управління транзисторними ключами містить в своєму складі нуль-орган (НО) і формувачі $\Phi 1$ і $\Phi 2$. На вході нуль-органу порівнюються задаючий сигнал u^* (тут і далі індексом «зірочка» відзначені задаючі сигнали) і пилкоподібна опорна напруга $u_{оп}$. Якщо $u^* > u_{оп}$, тобто різниця $(u^* - u_{оп})$ позитивна, то сигнал на виході нуль-органу позитивний і на виході формувача $\Phi 1$ існує позитивний сигнал f_1^* , який замикає ключ 1, тобто відкриває відповідний транзистор. До навантаження виявляється прикладеною напруга $0,5 U_d$, у якого зліва «плюс», а праворуч - «мінус» і яке будемо вважати позитивним. При негативній різниці $(u^* - u_{оп})$ замикається ключ 2 і напруга на навантаженні стає негативною і рівною $-0,5 U_d$.

На рис. 1.8, а показана симетрична пилкоподібна опорна напруга з максимальним значенням $U_{опт}$ і напруга завдання u^* , яке передбачається

незмінним протягом періоду $T_{\text{ШИМ}}$ опорної напруги. У нижній частині рисунка наведено стан сигналів f_1^* та f_2^* і форма напруги на виході інвертора u . Середнє значення напруги на виході визначається наступним чином:

$$U = 0,5 * U_d * \left(1 - \frac{2 * T_2}{T_{\text{ШИМ}}}\right); \quad (1.5)$$

$$T_{\text{ШИМ}} = T_1 + T_2 = f_{\text{ШИМ}}^{-1}; \quad (1.6)$$

де T_1 T_2 — інтервали замкнутого стану ключів 1 і 2 відповідно;

$T_{\text{ШИМ}}$ — період широтно-імпульсної модуляції, с; $f_{\text{ШИМ}}$ — частота ШІМ, Гц.

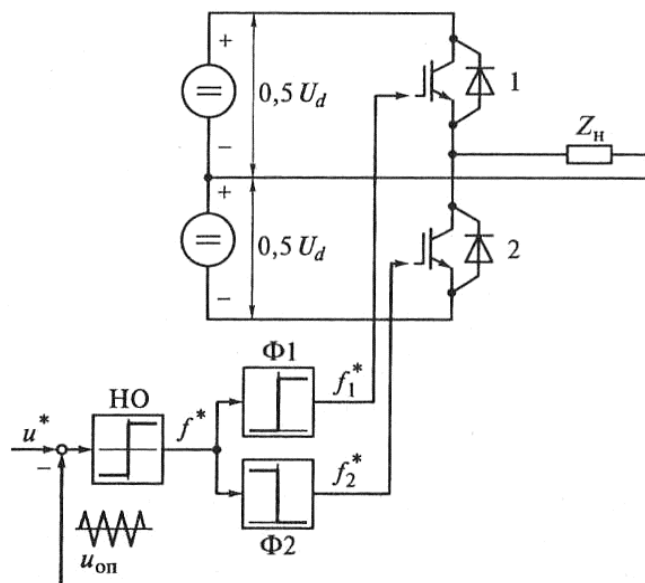


Рис. 1.3-7 Структура однофазного інвертора з широтно-імпульсною модуляцією

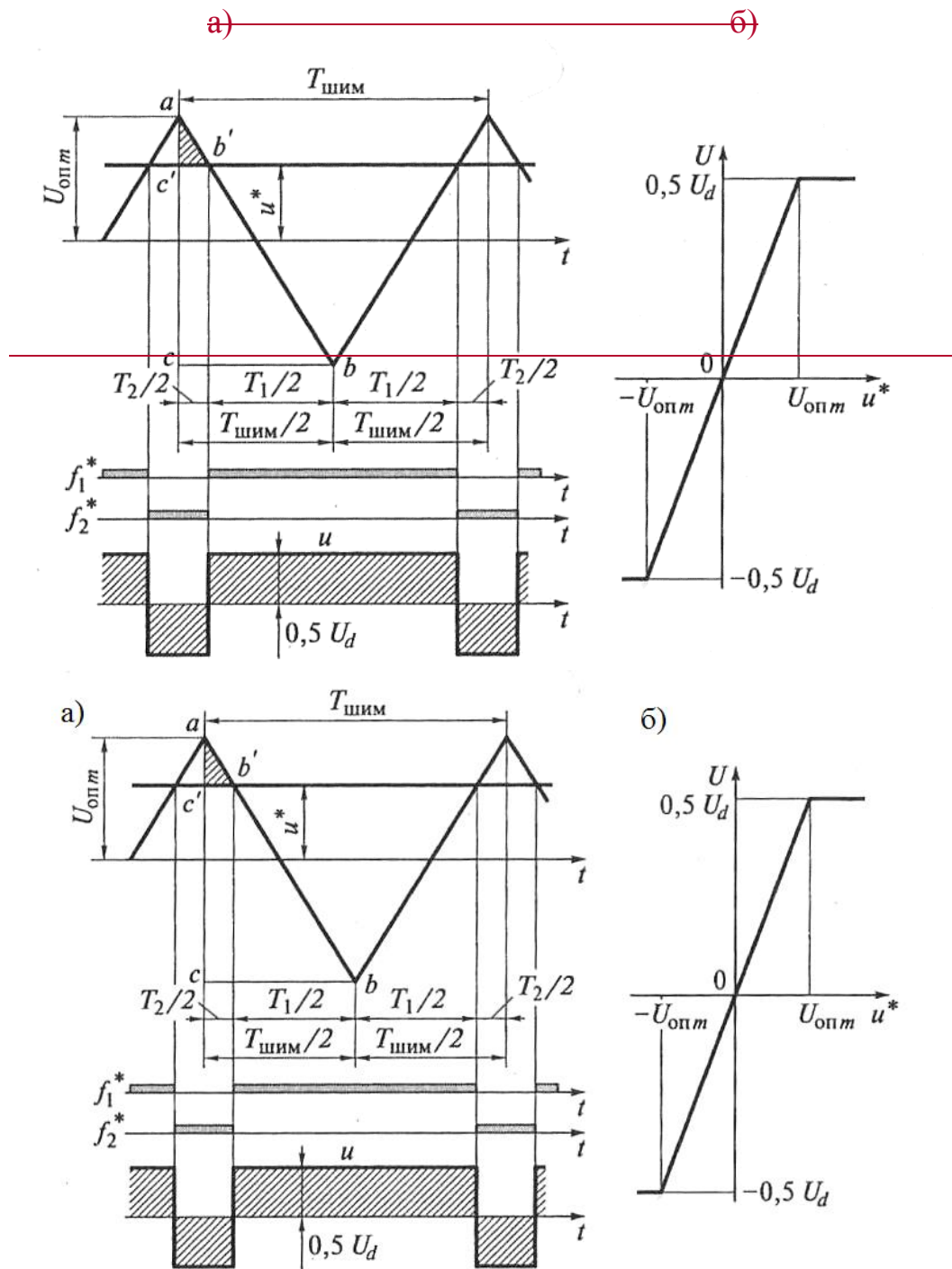


Рис. 1.4.8 Характеристики передаточного коефіцієнта інвертора:

а - напруги опорна і завдання; б - регульовальна характеристика інвертора

На рис. 1.4, а показана симетрична пилкоподібна опорна напруга з максимальним значенням $U_{\text{опт}}$ і напруга завдання u^* , яке передбачається

незмінним протягом періоду $T_{\text{ШИМ}}$ опорної напруги. У нижній частині рисунка наведено стан сигналів f_1^* та f_2^* і форма напруги на виході інвертора u . Середнє значення напруги на виході визначається наступним чином:

$$U = 0,5 * U_d * \left(1 - \frac{2 * T_2}{T_{\text{ШИМ}}}\right); \quad (1.5)$$

$$T_{\text{ШИМ}} = T_1 + T_2 = f_{\text{ШИМ}}^{-1}; \quad (1.6)$$

де T_1, T_2 — інтервали замкнутого стану ключів 1 і 2 відповідно;

$T_{\text{ШИМ}}$ — період широтно-імпульсної модуляції, с; $f_{\text{ШИМ}}$ — частота ШИМ, Гц.

З подоби трикутників abc та $ab'c'$ для робочої частини характеристики інвертора, коли $|u| \leq U_{\text{опт}}$, може бути записано:

$$\frac{T_2}{T_{\text{ШИМ}}} = \frac{U_{\text{опт}} - u^*}{2 * U_{\text{опт}}} \quad (1.7)$$

Звідси з урахуванням приведеного вище виразу для U слідує, що :

$$U = \frac{0,5 * U_d}{U_{\text{опт}}} * u^* = k_i * u^*, \quad (1.8)$$

де k_i — передавальний коефіцієнт інвертора в лінійній частині характеристики, коли $|u| \leq U_{\text{опт}}$.

З регульовальної характеристики інвертора $U = f(u^*)$ (рис.1.4, б) видно, що повинно бути передбачено її обмеження на рівні $0,5 U_d$, так як для отримання неспотвореної напруги на виході сигнал що задає і не повинен перевищувати максимального значення опорної напруги $U_{\text{опт}}$.

В системі управління інвертором повинна існувати короткочасна затримка між розмиканням одного ключа і замиканням іншого для відновлення замикаючих властивостей транзистора, що виходить з роботи.

Якщо керуючий сигнал являє собою синусоїду з частотою $\omega_{\text{дел}}$, то напруга на виході інвертора, що розглядається за час $t \leq 2\pi/\omega_{\text{дел}}$, буде являти собою гармонійну криву, яка містить поряд з першою гармонікою, яка має частоту керуючого сигналу, ряд гармонійних складових більш високого порядку. Таким чином, якщо амплітуда u не перевищує значення $U_{\text{опт}}$, то перша гармоніка напруги на виході інвертора в певному масштабі повторює керуючий сигнал. Зміна його частоти призводить до зміни частоти на виході інвертора. Зміна амплітуди сигналу при незмінній частоті буде приводити до зміни співвідношення тривалостей позитивних і негативних імпульсів напруги на виході, тобто зміни амплітуди його першої гармоніки. Це ілюструє рис.1.5. Для його спрощення і наочності побудови прийнято, що частота опорної напруги всього в 12 разів перевищує частоту керуючого сигналу. Насправді в сучасних інверторах частота опорної напруги (частота ШІМ) становить від одиниць до десятків кілогерц при номінальній частоті напруги на виході інвертора $f_{\text{н}} = \omega_{\text{дел}}/(2\pi) = 50$ Гц. При високій частоті ШІМ і активно-індуктивному навантаженні, якою є обмотка статора, струм навантаження виявляється практично синусоїдальним.

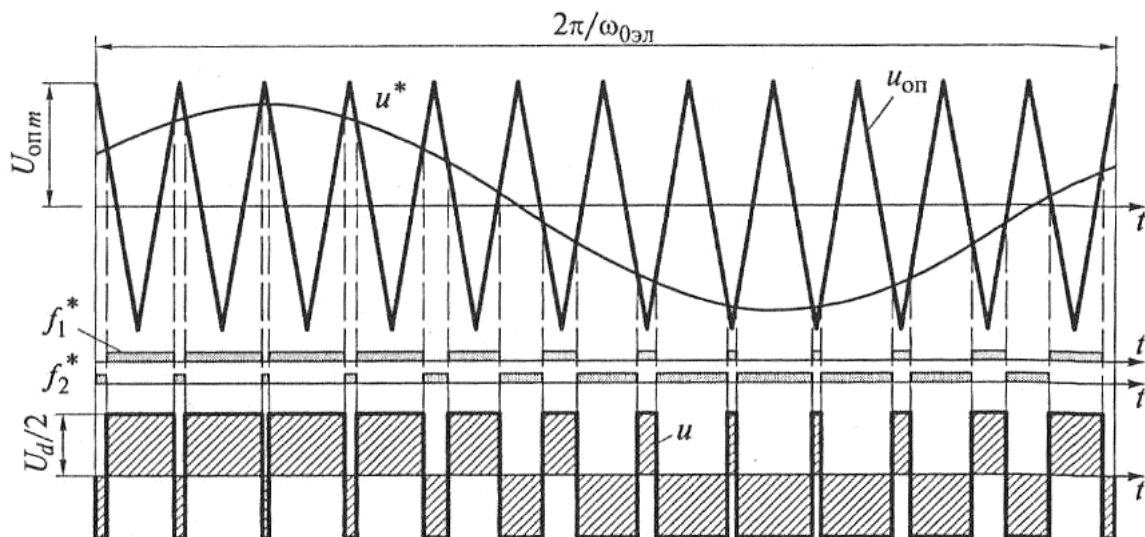


Рис. 1.59. Принцип широтно-імпульсної модуляції на прикладі однофазного інвертора

Однак треба враховувати і ряд негативних ефектів, пов'язаних з підвищенням частоти ШІМ, а саме наявність електромагнітних завад, що впливають на інші електротехнічні та радіотехнічні пристрої, і виникнення перенапруг в ланцюзі навантаження, що небезпечно для ізоляції обмоток двигуна. Засоби боротьби з цими явищами складаються у використанні двигунів з підвищеною якістю ізоляції, в застосуванні екранованих кабелів і спеціальних фільтрів, в обмеженні довжини комунікацій, а також в роздільній прокладці силових кабелів і кабелів системи управління.

1.23. Схеми випрямлення тягових підстанцій на IGBT транзисторах на ~~тягових підстанціях~~

Схема трифазного мостового інвертора (рис. 1.610, а) включає в себе три плеча з транзисторними ключами, кожне з яких виконано аналогічно плечу однофазного інвертора ~~(див. рис. 1.3)~~. До середніх точок кожного з плечей підключено початок фазної обмотки статора двигуна, якщо обмотки статора з'єднані зіркою, як це показано на рис. 1.610, а, або кут трикутника, якщо обмотки з'єднані трикутником. Схема включає в себе загальне для всіх трьох

фаз джерело пилкоподібної опорної напруги $u_{оп}$. Керуючі сигнали u_{1A}^* ; u_{1B}^* ; u_{1C}^* , являють собою трифазну систему синусоїдальних напруг, зсунутих між собою на 120° . Зміна частоти напруги на виході інвертора досягається зміною частоти керуючих сигналів, а зміна амплітуди - зміною їх амплітуди [5].

На рис. 1.610, б показано, як формується трифазна напруга на фазах навантаження, з'єднаної в зірку. На рисунку заштрихованими горизонтальними лініями відзначені стани сигналів $f_1^* - f_6^*$, а отже, і замкнуті стани ключів 1-6. Їх залежність від знаків різниць $u_{1A}^* - u_{оп}$, $u_{1B}^* - u_{оп}$, $u_{1C}^* - u_{оп}$ визначена так само, як це зроблено при розгляді однофазного інвертора. Фазні напруги на виході можуть приймати п'ять різних значень: $+(2/3)U_d$; $+(1/3)U_d$; 0 ; $-(1/3)U_d$; $-(2/3)U_d$.

~~Для того щоб в~~ Визначити миттєві значення фазних напруг на кожному з відрізків часу, обмеженому вертикальними штриховими лініями, проведеними з точок перетину кривих u_{1A}^* ; u_{1B}^* ; u_{1C}^* з графіком опорної напруги $u_{оп}$, ~~потрібно~~ екористатися даними табл. 3.1.

Так, на крайньому лівому проміжку часу (див. рис. 1.10, б) замкнуті ключі 2, 4 і 6, чому відповідає рівність нулю напруг на виході: $u_{1A} = u_{1B} = u_{1C} = 0$. На наступному за ним проміжку часу замкнуті ключі 5, 6 і 1. При цьому $u_{1B} = -(2/3)U_d$; $u_{1A} = u_{1C} = (1/3)U_d$ і т.п.

~~Так, на крайньому лівому проміжку часу (див. рис. 1.6, б) замкнуті ключі 2, 4 і 6, чому відповідає рівність нулю напруг на виході: $u_{1A} = u_{1B} = u_{1C} = 0$. На наступному за ним проміжку часу замкнуті ключі 5, 6 і 1. При цьому $u_{1B} =$~~

$(2/3)U_d$; $u_{1A} = u_{1C} = (1/3)U_d$ і т.п. Лінійна напруга між фазами A і B визначено як $u_{1AB} = u_{1A} - u_{1B}$. Можна відзначити, що алгоритм роботи даної схеми, так само як і алгоритм роботи однофазного інвертора, виключає можливість одночасного замикання обох ключів одного плеча моста. Крім того, в графіках напруги є ділянки, на яких замкнуті одночасно всі парні або непарні ключі, в результаті чого значення напруги на цих ділянках дорівнюють нулю.

У разі рівного розподілу амплітуди сигналу що задає і максимального значення опорної напруги $U_{опт}$, амплітуда першої гармоніки напруги на виході інвертора равна $0,5 U_d$.

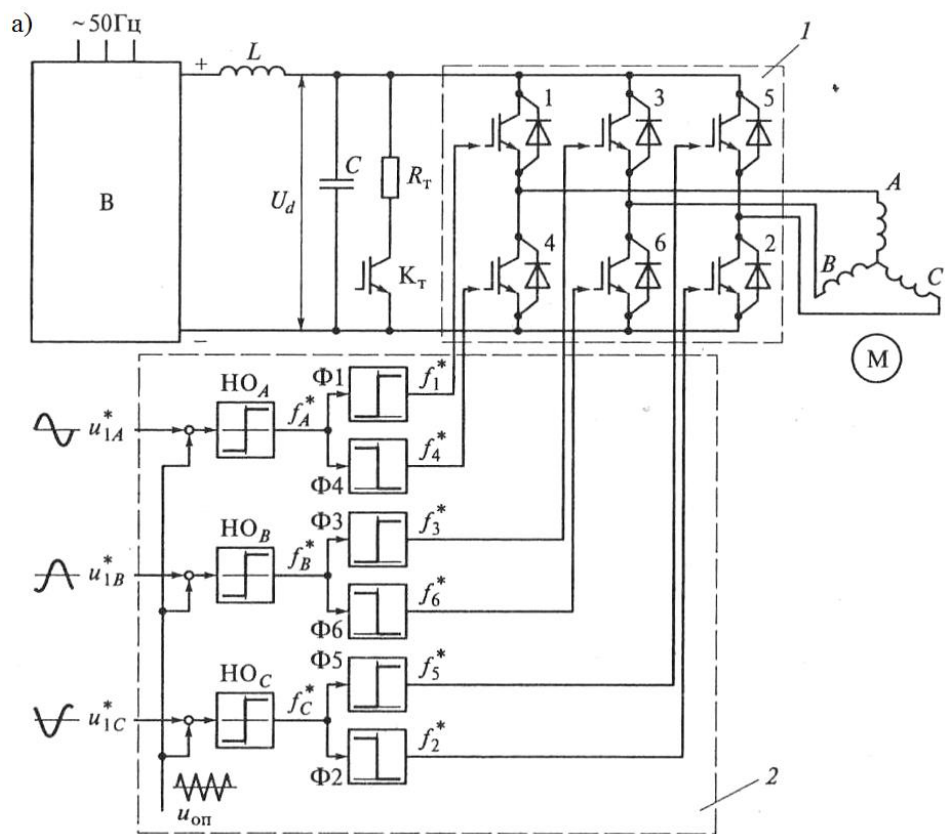
Для наочності графік напруги побудований при тому ж співвідношенні частоти ШІМ і частоти напруги на виході інвертора $\omega_{вкл}$, що і при розгляді однофазного інвертора (див. рис. 1.5). Сказане раніше про вплив високої частоти ШІМ справедливо і для трифазного інвертора.

Описана схема інвертора з явно вираженою пилкоподібною опорною напругою може бути реалізована як в аналоговій формі, так і в цифровій формі із застосуванням мікропроцесорної техніки. Поряд з нею розроблені і застосовуються алгоритми векторної широтно-імпульсної модуляції, спеціально орієнтовані на мікропроцесорну реалізацію.

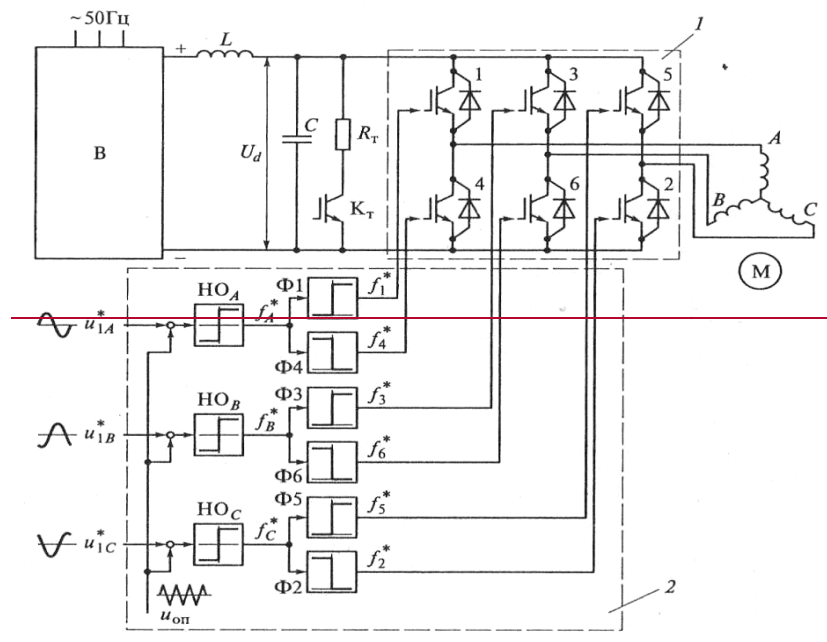
Можливість застосування схем на транзисторах в пристроях СЦБ :

- випрямлячі на базі однофазної однопівперіодної схеми ;
- випрямлячі на базі мостової схем ;
- трифазні схеми випрямлення на посту ЕЦ.

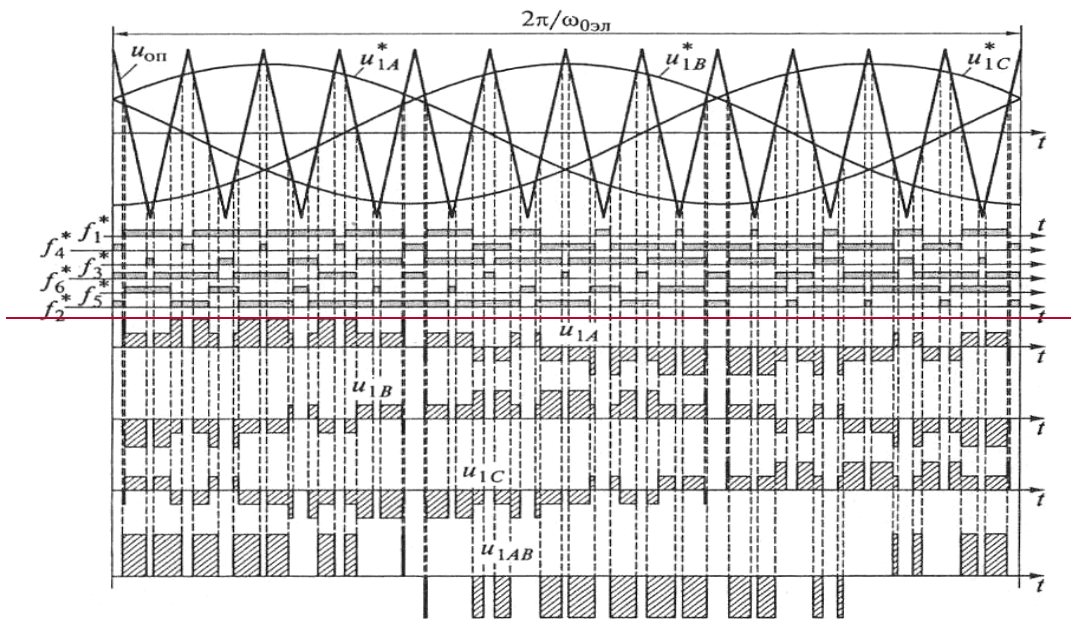
Заряд акумуляторів, схеми управління електродвигуном стрілочного приводу, інші схеми електроживлення.



a)



⊕



6

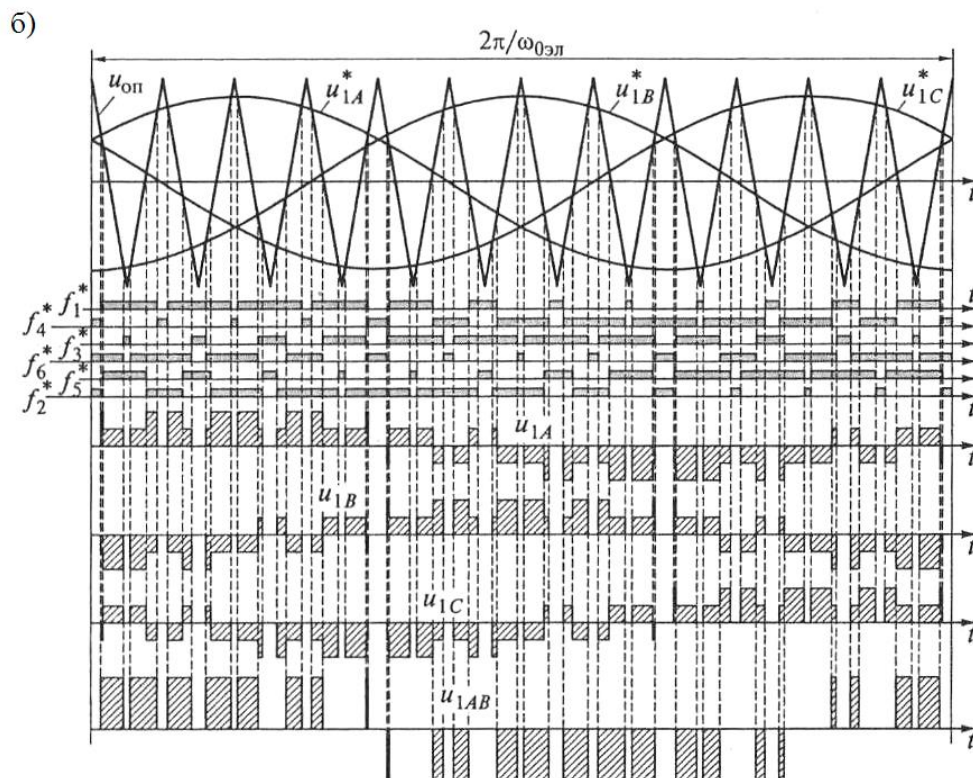


Рис. 1.610. Перетворювач частоти з трифазним інвертором і широтно-імпульсною модуляцією: а - структура перетворювача: 1 - автономний інвертор напруги; 2-система управління АІН; б - формування напруги на виході

Лінійна напруга між фазами А і В визначено як $u_{1AB} = u_{1A} - u_{1B}$. Можна

відзначити, що алгоритм роботи даної схеми, так само як і алгоритм роботи однофазного інвертора, виключає можливість одночасного замикання обох ключів одного плеча моста. Крім того, в графіках напруги є ділянки, на яких замкнуті одночасно всі парні або непарні ключі, в результаті чого значення напруги на цих ділянках дорівнюють нулю.

У разі рівного розподілу амплітуди сигналу що задає і максимального значення опорної напруги $U_{опт}$ амплітуда першої гармоніки напруги на виході інвертора равна $0,5U_d$.

Для наочності графік напруги побудований при тому ж співвідношенні частоти ШІМ і частоти напруги на виході інвертора $\omega_{0ел}$, що і при розгляді однофазного інвертора. Сказане раніше про вплив високої частоти ШІМ справедливо і для трифазного інвертора.

Описана схема інвертора з явно вираженою пилкоподібною опорною напругою може бути реалізована як в аналоговій формі, так і в цифровій формі із застосуванням мікропроцесорної техніки. Поряд з нею розроблені і застосовуються алгоритми векторної широтно-імпульсної модуляції, спеціально орієнтовані на мікропроцесорну реалізацію.

Можливість застосування схем на транзисторах в пристроях СЦБ :

- випрямлячі на базі однофазної однонапівперіодної схеми ;
- випрямлячі на базі мостової схем ;
- трифазні схеми випрямлення на посту ЕЦ.

Заряд акумуляторів, схеми управління електродвигуном стрілочного приводу, інші схеми електроживлення.

1.43. Аналіз несправностей схем на IGBT транзисторах та їх вплив на форму кривої на виході випрямляча

1) ~~«Жорстке»~~ вимикання наскрізного струму (струму короткого замикання). Найпоширеніший і вимагає найбільш ретельного розгляду випадок - вихід з ладу модулів в результаті впливу наскрізного струму в схемі напівмоста інвертора. Як відомо, наскрізний струм (рис. 1.3.1) з'являється внаслідок несанкціонованого одночасного включення обох транзисторів напівмоста. До появи наскрізного струму наводять такі причини:

- малий «мертвий» час;
- збій в системі управління або помилкове включення драйвера в результаті електромагнітної перешкоди;
- несправність драйверів;
- ненадійні контакти в ланцюзі управління (обрив ланцюга управління).

Режим наскрізного струму є найважчим для IGBT, так як в цьому випадку одночасно з доданим високим напругою між колектором і емітером через транзистор пролізе великий струм. Наприклад, для стандартних IGBT (NPT) з напругою колектор-емітер 1200 В при напрузі затвор-емітер +15 В величина

наскрізного струму досягає п'яти, шестиразового значення щодо максимально допустимого постійного струму колектора. Через велику пікової потужності, що виділяється на транзисторі, тривалість струму короткого замикання повинна бути обмежена і для більшості IGBT-модулів не повинна перевищувати 10 мкс.

У багатьох перетворювачах для діагностики струму перевантаження використовується відомий метод відстеження напруги насичення транзистора: сигнал вимикання надходить на затвор транзистора через 2-4 мкс після появи струму перевантаження. Наступний за цим процес виключення грає велику роль для безпечного виходу транзистора з режиму короткого замикання.

-Найчастіше конструкція силової частини схеми, а саме силових шин між фільтром живлення перетворювача і інвертором, має чималу індуктивність. Силова розводка виготовляється споживачами не в вигляді низькоіндуктивних плоско паралельних шин, розділених ізолятором, а виконується зі стандартної мідної смуги товщиною від 1 до 5 мм, індуктивність якої досягає 0,5-1 мкГн і більш. З метою придушення перенапруг при відключенні IGBT-модулів в нормальному режимі роботи використовуються RC або RCD-снабери, які обмежують напругу колектор-емітер і розсіюють частина енергії втрат при виключенні модуля.

Інша картина виникає при виключенні струму короткого замикання. У цьому випадку швидкість спаду струму при швидкому замиканні транзистора може досягати дуже великих значень (Більше 1000 А /мкс), внаслідок чого на шинах виникають індуктивні піки перенапруг. від яких не рятують малопотужні снаберні кола.

Як правило, IGBT-модулі представляють собою два або більше з'єднаних паралельно. транзисторних елемента. При пробі модуля від перенапруг в результаті різкого вимикання струму короткого замикання в переважній більшості випадків пошкоджуються всі транзисторні кристали в обох ключах напівмоста . При цьому струм збільшується до такого значення, коли починає руйнуватися алюмінієва металізація чіпів, алюмінієвий дріт, за допомогою

якого проводилася розводка силових і керуючих ланцюгів всередині модуля. розплавляється, і остаточно руйнується емітерний контакт [6].

У місці розриву ланцюга виникає електрична дуга «яка випаровує частину захисного компаунда, що покриває кристали і металізацію металокерамічних плат. Величини паразитної індуктивності силової частини ПЧ, а також ємності фільтра живлення прямопропорційно впливають на тривалість горіння електричної дуги. За цей час в модулі накопичуються продукти горіння, і в підсумку руйнується корпус приладу Як правило, той процес супроводжується викидом плазми назовні що часто призводить до пошкодження інших елементів схеми. Для модулів, пробитих наскрізним струмом, характерні такі ознаки:

- пошкодження верхньої поверхні кристалів транзисторів або вигорання майже всіх транзисторних чипів в обох ключах напівмоста;
- більшість доданих кристалів залишаються неушкодженими, діоди пошкоджуються тільки через дії електричної дуги від сусідніх транзисторів;
- часткове або повне руйнування корпусу модуля.

Так як ймовірність виникнення струму короткого замикання в реальній експлуатації існує завжди, для забезпечення надійної роботи IGBT-модулів при розробці перетворювачів необхідно враховувати ряд обов'язкових вимог:

- обмеження напруги «затвор-емітер» в будь-яких режимах роботи модуля (не більше +15 В);
- мінімізація паразитних індуктивностей силових шин;
- організація «плавного» вимикання струму короткого замикання (обмеження $\frac{di}{dt}$ спаду струму при виключенні) за допомогою схемотехнічних

рішень драйвера:

- максимальне скорочення часу від появи струму короткого замикання до початку вимикання модулів.

2) Перегрів IGBT модулів робочим струмом

Основною ознакою перегріву IGBT-модуля робочим струмом в результаті, наприклад поганого охолодження, є розплавлення припою під кристалами транзистора або діода. Іноді перегрів супроводжується розтріскуванням кристала і зміщенням останнього від початкового положення. Але у всіх випадках модулях зберігається неушкодженою верхня частина кристалів з привареним алюмінієвим дротом (рис. 1.7),

Подібна картина обумовлена тим, що процес перегріву розвивається повільно (від декількох секунд до десятків хвилин в залежності від умов охолодження і режиму роботи). Потужність, що виділяється в кристалах, значно менше в порівнянні з потужністю, що виділяється в режимі струму короткого замикання і не призводить до настільки руйнівних наслідків.

Пробій в результаті перегріву спостерігається як правило на всіх паралельно з'єднаних кристалах пошкоджених транзисторів і діодів, так як температура на поверхні мідної основи розподілена досить рівномірно.

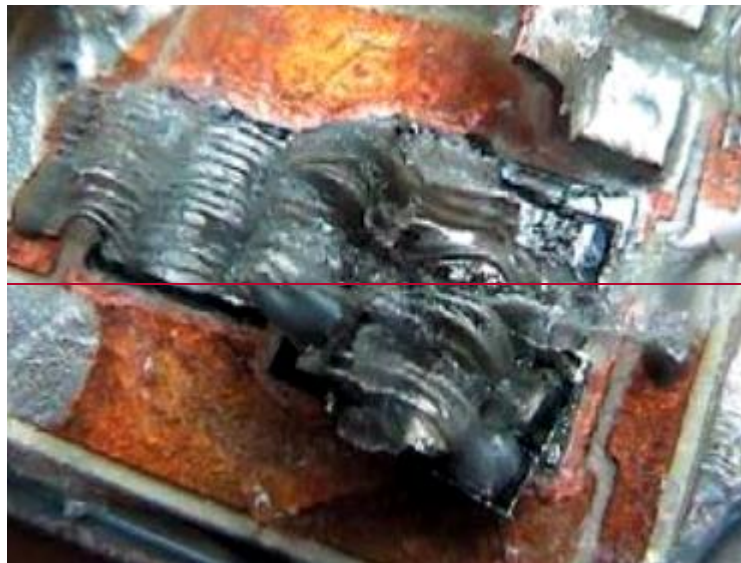


Рис. 1.7. Пошкодження кристалів IGBT в результаті перегріву

Основні причини перегріву модулів:

- помилки в розрахунку повної потужності втрат в модулях;
- неправильний вибір охолоджувача або умов охолодження;
- неправильне розташування термодатчика або помилки при узгодженні показань термодатчика з температурою кристалів;

- неправильне взаємне розташування модулів на охолоджувачі;
- неякісна теплопроводяча паста (висока в'язкість, погіршення властивостей з часом, низька теплопровідність);
- неякісна обробка поверхні охолоджувача;
- недостатнє зусилля затяжки або ослаблення гвинтів кріплення модуля до охолоджувача.

3) Вихід з ладу швидкодіючих діодів IGBT модулів

Вихід з ладу зворотних діодів модулів відбувається як правило, через перевантаження прямим струмом. Якщо на вихідній вольт-амперній характеристиці транзистора є ділянка стабілізації струму, а на прямий ВАХ діода така ділянка відсутня то в однакових умовах струм перевантаження через діод може бути в кілька разів більший, ніж через транзистор.

Можливі два випадки пошкодження діодів струмом перевантаження:

1 - відносно невисока амплітуда струму (трьох- чотирьох-, п'ятиразове перевантаження щодо номінального струму) і велика тривалість впливу (кілька секунд);

2 - висока амплітуда струму (15-20-ти кратне перевантаження і більше) і малий час (десятки- сотні мікросекунд).

У першому випадку, при відносно невисокому значенні струму перевантаження, основна потужність розсіюється в високоомній базі діода і ситуація розвивається приблизно так само, як і в разі перегріву через погане охолодження. Розсіювана в кремнієвій структурі потужність не встигає відводитися через металокерамічну підкладку. В результаті відбувається розплавлення припою і руйнування нижньої частини діодного кристала ~~(рис. 1.8).~~

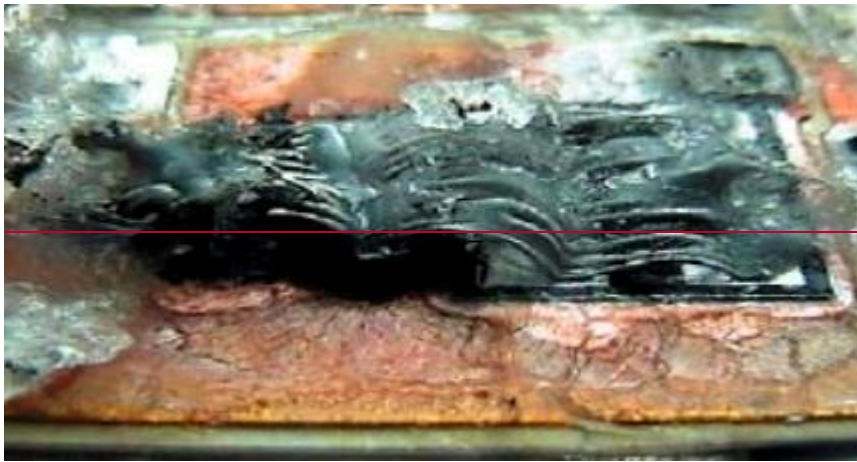


Рис. 1.8 Пошкодження діода при протіканні тривалого струму перевантаження

Подібні пошкодження зустрічалися при помилках монтажу модулів, коли споживач, переплутавши колекторний і емітерний висновки модуля, включав живлення. Через діод в цьому випадку тривалий час протікав прямий струм значної величини, що і призводило до виходу пристрою з ладу.

Інша ситуація розвивається, наприклад, при швидкому розряді через діод зарядженого конденсатора великої ємності. Через високу щільність струму відбувається швидке тепловиділення в точках приєднання алюмінієвих висновків до анодної металізації діода, де і спостерігається проплавлення структури—(рис.1.9). Розплавлення припою під кристалом при цьому не відбувається.

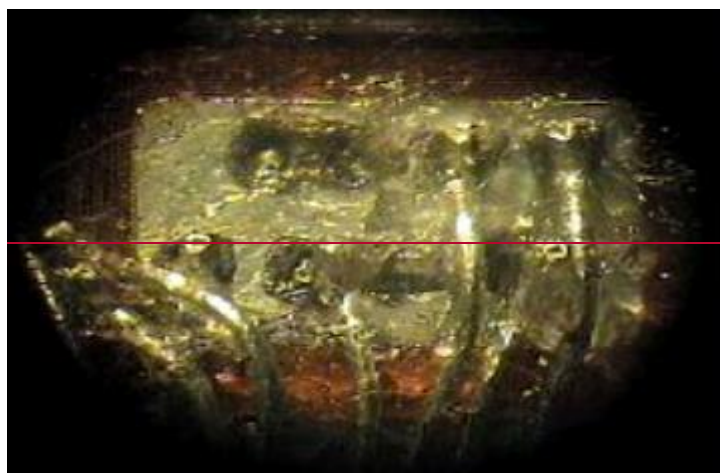


Рис. 1.9. Пошкодження діодної структури в точках присіднання висновків при проходженні короткого імпульсу зверх-струму

Вихід з ладу зворотних діодів може статися також через шнурування прямого струму. Даний вид пробою був зафіксований при використанні

високовольтних IGBT-модулів на високій для цих приладів частоті комутації. Як відомо, чим вище клас приладу, тим гірше його частотні властивості і вище комутаційні втрати.

Для модулів на напругу 3300 В оптимальними є частоти комутації від 500 до 1000 Гц за умови рівності статичних і динамічних втрат. При збільшенні робочої частоти і незмінних умовах охолодження щоб уникнути перевищення допустимої потужності втрат деякі споживачі намагаються сильно знизити величину комутуваного струму. Наприклад в одному з імпульсних джерел живлення з частотою комутації 8-10 кГц були використані IGBT-модулі зі зворотними діодами на струми 200А, напруга 3300 В. Амплітуда комутуваного струму була значно нижче величини номінального струму діода. У цих умовах після поступового збільшення амплітуди струму від нуля до 10-15% номінального значення неодноразово відбувався вихід з ладу діодів, хоча температура корпусу модуля при цьому практично не відрізнялася від температури навколишнього повітря. Аналіз цих діодів показав, що всі вони пробивалися точно по центру кристала (рис. 1.10).

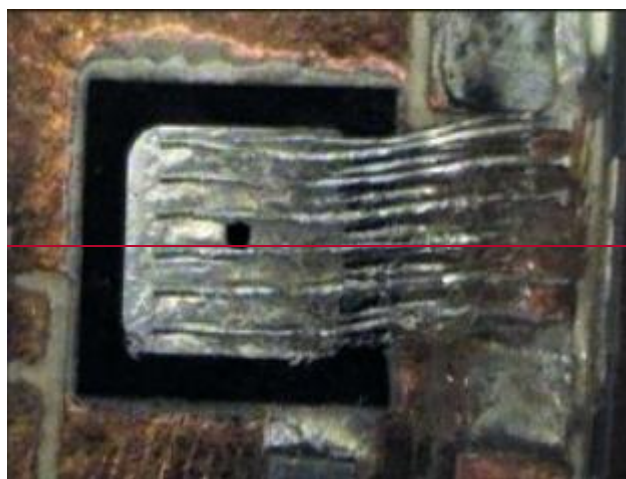


Рис. 1.10. Пошкодження високовольтного діода при високій частоті комутації

В даному випадку пробій діода може розвиватися наступним чином. на прямій вольт-амперної характеристиці діодів є точка інверсії (рис. 1.11), в якій змінюється знак температурного коефіцієнта прямого падіння напруги (ТКН). При значеннях прямого струму вище точки інверсії значення ТКН має позитивну величину, якщо значення струму нижче точки інверсії негативну.

причому величина коефіцієнта тим більша, чим менша щільність струму. Високочастотні діоди, використовувані в IGBT-модулях, практично завжди працюють при щільності прямого струму, близьких до точки інверсії. Однак при малій величині прямого струму ТКН негативний і має більше значення, тому щільність струму буде максимальною в найбільш нагрітій області кристала (як правило, вона розташована в центрі кристала - через гірші умови охолодження цієї частини кристала діода).

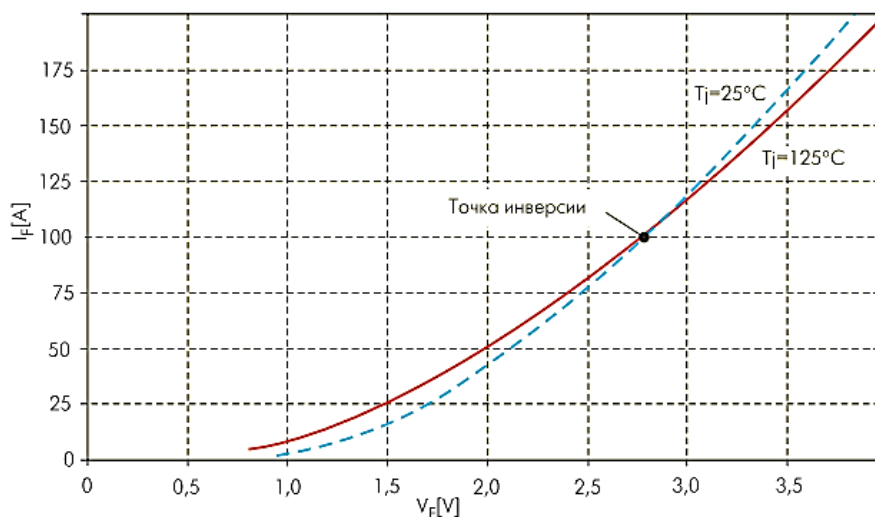


Рис. 1.11 Прямі вольт-амперні характеристики високовольтного SFRD

Крім великого негативного ТКН, локалізації струму сприяє також на збільшення щільності заряду зворотного відновлення в центральній частині кристала, що призводить до підвищення комутаційних втрат і до подальшого збільшення температури в найбільш нагрітих точках діода. В результаті лавиноподібний процес локального розігріву призводить до пошкодження діодного кристала. Тому застосування високовольтних IGBT-модулів при підвищених частотах комутації і низьких робочих токах завжди вимагає додаткових досліджень в реальних режимах експлуатації.

4) Пробій затвора

Затвор є найчутливішим елементом IGBT-модуля, тому повинні бути прийняті відповідні запобіжні заходи. Пробій затвора пов'язаний з руйнуванням тонкого підзатворного діелектрика і відбувається при напрузі на затворі 70-80

80 В. Максимально допустима напруга затвор-емітер при експлуатації обмежена значенням ± 20 В. Проте пробій затвора залишається досить поширеним видом ушкоджень, який зустрічається навіть у досвідчених споживачів.

Дуже часто для монтажу IGBT-модулів застосовують паяльники, що працюють від мережі 220 В. У цьому випадку завжди є ймовірність пробою ізоляції в паяльнику і попадання на затвор модуля неприпустимо високої напруги, яке призведе до пробою затвора.

Ще одна причина пошкодження затвора - ненадійні контакти до керуючих висновків. Якщо в готовому пристрої при наявності високої напруги колектор-емітер відбудеться порушення контакту або обрив емітерного керуючого вивода, то можуть виникнути осциляція напруги в Керуючому ланцюзі і високочастотні коливання струму колектора, які в свою чергу через ємність між колектором і затвором викликають збільшення напруги в ланцюзі затвора вище гранично допустимого значення.

Щоб уникнути подібних неприємностей, слід дотримуватись таких вимог:

- наявність антистатичного покриття на робочих місцях;
- обов'язкова наявність у персоналу підключених до заземлення антистатичних браслетів;
- наявність гальванічно розв'язаних від мережі і заземлених паяльників;
- забезпечення надійного з'єднання керуючих висновків з модулями.

5) Пробій при вимірах параметрів IGBT-модулів в умовах споживачів

У IGBT між колектором і затвором є паразитна ємність Міллера, яка при відсутності запобіжних заходів впливає на затвор. Тому при контролі напруги пробою і струму витоку в колі колектор-емітер, затвор повинен бути закороченим з емітером. Якщо цього не зробити, то при прикладенні напруги до колектора на затвор через зазначену ємність наводиться напруга, яке при досягненні порогового значення включає транзистор (при цьому він відкривається в повному обсязі і залишається в активному режимі). IGBT-ключі

не призначені для роботи в активному режимі, так як в цьому випадку вони мають сильну позитивну температурну залежність струму колектора. Подібний ефект призводить до шнурування струму через транзистор і локальному тепловому пробою. Якщо в ланцюг «затвор-емітер» підключений резистор з високим опором, він також не може компенсувати наведений ємнісний струм. Тому вимір зворотньої напруги і струму витoku ланцюга «колектор-емітер» необхідно проводити тільки при закорочені металевою перемичкою ланцюга «затвор-емітер». Ще один вид виходу з ладу при вхідному контролі - перегрів модулів при вимірюванні напруги насичення і прямого падіння напруги на діоді. Щоб уникнути цього контроль параметрів, пов'язаних з великими струмами, повинен проводитися імпульсними методами.

б) Механічні пошкодження модулів

а) ~~Монтаж модуля на охолоджувач.~~

IGBT-модуль має паяні з'єднання між напівпровідниковими кристалами, платами і основою. У зв'язку з цим значна механічна дія на корпус або основу модуля може привести до появи тріщин в кристалах транзисторів і діодів. Крім того, в конструкції модулів застосовуються деталі з крихких матеріалів (кераміка Al_2O_3 або AlN , композиційний матеріал $AlSiC$), тому з модулями необхідно звертатися обережно, особливо після розпакування з транспортної тари. Забороняється кидати модулі, наносити будь-які удари по корпусу і основі. Особливо небезпечні концентровані удари по підставі модуля і по охолоджувачу з закріпленими на ньому модулями. Ударна хвиля передається від охолоджувача на основу, в результаті чого створюються умови для появи тріщин в кристалах і платах модуля.

Для зниження перехідного теплового опору модулі-охолоджувачі основ модулів багатьох виробників мають опуклу форму. перед кріпленням модуля до охолоджувача на основу наноситься тонкий шар теплопроводячої пасти, яка заповнює порожнечі, витісняючи при цьому повітря. Шар пасти повинен мати мінімальну товщину, так як її теплопровідність все ж відносна.

При кріпленні модуля до охолоджувача за допомогою гвинтів основа притискається до охолоджувача зі значним зусиллям, тому вся зайва нанесена паста видавлюється назовні. Застосування паст з дуже високою в'язкістю може привести при монтажі модуля до охолоджувача до неприпустимого вигину мідної основи і появи тріщин в металокерамічних платах і кристалах. На фотографії (рис.1.12) показана тріщина на кристалі IGBT, яка з'явилася в результаті монтажу модуля на охолоджувач із застосуванням теплопроводячої пасти КПТ-8. Паста мала густу консистенцію, була нанесена товстим шаром і при монтажі практично не витіснялась з-під модуля, внаслідок чого сталася неприпустима деформація підстави та механічне пошкодження одного з кристалів. при подальшому додатку до модуля напруги по тріщині стався точковий пробій, місце якого також добре видно на фотографії.

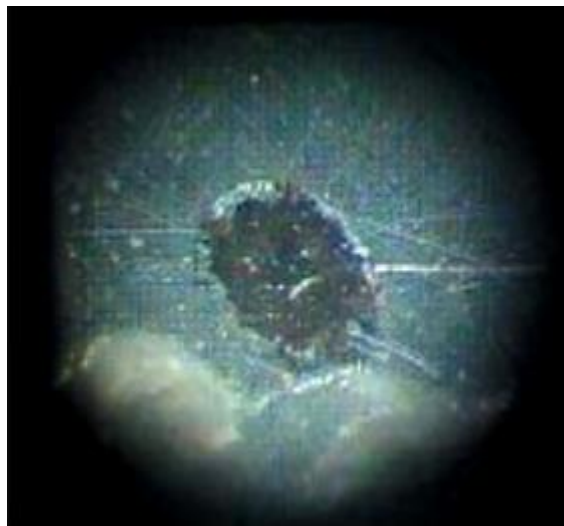


Рис. 1.12 Тріщина в кристалі IGBT, що з'явилася в результаті зламу модуля при застосуванні теплопроводячої пасти з високою в'язкістю

⊖ Монтаж силових шин.

Монтаж силових шин до IGBT-модулях повинен проводитися з точним дотриманням технології складання, а також з урахуванням вимог до конструкції і властивостями силових шин. Силові висновки модулів мають внутрішні демпфери, які призначені для компенсації різниці в температурних

коефіцієнтах розширення деталей і практично виключають механічні навантаження в паяних контактах, що виникають при монтажі зовнішніх шин. Проте перевищення допустимих механічних навантажень до висновків в процесі монтажу може привести до пошкодження приладу.

Зовнішні силові шини зроблені, як правило, з твердої міді і мають високу жорсткість. При великих ($\geq 1\text{мм}$) зазорах між висновками модуля і шиною існує ймовірність сильної деформації висновків і порушення внутрішнього контакту в модулі (рис.1.13).

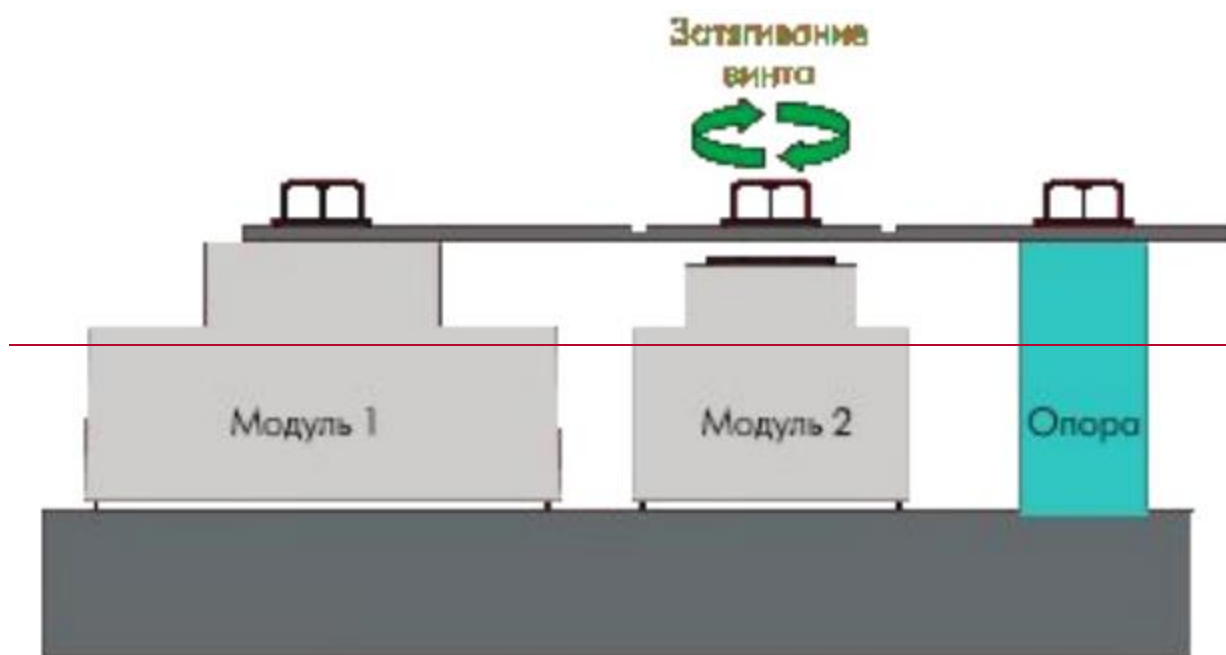


Рис. 1.13 Приклад неправильного монтажу, що призводить до відриву силового виведення модуля 2

В цьому випадку при закручуванні кріпильних гвинтів одночасно з пружним вигином силової шини відбувається витягування виведення з корпусу у модуля 2, що призводить до обриву силового висновку всередині модуля. Також модулі не повинні використовуватися в якості опор для кріплення масивних силових шин, особливо з урахуванням ударних і вібраційних навантажень. Найкращим рішенням буде кріплення силових шин на спеціальні опори-ізолятори, які приймають на себе основне механічне навантаження.

1.4. Висновки ~~по розділу 1~~за розділом

1. ~~В даному розділі~~ Було розглянуто та проаналізовано схеми випрямлення, перетворювача частоти з реалізацією алгоритму DTC і перетворювач частоти з автономним інвертором напруги і широтно-імпульсною модуляцією локомотивів. Приведені їх характерні ознаки та відмінності, також проведена їх оцінка за допомогою рівнянь. Проаналізовано можливості застосування цих на залізничному транспорті.

~~2. Розглянута блок-схема перетворювача частоти з реалізацією алгоритму DTC.~~

~~3. Проаналізовано перетворювач частоти з автономним інвертором напруги і широтно-імпульсною модуляцією. Розглянуто принцип дії широтно-імпульсної модуляції.~~

~~4. Розглянуто схеми випрямлення на IGBT транзисторах на тягових підстанціях. Детально проаналізована схема трифазного мостового інвертора. Приведено можливості застосування схем на транзисторах в пристроях СЦБ.~~

~~5. Проведено Виконано~~ аналіз можливих несправностей схем на IGBT транзисторах та їх вплив на форму кривої на виході випрямляча. ~~Розглянута їх класифікація та причини виникнення.~~

РОЗДІЛ 2. ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ РОБОТИ СХЕМ ВИПРЯМЛЕННЯ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ

~~2.1. Моделювання роботи однофазних схем випрямлення в PROTEUS~~

~~2.1.1. Розробка лабораторного стенду для імітаційного моделювання керування швидкістю обертання ротору (якорю) тягових двигунів електровозів постійного струму за допомогою однофазної однонапівперіодної схеми випрямлення для регулювання швидкості~~

~~Схема цифрового пристрою керування двигуном постійного струму з
регулюванням швидкості на IGBT транзисторі була реалізована в програмному
пакеті Proteus. На рис.2.1. представлена схема, яка відповідає початку
моделювання: $n=0$ об/хв, $I_a = 0$, $U=160В$.~~

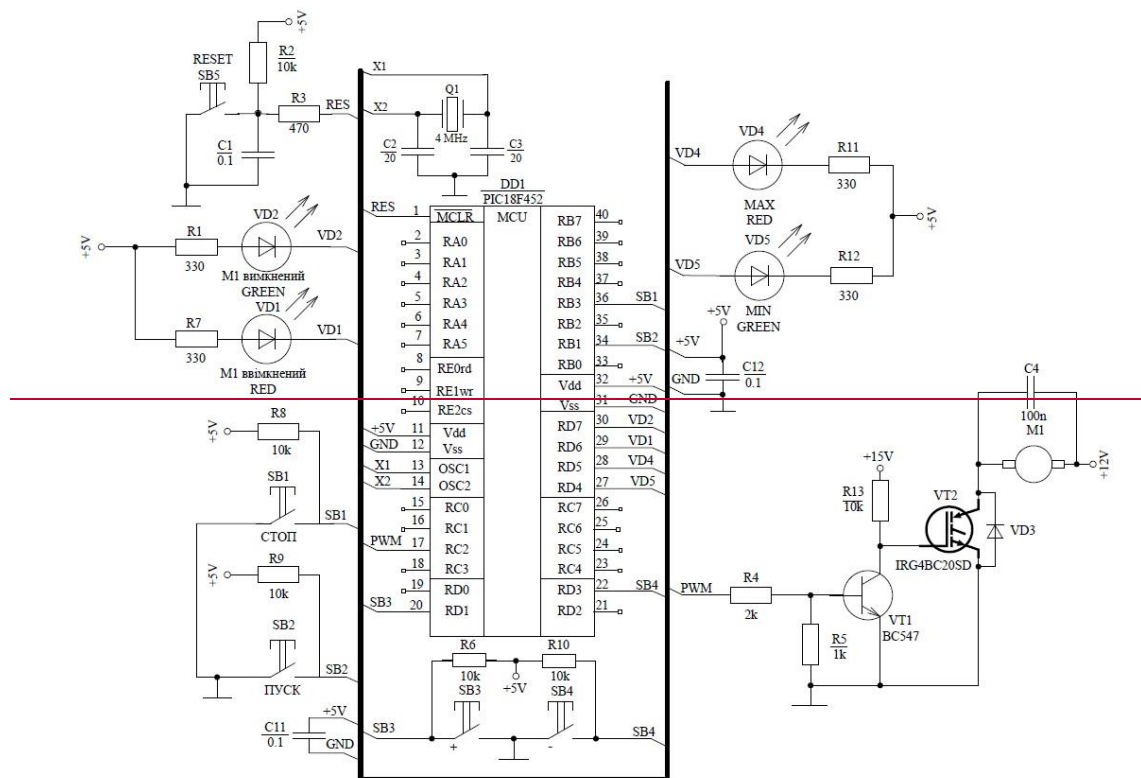


Рис.2.1 Схема керування двигуном постійного струму з регулюванням швидкості на IGBT транзисторі, реалізована в програмному середовищі Proteus. Пристрій реалізовано на мікроконтролері PIC18F452 з кварцовим генератором тактових імпульсів, який працює на частоті 4МГц.

Алгоритм роботи пристрою :

- при замиканні кнопки SB2 необхідно вмикати двигун зі швидкістю обертання 50% від максимальної швидкості обертання двигуна;
- при замиканні кнопки SB1 необхідно вимкнути двигун;
- при натисканні кнопки SB3 необхідно збільшити швидкість обертання двигуна на заданий шаг;
- при натисканні кнопки SB4 необхідно зменшити швидкість обертання двигуна на заданий шаг.

Також в пристрої було реалізовано кольорову індикацію, наступним чином:

- світлодіод VD1 (червоний) горить, коли двигун вимкнений;
- світлодіод VD2 (зелений) горить, коли двигун включений;

— світлодіод VD4 (червоний) горить, коли двигун обертається з максимальною швидкістю;

— світлодіод VD5 (зелений) горить, коли двигун обертається з мінімальною швидкістю.

Для керування швидкістю обертання двигуна необхідно реалізувати ШІМ з частотою 1 кГц (період ШІМ 1 мс). Період ШІМ визначається за такою формулою:

$$T_{\text{ШИМ}} = 4 * T_{\text{ГТІ}} * K_{\text{TMR2}} * (\text{PR2} + 1), \quad (2.1)$$

де K_{TMR2} — коефіцієнт перед дільника таймера TMR2 (вихідний дільник TMR2 на роботу ШІМ не впливає).

Для реалізації режиму ШІМ разом з модулем CCP1 необхідно використовувати таймер TMR2, при частоті ШІМ рівній 625 Гц та частоті ГТІ рівній 4МГц. Налаштуємо таймер TMR2 для реалізації періоду ШІМ 1 мс (1 кГц):

— реєстр періоду PR2 = 99D (період рахунку таймера 250 мкс);

— коефіцієнт перед дільника таймера TMR2 $K = 1:16$;

— керуюче слово для реєстра управління таймером TMR2 (T2CON) = 0000.0010B.

Для регулювання швидкості обертання двигуна виберемо наступні установки, які будуть завантажуватися в реєстр CCP1L:

— крок зміни швидкості обертання (STEP) — 5;

— максимальне значення швидкості обертання (MAX) — 95 (якщо значення CCP1L встановити в 100, то ШІМ перетвориться в лог.1);

— мінімальне значення швидкості обертання (MIN) — 5 (якщо значення CCP1L встановити в 0, то ШІМ перетвориться в лог.0);

— швидкість обертання двигуна 50%, при скважності імпульсів ШІМ — 50% (Q50) — 50 (половина від максимального значення тривалості імпульсу ШІМ).

Програма для роботи мікроконтролера і керування швидкістю обертання ротору двигуна представлена в додатку А.

Схема керування двигуном постійного струму з регулюванням швидкості на IGBT транзисторі складається з мікроконтролера PIC18F452, який приведений на рис. 2.2, схем синхронізації та скидання [7].

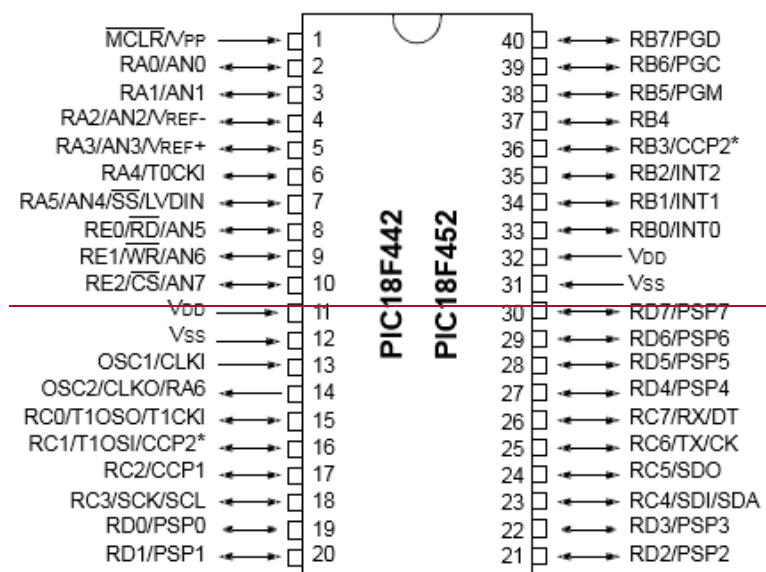


Рис.2.2. Розташування виводів мікроконтролера PIC18F452

Відмінні риси мікроконтролерів сімейства PIC18F:

- розрядність: 8 біт;
- можливість підключення наступної периферії: 10-бітових АЦП, компараторів, ШІМ, захоплення / порівняння, драйверів, ЖКІ, периферії з інтерфейсами USB, CAN, I²C, SPI, USART, Ethernet, TCP / IP, ZigBee та ін.;
- продуктивність: до 16 MIPS;
- обсяг пам'яті програм: до 128 кБ;
- кількість виводів: від 18 до 100;
- наявність програмованого генератора;
- підтримувані напруги живлення: 3 і 5 В;
- сумісність (програмна, за висновками, по периферійним модулів) з іншими контролерами цього сімейства і з 16-бітовими контролерами інших сімейств.

Схема синхронізації яка складається : кварцового резонатору Q1 та конденсаторів C2 та C3, потрібна для формування тактового сигналу, в ХТ режимі тактового генератора, підключається кварцовий резонатор до виводів

OSC1, OSC2. В режимі ХТ частота резонатора рівна 4.0МГц, а конденсатори відповідно обираються в діапазоні 15-68нФ, для даного випадку смієть 20нФ ідеально підходить. Якщо ж обрати смієть більшу, то це збільшить стабільність генератору, але тим самим збільшиться і час запуску.

Схема скидання в яку входять такі елементи: два резистори R2 та R3, конденсатор C1, та кнопка скидання SB5, вона підключається до виводу MCLR який спрацьовує, якщо на його вхід надходить сигнал логічного 0. Схема складається з двох резисторів номіналом 470 Ом та 10 кОм, а також конденсатора смієстю 0.1нФ.

Двигун M1 налаштований на такі параметри :

- індуктивність обмотки - 1000 мГн;
- обертовий момент - 1%;
- ефективна маса - 0.00001.

При вимкненому двигуні горить світлодіод VD1, на біполярний транзистор VT1 (типу BC547) та на IGBT транзистор VT2 (типу IRG4BC20SD, який має влаштований захисний діод), надходить логічний 0, при цьому транзистори знаходяться в закритому стані що відповідає тому, що двигун вимкнений. При натисканні кнопки SB2 (пуск) на базу VT1 та VT2 надходить ШИМ лог. 1, що і відкриває дані транзистори, двигун M1 вмикається та починає обертатися та загорасться світлодіод VD2. Якщо ж двигун M1 обертається з малою швидкістю, то натисканням кнопки SB3(+), можливо збільшити швидкість M1 та загориться VD4, якщо швидкість буде макеимальною. Якщо потрібно зменшити швидкість обертання M1, то натискається кнопка SB4(-), при досягненні мінімальної швидкості загориться світлодіод VD5. Щоб вимкнути M1, натискаємо кнопку SB1, на входи транзисторів надходить сигнал ШИМ лог. 0, та вони закриваються, тим самим зупиняючи двигун, та загорасться світлодіод VD1, що означає що двигун вимкнений.

На рис. 2.3 приведені осцилограми напруги на виході регулятора напруги на IGBT транзисторі: синя лінія — сигнал на виході управління, тривалість якої дорівнює 0.8 мс та амплітудою 5В; жовта лінія — сигнал на виході двигуна при

шунтуючій ємності $C=100\text{нФ}$, тривалість якої складає 0.4 мс та амплітудою 58В .

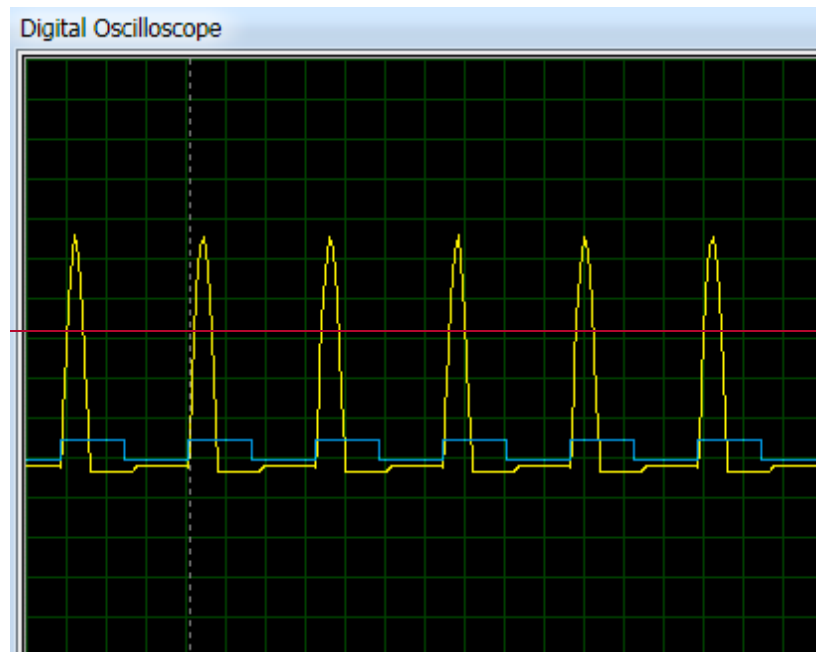


Рис.2.3. Осцилограми напруги на виході регулятора напруги на IGBT транзисторі: синя лінія — сигнал на виході управління; жовта лінія — сигнал на виході двигуна при шунтуючій ємності $C=100\text{нФ}$

На рис. 2.4 показані осцилограми напруги на виході регулятора напруги на IGBT транзисторі: синя лінія — сигнал на виході управління, період якої дорівнює 0.8 мс та амплітудою 5В ; жовта лінія — сигнал на виході двигуна при шунтуючій ємності $C=5\text{ мкФ}$, період якої дорівнює 0.8 мс та амплітудою 10В . При збільшенні ємності швидкість обертання двигуна зменшується.

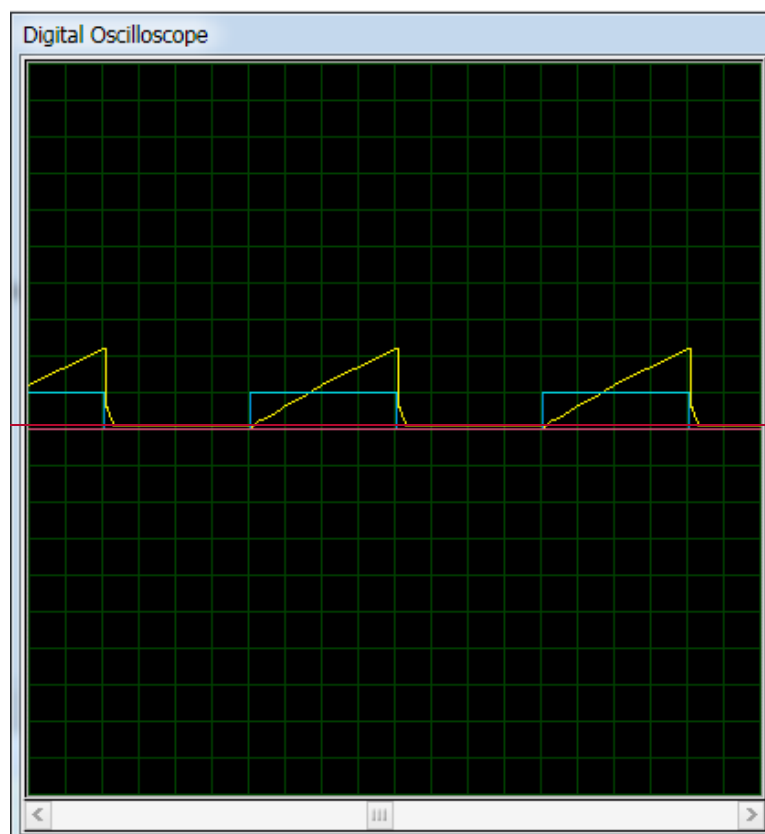


Рис.2.4. Осцилограми напруги на виході регулятора напруги на IGBT транзисторі: синя лінія— сигнал на виході управління; жовта лінія— сигнал на виході двигуна при шунтуючій ємності $C=5 \text{ мкФ}$

На рис. 2.5 наведені осцилограми напруги на виході регулятора напруги на IGBT транзисторі при збільшенні швидкості: синя лінія— сигнал на виході управління, тривалість якої дорівнює 1 мс та амплітудою 5В ; жовта лінія— сигнал на виході двигуна при шунтуючій ємності $C=100\text{нФ}$, тривалість якої складає 0.4 мс та амплітудою 73В . Тобто, при збільшенні швидкості обертання двигуна зростає його амплітуда.

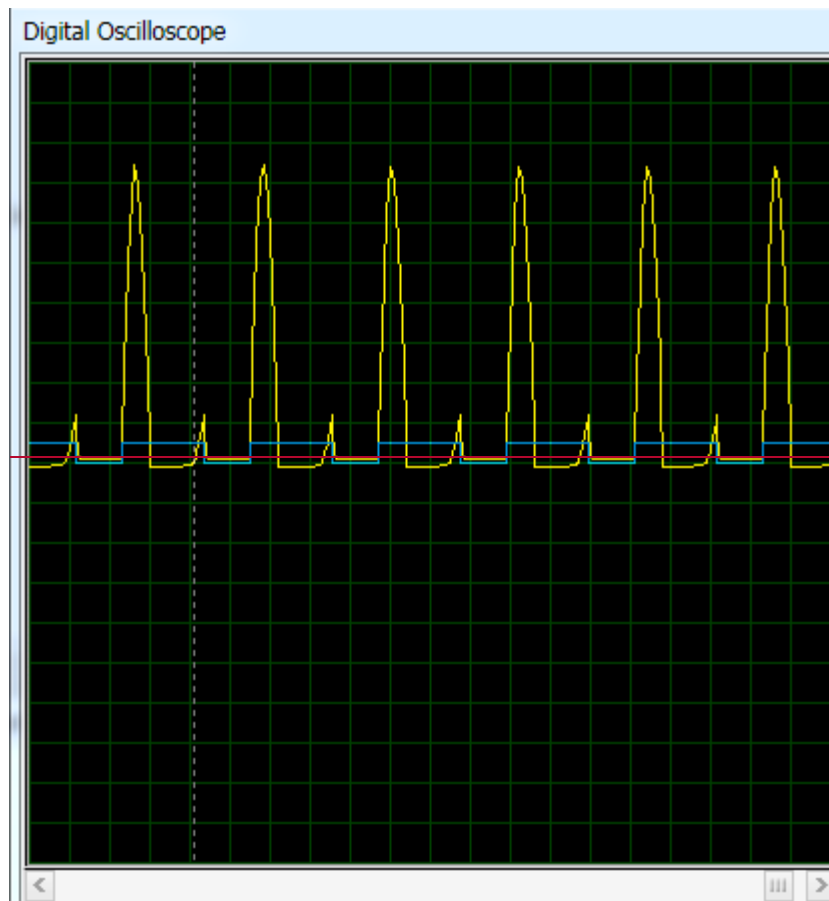


Рис.2.5. Осцилограми напруги на виході регулятора напруги на IGBT транзисторі при збільшенні швидкості: синя лінія — сигнал на виході управління; жовта лінія — сигнал на виході двигуна при шунтуючій ємності $C=100\text{нФ}$

На рис. 2.6 відображені осцилограми напруги на виході регулятора напруги на IGBT транзисторі при зменшенні швидкості: синя лінія — сигнал на виході управління тривалість якої дорівнює 0.8 мс та амплітудою 5В ; жовта лінія — сигнал на виході двигуна при шунтуючій ємності $C=100\text{нФ}$, тривалість якої складає 0.4 мс та амплітудою 73В . Тобто, при зменшенні швидкості обертання двигуна зменшується його амплітуда.

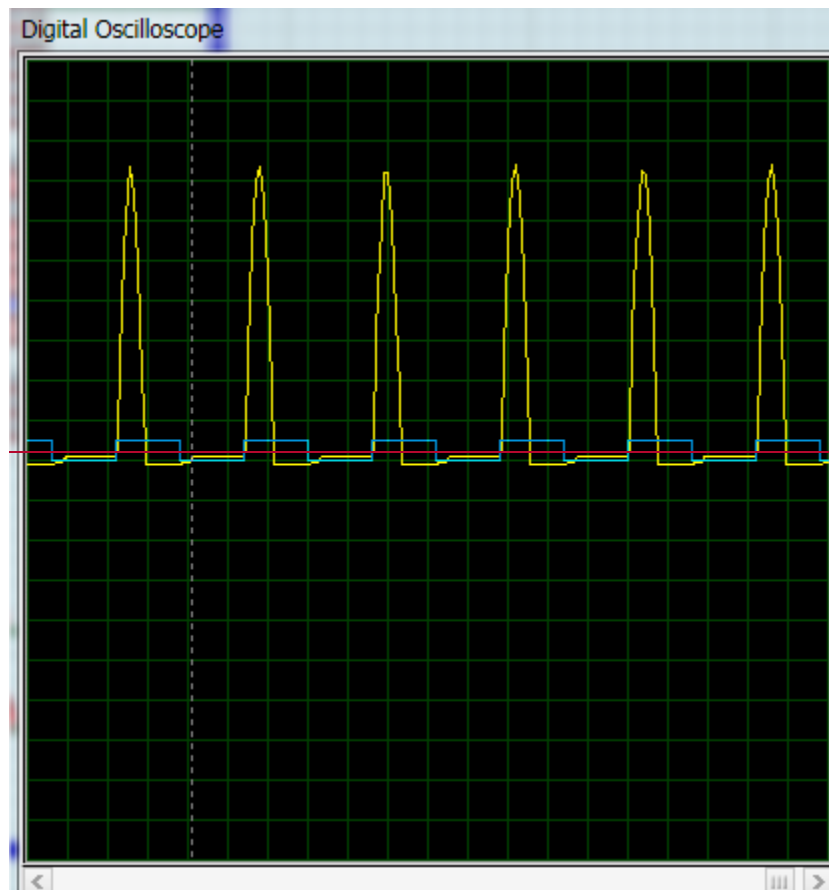


Рис.2.6. Осцилограми напруги на виході регулятора напруги на IGBT транзисторі при зменшенні швидкості: синя лінія — сигнал на виході управління; жовта лінія — сигнал на виході двигуна при шунтуючій ємності $C=100\text{нФ}$

~~2.1.2. Розробка лабораторного стенду для імітаційного моделювання перевodu стрілочного електронприводу та тягових двигунів електровозів постійного струму за допомогою однофазної мостової схеми випрямлення для регулювання швидкості~~

~~В даному підрозділі було проведено моделювання схеми керування електронприводом та тягових двигунів постійного струму за допомогою мостової схеми на IGBT транзисторі, приведеної на рис. 2.7, яка також як і попередня схема керування двигуном постійного струму з регулюванням швидкості на IGBT транзисторі, реалізована в програмному середовищі Proteus.~~

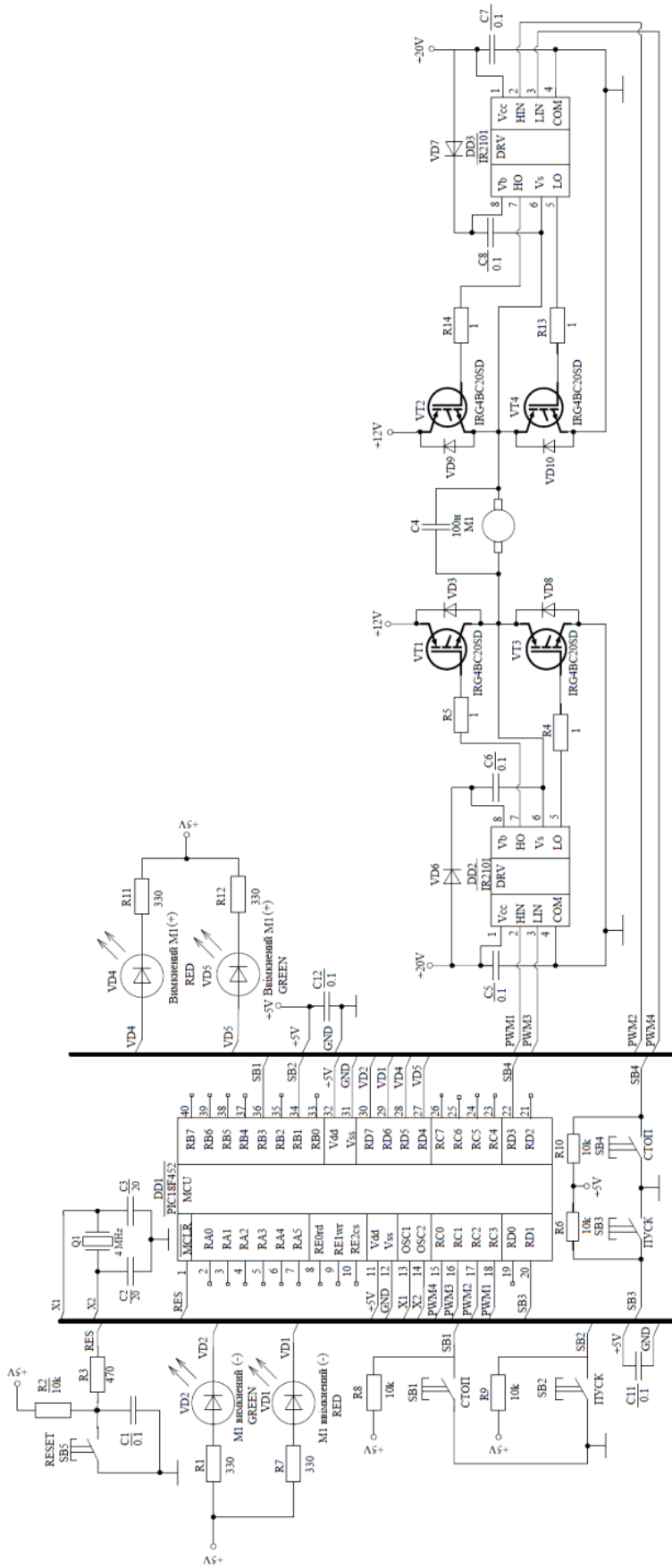


Рис. 2.7. Схеми керування електроприводом та тягових двигунів постійного струму за допомогою мостової схеми на IGBT транзисторі

Вона також має схему синхронізації, яка складається: кварцового резонатору Q1 та конденсаторів C2 та C3, потрібна для формування тактового сигналу, в XT режимі тактового генератора, також підключається кварцовий резонатор до виводів OSC1, OSC2. Частота кварцового генератору рівна 4.0МГц, а конденсатори відповідно обираються в діапазоні 15-68пФ, для цього випадку була обрана ємність 20пФ, так як вона не заважає роботі ГТТ.

Схема скидання в яку входять такі елементи: два резистори R2 та R3, конденсатор C1, та кнопка скидання SB5, вона підключається до виводу MCLR який спрацьовує, якщо на його вхід надходить сигнал логічного 0. Схема складається з двох резисторів номіналом 470 Ом та 10 кОм, а також конденсатора ємністю 0.1нФ.

Також, був доданий один елемент на відміну від рис. 2.1, це драйвер IR2101 приведений на рис. 2.8.

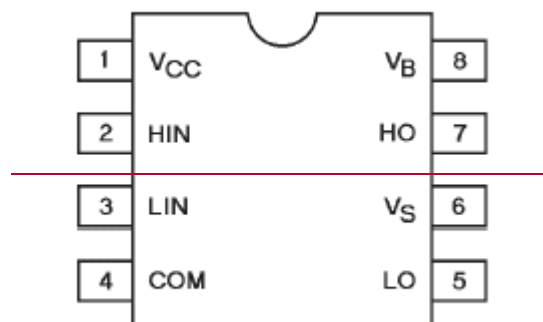


Рис. 2.8. Розташування виводів драйвера IR2101

Особливості драйвера IR2101:

- керуючі канали розроблені для навантаженого функціонування повністю працездатні до $\pm 600\text{В}$;
- нечутливий до негативних напруг при перехідних процесах;
- стійкість до швидкості наростання напруги (dV/dt);
- діапазон напруги живлення драйверів 10 ... 20В;
- блокування при зниженні напруги;
- узгоджена затримка поширення для обох каналів;

- виходи в фазі зі входами (IR2101);
- напруга зсуву V_{OFFSET} не більше 600В;
- імпульсний вихідний струм к.з $I_{\text{O}} \approx 130 \text{ мА} / 270 \text{ мА}$;
- вихідна напруга драйверів $V_{\text{OUT}} 10 \text{—} 20\text{В}$;
- час вкл. / викл. 160/150 нс;
- узгоджена затримка 50 нс;

IR2101 / IR2102 — драйвери високовольтних, високошвидкісних МОП-транзисторів або IGBT-транзисторів з незалежними вихідними каналами нижнього і верхнього рівнів. Власна HVIC-технологія і стійка до замикання КМОП-технологія дозволили створити монолітну конструкцію [8].

Логічний вхід сумісний зі стандартними КМОП або LSTTL виходом. Виходи драйверів відрізняються високим імпульсним струмом буферного каскаду, що виконано для мінімізації зустрічної провідності драйвера. Вихідний канал може бути використаний для управління N-канальним силовим МОП-транзистором або IGBT-транзисторів з напругою живлення верхнього рівня до 600В.

Принцип роботи схеми керування електроприводом та двигуном постійного струму на IGBT-транзисторі, має таку послідовність. При натисненні кнопки SB1 (пуск →), на вхід LIN, який представляє собою логічний вхід управління виходом драйвера нижнього рівня (LO) в фазі, надходить сигнал ШІМ (PWM3) лог. 1 на схему першого драйвера, тим самим відкриваючи IGBT-транзистор VT3, в свою чергу на вхід HIN, що представляє собою логічний вхід управління виходом драйвера верхнього рівня (HO) в фазі, другого драйверу, надходить ШІМ (PWM2) сигнал лог.1, чим і відкриває IGBT-транзистор VT2. Двигун починає обертатися з мінусовим значенням, світлодіод VD1 загорасться червоним світлом. При досягненні максимально допустимого значення двигуна, його можна вимкнути натиснувши кнопку SB2 (стоп →), та на

входах LIN та HIN з'явиться сигнал лог. 0, ввімкнеться світлодіод VD2 зеленим кольором, двигун вимикається.

Якщо ж потрібно перевести стрілку в інше положення то послідовність роботи така, при натисненні кнопки SB3 (пуск +), на вхід HIN, надходить сигнал ШІМ (PWM1) лог. 1 на схему першого драйвера, тим самим відкриваючи IGBT транзистор VT1, в свою чергу на вхід LIN, другого драйверу, надходить ШІМ (PWM4) сигнал лог.1, чим і відкриває IGBT-транзистор VT4. Двигун починає обертатися з позитивним значенням, світлодіод VD5 загорасться зеленим світлом. При досягненні максимально допустимого значення двигуна, його можна вимкнути натиснувши кнопку SB4 (стоп +), та на входах HIN та LIN з'явиться сигнал лог. 0, ввімкнеться світлодіод VD4 червоним кольором, двигун вимикається.

2.1.3. Розробка лабораторного стенду для імітаційного моделювання перетворювача частоти з трифазним інвертором і широтно-імпульсною модуляцією

Схема перетворювача частоти з трифазним інвертором та ШІМ наведена на рис. 2.9. Дана схема, складається з мікроконтролера PIC18F452, схеми синхронізації, схеми скидання, драйверів IR2101, IGBT транзисторів типу STGY40NC60VD та трифазного двигуна. Алгоритм програми реалізації синусоїдної ШІМ приведена в додатку В.

Симетрична трифазна обмотка статора підключена до трифазної мережі змінного струму з відповідними напругою і частотою. У кожній з трьох фаз обмотки протікають синусоїдальні струми однакової амплітуди, які зміщені в часі один щодо одного на 120° . За рахунок того, що полюса обмотки теж зміщені в просторі на 120° , статор створює магнітне поле, яке обертається з частотою напруги, що подається.

Це обертове магнітне поле або просто обертове поле індукуює в обмотці або в стержнях ротора електричну напругу. Оскільки обмотка замкнута кільцями, через неї протікають струми короткого замикання. З'являючись разом

з обертовим полем, ці сили створюють на радіусі ротора крутний момент, який розганяє ротор в напрямку обертового поля до частоти обертання. Зі збільшенням швидкості обертання ротора частота створюваного напруги в роторі знижується, так як різниця між швидкостями обертання поля і ротора скорочується.

В результаті індуковані напруги знижуються і зменшують струми в білярній клітці, а значить, зменшуються сили і крутний момент. Якби ротор досяг тієї ж швидкості, з якою обертається поле, вони стали б обертатися синхронно, і напруги не індукувалися б — отже двигун не зміг би розвивати крутний момент. Однак момент навантаження і моменти тертя в підшипниках забезпечують різницю між швидкостями обертання ротора та поля, і за рахунок цього буде результуюча рівновага між пришвидшуючим моментом і моментом навантаження. Двигун працює асинхронно [9].

Залежно від навантаження на двигун ця різниця більша або менша, але ніколи не дорівнює нулю, оскільки навіть при роботі без навантаження завжди є тертя. Якщо момент навантаження більше створюваного двигуном максимального прискорення моменту, то двигун "перекидається" в неприпустимий режим роботи, який може привести до поломки через перегрів.

Це необхідний для роботи відносний рух між частотою обертання поля і механічної частотою обертання позначається як ковзання S і вказується у відсотках від частоти обертання поля. У двигунів малої потужності ковзання може становити від 10 до 15 відсотків, більш потужні асинхронні двигуни мають ковзання близько 2-5 відсотків.

Задача перетворювача частоти, сформувати трифазну напругу для керування двигуна. Напруга надходить від джерела змінного струму, налаштованого на частоту 50Гц. Якщо подати цю частоту відразу на двигун, то він буде обертатися з частотою 50Гц, а перетворювач частоти може змінювати цю частоту, він може зробити умовно 60Гц, 70Гц, 80Гц, відповідно з якимось шагом, так само як ШИМ можна змінювати з відповідним шагом, так же можна змінювати і частоту, наприклад, з шагом 10Гц. А швидкість обертання двигуна

у нас залежить від частоти, тобто можливо регулювати частоту, умовно від 50Гц до 500Гц, завдяки цьому можливо отримати купу різних швидкостей. Це важливо в транспорті, в тому ж локомотиві, завдяки цьому можливо регулювати швидкість цього об'єкта.

З джерела змінного струму, він випрямляється через діоди VD3, VD7 та VD8. З постійного струму він робить синусоїду визначеної частоти. Мікроконтролер реалізує програму керування, а драйвери керують окремою парою транзисторів, виходить трифазний перетворювач частоти.

Мікроконтролер формує та подає сигнали, тобто він прив'язується до визначених частот та відкриває в визначений момент транзистори з різною частотою, та створює живлення для двигуна. Мікроконтролер шляхом видачі керуючих сигналів на драйвери, тим самим відкриває транзистори з різною частотою та різним періодом завдяки таймеру. Таймер відраховує ці часові інтервали та вмикає їх по черзі, з певним алгоритмом, так щоб було три синусоїди зі здвигом фаз 120° , так і отримано живлення для трифазного двигуна. Кожна пара транзисторів формує одну синусоїду, тому їх шість. Транзистори VT1 та VT2 формують синусоїду з 0 здвигом фаз (фаза А), VT1 формує позитивну півхвилю, VT2 негативну півхвилю. Аналогічним чином формуються фази 120° (фаза В), завдяки транзисторам VT3 та VT4, та 240° (фаза С), завдяки транзисторам VT5 та VT6.

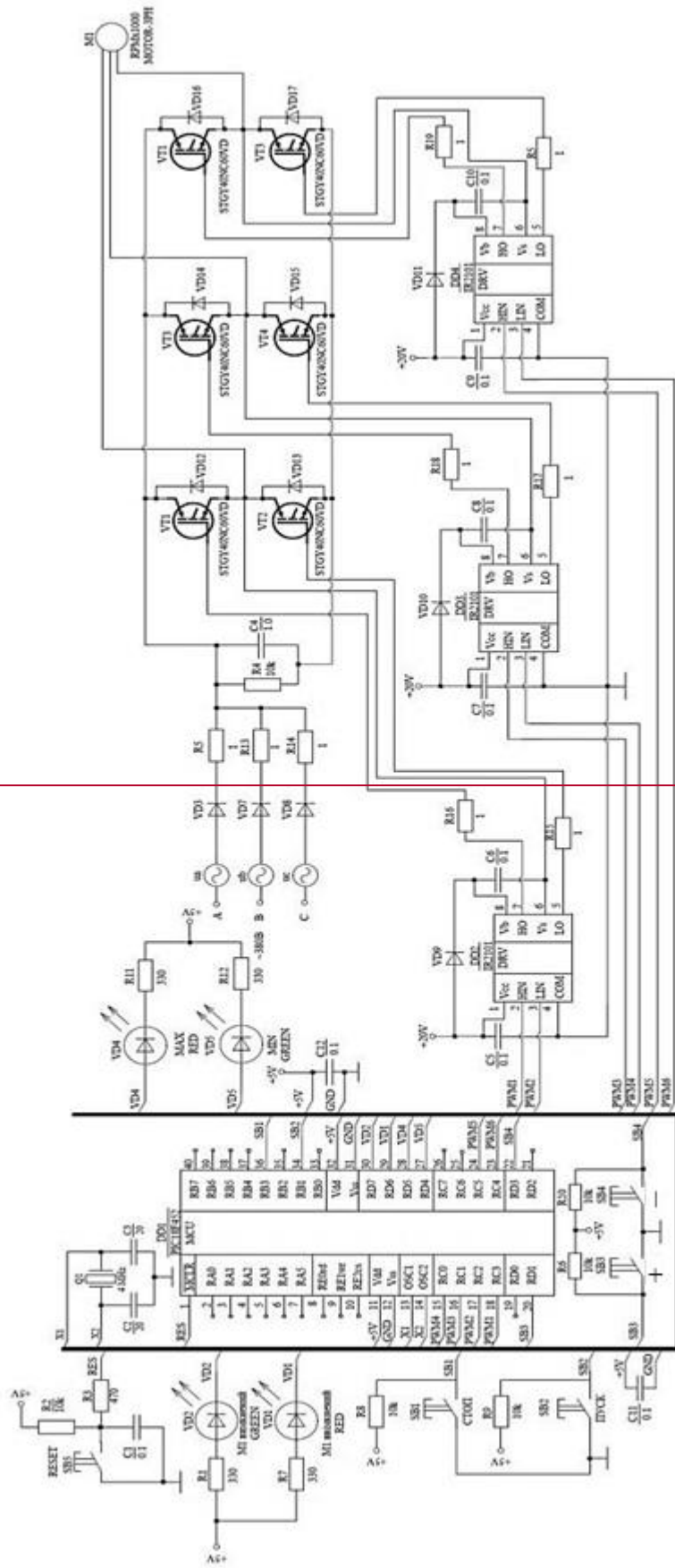


Рис. 2.9. Схема перетворювача частоти з трифазним інвертором і широтно-імпульсною модуляцією

На рис. 2.10 приведена осцилограма синусоїдальних кривих з частотою 50Гц період яких 20 мс, та здвигом фаз 120° . Якщо збільшити частоту до 100Гц, то сигнали будуть видаватися з періодом 10мс, для 1кГц період буде 1мс, тобто чим більша частота, тим швидше будуть видаватися команди.

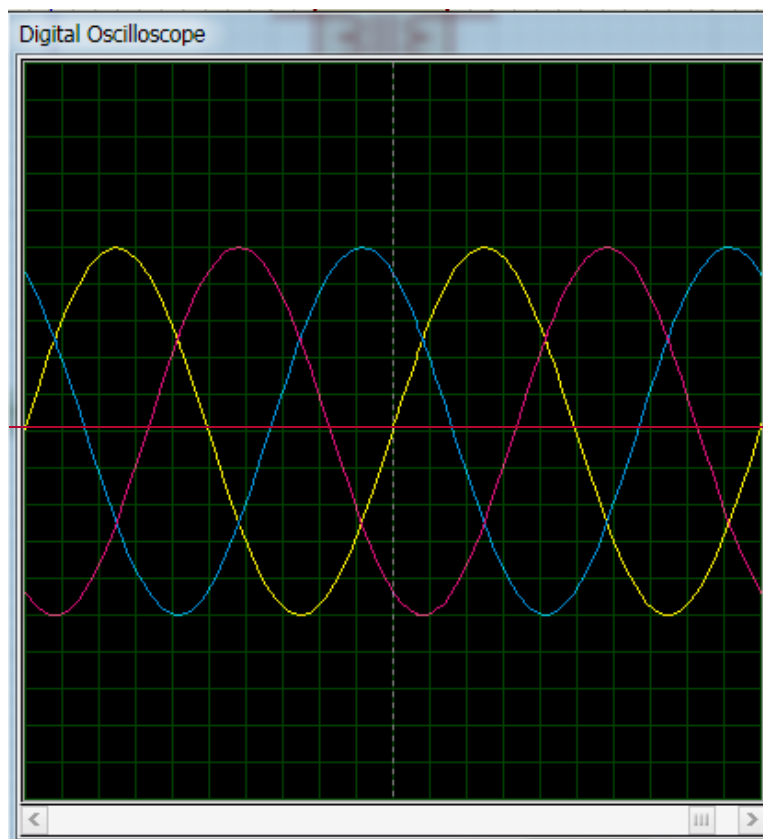


Рис. 2.10. Осцилограма синусоїдальних струмів однакової амплітуди, які зміщені в часі один щодо одного на 120°

Та на рис. 2.11 приведена постійна складова уже після випрямляча, яка надходить безпосередньо на транзистори.

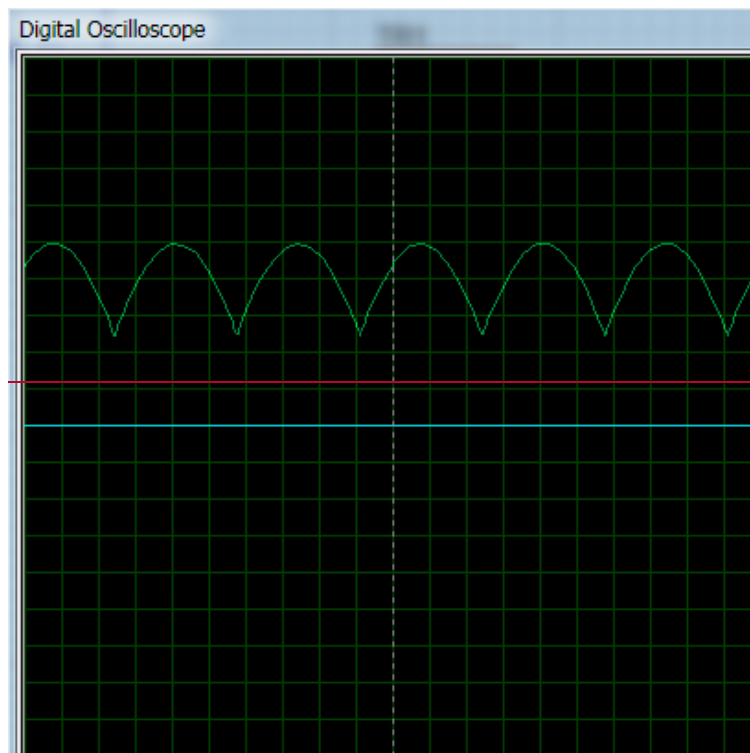


Рис. 2.11. Осцилограма постійної складової джерела змінного струму
Ця осцилограма показує те, що при змінній напругі, все одно буде постійна складова яка надходить з випрямляча на решту схеми.

2.2 Висновки по розділу 2

1. В даному розділі було детально розглянуто та проведено моделювання роботи однофазних схем випрямлення.

2. Була розроблена схема цифрового пристрою керування двигуном постійного струму з регулюванням швидкості на IGBT транзисторі та реалізована в програмному пакеті Proteus. Описано алгоритм роботи та принцип дії цієї схеми. Приведені осцилограми напруги на виході регулятора напруги на IGBT транзисторі.

3. Проведено моделювання схеми керування електронприводом та тягових двигунів постійного струму за допомогою мостової схеми на IGBT транзисторі. Описано принцип роботи схеми.

4. Розроблено схему перетворювача частоти з трифазним інвертором та ШІМ. Описано принцип її дії. Приведена осцилограма синусоїдальних кривих.

2. МОДЕЛЮВАННЯ РОБОТИ СХЕМ ВИПРЯМЛЕННЯ В СИСТЕМІ ТЯГОВОГО ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ

2.1. Спектральний склад вхідної і вихідної напруги перетворювача на IGBT-транзисторах

Основні області застосування і промислове виробництво IGBT-модулів. В даний час виробництво силових IGBT-модулів освоєно рядом підприємств електронної промисловості (АТ "Електровипрямляч", НПК "ICE" та інші). Основними елементами в модулях є IGBT-чіпи, виготовлені за NPT (Non punch through) технологією. IGBT - транзистори, виготовлені за цією технологією, мають високу du/dt стійкість, практично прямокутну область безпечної роботи, що забезпечує надійну роботу приладів при граничних загрузках по струму і напрузі. Ці транзистори мають позитивний температурний коефіцієнт напруги насичення, що дозволяє успішно використовувати IGBT- модулі в паралельних з'єднаннях.

Особливістю цих модулів є малий час спаду струму при виключенні, а також дуже низькі залишкові струми, які практично не залежать від температури. Це особливо важливо при роботі транзисторів на високих частотах. Модулі виконуються за одно - (серія МДТКІ) і двохключовою (М2ТКІ) схемами, а також за схемою переривника струму (чопера - серія МТКІД). Транзистори шунтуються діодами зворотного струму, в якості яких використовуються супершвидко відновлюючися діоди з "м'яким" відновленням (FRD діоди). IGBT-модулі першого конструктивного виконання (ширина модуля 34 мм) розраховані на струми 25, 50 і 75 А і призначені для інверторів потужністю від 2 до 15 кВт. Модулі другого конструктивного виконання (ширина модуля 62 мм) розраховані на струми 100, 150 і 200 А і застосовуються в інверторах потужністю від 20 до 60 кВт. І найпотужніші в цьому ряду IGBT-

модулі третього виконання (ширина 62 мм) на струми 200, 320 і 400 А можуть застосовуватися в інверторах потужністю від 60 до 200 кВт. З 1998 року на підприємстві "Електровипрямляч" здійснюється випуск потужних високовольтних IGBT-модулів розрахунок на струм до 1200 А і напругу до 3300 В; проводиться розробка потужного IGBT – транзистора - пігулки конструкції з притискними контактами, що дозволить збільшити відбір тепла з елемента, ще більш підвищити робочий струм і напругу транзистора. IGBT-модулі зарубіжного виробництва на вітчизняному ринку електронних компонентів представлені в основному фірмами "Mitsubishi", "International Rectifier", "Hitachi". Електричну схему таких модулів дано на рис.3.2 [4, 8]. Поширювані фірмами-посередниками прилади перекривають діапазони максимально допустимих струмів I_c від 50 А до 1000 А і напруг (U_{CE}) від 250 В до 1700 В. Модулі на струми до 600 А реалізуються з включеним в структуру драйвером, понад 600 А- драйвер поставляється окремо.

Сучасні IGBT-модулі знаходять сьогодні широке застосування при створенні некерованих і керованих випрямлячів, автономних інверторів для живлення двигунів постійного і змінного струму середньої потужності (див. рис.3.1), перетворювачів індукційного нагріву, зварювальних апаратів, джерел безперебійного живлення, побутової та студійної техніки. Схема тягового приводу системи ONIX 3000 на IGBT-транзисторах електровоза АМ96 для системи електропостачання 3 кВ дано на рис.2.1. Особливу роль IGBT-модуля грають в розвитку залізничного транспорту. Застосування цих перспективних приладів в тяговому перетворювачі дозволило підвищити частоту перемикання, спростити схему управління, мінімізувати завантаження мережі гармоніками і забезпечити гранично низькі втрати в обмотках трансформатора і дроселів. На вітчизняному рухомому складі модулі IGBT використовувалися в перетворювачі власних потреб (ПСН) електровоза ЕП-200, локомотивах ДС, ДЕ, ВЛ85, ВЛ80р, ЕЛ5 та ін. Вперше тяговий перетворювач на транзисторах IGBT (чотиричотирквadrантні регулятори, імпульсні інвертори і гальмівної регулятор) застосований в Європі на серійному електропоїзді змінного струму

промислової частоти Heathrow Express (HEX). Схема включення IGBT- модуля типу MBN1200D33 фірми Hitachi, рис. 2.2.

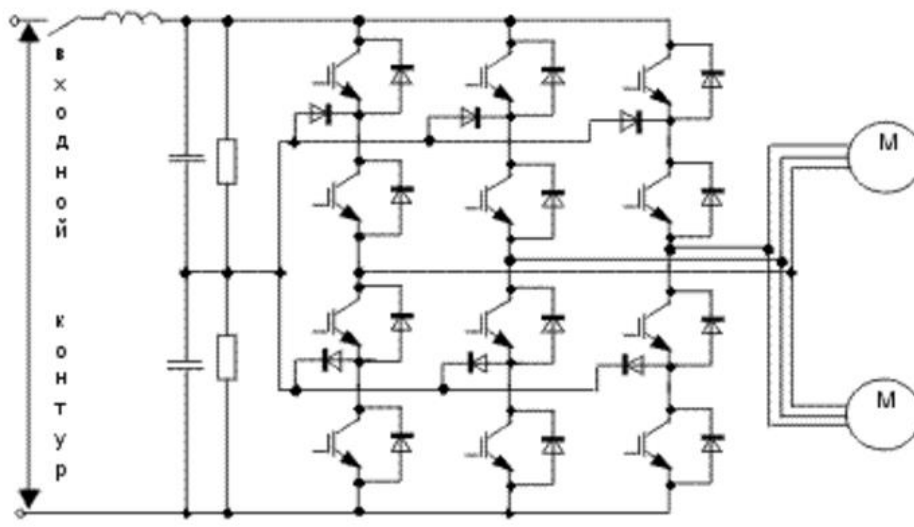


Рис. 2.1. Схема тягового електроприводу системи ONIX 3000 в IGBT-транзисторах електровозу при системі тягового електропостачання 3 кВ

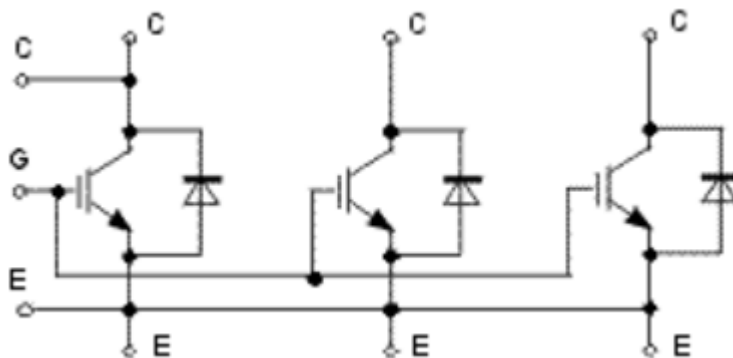


Рис. 2.2. Схема включення IGBT- модуля типу MBN1200D33 фірми Hitachi

На сьогоднішній день IGBT як клас приладів силової електроніки займає і буде займати домінуюче положення для діапазону потужностей від одиниць кіловат до одиниць мегават. Подальший розвиток IGBT пов'язано з вимогами ринку і буде йти по шляху: підвищення діапазону граничних комутованих струмів і напруг (одиниці кілоампер, 5-7 кВ); підвищення швидкодії; підвищення стійкості до перевантажень і аварійним режимам; зниження прямого падіння напруги; розробка нових структур з густиною струмів, що

наближаються до тиристорних; розвитку "інтелектуальних" IGBT (з вбудованими функціями діагностики та захистів) і модулів на їх основі; створення нових високонадійних корпусів, в тому числі з використанням ММС (AlSiC) і притискної конструкції; підвищення [3-8].

При використанні схем на IGBT-транзисторах з ШІМ для управління тяговими електродвигунами в тяговому струмі з'являються додаткові гармоніки. В таких схемах здійснюється генерація тяговими перетворювачами гармонік частотою 150...1000 Гц в результаті процесів комутації тиристорів; виникають коливання напруги з частотою 750...1950 Гц на струмоприймачі електровоза в результаті перехідних процесів в системі «тягова мережа — електровоз»; спотворюється форма струму електровоза і стає несинусоїдальною внаслідок індуктивного характеру навантаження та інших причин [5].

2.2. Моделювання коефіцієнту спотворення синусоїдальності кривої напруги на первинній обмотці тягового трансформатора електровозу

Моделювання роботи двохсекційного електровоза змінного струму типу 2ЕЛ5 з перетворювачем на IGBT-транзисторах і з широтно-імпульсною модуляцією в режимі тяги виконувалось за допомогою MathCad.

Вихідні дані: номінальна напруга на шинах тягової підстанції $U_{тп} = 27,5$ кВ, напруга вкінці дільниці $U_{ел} = 25$ кВ, одноколійна дільниця довжиною $L=10$ км, електроживлення залізничної дільниці - однобічне. Електровоз знаходиться на кінці ділянки. Кількість тягових електродвигунів – $N=8$. Маса поїзда $m=2500$ т. Швидкість руху поїзда: $v=3...52$ км/год.

Зазвичай оцінку енергоефективності застосування перетворювача з широтно-імпульсною модуляцією виконують шляхом визначення таких показників: коефіцієнт потужності електровоза, виміряний в колі первинної обмотки тягового трансформатора (K_M), коефіцієнти спотворення синусоїдальності кривої напруги на струмоприймачі u_1 (K_U , %) і струму первинної обмотки трансформатора електровоза i_1 (K_I , %), коефіцієнт

спотворення струму v_1 , коефіцієнти k -х гармонічних складових напруги (K_{Uk} , %) і струму (K_{Ik} , %) [5].

Визначимо коефіцієнт спотворення синусоїдальності кривої напруги на струмоприймачі K_U в усьому діапазоні регулювання і за результатами розрахунків побудуємо гістограми залежності коефіцієнта несинусоїдальності від номера гармоніки k (рис.2.3, табл.2.1).

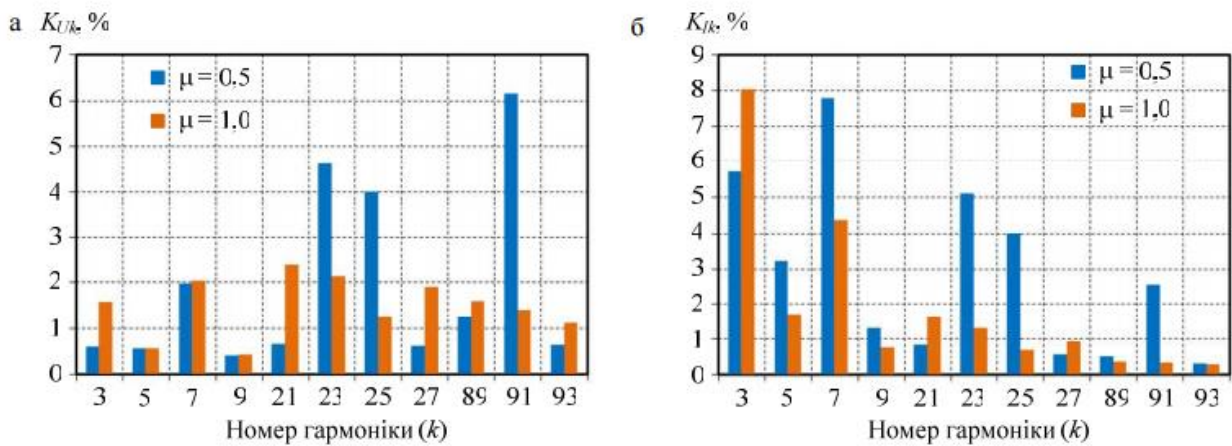


Рис. 2.3. Гармонічний склад напруги $u1$ (а) та струму $i1$ (б) на первинній обмотці трансформатору електровоза при коефіцієнтах модуляції $\mu=0,5; 1$.

Таблиця 2.1

Величини струму і напруги на первинній обмотці тягового трансформатору двохсекційного електровозу 2ЕЛ5, $U_{ел} = 25$ кВ, $f_1=50$ Гц

<u>k</u>	<u>f, Гц</u>	<u>K_{Uk}, %</u>	<u>$U_{kВ}$</u>	<u>K_{Ik}, %</u>	<u>$I_{ел}=100А$</u>	<u>$I_{ел}=250А$</u>	<u>$I_{ел}=500А$</u>
<u>3</u>	<u>150</u>	<u>1,5</u>	<u>375</u>	<u>8</u>	<u>8</u>	<u>20</u>	<u>40</u>
<u>5</u>	<u>250</u>	<u>0,5</u>	<u>125</u>	<u>3,2</u>	<u>3,2</u>	<u>8</u>	<u>16</u>
<u>7</u>	<u>350</u>	<u>2</u>	<u>500</u>	<u>7,8</u>	<u>7,8</u>	<u>19,5</u>	<u>39</u>
<u>9</u>	<u>450</u>	<u>0,35</u>	<u>87,5</u>	<u>1,25</u>	<u>1,25</u>	<u>3,125</u>	<u>6,25</u>
<u>21</u>	<u>1050</u>	<u>2,25</u>	<u>562,5</u>	<u>1,5</u>	<u>1,5</u>	<u>3,75</u>	<u>7,5</u>
<u>23</u>	<u>1150</u>	<u>2,1</u>	<u>525</u>	<u>5</u>	<u>5</u>	<u>12,5</u>	<u>25</u>
<u>25</u>	<u>1250</u>	<u>1,2</u>	<u>300</u>	<u>4</u>	<u>4</u>	<u>10</u>	<u>20</u>
<u>27</u>	<u>1350</u>	<u>1,9</u>	<u>475</u>	<u>0,9</u>	<u>0,9</u>	<u>2,25</u>	<u>4,5</u>
<u>89</u>	<u>4450</u>	<u>1,5</u>	<u>375</u>	<u>0,5</u>	<u>0,5</u>	<u>1,25</u>	<u>2,5</u>
<u>91</u>	<u>4550</u>	<u>1,2</u>	<u>300</u>	<u>2,5</u>	<u>2,5</u>	<u>6,25</u>	<u>12,5</u>
<u>93</u>	<u>4650</u>	<u>1,1</u>	<u>275</u>	<u>0,3</u>	<u>0,3</u>	<u>0,75</u>	<u>1,5</u>

Було встановлено, що коефіцієнт несинусоїдальності первинної напруги трансформатора K_U змінюється в межах 2,58...10,63 %, коефіцієнт несинусоїдальності кривої струму K_I змінюється в межах 9,14...13,07 %. При цьому за результатами експериментальних даних K_U на шинах 27,5 кВ тягової підстанції не перевищує 7 %, що відповідає гранично допустимому значенню для даного класу напруги за ГОСТ 13109-97 — 8 %) [5].

2.3. Спектральний склад вихідної напруги інвертора

ШІМ-інвертор представляє собою комутатор на IGBT-транзисторах, які управляються широтно-імпульсними сигналами, модульовані за синусоїдальним законом і формують імпульсну послідовність напруги. Інша сфера застосування інверторів на IGBT-транзисторах з ШІМ. В однофазних джерелах малої і середньої потужності знайшла застосування диференціальна схема інвертора [1]. У системах електроживлення від сонячних панелей [13] або від паливних елементів [14] застосовуються мостові схеми інверторів. Для мостових схем - як одне джерело напруги живлення, так і два джерела напруги постійного струму з середньою точкою (нейтраллю) (рис. 2.4).

Виділення основної гармоніки вихідної напруги U_2 з імпульсної послідовності напруги U_1 , що формується комутатором інвертора, забезпечує низькочастотний L-C вихідний фільтр. Питанням розрахунку фільтра низької частоти ШІМ-інвертора присвячений ряд робіт [4 - 8], проте в них не розглянуто вплив нелінійного навантаження на параметри фільтра.

Вихідна напруга комутатора ШІМ-інвертора містить основну гармоніку 50 Гц, величина якої пропорційна заданій коефіцієнту модуляції, і високочастотні гармоніки, сконцентровані в області кратних цілих значень частоти комутації [9]:

$$\underline{f_n = af_k \pm bf_1,} \tag{2.1}$$

де f_1 - основна частота (перша гармоніка), f_k - частота комутації транзисторів інвертора, $a = 0, 1, 2 \dots$ - кратність групи високочастотних

гармонік, $b = 1, 2, 3 \dots$ - кратність основної частоти в групі високочастотних гармонік.

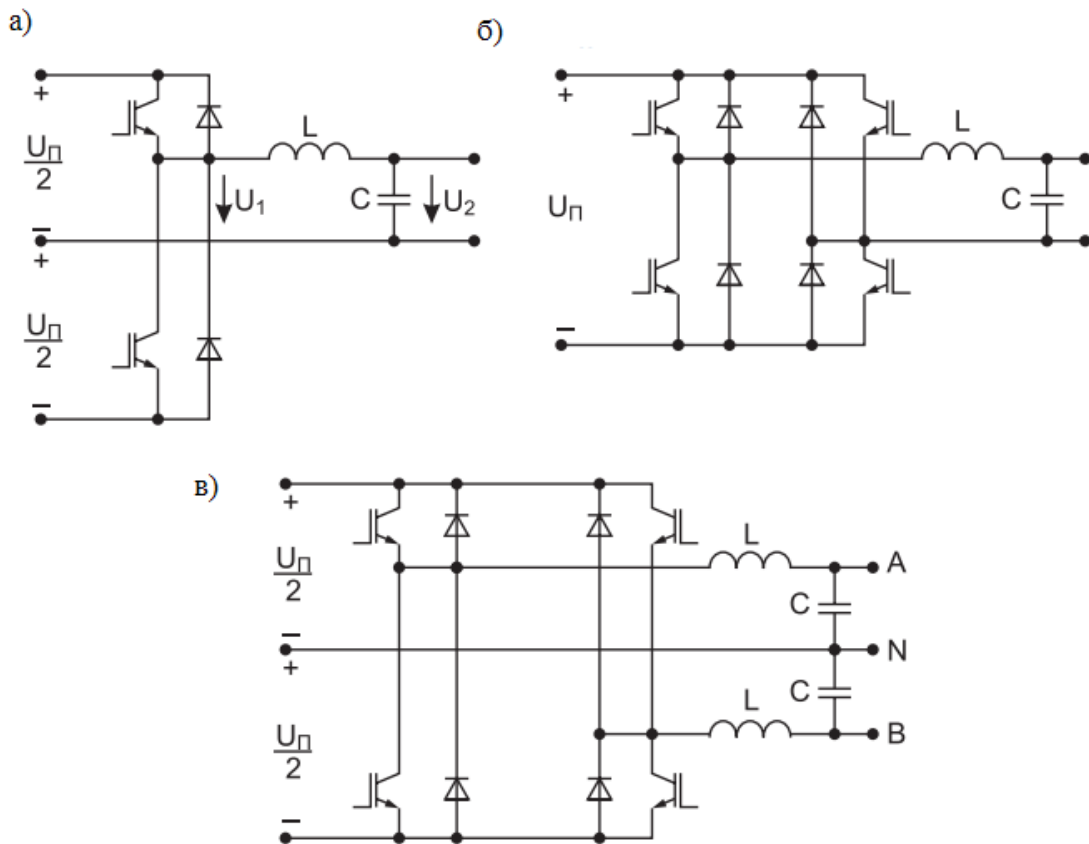


Рис.2.4. Структури однофазних ШІМ-інверторів: а) диференціальна схема; б) мостова схема з одним джерелом; в) мостова схема з двома джерелами живлення

Залежно від обраної форми опорного (модулюючого) сигналу (пилкоподібної - ШІМ-1 або трикутної форми - ШІМ-2) в спектрі можуть бути відсутні деякі значення кратності b (рис. 2.5).

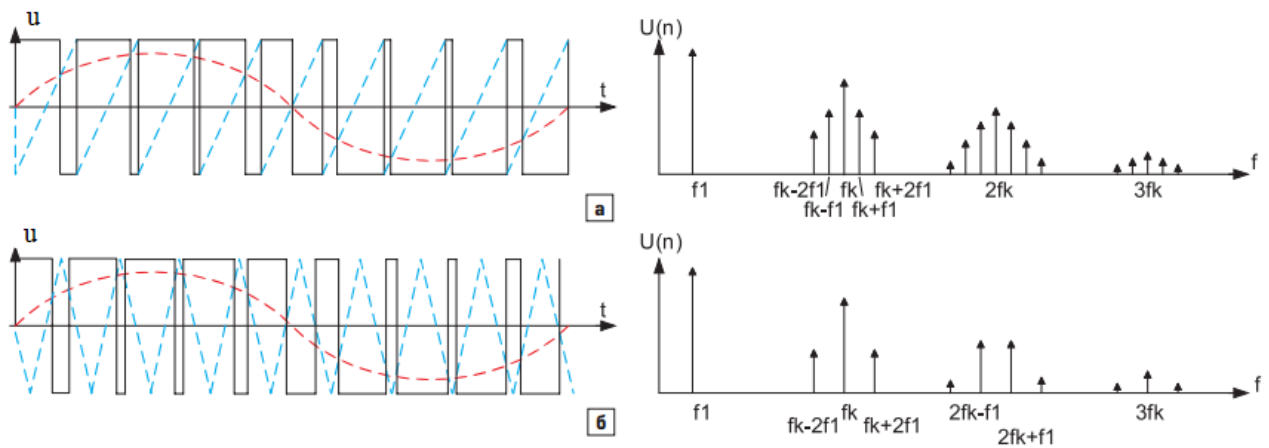


Рис. 2.5. Спектри ШІМ-напруги: а) при пилкоподібній формі модулюючого сигналу; б) при трикутній формі модулюючого сигналу

З точки зору мінімізації розмірів і вартості фільтруючих елементів доцільно мати високу частоту комутації. Однак вона вибирається виходячи з ефективності інвертора, оскільки при високих частотах втрати на перемикання є вагомою складовою у загальних втратах. В даний час на практиці застосовується f_k в межах 10-25 кГц.

Резонансну частоту, що визначає частоту зрізу фільтра, навантаженого на активний опір, можна представити в наступному вигляді:

$$f_{0n} = f_{0xx} \sqrt{1 - \frac{X_{L1} X_{C1}}{R_H^2}} = f_1 \sqrt{\frac{1}{M} - \frac{X_{c1}^2}{2R_H^2}} \quad (2.2)$$

де $f_{0xx} = f_1 \sqrt{1/M}$ - резонансна частота ненавантаженого фільтра, $M = X_{L1}/X_{c1} = \omega_1^2 LC$ - квадрат відносної резонансної частоти (коефіцієнт подібності фільтра), R_H - активний опір навантаження.

Нижче дано розрахунок спектрального складу напруги на виході інвертору при базовій частоті комутації 10000 і 20000 Гц.

Вихідний низькочастотний LC-фільтр повинен забезпечити напругу синусоїдальної форми основної гармоніки при змінах навантаження від 0% (холостий хід) до 100% (номінальний режим). Перша нижча з вищих гармонійних складових, енергію якої необхідно враховувати при визначенні спотворення синусоїдальної форми напруги, представляє частоту ($f_k - 2f_1$).

Резонансна частота фільтра повинна лежати лівіше цієї частоти. Щоб послабити вищу гармоніку на частоті f_k в 100 разів (40 дБ), необхідно мати частоту зрізу фільтра з умови: $f_0 < 0,1f_k$.

При цьому значення коефіцієнта подібності ненагруженого фільтра в діапазоні частот комутації 10-20 кГц становитиме значення: $M = (1 \dots 3) \times 10^{-3}$. З ростом лінійної навантаження ця величина буде збільшуватися в незначних межах, при цьому відбувається деяке зниження частоти зрізу фільтра, яке не впливає на загальні висновки в даній роботі.

a := 0,1.. 10

b := 1,2.. 11

fk := 10000

Гц

fl := 50

Гц

fk2 := 20000

Гц

f11(a,b) := a·fk + b·fl

f2(a,b) := a·fk - b·fl

f12(a,b) := a·fk2 + b·fl

f22(a,b) := a·fk2 - b·fl

f11(a,b) =

Гц

f2(a,b) =

Гц

f12(a,b) =

Гц

f22(a,b) =

Гц

50
1.005·10 ⁴
2.005·10 ⁴
3.005·10 ⁴
4.005·10 ⁴
5.005·10 ⁴
6.005·10 ⁴
7.005·10 ⁴
8.005·10 ⁴
9.005·10 ⁴
1·10 ⁵
100
1.01·10 ⁴
2.01·10 ⁴
3.01·10 ⁴
4.01·10 ⁴
5.01·10 ⁴
6.01·10 ⁴
7.01·10 ⁴
8.01·10 ⁴
9.01·10 ⁴
1.001·10 ⁵
150
1.015·10 ⁴
2.015·10 ⁴
3.015·10 ⁴
...

-50
9.95·10 ³
1.995·10 ⁴
2.995·10 ⁴
3.995·10 ⁴
4.995·10 ⁴
5.995·10 ⁴
6.995·10 ⁴
7.995·10 ⁴
8.995·10 ⁴
9.995·10 ⁴
-100
9.9·10 ³
1.99·10 ⁴
2.99·10 ⁴
3.99·10 ⁴
4.99·10 ⁴
5.99·10 ⁴
6.99·10 ⁴
7.99·10 ⁴
8.99·10 ⁴
9.99·10 ⁴
-150
9.85·10 ³
1.985·10 ⁴
2.985·10 ⁴
...

50
2.005·10 ⁴
4.005·10 ⁴
6.005·10 ⁴
8.005·10 ⁴
1·10 ⁵
1.2·10 ⁵
1.401·10 ⁵
1.601·10 ⁵
1.8·10 ⁵
2.001·10 ⁵
100
2.01·10 ⁴
4.01·10 ⁴
6.01·10 ⁴
8.01·10 ⁴
1.001·10 ⁵
1.201·10 ⁵
1.401·10 ⁵
1.601·10 ⁵
1.801·10 ⁵
2.001·10 ⁵
150
2.015·10 ⁴
4.015·10 ⁴
6.015·10 ⁴
...

-50
1.995·10 ⁴
3.995·10 ⁴
5.995·10 ⁴
7.995·10 ⁴
9.995·10 ⁴
1.2·10 ⁵
1.399·10 ⁵
1.599·10 ⁵
1.8·10 ⁵
2·10 ⁵
-100
1.99·10 ⁴
3.99·10 ⁴
5.99·10 ⁴
7.99·10 ⁴
9.99·10 ⁴
1.199·10 ⁵
1.399·10 ⁵
1.599·10 ⁵
1.799·10 ⁵
1.999·10 ⁵
-150
1.985·10 ⁴
3.985·10 ⁴
5.985·10 ⁴
...

Напруга та струм на виході інвертору при послідовному з'єднанні тягових двигунів електровозу при частоті комутації транзисторів $f_k=20000$ Гц дано на рис.2.6.

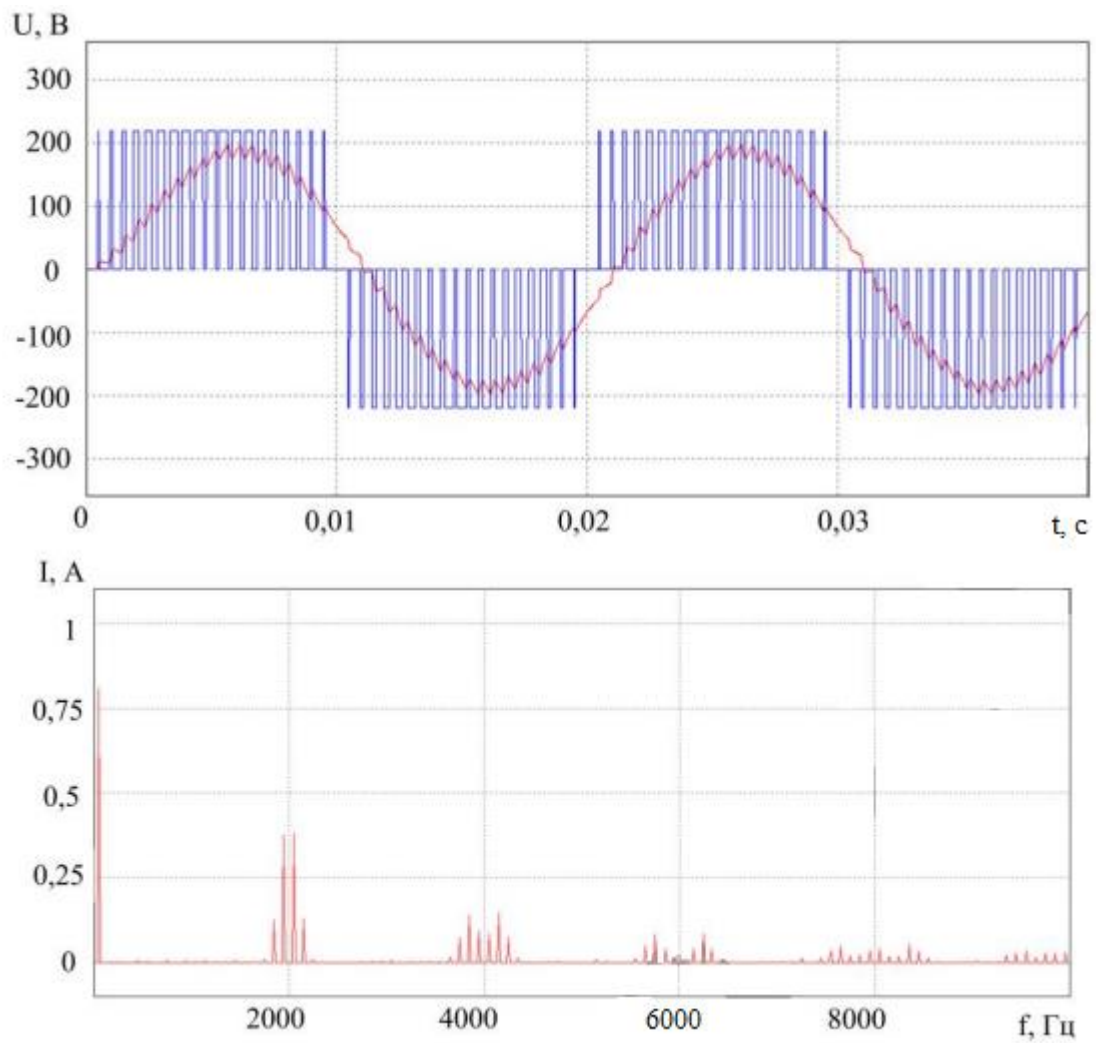


Рис.2.6. Напряга та струм на виході інвертору при послідовному з'єднанні тягових двигунів електровозу. Частота комутації транзисторів $f_k = 20\text{кГц}$

3. МОДЕЛЮВАННЯ РОЗПОДІЛУ ГАРМОНІЙНИХ СКЛАДОВИХ ТЯГОВОГО СТРУМУ ЗА ФІДЕРНОЮ ЗОНОЮ

Виконаємо моделювання розподілу гармонійних складових тягового струму, які виникають в результаті роботи перетворювачів на IGBT-транзисторах, за довжиною фідерної зони в контактній і рейковій мережах, обчислити падіння напруги від гармонійної складової заданої частоти і амплітуди. Визначимо, які з рейкових кіл знаходяться в найгірших умовах. Побудуємо криві залежності зміни напруги і струму від координати.

3.1. Однобічне електропостачання дільниці

Дільниця одноколійна. Довжина фідерної зони $L = 10$ км. Для виконання розрахунків приймаємо такі значення опорів рейок:

$Z_p = 0,11 + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot 8.021 \cdot 10^{-4}$ Ом / км (для рейкових кіл з рейками Р65),

баласту $Z_б = 100$ Ом·км, ізоляції опор $Z_{из} = 10^5$ Ом·км і контактної мережі

$Z_k = 0,159 + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot 9.772 \cdot 10^{-4}$ Ом/км (для контактної підвіски типу ПБСМ95 + МФ-100) [2, 3, 6].

За експериментальними даними і результатами розрахунків струм електровозів $I_1 = I_2 = 500$ А основної частоти $f = 50$ Гц, а струми гармонік як представлено в табл.3.1, дорівнюють:

частота $f = 150$ Гц, амплітуда струму електровозів $I_1 = I_2 = 40$ А;

частота $f = 350$ Гц, амплітуда струму електровозів $I_1 = I_2 = 39$ А;

частота $f = 1050$ Гц, амплітуда струму електровозів $I_1 = I_2 = 7,5$ А;

частота $f = 2050$ Гц, амплітуда струму електровозів $I_1 = I_2 = 10$ А;

частота $f = 4550$ Гц, амплітуда струму електровозів $I_1 = I_2 = 12,5$ А.

Відстань від тягової підстанції (ТП) до поїздів №1 и №2 $L_1=5$ км, $L_2=10$ км.

Номинальне значення напруги на шинах тягової підстанції

$U_{\text{ш ном}} = 27500$ В.

Схему розташування локомотивів Л1, Л2 на фідерній зоні з однобічним живленням дано на рис. 3.1.



Рис. 3.1. Схема розташування локомотивів (поїздів) на фідерній зоні з однобічним живленням

Отже, повний опір електровоза

$Z_{\text{ел}} = R_{\text{ел}} + jX_{\text{ел}} = 0,5 + j \cdot 2\pi f 20 = 0,5 + j \cdot 40\pi f = 0,5 + j40 \cdot 150\pi = 0,5 + 18850j$ Ом

$Z_{\text{ел}} = 18850 \cdot e^{89,9^\circ j}$ Ом (активним опором можна зневажити).

Результати моделювання опорів контактної і рейкової мережі, електровозів в залежності від частоти гармоніки дано на рис. 4.2 – 4.4.

$ Z_k(150) = 0.935$ Ом	$ Z_p(150) = 0.928$ Ом	$ Z_{el}(150) = 1.885 \times 10^4$ Ом
$ Z_k(350) = 2.155$ Ом	$ Z_p(350) = 2.152$ Ом	$ Z_{el}(350) = 4.398 \times 10^4$ Ом
$ Z_k(1050) = 6.449$ Ом	$ Z_p(1050) = 6.448$ Ом	$ Z_{el}(1050) = 1.319 \times 10^5$ Ом
$ Z_k(2050) = 12.588$ Ом	$ Z_p(2050) = 12.587$ Ом	$ Z_{el}(2050) = 2.576 \times 10^5$ Ом
$ Z_k(4550) = 27.937$ Ом	$ Z_p(4550) = 27.937$ Ом	$ Z_{el}(4550) = 5.718 \times 10^5$ Ом

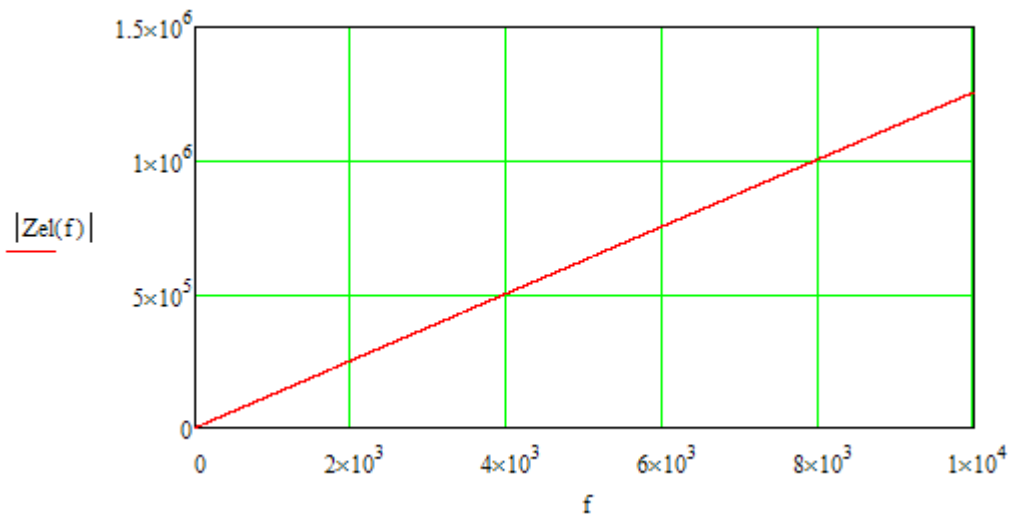


Рис. 3.2. Залежність модуля опору електровозу від частоти

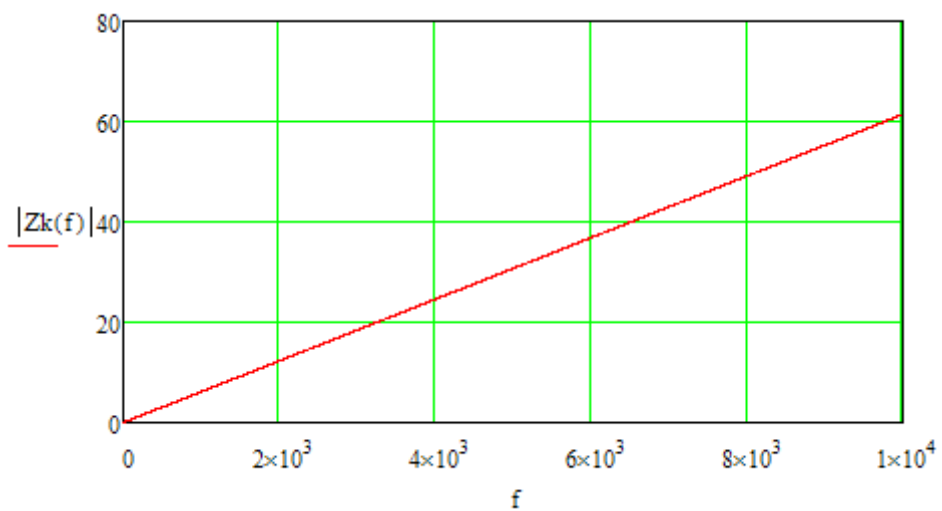


Рис. 3.3. Залежність модуля опору контактної мережі від частоти

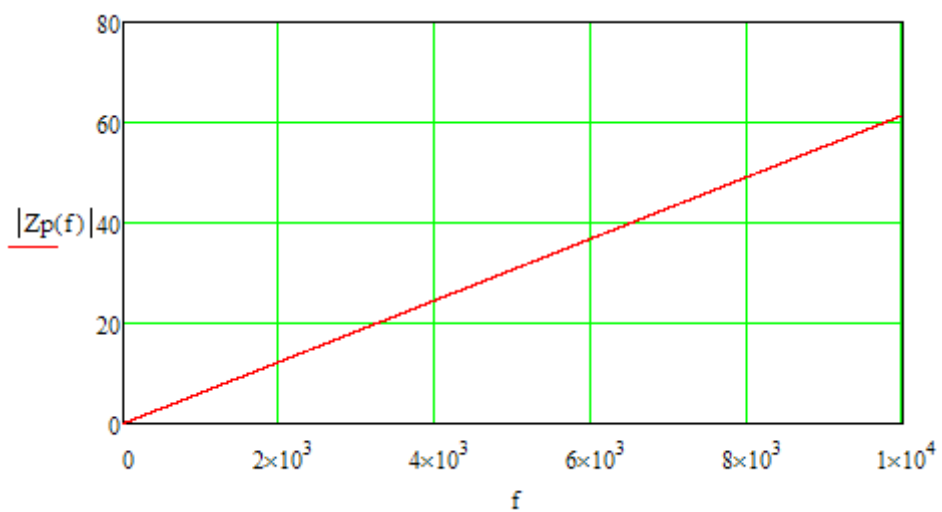


Рис. 3.4. Залежність модуля опору рейкової мережі від частоти

2. Струм фідера

$$\underline{I_{\phi} = I_1 + I_2.} \quad (3.1)$$

$$\underline{\text{Частота } f = 150 \text{ Гц, } I_1 = I_2 = 40 \text{ А; } I_{\phi 150} = 40 + 40 = 80 \text{ А}}$$

$$\underline{\text{Частота } f = 350 \text{ Гц, } I_1 = I_2 = 39 \text{ А; } I_{\phi 350} = 39 + 39 = 78 \text{ А}}$$

$$\underline{\text{Частота } f = 1050 \text{ Гц, } I_1 = I_2 = 7,5 \text{ А; } I_{\phi 1050} = 7,5 + 7,5 = 15 \text{ А}}$$

$$\underline{\text{Частота } f = 2050 \text{ Гц, } I_1 = I_2 = 10 \text{ А; } I_{\phi 2050} = 10 + 10 = 20 \text{ А}}$$

$$\underline{\text{Частота } f = 4550 \text{ Гц, } I_1 = I_2 = 12,5 \text{ А; } I_{\phi 4550} = 12,5 + 12,5 = 25 \text{ А}}$$

Далі визначається падіння напруги в тяговій мережі до струмоприймачів поїздів № 1 та № 2. Падіння напруги до струмоприймача від струмів, якими живляться поїзди, розташовані справа від нього.

$$\underline{\Delta U_{k1} = |Z_k| L_1 I_1.} \quad (3.2)$$

$$\underline{\Delta U_{k2} = |Z_k| (L_1 I_1 + L_2 I_2).} \quad (3.3)$$

$$\underline{f=150 \text{ Гц, } \Delta U_{k1150} = |Z_k| L_1 I_{\phi} = 0,935 \cdot 5 \cdot 40 \cdot 2 = 373,845 \text{ В}}$$

$$\underline{\Delta U_{k2} = |Z_k| (L_1 I_1 + L_2 I_2) = 0,935 \cdot (5 \cdot 40 + 10 \cdot 40) = 747,7 \text{ В}}$$

$$\underline{f=350 \text{ Гц, } \Delta U_{k1350} = |Z_k| L_1 I_{\phi} = 2,155 \cdot 5 \cdot 39 \cdot 2 = 840,4 \text{ В}}$$

$$\underline{\Delta U_{k2} = |Z_k| (L_1 I_1 + L_2 I_2) = 2,155 \cdot (5 \cdot 39 + 10 \cdot 39) = 1681 \text{ В}}$$

$$\underline{f=1050 \text{ Гц, } \Delta U_{k1350} = |Z_k| L_1 I_{\phi} = 6,449 \cdot 5 \cdot 7,5 \cdot 2 = 483,6 \text{ В}}$$

$$\underline{\Delta U_{k2} = |Z_k| (L_1 I_1 + L_2 I_2) = 6,449 \cdot (5 \cdot 7,5 + 10 \cdot 7,5) = 967,3 \text{ В}}$$

$$\underline{f=2050 \text{ Гц, } \Delta U_{k1350} = |Z_k| L_1 I_{\phi} = 12,588 \cdot 5 \cdot 10 \cdot 2 = 840,39 \text{ В}}$$

$$\Delta U_{k2} = |Z_k| (L_1 I_1 + L_2 I_2) = 12.558 \cdot (5 \cdot 10 + 10 \cdot 10) = 2518 \text{ В}$$

$$\underline{f=4550 \text{ Гц}}, \Delta U_{k1350} = |Z_k| L_1 I_\phi = 27.937 \cdot 5 \cdot 12.5 \cdot 2 = 3492 \text{ В}$$

$$\Delta U_{k2} = |Z_k| (L_1 I_1 + L_2 I_2) = 27.937 \cdot (5 \cdot 12.5 + 10 \cdot 12.5) = 6217 \text{ В}$$

Струм витоку заданої частоти через ізоляцію опор є лінійною залежністю і описується виразом

$$\bar{I}_{y_{i3}}(x) = \frac{\bar{U}_{k2}}{Z_{i3}(x)} \quad (3.4)$$

Розрахунок струмів утікання з контактної мережі:

$$\underline{f=150 \text{ Гц}}, \bar{I}_{y_{i3}}(x) = \frac{\bar{U}_{k2}}{Z_{i3}(x)} = \frac{\bar{U}_{\text{ШНОМ}} - \Delta U_{k2}}{Z_{i3}(x)} = \frac{27500 - 747,7}{10000} = 2,65 \text{ А}$$

$$\underline{f=350 \text{ Гц}}, \bar{I}_{y_{i3}}(x) = \frac{\bar{U}_{k2}}{Z_{i3}(x)} = \frac{\bar{U}_{\text{ШНОМ}} - \Delta U_{k2}}{Z_{i3}(x)} = \frac{27500 - 1681}{10000} = 2,58 \text{ А}$$

$$\underline{f=1050 \text{ Гц}}, \bar{I}_{y_{i3}}(x) = \frac{\bar{U}_{k2}}{Z_{i3}(x)} = \frac{\bar{U}_{\text{ШНОМ}} - \Delta U_{k2}}{Z_{i3}(x)} = \frac{27500 - 967,3}{10000} = 2,65 \text{ А}$$

$$\underline{f=2050 \text{ Гц}}, \bar{I}_{y_{i3}}(x) = \frac{\bar{U}_{k2}}{Z_{i3}(x)} = \frac{\bar{U}_{\text{ШНОМ}} - \Delta U_{k2}}{Z_{i3}(x)} = \frac{27500 - 2518}{10000} = 2,5 \text{ А}$$

$$\underline{f=4550 \text{ Гц}}, \bar{I}_{y_{i3}}(x) = \frac{\bar{U}_{k2}}{Z_{i3}(x)} = \frac{\bar{U}_{\text{ШНОМ}} - \Delta U_{k2}}{Z_{i3}(x)} = \frac{27500 - 6217}{10000} = 2,13 \text{ А}$$

При системі тягового електропостачання змінного струму 25 кВ, 2х25 кВ та з екрануючим і підсилюючим проводами номінальна напруга на шинах тягової підстанції 27500 В; номінальна напруга в контактній мережі - 25000 В; максимальна – 29000 В, а мінімальна – 21000В з точки зору виконання потягом заданої пропускну здатності на дільниці і 19000 В – це мінімальна напруга при

якій ще може функціонувати електровоз. При меншій напрузі ЕРС не зрушиться з місця.

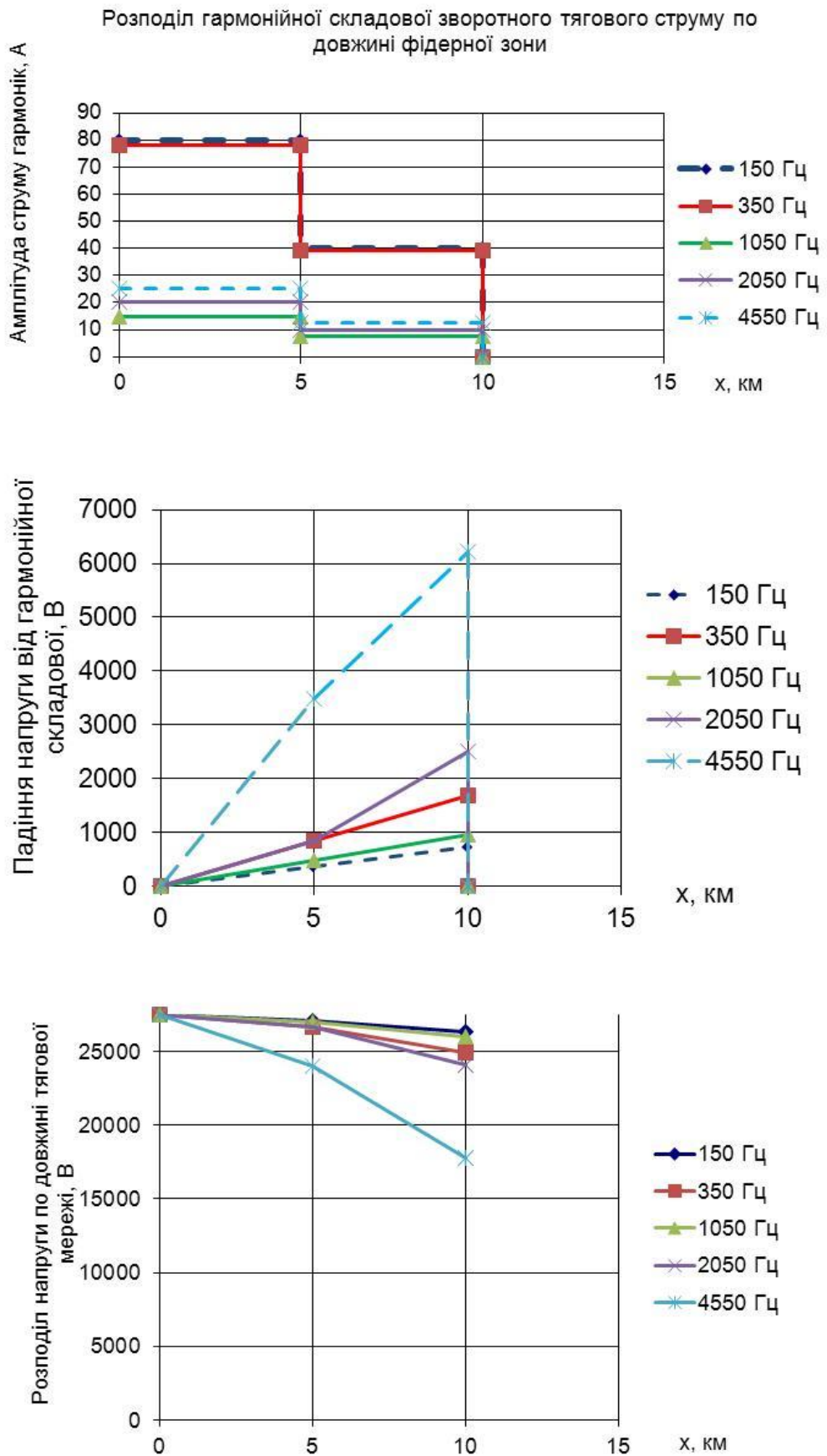


Рис. 3.5. Діаграми розподілу струмів та втрат напруг в контактній мережі

Таблиця 3.1

Розподіл амплітуд струму по довжині фідерної зони одноколіїної дільниці

Відстань від ТП	Частота і амплітуда гармоніки в контактній мережі				
	х, км	150 Гц	350 Гц	1050 Гц	2050 Гц
<u>0</u>	<u>80</u>	<u>78</u>	<u>15</u>	<u>20</u>	<u>25</u>
<u>5</u>	<u>80</u>	<u>78</u>	<u>15</u>	<u>20</u>	<u>25</u>
<u>5</u>	<u>40</u>	<u>39</u>	<u>7,5</u>	<u>10</u>	<u>12,5</u>
<u>10</u>	<u>40</u>	<u>39</u>	<u>7,5</u>	<u>10</u>	<u>12,5</u>
<u>10</u>	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>0</u>
<u>10</u>	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>0</u>

Таблиця 3.2

Розподіл падіння напруги по довжині фідерної зони одноколіїної дільниці

Відстань від ТП	Падіння напруги в даній точці контактної мережі при частоті гармоніки				
	х, км	150 Гц	350 Гц	1050 Гц	2050 Гц
<u>0</u>	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>0</u>
<u>5</u>	<u>373,845</u>	<u>840,4</u>	<u>483,6</u>	<u>840,39</u>	<u>3492</u>
<u>10</u>	<u>747,7</u>	<u>1681</u>	<u>967,3</u>	<u>2518</u>	<u>6217</u>
<u>10</u>	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>0</u>
<u>10</u>	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>0</u>

Таблиця 3.3

Розподіл напруги в контактній мережі за довжиною фідерної зони

Відстань від ТП	Напруга в даній точці контактної мережі при частоті гармоніки				
	х, км	150 Гц	350 Гц	1050 Гц	2050 Гц
<u>0</u>	<u>27500</u>	<u>27500</u>	<u>27500</u>	<u>27500</u>	<u>27500</u>
<u>5</u>	<u>27126,2</u>	<u>26659,6</u>	<u>27016,4</u>	<u>26659,61</u>	<u>24008</u>
<u>10</u>	<u>26378,5</u>	<u>24978,6</u>	<u>26049,1</u>	<u>24141,61</u>	<u>17791</u>
<u>10</u>	<u>26378,5</u>	<u>24978,6</u>	<u>26049,1</u>	<u>24141,61</u>	<u>17791</u>

Отже необхідно ставити індуктивно-ємнісні фільтри для зменшення амплітуди гармонійних складових і їх електромагнітного впливу на пристрої СЦБ та зв'язку.

3.2. Двобічне електропостачання дільниці

Схему розташування поїздів на фідерній зоні з двобічним електропостачанням дано на рис.3.6. Локомотиви знаходяться на 5 і 10 км. Довжина фідерної зони 10 км. Інші вихідні дані так самі як і у п.3.1.

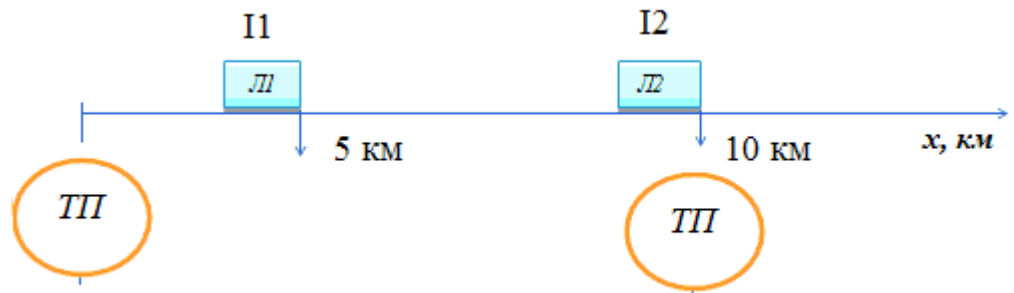


Рис. Рис. 3.6. Схема розташування локомотивів (поїздів) на фідерній зоні з двобічним живленням

Частота $f = 150$ Гц, амплітуда струму електровозів $I_1 = I_2 = 40$ А;

частота $f = 350$ Гц, амплітуда струму електровозів $I_1 = I_2 = 39$ А;

частота $f = 1050$ Гц, амплітуда струму електровозів $I_1 = I_2 = 7,5$ А;

частота $f = 2050$ Гц, амплітуда струму електровозів $I_1 = I_2 = 10$ А;

частота $f = 4550$ Гц, амплітуда струму електровозів $I_1 = I_2 = 12,5$ А.

Струми фідерів Φ_1 і Φ_2 :

$$\underline{I_{\phi 1} = I_1 \left(1 - \frac{L_1}{L} \right) + I_2 \left(1 - \frac{L_2}{L} \right),} \quad (3.5)$$

$$\underline{I_{\phi 2} = I_1 \left(\frac{L_1}{L} \right) + I_2 \left(\frac{L_2}{L} \right).} \quad (3.6)$$

Падіння напруги в контактній мережі до локомотивів Л1, Л2

$$\underline{\Delta U_{k1} = |Z_k| L_1 I_1,} \quad (3.7)$$

$$\Delta U_{k2} = |Z_k| I_2 (L - L_2). \quad (3.8)$$

В нашому випадку у відповідності із поїзною ситуацією $\Delta U_{k2} = 0$ для всіх гармонік, оскільки другий поїзд знаходиться в районі тягової підстанції ТП2, $L = L_2$.

Напруга в контактній мережі

$$U_1 = 27500 - \Delta U_{k1}, \quad U_2 = 27500 - \Delta U_{k2}. \quad (3.9)$$

Результати моделювання:

$$\underline{f=150 \text{ Гц.}} \quad I_{\phi 1150} = I_1 \left(1 - \frac{L_1}{L}\right) + I_2 \left(1 - \frac{L_2}{L}\right) = 40 \left(1 - \frac{5}{10}\right) + 40 \left(1 - \frac{10}{10}\right) = 20 \text{ A.}$$

$$I_{\phi 2150} = I_1 \left(\frac{L_1}{L}\right) + I_2 \left(\frac{L_2}{L}\right) = 40 \frac{5}{10} + 40 \frac{10}{10} = 60 \text{ A}$$

$$\Delta U_{k1150} = |Z_k| L_1 I_{\phi 1} = 0,935 \cdot 5 \cdot 20 = 93,5 \text{ В}$$

$$\underline{f=350 \text{ Гц.}} \quad I_{\phi 1350} = I_1 \left(1 - \frac{L_1}{L}\right) + I_2 \left(1 - \frac{L_2}{L}\right) = 39 \left(1 - \frac{5}{10}\right) + 39 \left(1 - \frac{10}{10}\right) = 19,5 \text{ A.}$$

$$I_{\phi 2350} = I_1 \left(\frac{L_1}{L}\right) + I_2 \left(\frac{L_2}{L}\right) = 39 \frac{5}{10} + 39 \frac{10}{10} = 58,5 \text{ A}$$

$$\Delta U_{k1350} = |Z_k| L_1 I_{\phi 1} = 0,935 \cdot 5 \cdot 19,5 = 91,16 \text{ В}$$

$$\underline{f=1050 \text{ Гц.}} \quad I_{\phi 1050} = I_1 \left(1 - \frac{L_1}{L}\right) + I_2 \left(1 - \frac{L_2}{L}\right) = 7,5 \left(1 - \frac{5}{10}\right) + 7,5 \left(1 - \frac{10}{10}\right) = 3,75 \text{ A.}$$

$$I_{\phi 21050} = I_1 \left(\frac{L_1}{L}\right) + I_2 \left(\frac{L_2}{L}\right) = 7,5 \frac{5}{10} + 7,5 \frac{10}{10} = 11,25 \text{ A}$$

$$\Delta U_{k1050} = |Z_k| L_1 I_{\phi 1} = 0,935 \cdot 5 \cdot 3,75 = 17,53 \text{ В}$$

$$\underline{f=2050 \text{ Гц.}} \quad I_{\phi^1_{2050}} = I_1 \left(1 - \frac{L_1}{L} \right) + I_2 \left(1 - \frac{L_2}{L} \right) = 10 \left(1 - \frac{5}{10} \right) + 10 \left(1 - \frac{10}{10} \right) = 5 \text{ A.}$$

$$I_{\phi^2_{2050}} = I_1 \left(\frac{L_1}{L} \right) + I_2 \left(\frac{L_2}{L} \right) = 10 \frac{5}{10} + 10 \frac{10}{10} = 15 \text{ A}$$

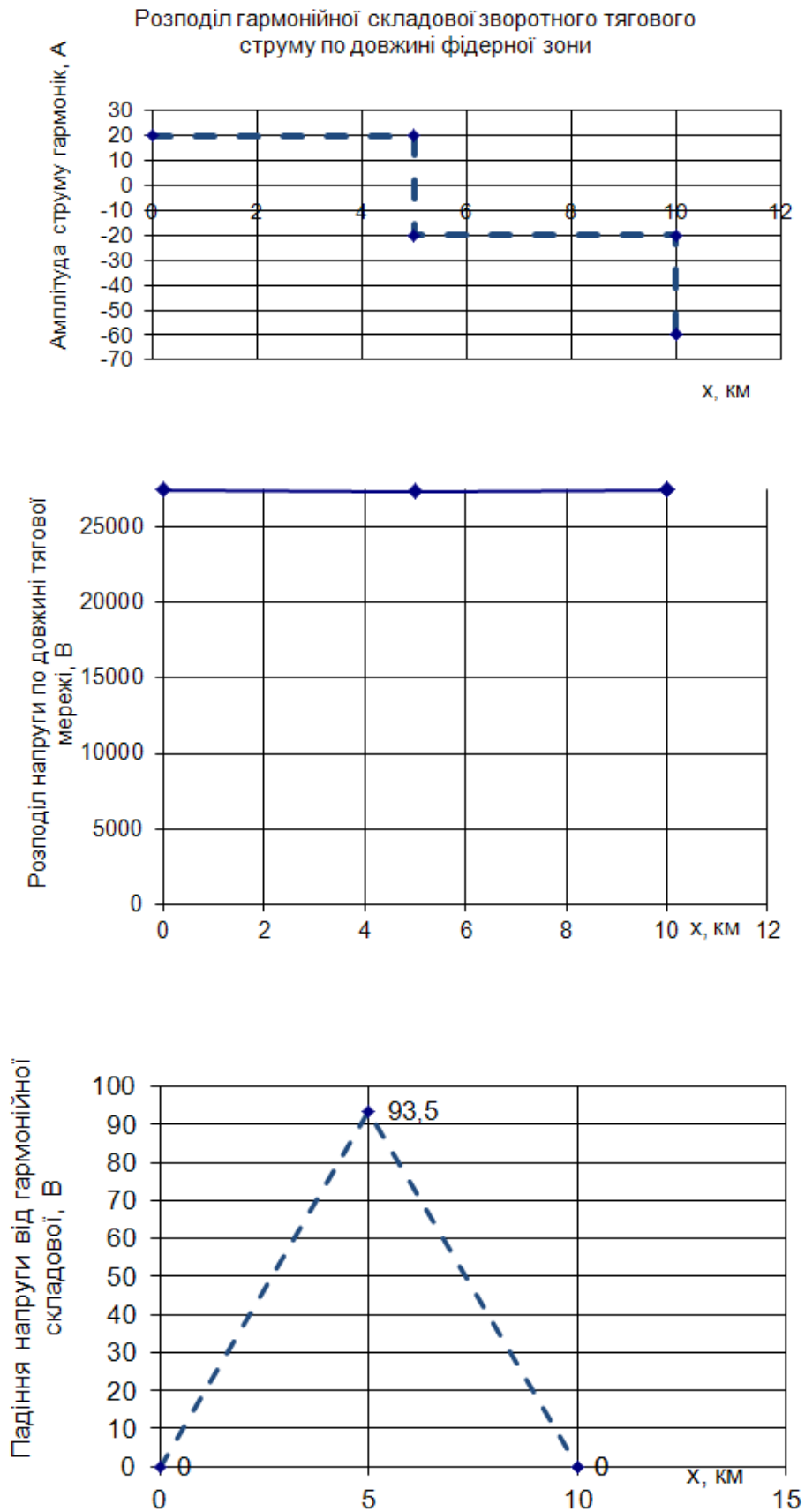


Рис. 3.7. Діаграми розподілу струму, напруги та втрат напруг в контактній мережі при двобічному електропостачанні дільниці

$$\Delta U_{k12050} = |Z_k| L_1 I_{\phi 12050} = 0,935 \cdot 5 \cdot 10 = 46,75 \text{ В}$$

$$f = 4550 \text{ Гц}, I_{\phi 14550} = I_1 \left(1 - \frac{L_1}{L}\right) + I_2 \left(1 - \frac{L_2}{L}\right) = 12,5 \left(1 - \frac{5}{10}\right) + 12,5 \left(1 - \frac{10}{10}\right) = 6,25 \text{ А}$$

$$I_{\phi 24550} = I_1 \left(\frac{L_1}{L}\right) + I_2 \left(\frac{L_2}{L}\right) = 12,5 \frac{5}{10} + 12,5 \frac{10}{10} = 18,75 \text{ А}$$

$$\Delta U_{k14550} = |Z_k| L_1 I_{\phi 1} = 0,935 \cdot 5 \cdot 6,25 = 29,2 \text{ В}$$

За результатами моделювання видно, що при двобічному електропостачанні дільниці втрати напруги в контактній мережі значно менші, електропостачання більш надійніше і електромагнітний вплив на суміжні пристрої СЦБ та зв'язку менший ніж на одnobічній дільниці. На рис.3.7 дано приклад діаграми розподілу струму, напруги та втрат напруг в контактній мережі при двобічному електропостачанні дільниці для гармоніки 150 Гц. Інші гармонійні складові мають аналогічний характер. Для зменшення електромагнітного впливу гармонік, що виникають в результаті роботи схем на IGBT, необхідно проваджувати завадо захисні фільтри.

РОЗДІЛ 3. АНАЛІЗ ВПЛИВУ ГАРМОНІК ТЯГОВОГО СТРУМУ НА РОБОТУ РЕЙКОВИХ КІЛ

3.1. Вплив гармонік тягового струму на тягових підстанціях

3.1.1. Виявлення завад в системі автоматичної локомотивної сигналізації

На локомотиві перед першою колісною парою кріпляться дві прийомні котушки, з'єднанні послідовно. Кожна котушка містить розташований поперек рейок сердечник, на який накладено обмотку з ізольованого проводу. Струм, що протікає в рейках індукуює на прийомних котушках електрорушійну силу

(ЕРС), яка потім посилюється і подається до виконавчого органу системи автоматичної локомотивної сигналізації (АЛС) локомотива (рис.3.1) [10].



Рис. 3.1. Система автоматичної локомотивної сигналізації локомотива.

АЛС складається :ТС КММ (ТС КБМ) — телемеханічна система контролю пильності машиніста; РПАР (РПАД) — ресстратор параметрів руху автоматичний; ПККЗП (УККНП) — пристрій коригування координати знаходження поїзда; ЛРП (ЛИРУ) — локомотивний індикатор і ресстратор прискорень; КСД-Б — бортова система діагностики; МАЛС — маневрова АЛС; ГАЛС — гіркова АЛС.

Принцип роботи АЛС заснований на передачі на локомотив різних сигнальних показань, що досягається шляхом посліжки в РЛ кодового струму, який представляє собою різні комбінації імпульсів і пауз, кодові імпульси — короткочасні посліжки струму промислової частоти 50 Гц. Число імпульсів в кожному кодовому циклі для різних кодів різне, імпульси кожного циклу розділені паузами. Зелене світло — 3 імпульсу в кожному кодовому циклі, червоне світло — відсутність струму або наявність безперервного струму в рейках.

В інтервалах пауз в рейках протікає тільки тяговий струм, а сигнальний струм відсутній. Рівень пульсацій значно змінюється по шляху проходження, чим ближче локомотив знаходиться до джерела, тим більша амплітуда сигналу. У тяговому струмі присутні гармоніки вище 500 Гц, але їх вплив на систему АЛС значно менше, ніж низькочастотних гармонік. На РК 1629-1631 км

сигнальний струм має різко нелінійний характер — наслідок впливу гармонік тягового струму. В табл.3.1 приведені дані місяця вимірювання та величина гармонік тягового струму в даній місцевості при відомому кілометражі.

Таблиця 3.1

Дані місяця вимірювання та величина гармонік тягового струму

Місце вимірювання	Гармоніки тягового струму
Від Воловця до 1676 км	-
1676-1636 км	100,150, 300 Гц
Від Скейлов до 1506 км	-
Від 1506 км до Стрий	300 Гц
Від 1620 км до Скотарського	150, 250, 300 Гц

При роботі комплексу системи АЛС напруга знімається є двох котушок, включених так, що напруги перешкод, наведених на кожній котушці віднімаються і на виконавчий орган системи АЛС подається різниця напруг перешкод двох котушок; в той же час сигнальна напруга двох котушок додаються.

В ТП — джерела перешкод непарного ряду, викликані розкидом кутів керування тиристорами інверторів, але це не єдина причина. Гармоніки непарного ряду виникають і при роботі некерованих перетворювачів ТП, виконаних на діодах.

Теоретичні дослідження роботи перетворювача ТП є з урахуванням параметричної несиметрії силових кіл

Причина виникнення гармоніки 50 Гц — неоднаковість електричних параметрів силових кіл перетворювача з впливаючою звідси неоднаковістю параметрів схем заміщення. На інтервалах робота фаз напруги живлення, тобто «параметрична несиметрія силових кіл перетворювача». Аналізу були піддані два фактори:

а) порушення симетрії напруги живлення;

б) порушення симетрії силових кіл перетворювача по відношенню до напруги живлення.

Дослідженню була піддана розрахункова схема заміщення. Відповідно схема консольного живлення одного електровоза на одноколійній ділянці одного трифазного мостового некерованого випрямляча, на виході якого ввімкнене типовий двохланковий згладжуючий пристрій.

Для визначення спектрального складу випрямляча напруги та струму перетворювального агрегату, необхідно отримати їхню реальну форму в квазівстановленому режимі. Допущення: індуктивність навантаження L_k прямує до нескінченності, тоді випрямлений струм незмінний в часі, це дає можливість розглянути процес комутації тільки з урахуванням параметрів трансформатора та вентилів, але це не дає реальної картини електромагнітних процесів в перетворювачі та навантаженні та не дозволяє оцінити та дослідити вплив віх параметрів схем заміщення на форму струмів та напруг в вітках схеми. Аналітичний розрахунок перехідних процесів в силових колах перетворювача при кінцевій величині індуктивності навантаження призводить до громіздких виразів, необхідність вирішити трансцендентних рівнянь, що без електронно-обчислювальної машини (ЕОМ) не можливе.

Розраховуються параметри узагальнених дискретних схем заміщення реактивних елементів на кроці інтегрування та формуються матриці вузлових провідностей YU та контурних опорів Z_k .

Визначити значення елементів векторів вузлових джерел струму IU та еквівалентних контурних джерел ЕРС E_k .

Обчислення вектора вузлових напруг VU , контурних струмів I_k . Для рішення САУ використовується алгоритм Краута, реалізуючий метод LU-факторизації.

Обчислення проводяться по знайденим раніше значенням вузлових напруг на контурних струмів с використанням потологічних матриць — матриця з'єднань A та контурної матриці N .

Блок комутації вентилів. На кожному кроці інтегрування відбувається перевірка стану вентиляльних елементів. При позитивній напрузі на закритому вентилі та негативному струмі в відкритому, запускається підпрограма ітераційного визначення моменту комутації при заданій точності.

$U_{з.в.}$ — наруга на закритому вентилі.

$I_{з.в.}$ — струм відкритого вентиля.

На дисплей виводяться значення струмів та напруг віток, поточний час та магнітне інтегрування, видача значень для формування графіків та осцилограм.

Блок запуску підпрограм, визначення коефіцієнта ряду Фур'є. Порівнюється значення лічильника часу. TF — підпрограма обчислення коефіцієнтів ряду Фур'є з поточним часом t та величина T періоду живлячої наруги тут $0,02$ с. При $T_F \geq 0,02$ с передається в блок 14.

Перевірка станів вентилів на виконання умов перемикавання.

E, δ — задані параметрів ітеративного процесу, визначається точність моменту перемикавання вентилів.

Якщо стан схеми змінюється, то і змінюється режим роботи схеми, тобто змінюється кількість працюючих вентилів, крок інтегрування та параметри дискретних схем заміщення реактивних елементів.

Методом інтерполяції розраховується ітеративний крок живлення.

Коефіцієнти ряду Фур'є знаходяться за відомими формулами.

Параметри розрахункової схеми заміщення:

а) розрахуємо параметри перетворюючого трансформатора

$r_T = 0,002$ Ом — активний опір перетворюючого трансформатора на фазу

$$r_T = 3 * \frac{P_{к.з.} * U_{НОМ}^2}{S_{НОМ}}$$

$L_T = 0,3$ мГн

Трансформатор являє собою схему заміщення з взаємніндуктивними зв'язками. Параметри цієї схеми визначено з досліду холостого ходу та

короткого замикання без урахування намагнічування і частотних характеристик.

Впроваджувати складну схему заміщення недоцільно, тому що мова йде про параметри силових кіл випрямляча.

L_T визначена з умови відповідності кута комутації вентилів при визначеній величині випрямленого струму приблизно 3000А, кут комутації 30 ÷ 35 електричних градусів.

б) розрахуємо параметри вентильних плечей мостового випрямляча.

Кожне вентильне плече випрямляча на схемі заміщення представлено неідеальним ключем з R — характеристикою і послідовно включеним активним опором r_B , еквівалентним величині прямого падіння напруги для вентиля.

$R_{откр} = 10^{-4}$ Ом; $R_{закр} = 10^4$ Ом — характеристика вентиля

Тут r_B розраховано для типового випрямляча ПЛКМ-2, з вентилями ВЛ-200.

$$r_B = 0,011 \text{ Ом}$$

в) параметри згладжуючого фільтру

$$L_{\phi 1} = 17,5905 * 10^{-3} \text{ Гн}; L_{\phi 2} = 6,5964 * 10^{-3} \text{ Гн};$$

$$C_{\phi 1} = 144 * 10^{-6} \text{ Ф}; C_{\phi 2} = 96 * 10^{-6} \text{ Ф};$$

$$r_{\phi 1} = 0,25 \text{ Ом}; r_{\phi 2} = 0,2 \text{ Ом};$$

$$L_{\phi 3} = 2,93175 * 10^{-3} \text{ Гн}; C_{\phi 3} = 96 * 10^{-6} \text{ Ф}; r_{\phi 3} = 0,15 \text{ Ом};$$

$$C_{ап} = 276 * 10^{-6} \text{ Ф}; L_{p1} = 5 * 10^{-3} \text{ Гн}; L_{p2} = 3 * 10^{-3} \text{ Гн}$$

г) розрахунок параметрів тягової мережі

Головна мета дослідження — визначення величини гармоніки 50 Гц.

Необхідно вирішити задачу синтезу схеми заміщення тягової мережі за відомою частотною характеристикою для конкретного типу контактної підвіски, рейок, провідності землі.

Параметри тягової мережі приймемо еквівалентними для 50 Гц.

$$r_0 = 0,15 \text{ Ом}; L_0 = 1,5 \text{ мГн для 1 км колії.}$$

На вантажонапружених ділянках постійного струму відстань між ТП 5—10 км, тому при відстані між тяговим навантаженням и ТП $l \leq 3$ км можна вважати, що весь струм протікає по рейкам.

При цьому спостерігається найбільший вплив системи на кола СЦБ. Тут $l = 3$ км, розрахунок від навантаження до ТП.

$$L_{т.с.} = L_0 * l = 4.5 \text{ мГн,}$$

$$r_{т.с.} = r_0 * l = 0.15 * 3 = 0.45 \text{ Ом.}$$

д) параметри схеми заміщення електровозу.

В дослідженні по імпульсному регулюванню використана схема заміщення, яка складається з послідовно з'єднаних індуктивностей розсіювання обмоток головних полюсів та якорю L_0 , противо-ерс e , диференційної індуктивності L_μ та шунтуючої L_μ , опору $R_{вх}$, який заміщає реальні контури вихрових струмів.

При низьких частотах одиниці десятки Гц $R_{вх}$, в схемі не враховується. Магнітна характеристика $C_n \Phi = f(i_g)$ тягового двигуна добре апроксимується виразом 3.1.

$$C_n \Phi = \frac{l}{n} = \frac{3 * i_g}{i_g + 300} \quad (3.1)$$

$$l \text{ противно ерс, } e = C_n \Phi * n; e = C_n \Phi * v;$$

V швидкість руху електровозу, км/год.

$$\text{ВЛ 8: } C_v = C_n * k; k = \frac{60 * \mu}{3.6 * \pi * D_k} = 17.264;$$

$$e = 17.264 * \frac{3 * i_g}{i_g + 300} * v;$$

Припущення: електровоз ВЛ8 працює на паралельному з'єднанні двигунів в режимі повного ходу, згідно струмовій характеристиці (рис.3.2) максимальний струм 1950 А, при швидкості $v = 40$ км/год [11].

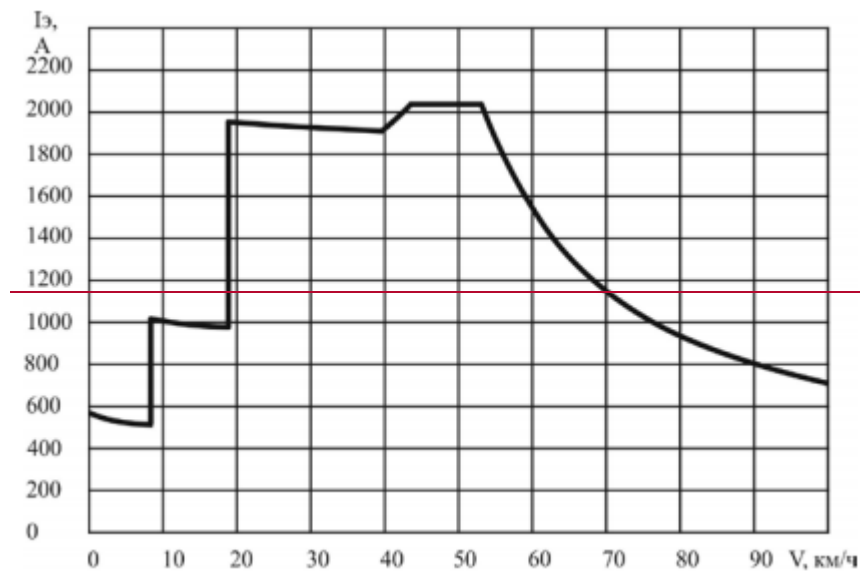


Рис. 3.2. Струмова характеристика електровозу ВЛ8

При паралельному з'єднанні утворюються чотири паралельні вітки, в кожній з яких послідовно з'єднані два двигуна. Враховуючи характеристики двигунів, діаметр бандажів та передаточне число редукторів абсолютно ідентичними тримасмо параметри для електровозу:

$$L_{\text{ел.}} = 0.5 * L_{\text{дв.}} = 10 \text{ мГн};$$

$$r_{\text{ел.}} = 0.5 * r_{\text{дв.}} = 0.05 \text{ Ом};$$

$$l_{\text{ел.}} = \frac{2 * l_{\text{дв.}}}{i_g} = i_{\text{ел.}/4} = 60 * 17.264 * \frac{i_g}{0.25 * i_g + 300} = 1.036 * \frac{i_g * 10^3}{0.25 * i_g + 300}, \text{ В}$$

$r_{\text{дв.}}$ Приймасмо 0.1 Ом, $L_{\text{дв.}} = 20$ мГн, розрахунок для ділянки магнітної характеристики двигуна, відповідає числовому струму двигуна.

Початковий розрахунковий режим характеризується повною симетрією силових кіл випрямляча, симетричною системою живлячої напруги. Противо-ере від струму необхідно лінійізувати, так як, наявність нелінійного елемента призводить до ускладнень гармонійного складу струму та напруги. При впливі сигналу складної форми (суми гармонійних) виникає цілий ряд комбінаційних частот. В табл.3.2 приведений гармонійний склад струму в тяговій мережі в початковому симетричному режимі.

Таблиця 3.2

Гармонійний склад струму в тяговій мережі в початковому симетричному режимі

	Середнє значення Випрямленого струму, А	Номера гармонік					
		1	2	3	4	5	6
N гармонік	A0	1	2	3	4	5	6
Амплітуда струму гармонік, А	1898.07	1.2 · 10⁻³	3.5 · 10⁻³	3.6 · 10⁻³	2.3 · 10⁻³	2.2 · 10⁻⁴	7.22
N гармонік	A0	7	8	9	10	11	12
Амплітуда струму гармонік, А	1898.07	3 · 10⁻⁴	3 · 10⁻⁴	3.5 · 10⁻³	3.5 · 10⁻³	3.5 · 10⁻⁴	1.21

Гармоніки не рівні 0, тому що перехідний процес остаточно не встановився. Приймемо цей режим за початковий квазівстановлений.

3.1.2. П'ятнадцяти відсоткова параметрична несиметрія силових кіл випрямляча.

Ця відмінність електричного параметра одно-вентильного плеча від прийнятого значення його в початковому розрахунковому режимі. ГОСТ 10662.63 група вентилів, працюючих паралельно, відхилення середніх величин падіння напруги складас 0.1 В. В розрахунковій схемі заміщення в одному з плечей моста заданий опір 0.0125 Ом. Гармонійний склад струму в тяговій мережі при несиметричному режимі приведений в табл.3.3.

Таблиця 3.3

Гармонійний склад струму в тяговій мережі при несиметричному режимі

	Середнє значення Випрямленого	Номери гармонік
--	----------------------------------	-----------------

	струму, А						
N гармонік	1897.65	1	2	3	4	5	6
Амплітуда струму гармонік, А	1897.65	0.195	0.065	0.010	0.012	0.014	7.217
N гармонік	1897.65	7	8	9	10	11	12
Амплітуда струму гармонік, А	1897.65	0.006	0.008	0.003	0.007	0.006	1.217

Дана незначна несиметрія силових кіл, викликає появу в тяговому струмі гармоніки 50 Гц.

~~3.1.3. Вплив несиметрії живлячої напруги на рівень гармонійної складової 50 Гц, при параметричній несиметрії силових кіл випрямляча~~

~~Прийнята максимально допустима несиметрія живлячої напруги, 2% з похибкою введення відповідного коефіцієнта неоднаковості по напрузі 1 з фаз при незмінних та рівних діючих значеннях напруг інших двох. Коефіцієнт несиметрії k залежить, від двох змінних коефіцієнтів двох фаз.~~

~~$$k_{нВ} = 1 + k * (0.707106 * (0.021355 * \cos(T) - 0.012162 * \sin(T)) + 0.0009);$$~~

~~$$k_{нС} = 1 + k * (0.707106 * (0.021355 * \cos(T) - 0.012162 * \sin(T)) + 0.0009);$$~~

~~$k_{нВ}$, $k_{нС}$ — коефіцієнти неоднаковості по напрузі фаз В та С;~~

~~k — коефіцієнт несиметрії;~~

~~T — кутовий параметр, діапазон зміни $0+2\pi$.~~

~~При відповідному виборі параметру T можливо отримати або $k_{нВ} = 1$; або $k_{нС} = 1$. При T , яке відповідає $k_{нС} = 1$, $k_{нВ} = 1.034$ — відповідно 2% несиметрії живлячої напруги. Гармонійна складова струму в тяговій мережі при 15 Гц відсоткової параметричної несиметрії випрямляча та 2% несиметрії живлячої напруги. Середні значення струму — 1919.108 А. Гармонійний склад струму в тяговій мережі при параметричній несиметрії приведені в табл. 3.4.~~

~~Гармонійний склад струму в тяговій мережі при параметричній несиметрії.~~

Таблиця 3.4

Гармонійний склад струму в тяговій мережі при параметричній несиметрії

Амплітуда струму гармонік, А	Номера гармонік					
	1	2	3	4	5	6
	0.191	3.206	0.009	0.424	0.014	7.291
	7	8	9	10	11	12
	0.005	0.178	0.008	0.081	0.009	1.214

Несиметрія живлячої напруги практично не впливає на величину гармоніки 50 Гц.

3.1.4. Величина гармоніки 50 Гц в тяговому струмі при 100% параметричній несиметрії

Пряме падіння напруги на вентиляльному плечі залежить від підбору характеристик паралельних кіл в даному вентиляльному плечі. Також розкид характеристик прямого падіння напруги на вентиляльних плечах суттєво залежить від комплектації вентиляльних установок. При заміні пошкоджених вентилів або всього вентиляльного плеча, через відсутність в даний час вентилів потрібної групи, можлива установка вентилів іншої групи з іншими характеристиками прямого падіння напруги. Для вентилів різних груп, величина падіння напруги може відрізнятись більш ніж в 2 рази. Тобто 100% розкид характеристик вентиляльних плечей випрямляча є цілком реальним.

— Середнє значення струму — 1894.95 А.

Гармонійний склад струму в тяговій мережі при 100% параметричній несиметрії наведений в табл.3.5

Таблиця 3.5

Гармонійний склад струму в тяговій мережі при 100% параметричній несиметрії

Амплітуда	Номера гармонік
-----------	-----------------

струму гармонік, А	1	2	3	4	5	6
	1.43	0.472	0.078	0.087	0.090	7.195
	7	8	9	10	11	12
	0.034	0.026	0.010	0.010	0.019	1.126

Поява в тяговому струмі значення по величині гармоніки 50 Гц, яка надає суттєвий гальванічний вплив на роботу пристроїв СЦБ, може стати наслідком параметричної несиметрії. Також параметрична несиметрія суттєво впливає і на інші гармоніки, особливо 100 Гц.

3.1.5. Величина гармонійної складової 50 Гц в тяговій мережі при 100% параметричній несиметрії та наявності згладжуючого пристрою (ЗП)

Наявність ЗП сприяє збільшенню гармонік струму 50 Гц в порівнянні з попередньою таблицею в $1.989/1.43=1.39$ р.

Гармонійний склад струму в тяговій мережі при 100% параметричній несиметрії за наявності ЗП наведено в табл.3.6.

Середнє значення струму — 1894.25 А.

Таблиця 3.6

Гармонійний склад струму в тяговій мережі при 100% параметричній несиметрії за наявності ЗП

Амплітуда струму гармонік, А	Номера гармонік					
	1	2	3	4	5	6
	1.989	0.208	0.133	0.061	0.075	0.34
	7	8	9	10	11	12
	0.007	0.007	0.004	0.007	0.007	0.053

Тобто, параметрична несиметрія силових кіл керування некерованого випрямляча причиною чого, являються гармоніки 50 Гц в тяговому струмі. Збільшення параметрів несиметрії (яке відповідає збільшенню відносного розброду характеристик прямого падіння напруги вентильних плечей);

призводить до збільшення гармоніки 50 Гц. Величина гармоніки 50 Гц може складати одиниці ампер.

Оцінка параметричної несиметрії по пунктам, які проведені вище, умовно приймається для даної ідеалізованої схеми. Загальний підхід повинен бути аналогічним кількісній оцінці несиметрії струмів та напруг в трифазних системах. В підсумку можливо встановлений коефіцієнт параметричної несиметрії, відповідно величині гармоніки 50 Гц — характерного признака параметричної несиметрії, та послідуєчому формуванню коефіцієнта параметричної несиметрії на основі допустимої по умовам роботи СЦБ та АЛС, величина гармоніки 50 Гц в тяговому струмі.

Проведені розрахунки дозволяють зробити висновок, що ефективним засобом для зменшення гармоніки 50 Гц в тяговій мережі представляє собою зменшення розкиду характеристик прямого падіння напруги вентильних плечей випрямляча.

3.2. Гармонійні завади які виникають в тягових двигунах

Регулятор напруги регулює вихідну напругу генератора та перетворює її змінний струм в постійний. Потім регулятор напруги скеровує цей постійний струм на набір вторинних обмоток в статорі, які, в свою чергу, генерують потік змінного струму. У даних обмотках містяться випрямлячі струму, які відповідають за конвертування струму в постійний. Цей потік постійного струму подається до ротора (установки) для створення змінного струму відповідно [12].

Цей цикл продовжується до тих пір, поки генератор не почне виробляти вихідну напругу, яка дорівнює її повній робочій здатності. За умов більшої смності генератора, регулятор напруги продукує менший потік змінного струму. Коли генератор працює на повну, цей регулятор спричиняє достатній потік постійного струму для підтримки генератора при повному ході роботи.

В процесі роботи регуляторів під час пуску тягових двигунів (більше 30 с) в сигнальних каналах 25...375 Гц безперервно протікають струми завад,

максимальна амплітуда яких залежить від частоти (табл. 3.7). Ці значення співпадають за рівнем з експериментальними даними. Спектральний аналіз зворотного тягового струму показав присутність гармонік частотою 25, 75, 105, 155, 255, 360, 465, 3750, 5200 і 6200 Гц. Рівень завади, співпадаючої по частоті з кодовою несучою частотою 25 Гц, в паузі коду виявився значним. Було знайдено, що він може досягати 50 % від величини корисного сигналу.

Таблиця 3.7

Амплітуда струму гармонійних завад, що виникають в тягових двигунах електровозів

Частота, Гц	Амплітуда, А	Частота, Гц	Амплітуда, А
25	4,7	225	2,0
50	1,1	275	3,4
75	6,2	325	2,6
125	3,8	375	2,2
175	2,6	-	-

На рис. 3.1 приведений спектральний склад зворотного тягового струму

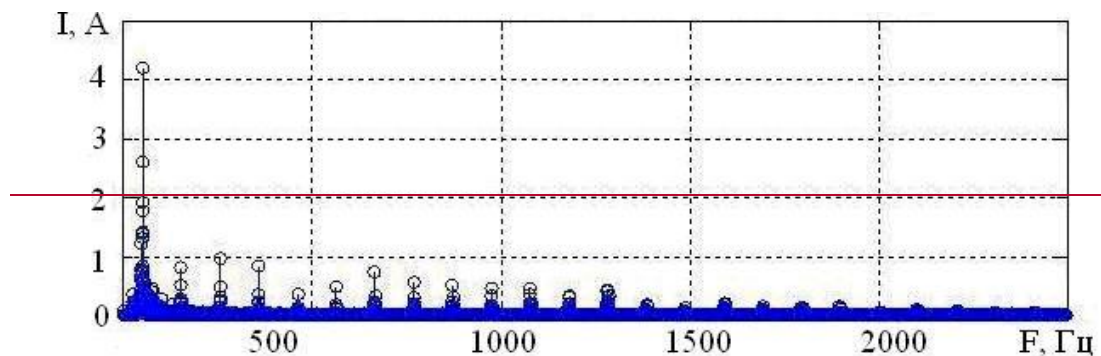


Рис. 3.1 Спектральний склад зворотного тягового струму при електротязі змінного струму

Для реалізації моделювання були розраховані опори тягової мережі змінному струму. Результати розрахунків при заданому типі рейок і контактної підвіски дано в табл. 3.8.

Характер розподілу струму гармонійних завад є аналогічним показаному на рис. 2.9. Дослідження частотних характеристик релейних кінців перегінних і

станційних рейкових кіл, які використовуються на ділянках з електротягою змінного струму, було виконано для широкого спектру частот гармонійних складових. В результаті було встановлено, що найбільш небезпечними є завади частотою 25, 75, 100 й 125 Гц для колійного реле перегінного кодового РК, які можуть привести до його помилкового спрацювання [13].

Таблиця 3.8

Складові питомого опору тягової мережі гармонійних завад зворотного тягового струму

Частота, Гц	Активна складова опору R_T , Ом/км	Реактивна складова опору X_T , Ом/км	Модуль повного опору $ Z_T $, Ом/км
25	0,269	0,2803	0,3885
75	0,269	0,8409	0,883
125	0,269	1,4015	1,427
175	0,269	1,9622	1,981
150	0,269	1,6819	1,703
250	0,269	2,803	2,816
350	0,269	3,9243	3,933

3.3. Дослідження гармонійного складу тягового струму

Результати експериментальних досліджень.

На підставі експериментальних даних зафіксований спектр таких частот в рейкових колах при електротязі постійного струму 50 та 100 Гц. Найбільш небезпечною серед згаданих вище є частота 50 Гц, оскільки вона збігається з кодовою несучою частотою.

Експериментальні дані, одержані при дослідженні перегону Дніпропетровськ-Діївка з електротягою постійного струму, приведені на рис. 3.2. Сигнал записаний з однієї локомотивної котушки і є сумою кодового і

тягового струму. Спектральний аналіз сигналу, записаного в паузі коду «З» показав присутність гармоніки частотою 50 Гц. Причому завада частотою 50 Гц в паузі коду досягала значної величини (до 50% від корисного сигналу). Решта гармонік була відсутня.

Існують наступні причини виникнення завади частотою 50 Гц:

— ймовірна неоднаковість електричних силових кіл перетворювачів тягових підстанцій. Звідси витікає неоднаковість параметрів схем заміщення на інтервалах роботи фаз живлячої напруги, яка одержала назву “параметричної несиметрії силових кіл перетворювача”. Це ж стосується і інверторних агрегатів;

— присутність гармоніки 50 Гц обумовлена несиметрією живлячої напруги;

— в процесі роботи регуляторів пуску тягових двигунів (більше 30 с) в сигнальних каналах безперервно протікають струми завад частотою 25...375 Гц, до складу яких також входить гармоніка 50 та 100 Гц;

— опір ізоляції рейкової лінії є далеко не ідеальним, тому в рейкових колах можуть бути присутні струми витoku з сусідніх РК при багатоколійних ділянках або на станціях;

— вживання одно і дволанкових фільтрів не завжди сприяє придушенню всього спектру гармонік, а у ряді випадків приводить до посилення деяких з них, особливо 50 Гц.

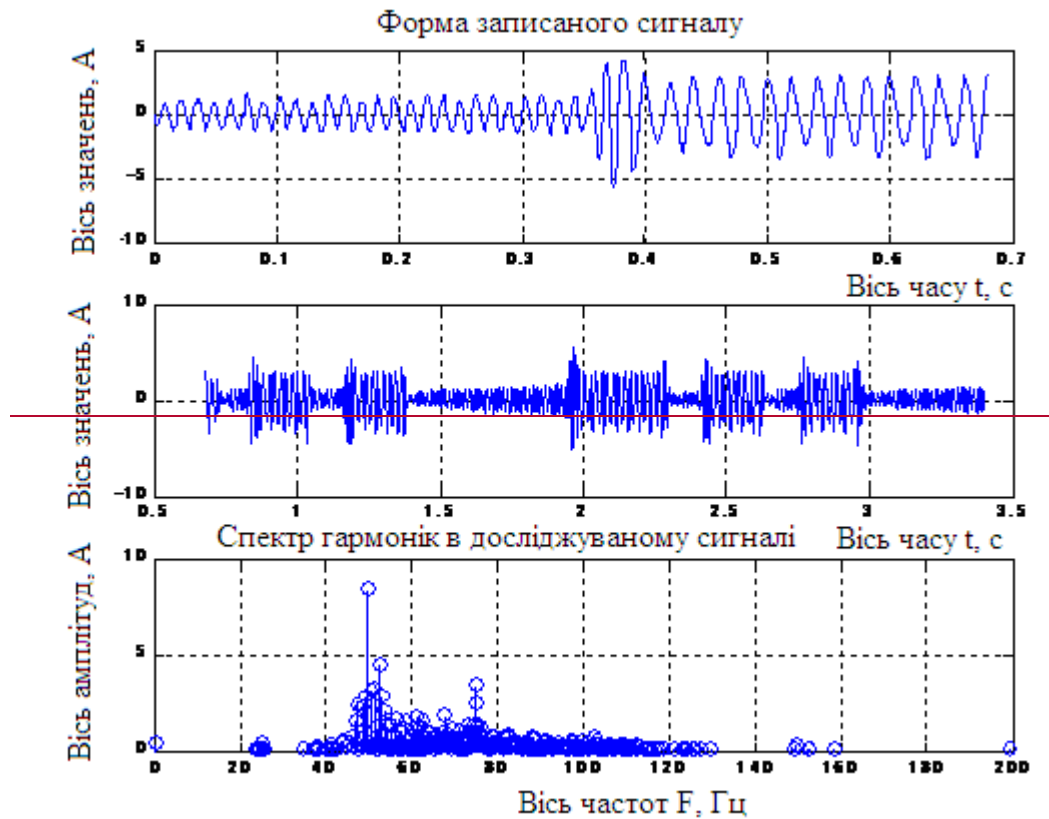
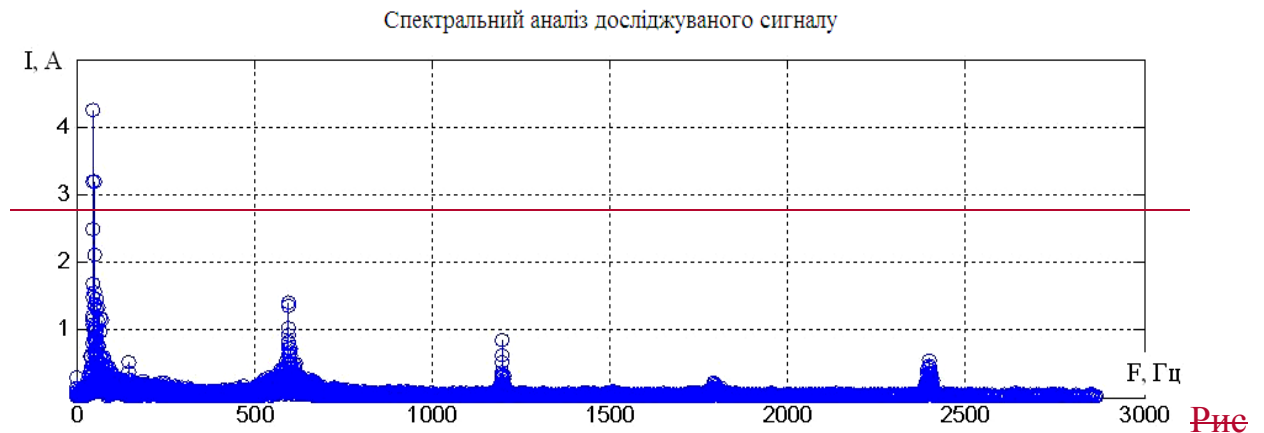


Рис. 3.2 Сигнал, записаний з котушок локомотивної сигналізації тепловоза на ділянці з електротягою постійного струму

Оскільки гармоніка 50 Гц спостерігалася в межах не одного РК, то можна зробити висновок, що дана завада міститься в тяговому струмі. Середнє значення її амплітуди в розділовій паузі коду «З» склало близько 50 % від мінімального значення корисного сигналу при якому колійне реле може встати під струм. Таке значення завади є вельми критичним, оскільки амплітуда кодового сигналу повинна бути не менше 2 А для рейкових кіл перегонів з електротягою постійного струму.

При проходженні локомотива по ділянці Дніпропетровськ — Діівка з електротягою постійного струму поблизу тягової підстанції [14], коли як датчик була використана локомотивна котушка тепловоза, було зафіксовано приєутність гармонік частотою 600, 1200, 1800 і 2400 Гц в зворотному тяговому струмі в паузі коду «З». [6] Відхилення в параметрах кодів знайдені не були. Причиною виникнення завад даної частоти є робота дванадцятипульсового перетворювача, встановленого на даній тяговій підстанції, і несправність

згладжуючого фільтру. Завади даної частоти на роботу рейкових кіл не впливають. Осцилограми і спектр кодового і тягового струму в рейках, записаний на даній залізничній ділянці приведені на рис. 3.3.



3.3 Осцилограми і спектр тягового і кодового струму в рейках, записаного з однієї приймальної котушки тепловоза на ділянці з електротягою постійного струму в районі тягової підстанції

Експериментальні дані, одержані при дослідженні перегону Дніпропетровськ Діївка з електротягою постійного струму, приведені на рис.3.2. На підставі експериментальних даних зафіксований спектр таких частот в рейкових колах при електротязі постійного струму 50 та 100 Гц. Найбільш небезпечною серед згаданих вище є частота 50 Гц, оскільки вона збігається з кодовою несучою частотою. Гармоніка частотою 100 Гц здійснює заважаючий вплив.

3.4. Висновки по розділу 3

1. В даному розділі було виявлено та проаналізовано вплив гармонік тягового струму на тягових підстанціях. Розглянуто виявлення завад в системі АЛС. Проведено теоретичні дослідження роботи перетворювача ТП з урахуванням параметричної несиметрії силових кіл. Визначено причину виникнення гармоніки 50 Гц.

~~2. Дослідженню була піддана розрахункова схема заміщення. Були розраховані такі параметри: параметри перетворюючого трансформатора; параметри вентилярних плечей мостового випрямляча; параметри згладжуючого фільтру; параметри тягової мережі. Гармонійний склад струму в тяговій мережі при несиметричному режимі наведено в таблиці 3.3.~~

~~3. Був розглянутий вплив несиметрії живлячої напруги на рівень гармонійної складової 50 Гц, при параметричній несиметрії силових кіл випрямляча. Гармонійний склад струму в тяговій мережі при параметричній несиметрії наведено в таблиці 3.4.~~

~~4. Розглянуто гармонійні завади, які виникають в тягових двигунах. Проведені дослідження гармонійного складу тягового струму. Визначено причини виникнення завади частотою 50 Гц. Приведено осцилограми і спектр тягового і кодового струму в рейках.~~

РОЗДІЛ 4. ОЦІНКА ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ВПЛИВУ СИСТЕМИ ТЯГОВОГО ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ НА РОБОТУ ПРИСТРОЇВ СЦБ МЕТОДИ ЗАХИСТУ РЕЙКОВИХ КІЛ ВІД ЗАВАД ТЯГОВОГО СТРУМУ

Розрізняють три види дії на рейкові кола: безперервні, пов'язані зі зміною параметрів рейкової лінії під впливом зовнішніх чинників (температури, вологості, старіння та ін.); дискретні, такі, що викликають зміну структури схеми заміщення рейкової лінії при накладенні зосередженої провідності (поїздового шунта), повному електричному розриві рейкової нитки (зламі рейки) і пошкодженні будь-якого вузла рейкового кола; завади, які по своєму характеру можуть бути безперервними і дискретними і не впливають на параметри або структуру схеми заміщення кола, а викликають, унаслідок електричного і магнітного впливу, появу на вході приймача заважаючих та небезпечних напруг, або струмів.

Дія всіх видів завад (рис. 4.1) може виявитися суміщеною в часі. Реакція на них рейкового кола виявляється в зміні рівня і фази сигналу. При заданих параметрах приймача рівень сигналу визначається значенням струму або напруги на його вході, а фаза сигналу - фазовим зміщенням останнього щодо опорної напруги.

Використовувані в рейкових колах приймачі з дискретним виходом характеризуються граничними рівнями I ; верхнім струмом (напругою) спрацьовування $I_{сп}$ та нижнім струмом (напругою) неспрацьовування $I_{нсп}$. Дискретний приймач має два стійкі стани, характеристики яких знаходяться в областях надійного спрацьовування 2 і неспрацьовування 3. Верхня межа області 2 визначається доступним для даного приймача значенням сигналу перевантаження $I_{р\ пер}$, а нижня - робочого струму $I_{р}$. Для області 3 верхня межа визначається рівнем сигналу надійного неспрацьовування $I_{нсп}$. Межі спрацьовування і неспрацьовування (струми $I_{сп}$ та $I_{нсп}$) визначають область I .

При дискретній дії на рейковій кола напруга завади не повинна перевищувати рівень сигналу на вході приймача, відповідної області надійного неспрацьовування. Остання вимога визначається характером роботи самих приймачів, оскільки вони при накладенні шунта і пошкодженні рейки повинні видавати на виході одну і ту ж інформацію, еквівалентну інформації про зайнятість рейкової кола.

Наявність завад в рейковій лінії призводить до зниження надійності роботи рейкових кіл. При цьому, як вже вказувалося, завада в залежності і від її характеру може привести або до небезпечних наслідків (помилковий контроль вільного колії), або до наслідків, що є причиною затримки поїздів (помилковий контроль зайнятості колії)[13].

Основними джерелами завад в рейковому колі можуть бути:

- тяговий струм і його гармонійні складові;
- сторонні блукаючі струми, що створюються заземленими джерелами електричної енергії, до яких відносяться лінії освітлення, кола живлення розділювачів, постів секціонування і пунктів паралельного з'єднання;

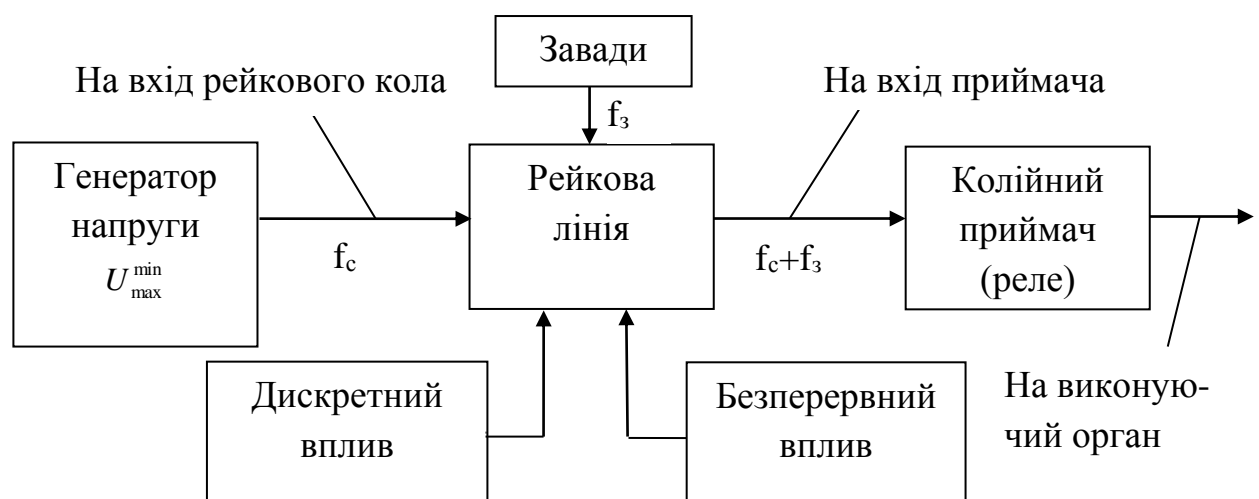


Рис. 4.1. Структурна схема впливу завад на рейкове коло



Рис.4.2. Граничні значення характеристик колійних приймачів в різних режимах роботи рейкового кола

- генератори поїздного освітлення, зварювальні агрегати;
- активні заземлюючі пристрої, сполучені з рейковими нитками (посилені дренажі, колійні джерела струму, дренажно-катодні станції і т. п.).

По характеру дії джерела завад діляться на стаціонарні та імпульсні. Якщо режим роботи такого джерела або параметри лінії передачі не змінюються, то створювані завади є стаціонарними і їх параметри змінюються в часі дуже повільно. У загальному випадку стаціонарна завада є сумою гармонійних складових, кратних основній гармоніці. Особливо небезпечні гармонійні складові, частота яких близька або збігається з частотою сигнального струму.

При різкій зміні режиму роботи джерела завади (наприклад, зміна режиму роботи двигунів електровозів або кіл управління, яке викликає поштовх струму, зміну перехідного опору між рейками і колісними парами) в рейках виникає імпульсна завада. Дія такої завади обмежена певним відрізком часу; вона є сумою нескінченного числа гармонійних складових, серед яких можуть бути і такі, які по частоті близькі до сигнального струму. Ці складові вільно проходять через фільтр, тому для виключення їх дії

доводиться збільшувати рівень сигнального струму, а чутливість колійного приймача зменшувати.

У двохниткових колах дія струму будь-якого роду завади на колійні і локомотивні приймачі визначається нерівномірним його розподілом уздовж рейкової лінії і по полуобмоткам колійних дросель-трансформаторів. При цьому половина різниці струмів завади в рейкових нитках надає таку ж дію на колійні і локомотивні приймачі, як і струм такого ж значення, поточний в протилежних напрямках в кожній з рейок[14].

У рейкових колах несиметричний розподіл струму завади по рейкових нитках існує завжди і змінюється у часі і місцеположенні, тобто є імовірнісним явищем і тому не може знаходитися під безперервним контролем. Проте встановлення природи появи і фізичної суті асиметрії допомагає в більшості випадків виявити межі зміни коефіцієнта несиметрії, а також струмів і напруги, при якій забезпечується стійка робота рейкових кіл і АЛС.

На електрифікованих залізницях можна виділити наступні види асиметрії:

- ємнісну, обумовлену неоднаковим розташуванням рейок по відношенню до поверхні землі;
- провідність ізоляції рейкових ниток; активних опорів, яка визначається матеріалом рейок, їх станом (корозія, зношування), стиковими з'єднувачами;
- індуктивних опорів, залежну від матеріалу рейок і з'єднувачів, їх однорідності, типу ґрунту.

Ємнісна асиметрія внаслідок низької ізоляції рейкових ниток незначна, і її вплив можна не враховувати. Асиметрія активних і індуктивних опорів може бути об'єднана в один вигляд - подовжню асиметрію. Асиметрія провідності ізоляції отримала назву поперечної. Обидва види асиметрії (подовжня і поперечна) визначаються первинними параметрами рейкового кола і технічним обслуговуванням рейкової лінії. Встановлено, що подовжня і

поперечна асиметрії складним чином впливають на вторинні параметри рейкової лінії. Випадковий характер всіх видів асиметрії не дозволяє аналітично розрахувати її параметри для того або іншого кола. Тому на практиці граничні параметри асиметрії визначаються експериментально з урахуванням первинних параметрів рейкових кіл реально існуючих довжин. Це дозволяє надалі виявити граничні значення параметрів асиметрії з урахуванням нормального функціонування колійних і локомотивних приймачів в різних режимах роботи рейкових кіл.

Під подовжньою асиметрією розуміється перевищення опору однієї рейкової нитки в порівнянні з іншою. На підставі багаторічної практики було встановлено граничне значення коефіцієнтів асиметрії для постійного струму 12%. Для змінного струму частотою 50 Гц коефіцієнт асиметрії складає 4,6 - 6,6%; 100 Гц - 3,8 - 5,6%; 200 Гц - 2,45 - 4,8%. Оскільки розподіл струму по рейкових нитках пропорційно коефіцієнту асиметрії, ці встановлені значення і були прийняті за основу при розробці апаратури рейкових кіл (дросель-трансформаторів, приладів живлячого і релейного кінців, приладів захисту).

Аналіз роботи рейкових кіл також показав, що нерівномірність розподілу тягового струму по рейкових нитках викликана асиметрією в ізолюючому стику через різну довжину перемичок дросель-трансформаторів (довжина перемички, що йде до першої рейки, може бути в 2-3 рази менша, ніж до другого). Вже при тяговому струмі 4 кА і більша дія завади на апаратуру рейкового кола стає істотною[7].

Тяговий струм в рейкових нитках (рис. 4.3) розподіляється пропорційно сумарному опору рейкових ниток (r_1 і r_2), перемичок ($r_{п1}$ і $r_{п2}$) і обмоток самих дросель-трансформаторів ($r_{др}$). Для коротких рейкових кіл можна прийняти $r_1 = r_2 = r$; $r_{др1} = r_{др2} = 0,5r_{др}$. Практика показує, що при належному закріпленні перемичок опір в місці їх контакту з рейками не вносить істотних відхилень до розподілу тягового струму в рейкових нитках. Тому коефіцієнт асиметрії струму рейкового кола:

$$K_1 = \frac{r_{П1} - r_{П2}}{r_{П1} + r_{П2} + r_{ДР} + r} \quad (4.1)$$

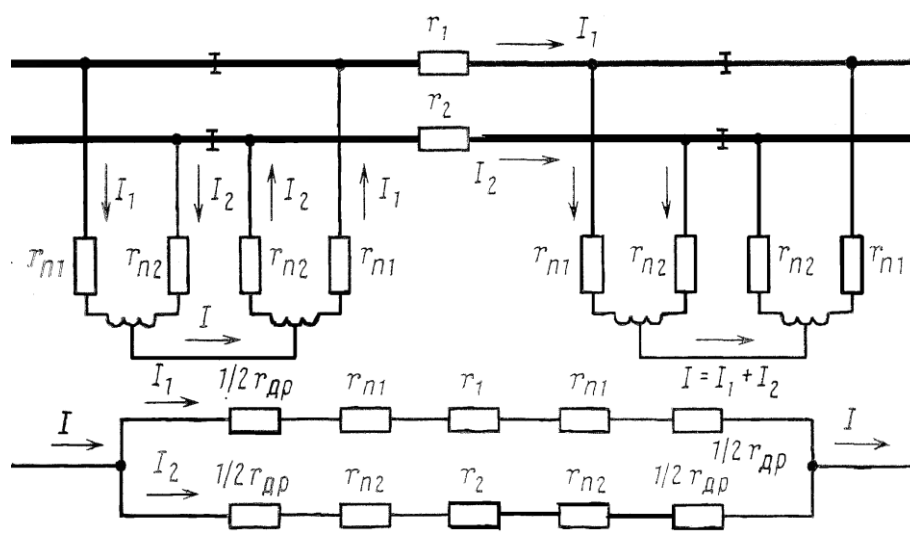


Рис. 4.3. Принципова схема (а) і схема заміщення (б) ізолюючого стику з дросель-трансформаторами

У формулі (4.1) величини r і $r_{ДР}$ мають постійне значення, тому коефіцієнт K_1 залежить тільки від опорів перемичок дросель-трансформаторів. Аналіз розрахункових значень параметрів асиметрії тягового струму в рейкових колах показує, що в коротких рейкових колах перемички роблять істотний вплив на розподіл тягового струму в рейкових нитках.

Таблиця 4.1

Результати експериментального дослідження асиметрії в рейкових лініях

Довжина перемичок $l_{П1}$ та $l_{П2}$, м	Опір перемичок $r_{П1}$ та $r_{П2}$, 10^{-6} Ом	Асиметрія струму, %	Струм підмагнічування, А, при загальному струмі	
			3 кА	4 кА
4,2 та 2,2	420 та 240	11,1	330	444,8
5,2 та 3,15	520 та 285	13,4	402	536

<u>6,4 та 2,2</u>	<u>600 та 240</u>	<u>20,1</u>	<u>603</u>	<u>808</u>
-------------------	-------------------	-------------	------------	------------

Асиметрія подовжніх опорів в рейковому колі виникає з різних причин, що виявляється послідовно в часі або одночасно: можливих відхилень значень опорів окремих елементів тягової мережі (нормованих на стадії проектування); динамічних дій (наприклад, зміна контактної опору контактів, що труться); нагріву, а також зміни параметрів в часі (старіння, зношення і т. п.).

Як приклад в табл. 4.1 приведені найбільш характерні складові опорів елементів рейковому колі, використовуваному в метрополітенах. З даних видно, що всі складові опорів елементів рейкового кола відповідні своїм значенням. Крім того, деякі з цих складових можуть мати відхилення від своїх граничних значень, оскільки їх опори залежать від інших чинників. Але якщо проаналізувати розподіл опору рейкового кола поелементно з урахуванням його довжини (як це зроблено в табл. 4.1), то можна сказати, що із зростанням довжини кола переважаючим стає опір самих рейкових ниток, який в часі найстабільніше.

Таблиця 4.2

Опір елементів рейкового кола

<u>Опір елементів рейкового кола, 10^{-3} Ом</u>									
<u>Обмотка дросель- трансформатора</u>	<u>Дросельна перемичка</u>	<u>Рейки зі стиками при довжині РК, м</u>							<u>Контактне з'єднання</u>
		<u>25</u>	<u>50</u>	<u>100</u>	<u>200</u>	<u>300</u>	<u>500</u>	<u>600</u>	
<u>0,445</u>	<u>0,3</u>	<u>0,8</u>	<u>1,64</u>	<u>3,28</u>	<u>6,56</u>	<u>9,84</u>	<u>16,4</u>	<u>19,68</u>	<u>0,040</u>

На підставі проведеного аналізу можна стверджувати, що в коротких рейкових колах вірогідність прояву асиметрії більша, оскільки в них опір рейок близький до значень опору інших елементів, що найчастіше мають відхилення від заданого опору тяговому струму.

Поперечна асиметрія впливає на поперечний розподіл тягового струму, що протікає уздовж рейкової лінії, а також на параметри передачі сигнального струму і виражається через коефіцієнт K_d . Як вже наголошувалося, поперечна асиметрія на електрифікованих ділянках, як правило, виникає внаслідок витоку струму в землю через підключених до рейок ЗП.

Опір заземлення ЗП не залежить від зовнішніх умов, тому провідність рейкової нитки, до якої підключені ЗП, залежатиме від провідності цих пристроїв, навіть якщо стан баласту і шпал такий, що ізоляцію рейкової лінії можна вважати за ідеальну. В той же час слід враховувати можливість наявності в рейковому колі поперечної провідності через різну провідність рейок через костилі і підкладки. При опорі кожного ЗП, рівному 100 Ом і більше (питомий опір 6 Ом·км і більше), коефіцієнт поперечної асиметрії в двохниткових рейкових колах не перевищує 6%[8].

5. ЗАХИСТ РЕЙКОВИХ КІЛ ВІД ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД

Спосіб зменшення електромагнітного впливу тягової мережі змінного струму на рейкові кола суміжної колії заснований на використанні АЕП, який через певні проміжки під'єднується до середньої точки дросель-трансформатора рейкової лінії(РЛ) колії з електротягою змінного струму (рис. 5.1). Під'єднання АЕП проводиться за допомогою регулюючих елементів (РЕ), що контролюють відгалуження зворотного тягового струму з рейок в екрануючий провід.

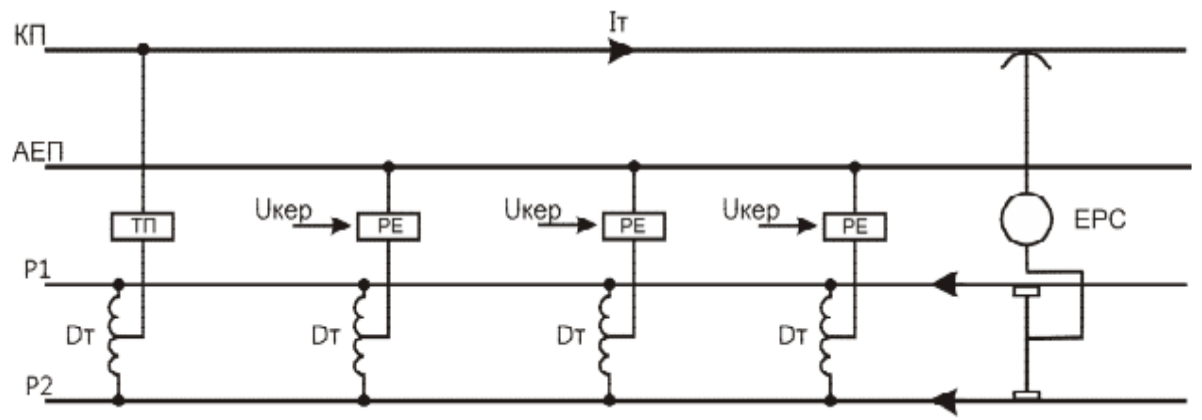


Рис. 5.1. Структурна схема системи захисту рейкових кіл

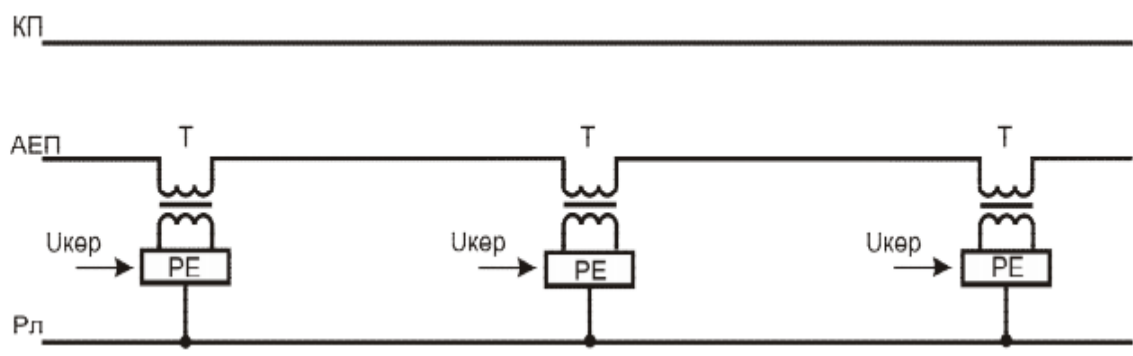


Рис. 5.2. Схема підключення АЕП за допомогою трансформаторів

Забезпечення максимального захисту рейкових кіл досягається шляхом визначення зворотного тягового струму в АЕП виходячи з умови мінімуму електромагнітних завад в РЛ суміжної колії, електрифікованої з тягою

постійного струму. Для досягнення ще більшого ефекту та забезпечення більшої надійності та безпечності роботи тягової мережі та рейкових кіл під'єднання АЕП може відбуватися з використанням додаткових силових трансформаторів, одна обмотка якого під'єднується до РЕ, друга включається послідовно в АЕП (див. рис. 5.2). Використання трансформаторів дозволяє створювати більший струм в АЕП, а також забезпечує гальванічний розв'язок між РЛ та АЕП. Такий спосіб є більш ефективним, але й більш дорогим: додаткове встановлення силових трансформаторів суттєво збільшує термін окупності системи захисту внаслідок чого її впровадження може бути економічно невигідним на певних ділянках. Розглянемо більш детально роботу системи захисту рейкових кіл від електромагнітного впливу тягової мережі суміжної колії. Відмінною рисою системи, що пропонується, є автоматична компенсація електромагнітних завад на ділянках, де це необхідно. Компенсація завад відбувається виходячи з безпосереднього рівня струму завади в рейках. Для аналізу струму в рейках необхідно встановити первинний датчик, за допомогою якого цей струм повинен поступати до керуючих елементів. В якості такого датчику доцільно використовувати датчик струму (ДС), що побудований на ефекті Холла (див. рис. 5.3). Такий датчик є безконтактним, а отже не впливає на роботу рейкових кіл, крім цього він є досить чутливим, надійним та недорогим. Так як АЕП через певні проміжки під'єднується до середніх виводів дросель-трансформаторів, що встановлені на сигнальних точках, то ДС доцільно встановлювати після колійного трансформатора (КТ), підключеного до вторинної обмотки дроселя, але перед колійним приймачем (КП).

Струм з ДС поступає до керуючого елементу (КЕ) задачами якого є: ідентифікація наявності завади в сигнальному струмі рейкового кола; визначення рівня струму завади; формування, виходячи з рівня завади, інформаційного сигналу керування; підсилення інформаційного сигналу керування (Укер) для подачі його на РЕ; організація гальванічного розв'язку між інформаційними колами КЕ та силовими колами РЕ.

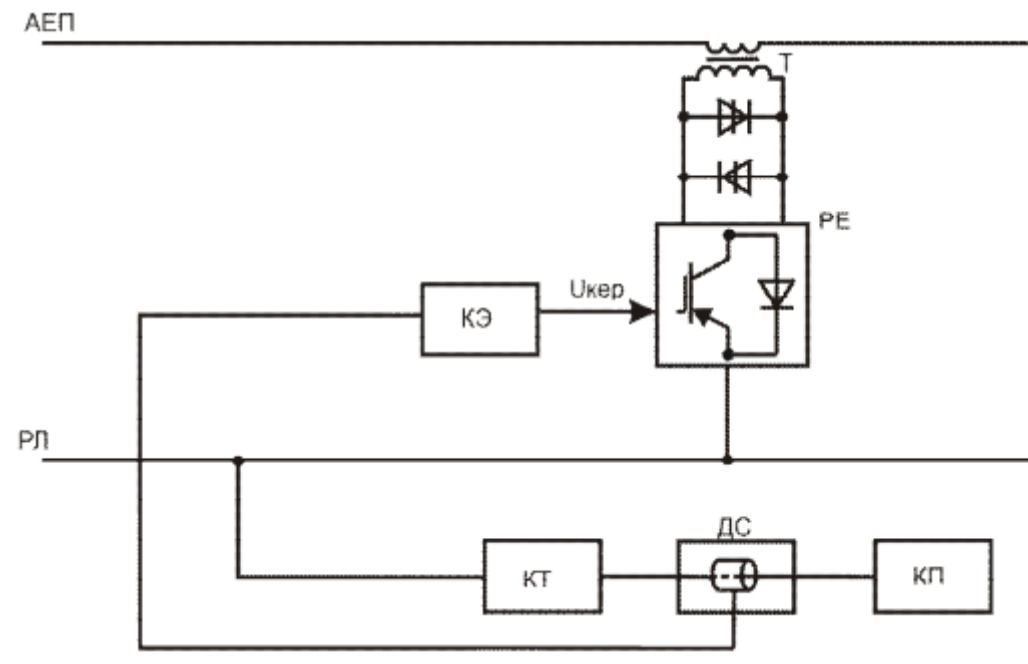


Рис. 5.3. Структурна схема регулюючого пункту

Сформований сигнал потрапляє на РЕ, який відгалужує необхідну і достатню для компенсації електромагнітних завад частину тягового струму з рейок в АЕП. Враховуючи великі значення струму через РЕ доцільно створювати його на потужних транзисторах IGBT. Для захисту системи від короткого замикання в тяговій мережі, встановлюється тиристорний вимикач (ВТ), що складається з двох силових некерованих тиристорів. Вимикач ВТ у випадку короткого замикання перетворює АЕП на звичайний пасивний ЕП, тобто відмикає всю апаратуру системи захисту рейкових кіл. В наслідок цього знижується вартість системи, оскільки в цьому випадку її елементи не потрібно розраховувати на струм короткого замикання. В системі присутній зворотній зв'язок, так як чим більший струм завади в РЛ тим більший струм буде відгалужуватися в АЕП, а це в свою чергу призведе до зменшення завад в РЛ. В результаті такої побудови системи компенсація електромагнітних завад відбувається автоматично в реальному часі та по мірі необхідності, наявність зворотного зв'язку підвищує надійність та стабільність системи захисту, а також виключає можливість перекомпенсації[3].

4.1. Удосконалення та модернізація фільтрів тягових підстанцій.

4.1.1. Модернізація фільтра за допомогою установки додаткового резонансного контуру на частоту 50 Гц.

Згладжуючі пристрої тягової підстанції, захищаючі суміжні слаботочні лінії від впливу тягової мережі, найбільш ефективно працюють на частотах 100 Гц та вище [15].

Два методи модернізації, при яких знижуються впливи від тягової мережі на суміжні пристрої; модернізація фільтра на пасивних елементах та модернізація фільтра з активною приставкою. Зараз використовують резонансні ЗП, в яких не передбачено зниження гармонік 50 Гц, а навпаки посилює гармоніку 50 Гц. В даному підрозділі проведено аналіз можливих схем модернізації ЗП, де головна увага приділяється зниженню рівня гармоніки 50 Гц.

Вибір параметрів резонансного кола фільтра проводимо з умов резонансу по формулі 4.1:

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}, \quad (4.1)$$

де $\omega = 2\pi f$, ($f=50$ Гц — резонансна частота гармоніки);

L — індуктивність, C — ємність контуру.

Основним джерелом втрат в фільтрі — котушки індуктивності, що призводить до зменшення коефіцієнта згладжування, необхідно щоб індуктивність була побільше, але чим більша індуктивність, тим її активний опір більший, тобто зниження коефіцієнта згладжування фільтру, номенклатура виготовлення реактивів обмежена, тому приходиться обирати з тих котушок які є, тобто застосуємо котушку з індуктивністю 20 мГн. При цьому ємність резонансного контуру повинна бути рівною 507 мФ.

При більшій величині еквівалентного опору контуру, втрачається сене установки додаткової апаратури. Еквівалентний опір резонансного контуру 50 Гц приймемо 0.5 Ом. Тобто при опорі резонансного контуру 50 Гц коефіцієнт

згладжування фільтру більш ніж достатній. Якщо опір резонансного контуру 50 Гц, збільшити до 4 Ом, фільтр починає посилювати гармоніку 50 Гц, але при ввімкненні в роботу інверторів, фільтр все таки згладжує цю гармоніку. В табл. 4.1 приведені коефіцієнти згладжування фільтрів ТП.

Таблиця 4.1

Коефіцієнти згладжування фільтрів ТП

k	f, Гц	Фільтр з $L_{d1}=4.6$ мГн; $L_{d2}=4.6$ мГн			Фільтр з $L_{d1}=5$ мГн; $L_{d2}=3$ мГн		
		Без контуру 50 Гц	З контуром 50 Гц		Без контуру 50 Гц	З контуром 50 Гц	
			В-I ланці	В-II ланці		В-I ланці	В-II ланці
1	50	0.583	2.62	5.3	0.599	3.01	4.7
2	100	2.8	2.59	4.21	4.35	4.14	5.29
3	150	1.29	1.31	0.99	1.34	1.2	1.0
4	200	15.1	14.6	11.61	6.4	4.9	2.84
5	250	5.02	5.2	4.33	3.97	4.06	3.4
6	300	71.1	70	66	39.1	35	35
8	400	54.7	56.4	53	35.5	35.5	34.2
10	500	73.1	76	71.7	49.4	51.1	48.3
12	600	99.5	103	98.3	68.4	71.1	67.5
14	700	131	137	130.6	91.5	95.2	90.5
16	800	169	174	168.3	119	123	117.4
18	1000	212	224	211.2	148	155	148
20	1100	260	272	259.3	183	191	182
22	1200	285	326	312.4	220	230	219.9
24	1300	313	390	370.7	262	273	361.4
26	1400	435	456	434	300	320	306.4
28	1500	503	528	502	335	371	355
30	1600	577	605	576	370	426	407

Очікуваний коефіцієнта згладжування можливо отримати при:

- відмінній добротності контуру та налаштуванні фільтра;
- монтаж повинен бути виконаний короткими проводами;
- опір перехідних контактів повинен бути зведений до нуля.

Також приведена і друга таблиця 4.2, але для іншої індуктивності L_{d1} .

Таблиця 4.2

Коефіцієнти згладжування фільтрів ТН

k	f, Гц	Фільтр з $L_{d1}=(7.65+5)$ мГн; $L_{d2}=3$ мГн			Фільтр з $L_{d1}=(11+5)$ мГн; $L_{d2}=3$ мГн		
		Без контуру 50 Гц	З контуром 50 Гц		Без контуру 50 Гц	З контуром 50 Гц	
			ВІ ланці	ВІІ ланці		ВІ ланці	ВІІ ланці
1	50	0.175	7.33	8.9	0.162	9.25	10.8
2	100	10.8	10.7	13.7	14.1	13.6	17.4
3	150	3.59	3.42	3.2	7.7	4.4	4.1
4	200	11.5	12.1	7	19	15.7	8
5	250	7.9	8.77	7.3	10.8	10.8	8.4
6	300	95.6	96.2	88.2	124	121	108.2
8	400	93	85.8	80.2	165	107	97.3
10	500	113	118	111.4	215	147	150.8
12	700	156	163	154	275	203	172
14	800	208	217	206	325	271	258
16	900	268	281	267	384	350	373

При ввімкненні резонансного контуру в другу ланку коефіцієнт згладжування буде більшим.

Такий спосіб модернізації фільтра потребує:

- 1) ідеального налаштування фільтра;
- 2) монтажу короткими проводами;
- 3) мінімальний перехід опору;
- 4) високої добротності елементів контуру — ємності та індуктивності.

На практиці ця умова майже не виконується, так як, еквівалентний опір резонансного контуру $50 \text{ Гц} \leq 1 \text{ Ом}$.

4.1.2. Модернізація фільтру ТП на основі активної приставки до фільтру.

Переваги активно-пасивного фільтру:

- згладжує гармоніку 50 Гц (та всі непарні гармоніки);
- володіти згладжуючи ми діями для основних гармонік, кратних 100 Гц;
- по вартості конкурентоспроможності з описаними вище фільтрами.

Принцип дії: до існуючого фільтру ТП прислана активна приставка, що представляє собою спеціальний підсилювач. На вхід підсилювача надходить напруга завод джерела (пульсуюча складова випрямленої напруги). З виходу підсилювача в проті фазі, напруга надходить до індуктивності реактора фільтра ТП. В результаті повну діюча в контурі напругу можливо зробити рівною 0 (пульсуючу складову), в цьому випадку струм заводи також стане рівним 0.

$R_{\text{вх}} = \infty$ для операційного підсилювача. В схемі операційного підсилювача має зворотній зв'язок. Режим роботи підсилювача описується рівнянням описанням чотиринолосника:

$$i_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вих}}}{R_i} + \frac{U_{\text{вх}} * k}{R_{\text{вх}}} * \beta$$

$i_{\text{вх}} = 0$ — струм входу,

k — коефіцієнт підсилення операційного підсилювача (що включає зворотній зв'язок).

$\frac{1}{R_i} = \frac{\partial Y_{\text{вих}}}{\partial U_{\text{вих}}}$ — диференційна провідність виходу підсилювача потужності;

$\frac{1}{R_i} = \frac{\partial Y'_{\text{вх}}}{\partial U'_{\text{вх}}}$ — диференційна провідність входу підсилювача потужності;

$\frac{1}{R_i} = \frac{\partial Y_{\text{вих}}}{\partial U'_{\text{вх}}}$ — коефіцієнт передачі по струму підсилювача потужності.

Завдяки тому, що до існуючого фільтру прислана активна приставка, можливо пульсуючу складову зробити рівною 0, тим самим струм заводи також буде рівний 0, чим не буде впливати на роботу РК.

4.2. Виявлення електромагнітних завад та завад тягового струму

Для виявлення електромагнітних завад в системі АЛС, викликаних тяговим струмом, що проходить по РЛ, в якості датчика використовуються прийомні котушки АЛС.

На локомотиві перед першою колісною парою кріпляться дві прийомні котушки, з'єднанні послідовно.

Висота установки приймальних котушок над рівнем головки рейки становить від 100 до 180 мм. Відстань від нижнього болта приймальні котушки до рейки має бути не менше 100 мм і не більше 150 мм. Ця відстань змінюється в експлуатації в залежності від зносу бандажів колісних пар. При цьому приймальні котушки не повинні опускатися нижче шляхоочисником.

Силкові лінії магнітного поля, перетинаючи витки ПК, наводять в них змінну ЕРС, значення якої залежить від сили кодового струму в рейках і висоти установки котушок. Так, при висоті ПК над рівнем головки рейки 150 мм і кодовому струмі в рейках 10 А, значення ЕРС становить 0,65 ... 0,75 В. Для підсумовування ЕРС обох котушок вони включаються послідовно. Мінімальний кодовий струм, який може сприйматися прийомними котушками, для різних видів тяги і роду струму становить від 1,2 до 2 А.

Нормальна робота локомотивних пристроїв АЛС порушується через вплив тягового струму на електрифікованих ділянках, особливо постійного струму, що становить багато сотень ампер, а також в місцях перетину залізниць потужними лініями електропередач високої напруги. Тяговий струм все ж може порушувати короткочасно нормальну роботу пристроїв АЛС. Перешкоди виникають тоді, коли тяговий струм миттєво змінює свою величину, наводячи в прийомних котушках зайві імпульси ЕРС, що спотворюють електричні сигнали АЛС. Особливо помітний вплив тієї частини тягового струму, яка протікає по ходовим частинам електровоза, поблизу якого знаходяться приймальні котушки. Величина цієї частини тягового струму може різко змінюватися через нерозподіл його між ходовими частинами електровоза. Нерозподіл струму

викликається тим, що під час руху електровоза опір тягового струму між колесом і рейкою може миттєво зменшуватися або збільшуватися залежно від рівня короткочасної ізоляції колеса від рейки, наприклад, при застосуванні піску. При цьому загальний струм, споживаний електровозом, може залишатися незмінним.

Тому для ліквідації перешкод, що заважають нормальній роботі АЛС, застосовуються захисні фільтри. Локомотивні фільтри забезпечують пропускання електричних коливань з частотою сигналу при невеликому загасанні і послаблюють електричні коливання для всіх інших частот (перешкод), що не потрапляють в смугу пропускання фільтра. Кодові імпульси з прийомних котушок проходять в підсилювач кодів через смуговий фільтр (розміщений в корпусі підсилювача), що захищає приймальні пристрої АЛС від заважає дії тягового струму і його гармонійних складових.

При роботі на сигнальній частоті кодового струму 50 Гц (на лініях з автономною тягою і електротягою постійного струму) використовується фільтр 50 Гц, що розміщується в корпусі підсилювача. Для фільтра 50 Гц смуга пропускання становить приблизно 14 Гц, що необхідно для нормального дії локомотивних пристроїв АЛС — тобто смуга пропускання знаходиться в межах 43 ... 57 Гц. Навантаженням смугового фільтра є вхід підсилювача. На лініях з електротягою постійного струму смуговий фільтр 50 Гц захищає локомотивні пристрої АЛС від кратних 300 Гц гармонік тягового струму, які проявляються в контактній мережі і рейках при шестифазній випрямленні змінного струму на справних випрямних агрегатах тягових підстанцій. При деяких несправності тягового електропостачання можлива поява і інших гармонік тягового струму. Смуговий фільтр 50 Гц захищає також локомотивну апаратуру АЛС від низькочастотних коливань, що виникають при русі локомотива і коливаннях прийомних котушок в магнітному полі, створюваному постійним тяговим струмом. За допомогою смугового фільтра 50 Гц також забезпечується придушення та інших перешкод, які перебувають поза робочим спектра частот, від сигнальних частот рейкових ланцюгів (коли останні відрізняються від

несучої частоти АЛС), від сигнальних частот рейкових ланцюгів частотою 25 Гц і сигналів рейкових кіл з несучими частотами 425 Гц і 475 Гц, що застосовуються в системах ЦАБ (автоблокування з централізованим розташуванням апаратури на станціях) і АБТЦ (автоблокування з тональними рейковими колами).

При роботі на лініях з електротягою змінного струму на локомотивні пристрої АЛС впливають перешкоди тягового струму частотою 50 Гц і його гармоніки з набагато більшим рівнем у порівнянні з електротягою постійного струму. Для придушення перешкод в цьому випадку застосовується фільтр ФЛ 25 / 75М, виконаний у вигляді окремого блоку. Цей фільтр призначений для роботи на будь-який з несучих робочих частот 25 Гц або 75 Гц, що використовуються в пристроях АЛС, і має дві смуги пропускання в діапазоні 25 Гц і 75 Гц. Фільтр забезпечує значне придушення перешкод з основною частотою тягового струму 50 Гц і його гармонік, а також інших частот, які перебувають поза робочим спектра несучих частот АЛС (частотних сигналів системи АЛС-ЄП, сигналів рейкових кіл ЦАБ і АБТЦ, а також ряду інших перешкод).

Для підвищення перешкодозахищеності колійних і локомотивних пристроїв АЛС проводяться необхідні роботи щодо їх удосконалення, переведення на нову елементну базу і впровадження нових систем по контролю над рухом і місцем знаходження рухомого складу.

4.3. Висновки по розділу 4

1. В даному розділі розглянуто модернізацію фільтра тягових підстанцій за допомогою установки додаткового резонансного контуру на частоту 50 Гц. Проведено аналіз можливих схем модернізації згладжуючих пристроїв, де головна увага приділяється зниженню рівня гармоніки 50 Гц.

2. Запропоновано модернізацію фільтру тягових підстанцій на основі активної приставки до фільтру. Приведено переваги активно-пасивного фільтру. Описано принцип дії такого фільтру.

~~3. Розглянуто виявлення електромагнітних завад та завад тягового струму. Проаналізовано шляхи підвищення завадостійкості колійних та локомотивних пристроїв АЛС.~~

ВИСНОВКИ

1.—На сьогоднішній день в Україні застосовуються схеми випрямлення локомотивів на IGBT - транзисторах також цей клас приладів силової електроніки займає і буде займати домінуюче становище для діапазону потужностей від одиниць кіловат до одиниць мегават. Також розглянута блок-схема перетворювача з реалізацією DTC - управління. Розглянута структура однофазного інвертора з широтно-імпульсною модуляцією, також приведені їхні характеристики передаточного коефіцієнта. Приведено принцип ШІМ на прикладі інвертора. Описано схему трифазного мостового інвертора. Можливість застосування схем на транзисторах в пристроях СЦБ : випрямлячі на базі однофазної однонапівперіодної схеми; випрямлячі на базі мостової схем; трифазні схеми випрямлення на посту ЕЦ. Заряд акумуляторів, схеми управління електродвигуном стрілочного приводу, інші схеми електроживлення. Та проведений аналіз несправностей схем на транзисторах та їх вплив на виході випрямляча.

~~2. Було проведене імітаційне моделювання схем : керування швидкістю обертання ротору (якорю) тягових двигунів електровозів постійного струму за допомогою однофазної однонапівперіодної схеми випрямлення для регулювання швидкості та приведений алгоритм роботи пристрою; переводу стрілочного електроприводу та тягових двигунів електровозів постійного струму за допомогою однофазної мостової схеми випрямлення для регулювання швидкості; перетворювача частоти з трифазним інвертором і широтно імпульсною модуляцією. Моделювання проводилося в програмному пакеті Proteus, також були приведені код програми для цих схем.~~

3.—Проведений аналіз впливу гармонік тягового струму на роботу рейкових кіл. ~~Виконана послідовність виявлення завад в системі АЛС, приведена схема АЛС локомотива. Пояснений принцип роботи АЛС. Для зменшення гармонік тягового струму треба використовувати згладжуючий пристрій, параметри якого розраховані в роботі. Розрахований~~Здійснено моделювання розподілу гармонійний гармонійних складових струму в тяговій мережі з однобічним і двобічним електропостачанням для різних найгіршої поїзної ситуаційситуації. Виявлені

гармонійні завади, які виникають в результаті роботи схем на IGBT-транзисторах і в тягових двигунах та дослідження гармонійного складу тягового струму електрорухомого складу.

~~4. Запропоновано методи захисту рейкових кіл від завад тягового струму. Отже, запропоновані такі варіанти: модернізація фільтра за допомогою установки додаткового резонансного контуру на частоту 50 Гц, завдяки цьому можна знизити вплив тягового струму на суміжні пристрої; модернізація фільтра ТП на основі активної приставки до фільтра, Завдяки тому, що до існуючого фільтра приєднання активної приставки, можливо нульуючу складову зробити рівною 0, тим самим струм завад також буде рівний 0, чим не буде впливати на роботу РК.~~ Приведено метод виявлення електромагнітних завад, перешкоди виникають тоді, коли тяговий струм миттєво змінює свою величину, наводячи в прийомних котушках зайві імпульси ЕРС, що спотворюють електричні сигнали АЛС. Тому для ліквідації перешкод, що заважають нормальній роботі АЛС, застосовуються захисні фільтри.

Результати досліджень Дослідження електромагнітної сумісності електрорухомого складу зі схемами на IGBT транзисторах з пристроями залізничної автоматики опубліковано на 80ій Всеукраїнській конференції студентів та молодих вчених 2020 р. «ІНФОРМАЦІЙНО-УПРАВЛЯЮЧІ ТЕХНОЛОГІЇ І СИСТЕМИ НА ЗАЛІЗНИЧНОМУ ТРАНСПОРТІ» [24].

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. О надежности систем постоянного тока как гарантии устойчивой работы энергоснабжения нефтегазовых объектов. Режим доступа: <https://isup.ru/articles/43/9455/>
2. Современные выпрямители для гальваники: заменяем тиристоры на IGBT. Режим доступа: <https://www.compel.ru/lib/88475>
3. Разработка структуры преобразователя с возможностью питания тяговых асинхронных двигателей рудничных электровозов от разных уровней напряжения А. П. Лазуренко, Д. А. Шокарев, В. О. Черная, О. Е. Мельник, Г. И. Черкашина, В. И. Волынец, О. А. Анцыферова. Режим доступа: <http://journals.uran.ua/eejet/article/viewFile/148776/169131>
4. Основные области применения и промышленное производство IGBT-модулей. Режим доступа: <https://studopedia.org/11-72808.html>
5. Краснов О. О., Ягуп в. Г., Божко В. В. Активный тяговый перетворювач з широтно-імпульсною модуляцією для електровоза змінного струму з колекторними тяговими двигунами / Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті, 2018, № 4, с.11-20.
6. Борисов П.А., Томасов В.С. Расчет и моделирование выпрямителей. Учебное пособие по курсу “Элементы систем автоматики” (Часть I) . – СПб: СПб ГУ ИТМО, 2009 – 169 с.
7. В. Климов. Частотно-энергетические параметры ШИМ-инверторов систем бесперебойного питания. Силовая электроника, 2009. – №4 – с.66 - 71. Режим доступа: https://power-e.ru/wp-content/uploads/2009_4_66.pdf
8. К. Д. Рогачев. Силовые биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT). Режим доступа: <http://www.gaw.ru/html.cgi/adv/publ/igbt/transistor.htm>

9. Рябова Л. Ю., Запорожець О. С., Лях Є. В., Черненко О. В. Резервне електроживлення пристроїв залізничної автоматики [Текст] // Тези 79-ої Всеукраїнської конференції студентів та молодих вчених 2019 р. «Інформаційно-управляючі технології і системи на залізничному транспорті» - Д.: Вид-во ДНУЗТ, 2019.– с. 53-54.

210. Сердюк К. М., Черненко О. В., Рябова Л. Ю., Запорожець О.С. Електромагнітна сумісність пристроїв сигналізації, централізації та блокування з системою тягового електропостачання[Текст] // Тези 11-ї Студентської міжнародної науково-практичної конференції. – Львів, 2019, с.

311. Бесекерский, В.А. Теория систем автоматического управления [Текст] учеб. пособие - Изд. 4-е, перераб. и доп. / В.А. Бесекерский, Е.П. Попов – СПб.: Профессия, 2003. — 752 с.

412. Низьковольтних перетворювачів [Електрон. ресурс] – Режим доступу : <https://studfile.net/preview/4614100/page:5/>

513. Автономний інвертор [Електрон. ресурс] – Режим доступу : <https://studfile.net/preview/4219769/page:9/>

614. Некоторые вопросы эксплуатации IGBT транзисторов [Електрон. ресурс] – Режим доступу : <http://www.elvpr.ru/publication/2005%204.pdf>

715. Обзор микроконтролера PIC18F452 [Електрон. ресурс] – Режим доступу : <https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39564c.pdf>

816. Драйвер ключем нижнего и верхнего уровней IR2101[Електрон. ресурс] – Режим доступу : <http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/ic/IR/control/drivers2/2/IR2101-02.htm>

917. Казачковский, Н.Н. Силовые полупроводниковые устройства для управления двигателем переменного тока [Текст] : теоретическая часть / Н.Н.Казачковский. Шнейдер Электрик, 2017 – 193 с.

1018. Казаков, А.А. Автоблокировка, локомотивная сигнализация и автостопы [Текст]: учебник для техникумов ж.-д. трансп.— 7-е изд., перераб. и доп./ А.А. Казаков, Е.А. Казаков — М.: Транспорт, 1980. — 360 с.

1419. Кузьменко, С.В. Железнодорожные транспортные средства: практикум [Текст] : учебное пособие / С.В. Кузьменко, С. П. Чередниченко, О.Л. Игнатъев – Луганск : Ноулидж, 2012 – 120 с.

1420. Регулятор нагрузки [Электрон. ресурс] – Режим доступа : <https://abtechnologies.com.ua/uk/korysni-instrumenty/generator-jogo-spetsifika-ta-printsip-roboti/>

1421. Котляренко, Путевая автблокировка и авторегулировка [Текст]: учеб. / Котляренко и др. – М.: Транспорт, 1983. – 408 с.

1422. Бей, Ю.М. Тяговые подстанции [Текст] : учебник для вузов ж.-д. транспорта / Ю. М. Бей, Р.Р. Мамошин, В. Н. Пупынин – М.: Транспорт, 1986 – 319с.;

1423. Коверникова, Л.И. Централизованное снижение уровня высших гармоник в сети высокого напряжения с распределенными нелинейными нагрузками с помощью пассивных фильтров / Л.И. Коверникова – Электричество, 2010 – 136 с.

24. Сердюк К. М., Кузін М. М., Гайченко Д. Л. Дослідження електромагнітної сумісності електрорухомого складу зі схемами на *igbt* транзисторах з пристроями залізничної автоматики // Сбірник тез Всеукраїнської конференції студентів та молодих вчених 2020 р. «ІНФОРМАЦІЙНО-УПРАВЛЯЮЧІ ТЕХНОЛОГІЇ І СИСТЕМИ НА ЗАЛІЗНИЧНОМУ ТРАНСПОРТІ» 23-27 березня 2020 р. [електронний ресурс]: – Дніпро: Дніпровський нац. ун-т залізн. трансп. ім. акад. В. Лазаряна, 2020. – С. 58-59. – URL: http://ndch.diit.edu.ua/upload/Abstracts ICTS_on_RT_2020.pdf

ДОДАТОК А

Текст програми в PROTEUS для імітаційного моделювання швидкістю обертання ротору (якорю) тягових двигунів електровозів постійного струму за допомогою однофазної однонапівперіодної схеми випрямлення для регулювання швидкості

```
; Processor: PIC18F452
```

```
; Compiler: MPASM (Proteus)
```

```
; Розділ описів
```

```
— list p=18F452
```

```
#include p18f452.inc; підключення файлу з описом регістрів МК
```

PIC18F452

```
; настройка біт конфігурації
```

```
— CONFIG_OSC = XT; вибір XT генератора (4 МГц)
```

```
— CONFIG_OSCS = OFF; вимк. функція перемикачів системного ГТТ
```

```
— CONFIG_BOR = OFF; система BOR вимкнена
```

```
CONFIG_PWRT = ON; дозвіл роботи таймера включення живлення
```

CONFIG_WDT = OFF; вимкнення сторожового таймера

```
; Оголошення змінних
```

```
; Оголошення констант
```

```
STEP EQU 5; крок зміни швидкості обертання
```

```
MAX EQU 95; максимальне значення швидкості обертання
```

```
MIN EQU 5; мінімальне значення швидкості обертання
```

Q50 EQU .50; швидкість обертання двигуна 50% (скважність ШИМ—50%)

```
; RESET and INTERRUPT VECTORS
```

```
; Reset Vector
```

```
RST code 0x0
```

```
— goto Start
```

```
; CODE SEGMENT
```

```

PGM—code
Start
; розділ ініціалізації
; настройка портів введення-виведення
—MOVLW 0x07
—MOVWF ADCON1; налаштувати всі висновки порту А як цифрові
—MOVLW B'00001111'
—MOVWF TRISD
—MOVLW B'11111011'
—MOVWF TRISC
; початкове значення пристроїв
; вимкнути всі світлодіоди та двигун М1
—MOVLW B'11111111'
—MOVWF PORTD
—MOVLW B'11111011'
—MOVWF PORTC
; налаштування TMR2
; K=1:16, T=100 мкс
—MOVLW .99
—MOVWF PR2
—MOVLW b'00000010'
—MOVWF T2CON
—CLRF TMR2
; налаштування CCP1 в режимі ШИМ
—MOVLW Q50; швидкість обертання двигуна 50%
—MOVWF CCP1L
—CLRF CCP1CON; модуль CCP1 вимкнений
;
; основний цикл управління двигуном
Main_Loop

```

~~—BSF PORTD, RD6; VD2—світлодіод вимкнений GREEN~~
~~—BCF PORTD, RD7; VD1—світлодіод включений RED~~
M1
~~—BTFSC PORTB, RB3; контроль натискання кнопки SB1 (пуск)~~
~~—BRA M1~~
; ввімкнення двигуна M1
~~—MOVLW B'00001100'~~
~~—MOVWF CCP1CON; увімкнути режим ШИМ~~
~~—BSF T2CON, TMR2ON; увімкнути таймер TMR2~~
~~—BSF PORTD, RD7; VD1—світлодіод вимкнений RED~~
~~—BCF PORTD, RD6; VD2—світлодіод ввімкнений GREEN~~
; контроль натискання кнопки SB2 (стоп)
M2
~~—BTFSS PORTB, RB1~~
~~—BRA MSTOP; перехід на вимкнення двигуна~~
; контроль натискання кнопки SB3 (+)
~~—BTFSC PORTD, RD1~~
~~—BRA M5~~
; збільшення швидкості обертання двигуна
~~—MOVLW MAX~~
~~—CPFSLT CCPR1L~~
~~—BRA M3; перевірка максимальної швидкості~~
~~—MOVLW STEP~~
~~—ADDWF CCPR1L, F; збільшення швидкості обертання~~
; установка світлодіодів швидкості
~~—MOVLW MAX~~
~~—CPFSEQ CCPR1L~~
~~—BRA MAX_OFF; перехід, якщо швидкість не максимальна~~
~~—BCF PORTD, RD5; ввімкнення світлодіода VD4 (швидкість~~
максимальна)

~~—BRA M3~~
~~MAX_OFF~~
~~—BSF PORTD, RD4; вимикання світлодіода VD5 (швидкість мінімальна)~~
~~—BSF PORTD, RD5; вимикання світлодіода VD4 (швидкість максимальна)~~
~~; перевірка відпускання кнопки SB3 (+)~~
~~M3~~
~~—BTFSS PORTD, RD1~~
~~—BRA M3~~
~~; контроль натискання кнопки SB4 (-)~~
~~M5~~
~~—BTFSC PORTD, RD3~~
~~—BRA M2~~
~~; зменшення швидкості обертання двигуна~~
~~—MOVLW MIN~~
~~—CPFSGT CCPR1L~~
~~—BRA M4; перевірка мінімальної швидкості~~
~~—MOVLW STEP~~
~~—SUBWF CCPR1L, F; зменшення швидкості обертання~~
~~; установка світлодіодів швидкості~~
~~—MOVLW MIN~~
~~—CPFSEQ CCPR1L~~
~~—BRA MIN_OFF; перехід, якщо швидкість не мінімальна~~
~~—BCF PORTD, RD4; ввімкнення світлодіода VD5 (швидкість мінімальна)~~
~~—BRA M4~~
~~MIN_OFF~~
~~—BSF PORTD, RD4; вимикання світлодіода VD5 (швидкість мінімальна)~~

~~—BSF PORTD, RD5; вимкання світлодіода VD4 (швидкість
максимальна)~~

~~; перевірка відпускання кнопки SB4 (-)~~

~~M4~~

~~—BTSS PORTD, RD3~~

~~—BRA M4~~

~~—BRA M2~~

~~; вимкання двигуна M1~~

~~MSTOP~~

~~—BCF T2CON, TMR2ON; вимкнути таймер TMR2~~

~~—CLRF TMR2~~

~~—CLRF CCP1CON; модуль CCP1 вимкнений~~

~~—BCF PORTC, RC2; вимкнути двигун~~

~~—BRA Main_Loop; зациклення основної програми~~

~~END~~

ДОДАТОК Б

Текст програми в PROTEUS для імітаційного моделювання переводу стрілочного електроприводу та тягових двигунів електровозів постійного струму за допомогою однофазної мостової схеми випрямлення для регулювання швидкості

```
; Processor: PIC18F452
```

```
; Compiler: MPASM (Proteus)
```

```
; Розділ описів
```

```
— list p=18F452
```

```
#include p18f452.inc; підключення файлу з описом регістрів МК  
PIC18F452
```

```
; настройка біт конфігурації
```

```
— CONFIG_OSC = XT; вибір XT генератора (4 МГц)
```

```
— CONFIG_OSCS = OFF; вимк. функція перемикачів системного ГТТ
```

```
— CONFIG_BOR = OFF; система BOR вимкнена
```

```
— CONFIG_PWRT = ON; дозвіл роботи таймера включення живлення
```

```
— CONFIG_WDT = OFF; вимкнення сторожового таймера
```

```
; Оголошення змінних
```

```
; Оголошення констант
```

```
STEP EQU 5; крок зміни швидкості обертання
```

```
MAX EQU 95; максимальне значення швидкості обертання
```

```
MIN EQU 5; мінімальне значення швидкості обертання
```

```
Q50 EQU .50; швидкість обертання двигуна 50% (скважність ШИМ—  
50%)
```

```
; RESET and INTERRUPT VECTORS
```

```
; Reset Vector
```

```
RST code 0x0
```

```
— goto Start
```

```
; CODE SEGMENT
```

```

PGM—code
Start
; розділ ініціалізації
; настройка портів введення-виведення
—MOVLW 0x07
—MOVWF ADCON1; налаштувати всі висновки порту А як цифрові
—MOVLW B'00001111'
—MOVWF TRISD
—MOVLW B'11110000'
—MOVWF TRISC
; початкове значення пристроїв
; вимкнути всі світлодіоди та двигун M1
—MOVLW B'11111111'
—MOVWF PORTD
—MOVLW B'11110000'
—MOVWF PORTC
; налаштування TMR2
; K=1:16, T=100 мкс
—MOVLW .99
—MOVWF PR2
—MOVLW b'00000010'
—MOVWF T2CON
—CLRF TMR2
; налаштування CCP1 в режимі ШИМ
—MOVLW Q50; швидкість обертання двигуна 50%
—MOVWF CCPR1L
—CLRF CCP1CON; модуль CCP1 вимкнений н
;
; основний цикл управління двигуном
Main_Loop

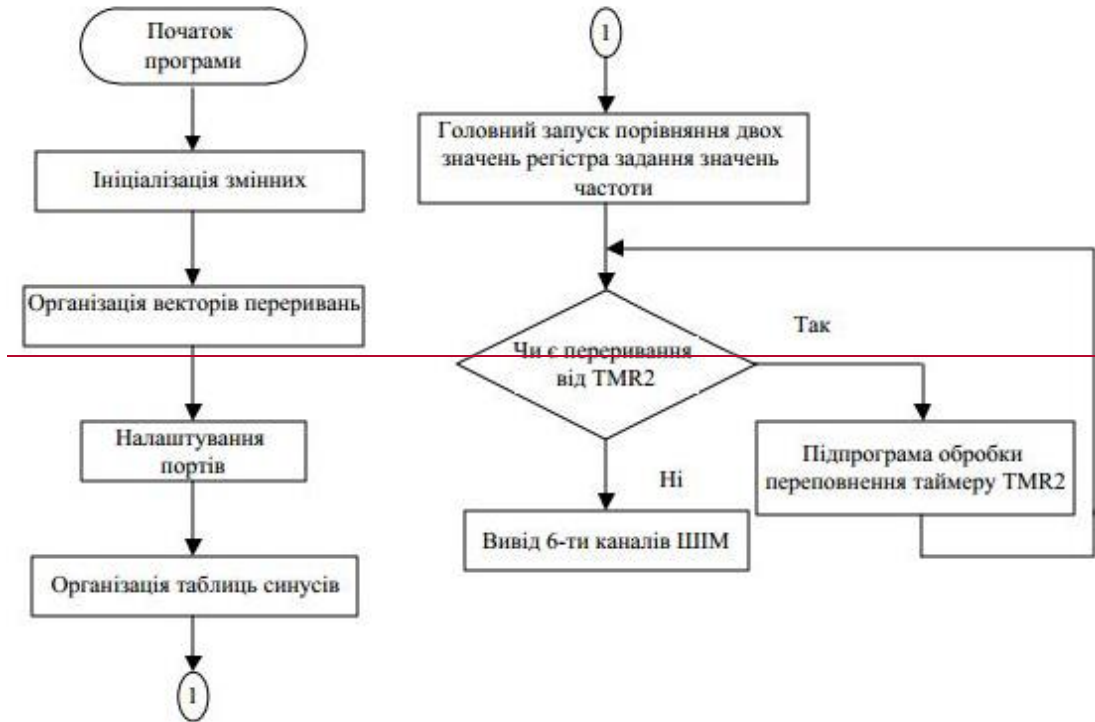
```

```

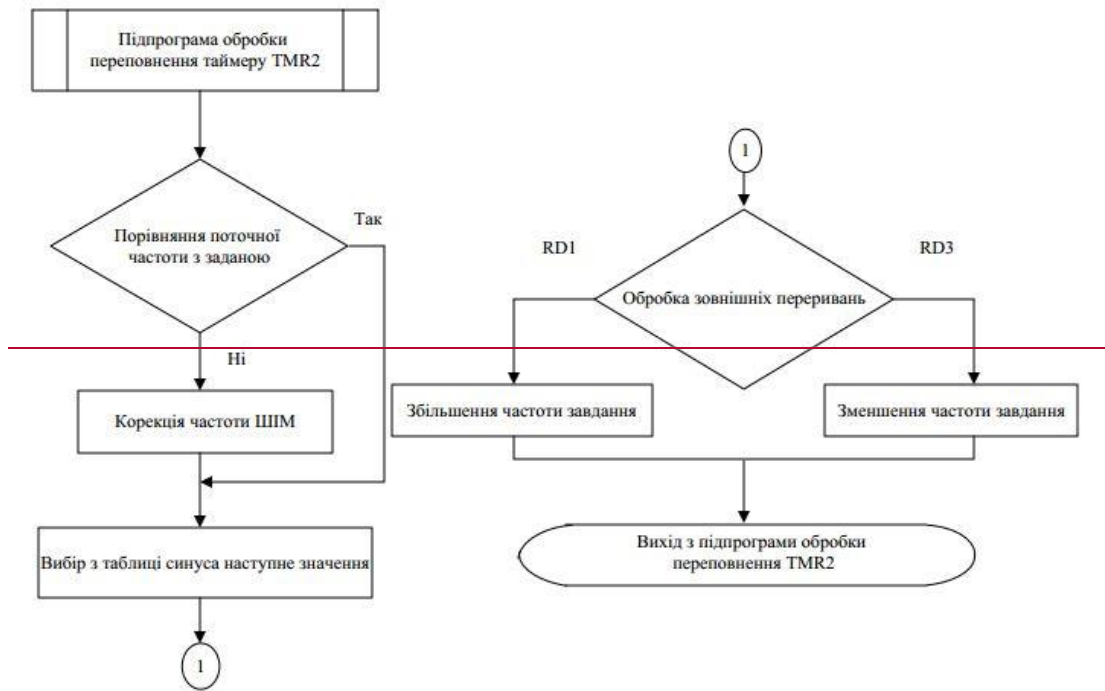
—BSF PORTD, RD6; VD2—світлодіод вимкнений GREEN
—BCF PORTD, RD7; VD1—світлодіод включений RED
M1
—BTFSC PORTB, RB3; контроль натискання кнопки SB1 (пуск)
—BRA M1
; ввімкнення двигуна M1
—MOVLW B'00001100'
—MOVWF CCP1CON; увімкнути режим ШИМ
—BSF T2CON, TMR2ON; увімкнути таймер TMR2
—BSF PORTD, RD7; VD1—світлодіод вимкнений RED
—BCF PORTD, RD6; VD2—світлодіод ввімкнений GREEN
; контроль натискання кнопки SB2 (стоп)
M2
—BTFSS PORTB, RB1
—BRA MSTOP; перехід на вимкнення двигуна
; контроль натискання кнопки SB3 (+)
M3
—BTFSC PORTD, RD1
—BRA M3
—BSF PORTC, RC2
—BSF PORTC, RC1
; контроль натискання кнопки SB4 (-)
M4
—BTFSC PORTD, RD3
—BRA M4
—BCF PORTC, RC2
—BCF PORTC, RC1
—BRA Main_Loop; зациклення основної програми
END

```

ДОДАТОК В



Блок-схема алгоритму реалізації синусоїдальної ШІМ



Блок-схема алгоритму програми реалізації синусоїдальної ШІМ