

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Дніпропетровський національний університет залізничного
транспорту імені академіка В. Лазаряна

На правах рукопису

Забарило Дмитро Олександрович

УДК 629.423:621.3.024.025

ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ЕЛЕКТРОРУХОМОГО СКЛАДУ
ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ З АСИНХРОННИМ ТЯГОВИМ ПРИВОДОМ

05.22.09 – електротранспорт

Дисертація на здобуття наукового степеня
кандидат технічних наук

Науковий керівник
доктор технічних наук, професор
Гетьман Геннадій Кузьмич

Дніпропетровськ – 2015

ЗМІСТ

ВСТУП	4
РОЗДІЛ 1 СУЧАСНИЙ СТАН ПРОБЛЕМИ.....	11
1.1 Аналіз сучасного стану електрорухомого складу залізниць України.....	12
1.2 Аналіз структур силових схем багатосистемного електрорухомого складу з асинхронним тяговим приводом	17
1.3 Аналіз способів зниження масо-габаритних показників тягових трансформаторів	27
1.3.1 Аналіз варіантів застосування трансформаторів з надпровідними обмотками	30
1.3.2 Аналіз схем із застосуванням трансформаторів підвищеної частоти..	33
1.4 Висновки до першого розділу. Постановка задачі досліджень	40
РОЗДІЛ 2 РОЗРОБКА СИЛОВИХ СХЕМ ЕЛЕКТРОРУХОМОГО СКЛАДУ З ЗАСТОСУВАННЯМ ТЯГОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА ПІДВИЩЕНОЇ ЧАСТОТИ	42
2.1 Обґрунтування структури раціональної схеми силових кіл електрорухомого складу з застосуванням трансформатора підвищеної частоти.....	42
2.2 Визначення основних параметрів силової схеми із застосуванням трансформатора підвищеної частоти	54
2.2.1 Обґрунтування вибору типу силових напівпровідникових приладів.....	60
2.2.2 Визначення максимальної частоти ланки підвищеної частоти	62
2.3 Висновки до другого розділу	68
РОЗДІЛ 3 ОБҐРУНТУВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ТЯГОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА ПІДВИЩЕНОЇ ЧАСТОТИ	70
3.1 Особливості режимів роботи тягових трансформаторів.....	70
3.2 Обґрунтування вибору магнітного матеріалу для магнітопровода трансформатора	71
3.3 Визначення основних електромагнітних співвідношень для багатообмоткового трансформатора підвищеної частоти	80
3.4 Висновки до третього розділу.....	90

РОЗДІЛ 4 ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ ЕЛЕКТРОРУХОМОГО СКЛАДУ З АСИНХРОННИМ ТЯГОВИМ ПРИВОДОМ З ПРИСТРОЯМИ КОЛІЙНОЇ АВТОМАТИКИ	92
4.1 Дослідження електромагнітної сумісності чотириквadrантного перетворювача з пристроями колійної автоматики	96
4.2 Дослідження електромагнітної сумісності запропонованої схеми силових кіл з пристроями колійної автоматики	109
4.3 Висновки до четвертого розділу	111
РОЗДІЛ 5 ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ ЗАСТОСУВАННЯ ТРАНСФОРМАТОРА ПІДВИЩЕНОЇ ЧАСТОТИ В СИЛОВИХ КОЛАХ ЕЛЕКТРОРУХОМОГО СКЛАДУ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ	113
5.1 Висновки до п'ятого розділу	118
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	119
ЛІТЕРАТУРА	121
ДОДАТОК А Характеристика силових схем багатосистемних електровозів з асинхронним тяговим приводом	133
ДОДАТОК Б Основні технічні дані IGBT-модуля серії FZ750R65KE3 фірми Infineon	149
ДОДАТОК В Основні технічні дані аморфного сплаву марки 2605HB1M фірми Metglas	157
Додаток Г Основні параметри моделі трансформатора	164
Додаток Д Акти впровадження результатів дисертаційної роботи	168

ВСТУП

Транспортна система України, яка забезпечує взаємозв'язок всіх видів транспорту, відіграє роль однієї з базових галузей народного господарства, об'єднуючи економічні райони країни в єдиний господарський комплекс. Від ефективності роботи транспорту залежить безперебійність взаємодії всіх галузей народного господарства та підприємництва, своєчасність міжгалузевого та міжрайонного постачання продукції.

Залізничний транспорт є основою транспортної системи України. Його ефективне функціонування є необхідною умовою стабілізації, піднесення та структурних перетворень економіки, розвитку зовнішньоекономічної діяльності, підвищення життєвого рівня населення та забезпечення національної безпеки країни.

Однією із головних складових активної частини основних виробничих фондів залізничного транспорту є рухомий склад. Від рівня технічної досконалості і стану рухомого складу, умов його експлуатації, системи ремонту і обслуговування залежать результати діяльності транспорту в цілому.

Актуальність

На залізницях України використовуються системи тяги постійного і змінного струму. Для організації руху поїздів в місцях сполучення різних систем застосовуються станції стикування, при проходженні яких передбачається зупинка поїзда і заміна електрорухомого складу (ЕРС). В зв'язку з цим підвищення ефективності залізничних перевезень вимагає розширення використання в перевізній роботі двосистемного ЕРС.

На сьогодні в інвентарному парку Укрзалізниці знаходяться лише 12 міжрегіональних електропоїздів (ЕJ675, HRC52) і 49 вантажних електровозів (ВЛ82^М) подвійного живлення. Електровози ВЛ82^М виготовлені в 70-ті роки минулого століття і не відповідають сучасним вимогам експлуатації, оскільки оснащені колекторними тяговими двигунами з системою ступінчатого резисторного регулювання потужності тяги.

Вказані вище обставини вимагають поповнення локомотивного парку Укрзалізниці перспективним електрорухомим складом подвійного живлення.

В умовах, коли відсутні достатні кошти на оновлення локомотивного парку і тому особливо важливим є придбання високоефективної техніки в ряд актуальних науково-практичних задач входить вдосконалення структури схем силових електричних кіл перспективного електрорухомого складу з метою покращення масо-габаритних показників силовій частини тягового привода для підвищення швидкості руху ЕРС. Важливим також є забезпечення необхідного рівня електромагнітної сумісності ЕРС та пристроїв колійної автоматики, оскільки дослідні дані показують, що при знаходженні двох і більше електровозів з асинхронним тяговим приводом в межах однієї фідерної зони можуть виникнути завади, які здатні спричинити збій в роботі пристроїв колійної автоматики, внаслідок чого знижується безпека руху поїздів.

Електропередачам рухомого складу з асинхронним тяговим приводом присвячено низку досліджень, до яких належать роботи таких вчених, як Ротанов М. А., Курбасов О. С., Литовченко В. В., Андрієнко П. Д., Биков Ю. Г., Тихменьев Б. М., Аватков Е. С., Бурков А. Т., Вісін М. Г., Муха А. М., Широченко Ю. М., Завгородній О. В. та ін.

Основна частина відомих досліджень присвячена асинхронному приводу електрорухомого складу змінного струму, проте недостатньо вивчені питання в області розробки структур силових схем двосистемного ЕРС. Тому дисертаційна робота присвячена вдосконаленню в зазначених вище напрямках структур схем силових електричних кіл електрорухомого складу подвійного живлення з асинхронним тяговим приводом і направлена на підвищення його ефективності є актуальною.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами та темами

Дисертаційну роботу виконано згідно наступних програм:

- «Комплексна програма оновлення залізничного рухомого складу України на 2008-2020 роки», затверджена Міністерством транспорту та зв'язку України (наказ від 14.10.2008 №1259);

- Державна цільова економічна програма енергоефективності й розвитку сфери виробництва енергоресурсів з відновлюваних джерел енергії та альтернативних видів палива на 2012 – 2015 роки, затверджена постановою Кабінету міністрів України від 01.03.2010 р. № 423 зі змінами, затвердженими постановами Кабінету Міністрів України від 27.04.2011 № 447 та від 25.01.2012 №105;

- Постанова Кабінету міністрів України від 23.04.1999 р. №661 «Про заходи державної підтримки залізничного транспорту»;

Обраний напрямок дослідження пов'язаний з планами виконання таких науково-дослідних робіт: «Експлуатаційні випробування електровозів 2ЭС6 №147 і 2ЭС10 № 012 в умовах Львівської залізниці» (№ ДР 0112U003558), «Дослідження і аналіз показників експлуатаційної роботи та надійності електропоїздів подвійного живлення» (№ ДР 0113U005861), у яких автор був одним з виконавців.

Метою роботи є підвищення ефективності електрорухомого складу подвійного живлення з асинхронним тяговим приводом та підвищення безпеки руху поїздів шляхом вдосконалення структури схеми силових електричних кіл.

Для досягнення поставленої мети потрібно:

- виконати аналіз існуючих силових схем багатосистемного електрорухомого складу з асинхронним тяговим приводом;

- визначити критерії оцінки ефективності силових схем електрорухомого складу подвійного живлення з асинхронним тяговим приводом;

- вдосконалити структуру силової схеми електрорухомого складу подвійного живлення з асинхронним тяговим приводом;

- обґрунтувати діапазон раціональних частот ланки підвищеної частоти;

- розробити модель електричних процесів в силових схемах з застосуванням чотириквadrантного перетворювача та трансформатора підвищеної частоти.

Об’єкт досліджень: процес функціонування силових електричних кіл електрорухомого складу подвійного живлення з асинхронним тяговим приводом.

Предмет досліджень: тягові електропередачі електрорухомого складу подвійного живлення з асинхронним тяговим приводом.

Методи дослідження

У першому розділі при вирішенні задачі вибору раціональної схеми силових кіл двосистемного електрорухомого складу з асинхронним тяговим приводом використовувалися методи та принципи теорії прийняття рішень. В другому розділі для обґрунтування доцільності застосування аморфних сплавів для магнітопроводів тягових трансформаторів застосовано метод техніко-економічного аналізу. В третьому розділі при визначенні раціональної частоти ланки підвищеної частоти використовувався метод апроксимації. В четвертому розділі для визначення спектру гармонік струму вхідних перетворювачів електрорухомого складу подвійного живлення з асинхронним тяговим приводом по тракту змінного струму використаний метод імітаційного моделювання та метод швидкого перетворення Фур’є. У п’ятому розділі оцінка поліпшення масо-габаритних показників тягового електропривода розробленої структури силової схеми відносно відомої виконана з використанням методу порівняння геометрично подібних трансформаторів.

Обробка даних та розрахунки виконувалися за допомогою ПЕОМ в програмних пакетах MathCad та Excel.

Наукова новизна

До основних наукових результатів, отриманих автором особисто, які виносяться на захист відносяться:

1. Вперше обґрунтована доцільність застосування магнітопроводів з аморфних сплавів в тягових трансформаторах електрорухомого складу подвійного живлення з асинхронним тяговим приводом, що дозволяє покращити енергетичні показники трансформатора.

2. Вперше досліджено вплив режимів роботи перетворювачів в структурах силових кіл з проміжним трансформатором електрорухомого складу подвійного живлення з асинхронним тяговим приводом на пристрої колійної автоматики з метою поліпшення безпеки руху поїздів.

3. Отримала подальший розвиток концепція використання в структурах силових кіл електрорухомого складу з асинхронним приводом проміжного тягового трансформатора, яка відрізняється від існуючої застосуванням багатообмоткового трансформатора підвищеної частоти, що дозволяє поліпшити масо-габаритні показники тягового електропривода.

4. Отримав подальший розвиток метод визначення раціональної частоти ланки підвищеної частоти електрорухомого складу, який на відміну від існуючого враховує комутаційні властивості силових напівпровідникових ключів, що дозволяє підвищити енергетичні показники перетворювача.

Практичне значення отриманих результатів

Результати теоретичних досліджень, які отримані в дисертаційній роботі дозволяють:

- вдосконалити схему силових кіл двосистемного електрорухомого складу, що дає можливість покращити масо-габаритні показники електропривода та поліпшити електромагнітну сумісність електрорухомого складу з пристроями колійної автоматики, що підвищить безпеку руху поїздів;
- знизити масу активних матеріалів тягового трансформатора підвищеної частоти за рахунок використання магнітопроводів з аморфного сплаву;
- оцінити рівень електромагнітної сумісності структур схем, в яких використовується трансформатор підвищеної частоти, з пристроями колійної автоматики.

Апробація результатів дисертації. Основні результати дисертаційної роботи доповідались та обговорювалися на: міжнародній науково-практичній конференції «Електрифікація залізничного транспорту “Транселектро – 2010” » (Місхор, 2010 р.), міжнародній науково-практичній конференції «Енергозбереження на залізничному транспорті» (Жденієво, 2011 р.),

міжнародній науково-практичній конференції «Електрифікація залізничного транспорту “Транселектро – 2011” » (Дніпропетровськ, 2011 р.), міжнародній науково-практичній конференції «Електрифікація залізничного транспорту “Транселектро – 2012” » (Місхор, 2012 р.), міжнародній науково-практичній конференції «Проблеми та перспективи розвитку залізничного транспорту» (Дніпропетровськ, 2013 р.), міжнародній науково-практичній конференції «Енергозбереження на залізничному транспорті» (Воловець, 2013 р.), міжнародній науково-практичній конференції «Проблеми та перспективи розвитку залізничного транспорту» (Дніпропетровськ, 2014 р.), міжнародній науково-практичній конференції «Енергозбереження на залізничному транспорті» (Воловець, 2014 р.).

Особистий внесок здобувача

Постановку мети та задачі дослідження, а також аналіз отриманих результатів виконано спільно з науковим керівником. Основні наукові положення та результати дисертаційної роботи отримані автором самостійно. В роботах, які написані у співавторстві, здобувачу належать: [51] – визначення раціональної схеми двосистемного електрорухомого складу; [52, 53] – розробка структури схеми при живленні від тягової мережі постійного струму; [106, 107] – визначення шляхів покращення електромагнітної сумісності електрорухомого складу з асинхронним тяговим приводом з пристроями колійної автоматики; [56] – визначення раціональної структури схеми силових кіл з застосуванням трансформатора підвищеної частоти електрорухомого складу подвійного живлення з асинхронним тяговим приводом. Роботи [9, 72, 90, 94] виконані та опубліковані автором самостійно.

Публікації

Результати дисертаційної роботи опубліковані в 18 наукових працях, у тому числі: 1 – монографія; 8 – статті у фахових наукових виданнях, в тому числі стаття [72], опублікована у виданні, що входить до переліку міжнародної науко-метричної бази Index Copernicus; 1 – патент на корисну модель; 8 – у тезах доповідей на матеріалах конференцій.

Структура та обсяг роботи. Дисертація складається із вступу, п'яти розділів, переліку використаних джерел та п'яти додатків. Основний текст роботи викладений на 120 сторінках, містить 64 рисунків 13 таблиць. Рисунки, розміщені на окремих сторінках, займають 3 сторінки. Список літератури з 116 найменувань займає 12 сторінок. Додатки займають 38 сторінок. Повний обсяг дисертації – 170 сторінка.

РОЗДІЛ 1

СУЧАСНИЙ СТАН ПРОБЛЕМИ

За об'ємами перевезень вантажів залізниця України займає четверте місце на Євразійському континенті і шосте місце у світі. На долю залізниць припадає 82,7 % вантажообігу (без урахування трубопровідного транспорту) і 42,5 % пасажирських перевезень. Мережа залізниць України – одна з найбільш розвинутих у Європі, її експлуатаційна довжина – більше 22 тис. км. Понад 46 % колій електрифіковано. Об'єми навантаження в окремі місяці перевищують 1,1 млн. т/доба [1, 2].

Сталеві магістралі України взаємодіють з залізницями сусідніх держав (Російської Федерації, Білорусі, Польщі, Словаччини, Венгрії, Румунії і Молдови) через 56 пунктів перетину кордону [2].

В забезпеченні своєчасного перевезення пасажирів та вантажів основну роль відіграє тяговий рухомий склад. Від ступеня надійності та допустимої швидкості руху локомотивів залежить об'єм перевезень.

Аналіз вікового стану експлуатаційного парку рухомого складу вказує на його критичне положення. Зокрема, знос тягового електрорухомого складу, як найбільш вартісного, складає від 70% до 80%, а фактичний термін служби – від 25 до 40 років [3].

Абсолютна більшість локомотивів виготовлена згідно технічних вимог 60-х років минулого століття. Вони мають низьку економічність, а їх утримання пов'язане з великими, в порівнянні з локомотивами нового покоління, експлуатаційними затратами.

За період 1992-2010 рр. рухомий склад (як і інші об'єкти матеріально-технічної бази) практично не оновлювався. Тому однією з головних задач для залізниць України є оновлення парку рухомого складу.

1.1 Аналіз сучасного стану електрорухомого складу залізниць України

Станом на 01.01.2010 р. в інвентарному парку Укрзалізниці знаходилося 1860 електровозів та 325 електропоїздів [4].

Парк локомотивів залізниць України формувався в основному за рахунок їх надходжень до 1993 року, при цьому максимальні надходження локомотивів в рік, випадали на 1987 і 1970-1975 роки (рис. 1.1) [4]. Із наявного парку локомотивів термін служби, зазначений заводами-виробниками, випрацювали 89,3 % електровозів [4, 5].

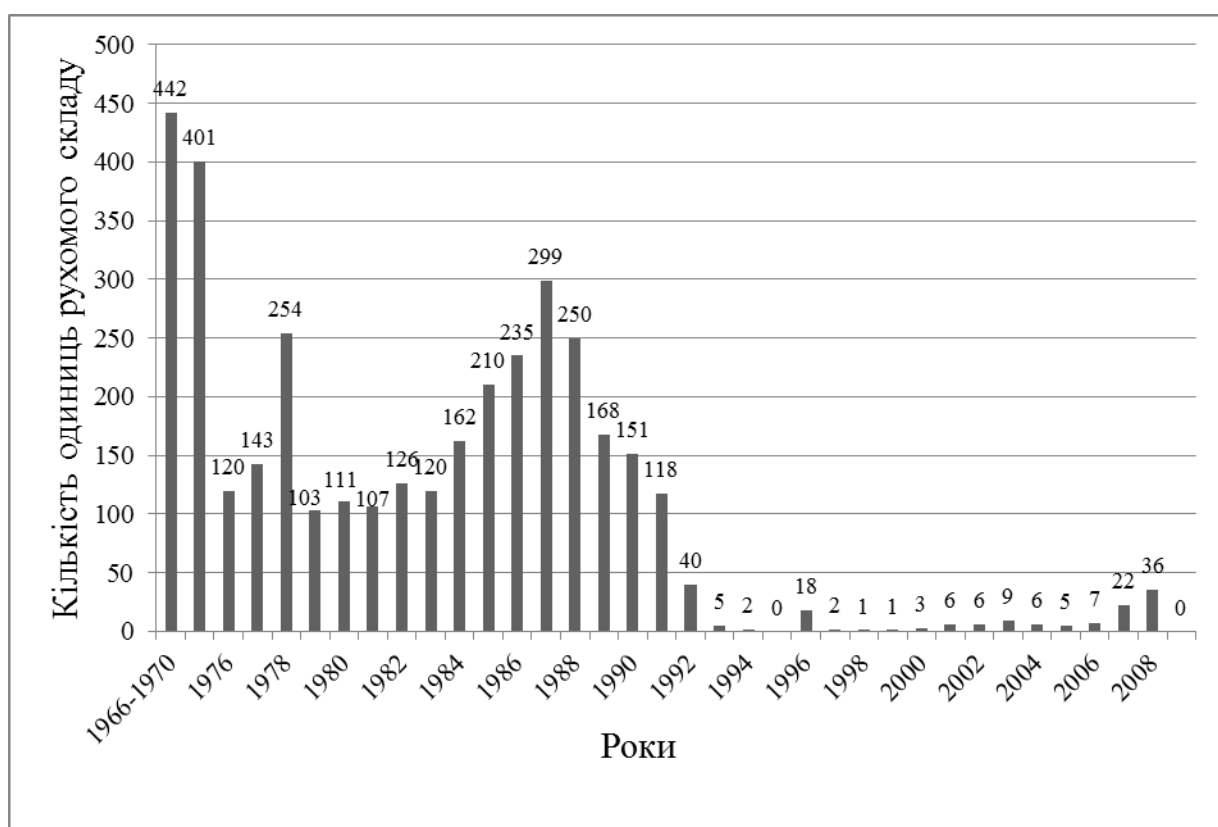


Рисунок 1.1 – Кількісний розподіл інвентарного парку локомотивів за роками їх виготовлення

Більшість локомотивів, які знаходяться в експлуатації, за своїм станом вимагають на 40...60 % більше витрат на технічне обслуговування та ремонти, менш економічні в порівнянні з сучасними моделями. Крім того, більшість з них за своєю граничною конструктивною швидкістю не можуть забезпечити рух навіть прискорених вантажних і пасажирських поїздів зі швидкостями відповідно до 120 і 160 км/год.

Вік моторвагонного парку залізниць України також доволі високий (рис. 1.2). Конструктивно наявний парк моторвагонного рухомого складу технічно й морально застарів. В його складі лише з 2012 року почали з'являтися міжрегіональні поїзди з підвищеними до 160 км/год швидкостями.

Для визначення основних напрямків і об'ємів оновлення тягового рухомого складу Укрзалізницею в 2007-2008 роках розроблена галузева «Програма оновлення тягового рухомого складу залізниць України на період до 2020 року» [6].

Оновлення рухомого складу, враховуючи можливості вітчизняних та зарубіжних виробників, а також фінансові можливості Укрзалізниці, передбачалося проводити в два етапи [4].

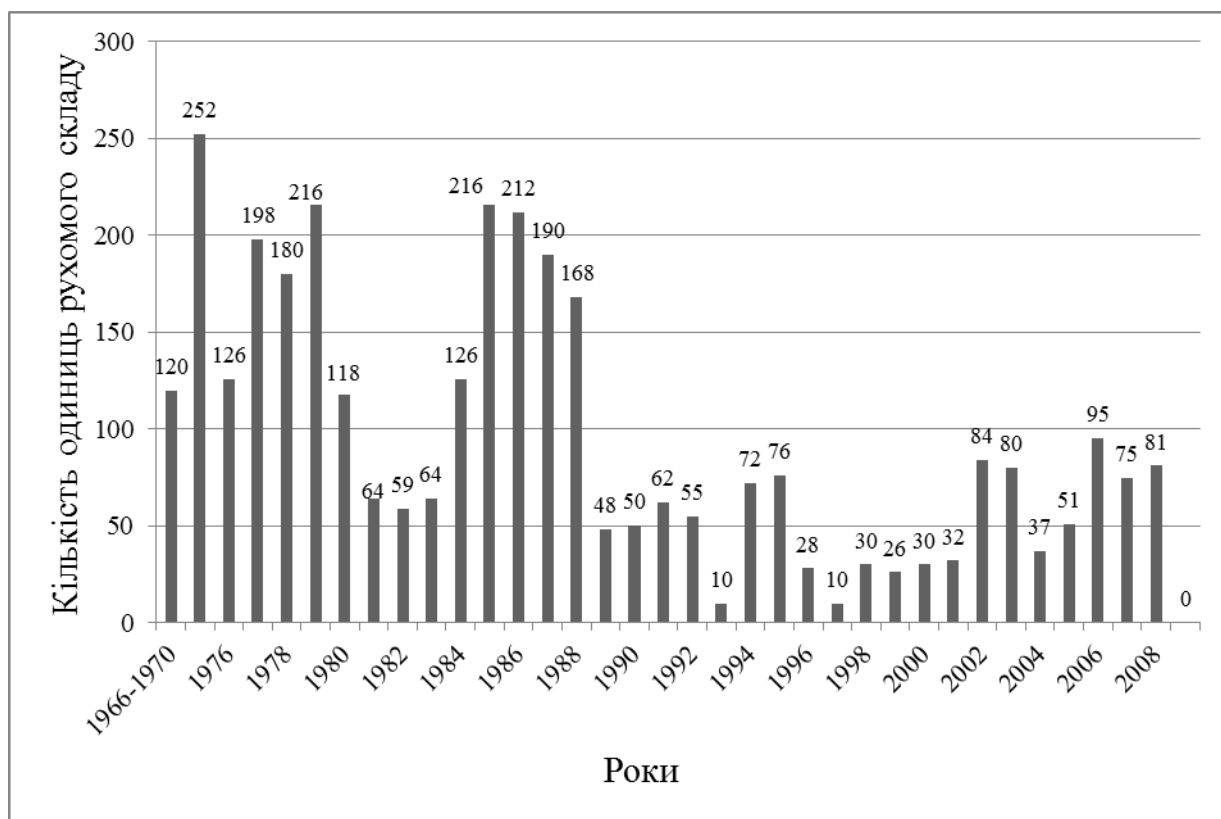


Рисунок 1.2 – Розподіл інвентарного парку вагонів МВРС за роками їх виготовлення

На першому етапі засвоюється виробництво на вітчизняних підприємствах або постачаються із-за кордону нові покращені конструкції тягового рухомого складу на базі відпрацьованих моделей з тяговим приводом постійного струму і

впровадженням окремих автоматизованих систем, що на замовлення Укрзалізниці виконувалося в обмежених об'ємах ще до складання програми.

На другому етапі необхідно розпочати впровадження в експлуатацію вже сучасного, більш ефективного тягового рухомого складу – з асинхронним тяговим приводом, комплексними автоматизованими системами керування та діагностики, зі швидкостями, які забезпечують рух вантажних поїздів до 120 км/год, а пасажирських – до 160 км/год.

Починаючи з 1994 року, вітчизняні виробники рухомого складу на замовлення Укрзалізниці розробили і поставили на виробництво ряд нових вантажних і пасажирських електровозів та електропоїздів.

Вітчизняне підприємство ОАО «ХК Луганськтепловоз» і ДП «ДНБК «Електровозобудування», починаючи з 1994 року, розробили та виготовили:

- вантажний електровоз постійного струму ДЕ1;
- вантажопасажирський електровоз змінного струму з асинхронним приводом ДС3;
- вантажний електровоз змінного струму 2ЕЛ5;
- вантажний електровоз постійного струму 2ЕЛ4.

Для забезпечення потреб залізниць України в приміських електропоїздах ВАТ «ХК «Луганськтепловоз» розробив і освоїв виробництво:

- базового вагона моделі 1003 для моторвагонного рухомого складу зі швидкістю руху до 130 км/год з максимальною місткістю 344 пасажирів;
- електропоїзда постійного струму ЕПЛ2Т та змінного струму ЕПЛ9Т потужністю 3840 і 3520 кВт з конструктивною швидкістю 130 км/год составністю – 8 вагонів і кількістю місць для сидіння – 702 і 806 відповідно.

Крім створених зразків нового рухомого складу, розвиток залізниці України вимагає наявності перспективного залізничного рухомого складу зовсім нового рівня.

Для забезпечення швидкісних перевезень пасажирів у всіх напрямках в Укрзалізниці ведуться активні підготовчі роботи зі створення та організації виробництва в Україні, за участю іноземних підприємств, таких як Siemens,

Škoda, Трансмашхолдинг – двосистемного електровоза з асинхронним тяговим приводом потужністю 6000-6400 кВт і з максимальною швидкістю руху до 160-200 км/год. Такий електровоз повинен стати базовим для другого етапу оновлення пасажирських електровозів залізниць України.

Дещо послабило проблему заміни існуючих пасажирських електровозів введення в експлуатацію десяти міжрегіональних двосистемних електропоїздів з асинхронним тяговим приводом корпорації «Hyundai Rotem» серії HRCS2 та двох електропоїздів фірми «Škoda» [2]. Проте більша частина нового вітчизняного рухомого складу створена на базі давно існуючих конструкцій. Такий ЕРС не може бути в повній мірі віднесений до сучасної техніки нового покоління, оскільки є тільки перехідним до наступного етапу оновлення тягового рухомого складу залізниць України. Ці моделі можуть бути конструктивними прототипами за окремими вузлами і системами, на базі яких можливе створення сучасних машин для другого етапу оновлення. За своїми техніко-економічними показниками тільки електровози ДСЗ багато в чому відповідають сучасному світовому рівню і можуть бути віднесені до другого етапу оновлення рухомого складу.

Вантажопасажирський електровоз ДСЗ, створений ДП «НБК «Електровозобудування» спільно з концерном Siemens для забезпечення існуючих та перспективних швидкісних перевезень вантажів і пасажирів на лініях, електрифікованих змінним струмом, не в повній мірі виправдовує своє призначення. Цей електровоз знайшов свою нішу використання відносно вагової категорії поїздів, проте в повному об'ємі він не влаштовує експлуатаційників за надійністю та потужністю, оскільки не замінює електровоз ЧС4 при водінні пасажирських поїздів повної составності. Тому він вимагає досить глибокої модернізації.

Вантажний електровоз ДЕ1 виробництва цього ж підприємства також потребує модернізації, оскільки внаслідок низької надійності і непристосованості до технічного обслуговування в умовах депо випуск його

призупинено, а експлуатація решти залишених на дорогах 30 локомотивів цього типу призводить до великих експлуатаційних затрат.

Враховуючи постійне недофінансування для оновлення рухомого складу залізниць України, низький технічний рівень та інтенсивне старіння наявного експлуатаційного парку, Укрзалізниця змушена постійно займатися його модернізацією.

На залізницях України використовуються системи тяги постійного струму напругою 3 кВ та змінного струму напругою 25 кВ, 50 Гц. Для організації руху поїздів через дільниці різного роду струму застосовуються два способи:

1. Станції стикування з перемикачами роду струму (табл. 1.1).

Таблиця 1.1 – Станції стикування тягових мереж з застосуванням перемикачів роду струму

Станція стикування родів струм	Назва дільниці зі сторони змінного струму	Назва дільниці зі сторони постійного струму
Іловайськ	Горлівка	Успенська
П'ятихатки-Стикова	П'ятихатки	Знам'янка
Львів	Стрий Самбір Пшемисль	Красне
Тимково	Кривий Ріг	Долинська
Лозова	Павлоград Слав'янськ	Полтава-Південна

Такий спосіб вимагає зупинку поїзда на станції для заміни ЕРС одного роду струму на інший.

2. Станції стикування з нейтральною вставкою (табл. 1.2).

Таблиця 1.2 – Станції стикування тягових мереж з нейтральною вставкою

Станція стикування родів струм	Назва дільниці зі сторони змінного струму	Назва дільниці зі сторони постійного струму
Граково	Основа	Куп'янськ-Вузловий
Огульці	Люботин	Полтава-Південна
Святогорськ	Основа Червоний Лиман	Куп'янськ-Вузловий
Червоноград	Харків-Пасажирський	Лозова Полтава-Південна

При такому способі організації руху зникає необхідність в зупинці поїзда на станції стикування, а ЕРС повинен мати двосистемне виконання.

Використання ЕРС подвійного живлення є більш раціональним, оскільки дозволяє знизити кількість інвентарного парку локомотивів та збільшити пропускну спроможність за рахунок ліквідації часу на зупинки, які необхідні для зміни локомотивів у випадку застосування односистемного ЕРС.

На початок 2014 року парк двосистемного ЕРС залізниць України складають 49 електровозів ВЛ82М, 10 електропоїздів НРCS2 та 2 електропоїзди EJ675. При цьому електровози ВЛ82М 1972 – 1979 років виготовлення майже вичерпали свій експлуатаційний ресурс і не відповідають сучасним вимогам та потребують заміни сучасними двосистемними електровозами. Такі електровози характеризуються використанням асинхронних тягових двигунів, які мають ряд переваг в порівнянні з колекторними [7].

Таким чином, в найближчій перспективі однією із першочергових задач залізниць України є забезпечення швидкого оновлення рухомого складу, що знайшло своє відображення в «Комплексній програмі оновлення рухомого складу України на 2008 – 2020 роки».

1.2 Аналіз структур силових схем багатосистемного електрорухомого складу з асинхронним тяговим приводом

За складністю електроустаткування багатосистемний ЕРС можна умовно розділити на три рівні. Найпростіше розв'язується проблема створення двосистемного ЕРС, розрахованого на один рід струму: змінного 25 кВ, 50 Гц і 15кВ, 16^{2/3} Гц, який називається також двочастотним, або постійного – 3 кВ і 1,5 кВ. Складніше створити ЕРС, розрахований на живлення від систем постійного і змінного струму. В цьому випадку менші труднощі викликає поєднання систем 25 кВ, 50 Гц і 1,5 кВ. Найпроблематичніше вирішується питання створення ЕРС, розрахованого на системи 15 кВ, 16^{2/3} Гц змінного і 3 кВ постійного струму. Знижена частота (16^{2/3} Гц) помітно збільшує масо-

габаритні показники трансформаторного і реакторного устаткування, а система 3 кВ – найскладніша для реалізації перетворювачів [8].

Загальний вигляд структури схеми силових кіл двосистемного ЕРС нового покоління показано на рис. 1.3.

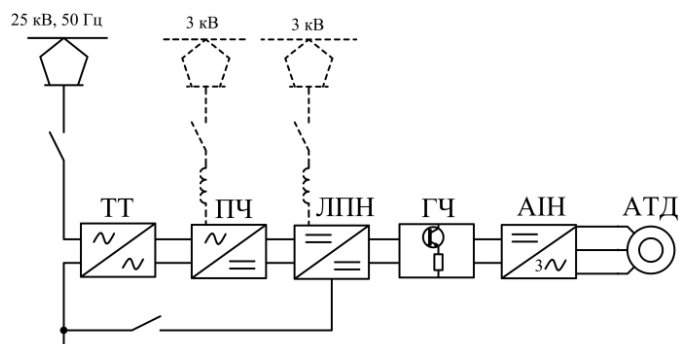


Рисунок 1.3 – Загальна структура схеми силових кіл двосистемного електрорухомого складу нового покоління

При живленні від контактної мережі змінного струму напруга понижається тяговим трансформатором ТТ, випрямляється чотириквadrантним перетворювачем ПЧ, згладжується фільтром в ланці постійної напруги ЛПН і подається на вхід автономного інвертора напруги АІН, який живить асинхронний тяговий двигун АТД. До ланки постійної напруги також паралельно підключений гальмовий чопер ГЧ, який складається і резистора та силового напівпровідникового ключа і використовується для гасіння енергії при реостатному гальмуванні, а також призначений для захисту проміжної ланки від перенапружень.

При живленні від мережі постійного струму застосовуються два принципово різні схемні рішення:

1) напруга подається на чотириквadrантний перетворювач, елементи якого виконують роль понижуючого чопера (імпульсного переривника постійної напруги);

2) напруга подається безпосередня до ланки постійної напруги («пряме підключення»).

Виконаний аналіз показує, що вдосконалення силових схем багатосистемного ЕРС відбувається на шляху їх спрощення. Така можливість

з'являється завдяки успіхам в створенні досконалих силових керованих напівпровідникових приладів.

В перших моделях багатосистемного ЕРС застосовувалися силові напівпровідникові елементи 33-45 класу за напругою. Для надійної роботи інвертора при вхідній напрузі 4000 В, необхідно послідовне з'єднання силових напівпровідникових вентилів. Проте GTO-тиристиори і IGBT-транзистори не допускають безпосереднього послідовного з'єднання, оскільки мають високу частоту перемикання. За час перемикання забезпечити рівномірне ділення напруги між послідовно з'єднаними приладами технічно неможливо. Така обставина призвела до використання спеціальних схем інверторів, які забезпечують необхідні умови роботи силових напівпровідникових приладів за напругою, тому розробники тягового електропривода для багатосистемного ЕРС змушені були використовувати один із двох основних способів для зниження напруги на АІН. Перший спосіб полягає у застосуванні знижуючих напругу чоперів, що дозволяє отримати будь-яку напругу на АІН. Другий – у застосуванні ємнісних дільників разом з послідовним з'єднанням вихідних АІН. Таке технічне рішення дозволяє забезпечити живлення АІН постійно-змінною напругою, яка рівна половині напруги контактної мережі 3 кВ, що послаблює вимоги до класу силових напівпровідникових приладів вихідних інверторів при забезпеченні заданого запасу за вентиляльною міцністю.

У свою чергу, послідовне з'єднання вихідних АІН з індивідуальним навантаженням АТД призводить до нерівномірного навантаження плечей ємнісного дільника. Для усунення цього недоліку використовують АТД з двозірковою статорною обмоткою, кожна зірка якої отримує живлення через АІН від різних плечей ємнісного дільника [7].

При використанні АТД з двозірковою статорною обмоткою конфігурація схеми тягового електропривода двосистемного ЕРС при роботі від контактної мережі змінного струму стосовно ємнісного дільника і послідовного з'єднання вхідних АІН відносно тягового електропривода ЕРС постійного струму може бути як незмінною, так і сконфігурованою без ємнісного дільника й

послідовного з'єднання вихідних АІН. Це визначається як прийнятною величиною напруги в ланці постійного струму (напруги живлення) АІН тягового електропривода змінного струму, так і класом напруги силових напівпровідникових приладів цих інверторів і повізковим чи індивідуальним принципом управління АТД з двозірковими статорними обмотками.

Створення IGBT 65 класу сприяло значному спрощенню силових схем багатосистемних перетворювачів. Стало можливим безпосереднє підключення проміжної ланки до контактної мережі постійного струму 3 кВ без використання ємнісних дільників. Проте вартість таких приладів вища за GTO 45-класу.

На основі проведеного аналізу силових схем існуючого багатосистемного електрорухомого складу [9-16] (додаток А) виділено шість альтернативних схем (рис. 1.4...1.9).

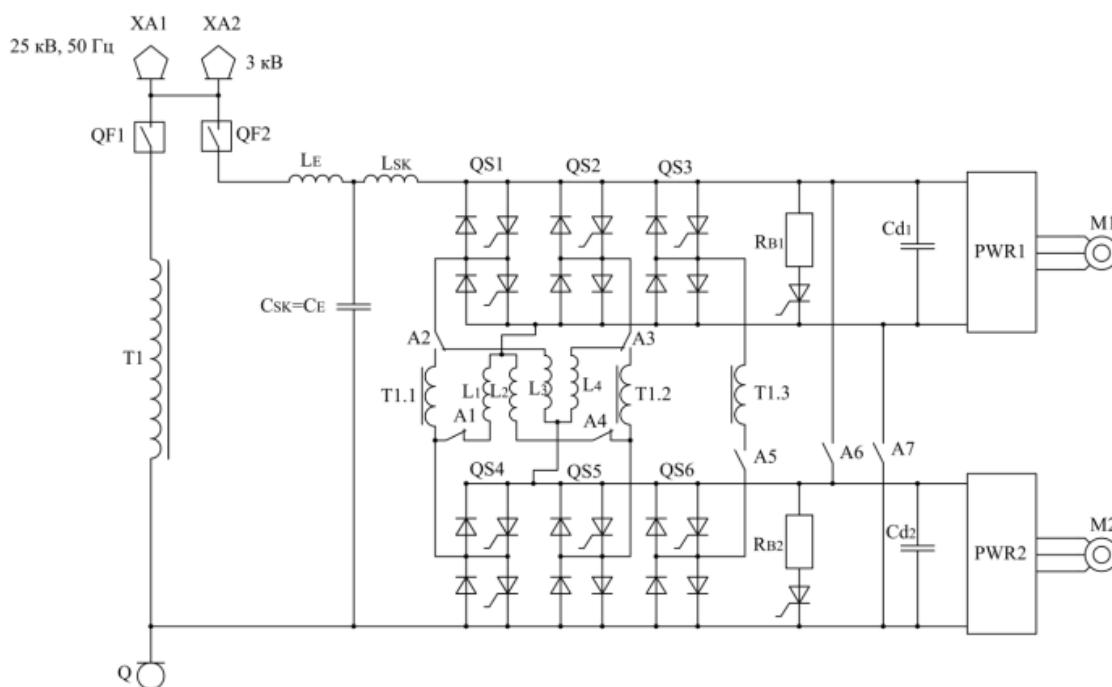


Рисунок 1.4 – Схема з застосуванням вхідних перехресних чоперів (АА)

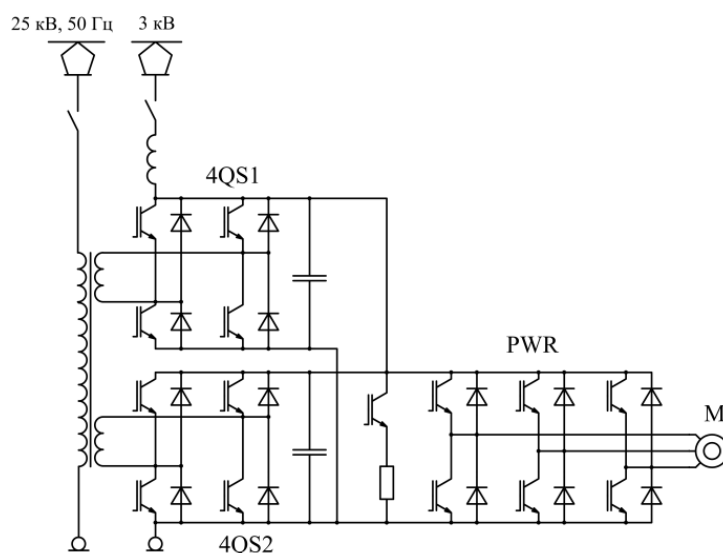


Рисунок 1.5 – Схема з послідовним з'єднанням вхідних перетворювачів при живленні від мережі 3 кВ (ВВ)

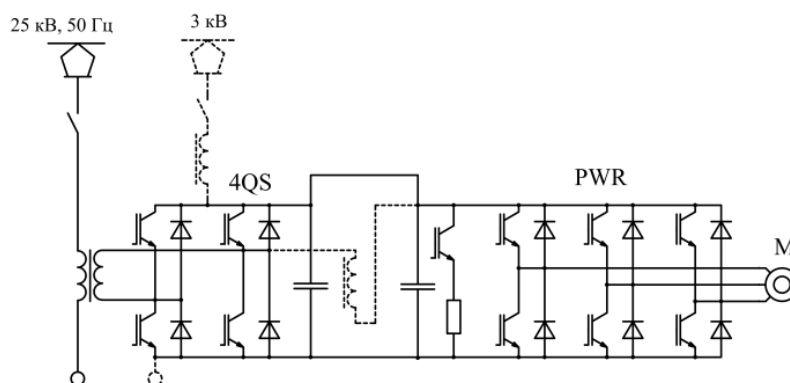


Рисунок 1.6 – Схема з вхідним чопером, який виконано на IGBT 65 класу (СС)

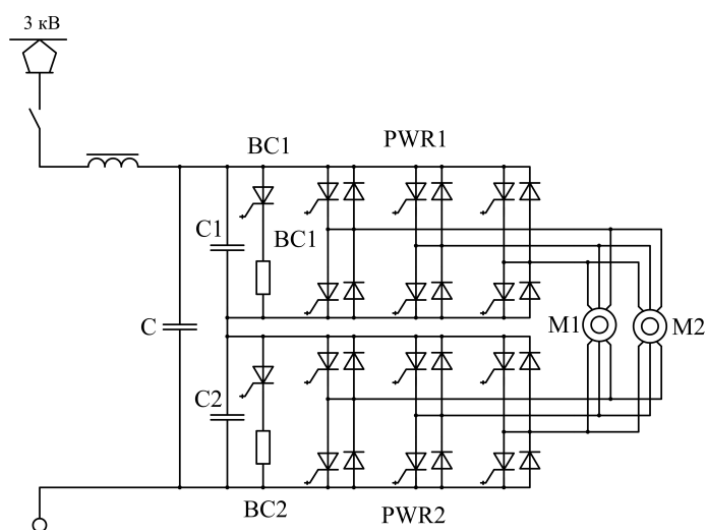


Рисунок 1.7а – Схема з застосуванням ємнісних дільників (з тяговим двигуном, статорна обмотка якого виконана за типом «подвійної зірки») при живленні від тягової мережі постійного струму (DD)

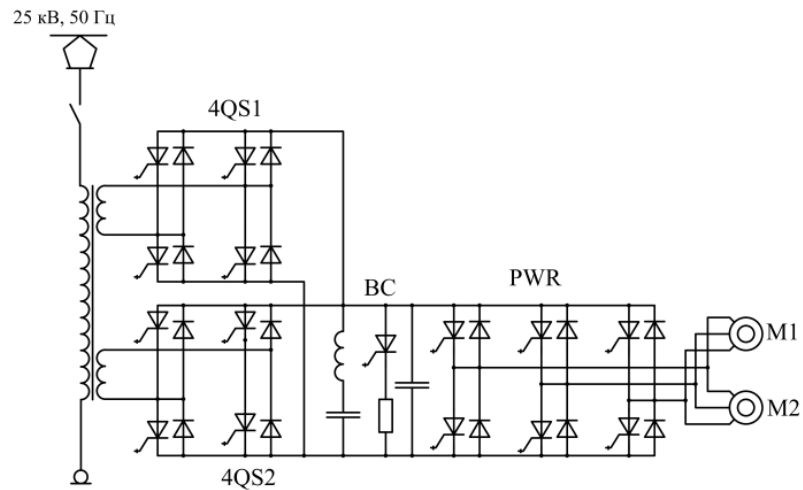


Рисунок 1.7б – Схема з застосуванням ємнісних дільників (з тяговим двигуном, статорна обмотка якого виконана за типом «подвійної зірки») при живленні від тягової мережі змінного струму (DD)

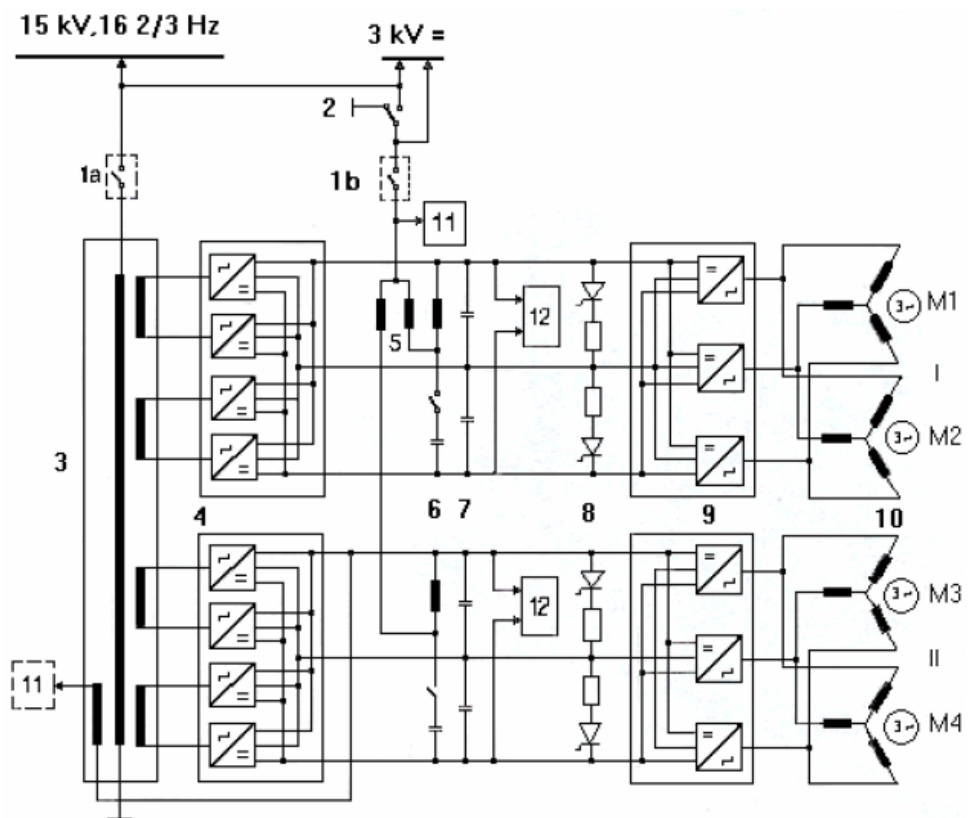


Рисунок 1.8 – Схема з застосуванням ємнісних дільників (з використанням трирівневих автономних інверторів) (EE)

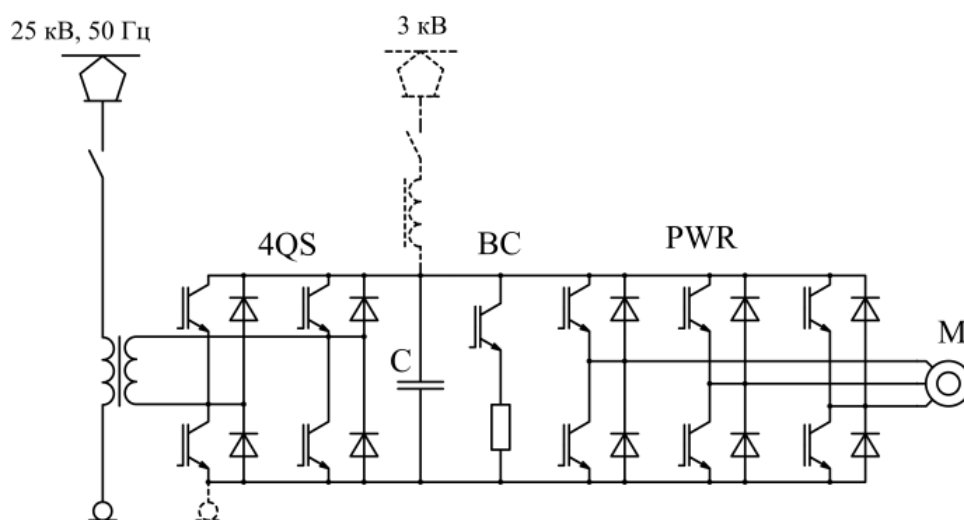


Рисунок 1.9 – Схема «прямого підключення» силового кола при живленні від тягової мережі постійного струму 3 кВ (FF)

Для визначення найбільш раціональної з них застосовується метод прийняття рішень в умовах визначеності [17,18], оскільки вихідні дані для кожної альтернативи детерміновані.

Нехай маємо n альтернатив та k критеріїв. Позначимо U_{ij} – оцінку i -ї альтернативи за j -м критерієм. В даному випадку кожен критерій має різну степінь важливості, яка позначається вагою критерію. Нехай вага j -го критерію рівна W_j . Приймається, що вага критерію оцінюється за шкалою від 0 до 1.

Для прийняття оптимального рішення необхідно вирішити функцію корисності кожної альтернативи F_i :

$$F_i = \sum_{j=1}^k U_{ij} W_j, \quad i=1...n. \quad (1.1)$$

В роботі прийняті альтернативи:

- 1) Схема з застосуванням входних перехресних чоперів, рис. 1.4 (AA);
- 2) Схема з послідовним з'єднанням входних перетворювачів при живленні від мережі 3 кВ, рис. 1.5 (BB);
- 3) Схема з входним чопером, який виконано на IGBT 65 класу, рис. 1.6 (CC);

4) Схема з застосуванням ємнісних дільників (з тяговим двигуном, статорна обмотка якого виконана за типом «подвійної зірки»), рис. 1.7 (DD);

5) Схема з застосуванням ємнісних дільників (з використанням трирівневих автономних інверторів), рис. 1.8 (EE);

6) Схема з безпосереднім перетворювачем, рис. 1.9 (FF).

Альтернативи оцінюються за наступними критеріями:

1) Простота конструкції асинхронного тягового двигуна (A);

2) Досконалість конфігурації схем при живленні АТД від контактної мережі різних родів струму (B);

3) Кількість силових напівпровідникових приладів (C);

4) Клас напівпровідникових приладів (D);

5) Коефіцієнт використання тягового обладнання в обох режимах (E);

6) ККД тягового кола при живленні від мережі постійного струму (F);

7) ККД тягового кола при живленні від мережі змінного струму (G);

Оцінка значень вага критеріїв пояснюється наступним чином:

1) ККД тягового кола при живленні від мережі постійного (F) та змінного (G) струму. Вага цих критеріїв найбільша тому, що ККД є основним показником електрорухомого складу, від якого залежить його ефективність протягом експлуатаційного терміну;

2) коефіцієнт використання обладнання при знаходженні ЕРС під тяговою мережею постійного та змінного струму (E). Від цього показника залежить ККД та габаритна потужність ЕРС;

3) кількість силових напівпровідникових приладів (C). Такий показник впливає на надійність роботи схеми;

4) клас силових напівпровідникових приладів (D). Такий показник являється ваговою складовою при формуванні вартості та конфігурації привода;

5) простота конструкції асинхронного тягового двигуна (A). Впливає на надійність та вартість привода, проте, в даному випадку, в меншій степені, ніж клас силових напівпровідникових приладів;

б) степінь досконалості схем при живленні АТД від тягової мережі різних родів струму (В). Такий показник впливає на складність системи керування та час переходу ЕРС від однієї системи живлення на іншу.

Привабливість кожного критерію оцінюється за п'ятибальною шкалою (табл. 1.3). Задача розв'язується на максимізацію, тобто чим вища оцінка альтернативи, тим вона більш приваблива.

Таблиця 1.3 – Оцінка критеріїв альтернативних схем

Альтернативи	Критерії						
	A	B	C	D	E	F	G
AA (рис. 1.4)	5	3	4	5	4	4	4
BB (рис. 1.5)	5	3	3	5	5	3	4
CC (рис. 1.6)	5	4	5	4	5	4	5
DD (рис. 1.7)	2	2	5	5	5	5	4
EE (рис. 1.8)	4	5	3	5	5	5	5
FF (рис. 1.9)	4	5	5	3	5	5	5

Вага критеріїв:

A – 0,5; B – 0,4; C – 0,8; D – 0,6; E – 0,9; F – 1,0; G – 1,0.

Корисність кожної альтернативи:

$$F_{AA} = 0,5U_{AAA} + 0,4U_{AAB} + 0,8U_{AAC} + 0,6U_{AAD} + 0,9U_{AAE} + U_{AAF} + U_{AAG};$$

$$F_{BB} = 0,5U_{BBA} + 0,4U_{BBB} + 0,8U_{BBC} + 0,6U_{BBD} + 0,9U_{BBE} + U_{BBF} + U_{BBG};$$

$$F_{CC} = 0,5U_{CCA} + 0,4U_{CCB} + 0,8U_{CCC} + 0,6U_{CCD} + 0,9U_{CCE} + U_{CCF} + U_{CCG};$$

$$F_{DD} = 0,5U_{DDA} + 0,4U_{ddb} + 0,8U_{DDC} + 0,6U_{DDD} + 0,9U_{DDE} + U_{DDF} + U_{DDG};$$

$$F_{EE} = 0,5U_{EEA} + 0,4U_{EEB} + 0,8U_{EEC} + 0,6U_{EED} + 0,9U_{EEE} + U_{EEF} + U_{EEG};$$

$$F_{FF} = 0,5U_{FFA} + 0,4U_{FFB} + 0,8U_{FFC} + 0,6U_{FFD} + 0,9U_{FFE} + U_{FFF} + U_{FFG}.$$

Звідки:

$$F_{AA} = 21,5;$$

$$F_{BB} = 20,6;$$

$$F_{CC} = 24,0;$$

$$F_{DD} = 22,3;$$

$$F_{EE} = 23,9;$$

$$F_{FF} = 24,3.$$

Отримані результати показують, що найбільш привабливою є альтернатива FF, тобто найбільш раціональною є схема з безчоперними перетворювачами (схема «прямого підключення») (див. рис. 1.9).

Слід відзначити, що вибрана схема вперше була застосовано на електровозах серії 189 [15]. Основні переваги такої схеми:

1) всі чотириквadrантні регулятори використовуються в якості незалежних гальмівних чоперів при живленні ЕРС від мережі 3 кВ, що дозволяє відмовитися від спеціального модуля для регулювання струму гальмівного резистора;

2) більш проста конструкція тягового двигуна в порівнянні з двигуном, статорні обмотки якого перемикаються зі з'єднання «напівзірка» на з'єднання «повна зірка»;

3) мінімальні зміни конфігурації схеми при переході ЕРС з одного роду струму живлення на інший, що спрощує систему керування;

4) відсутність вхідного чопера та використання тягових обмоток головного трансформатора в якості вхідних дроселів знижує загальну масу перетворювача та дає економію місця за рахунок більш інтенсивного використання компонентів перетворювача.

Недоліком схеми «прямого підключення» є широкий діапазон напруги в проміжній ланці при живленні ЕРС від мережі постійного струму, що вимагає посилення ізоляційної системи тягового двигуна.

Отже, структуру схеми з безпосереднім підключенням ланки постійної напруги при живленні від тягової мережі 3 кВ можна рекомендувати для двосистемного електрорухомого складу нового покоління залізниць України.

З розвитком силових керованих напівпровідникових приладів з'явилась можливість спрощення схем силових кіл (наприклад, за рахунок відмови від застосування снаберних кіл), що сприяє підвищенню питомої потужності та

надійності перетворювача [19, 20]. Однак протягом наступного десятиліття не очікується поява принципово нових типів приладів силовій електроніки, які б зайняли домінуюче положення на ринку. В області низьких напруг будуть переважати польові транзистори з ізольованим затвором (MOSFET); в області високих – біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT) [20, 21]. Це вказує на те, що в найближчій перспективі силові напівпровідникові ключі майже повністю вичерпали свої можливості в напрямку підвищення питомої потужності, тому для суттєвого зниження маси високовольтної частини привода необхідно знижувати масу трансформатора, оскільки він відноситься до таких компонентів в системі тягового привода, які мають високу вартість, значні масу та об'єм. До того ж трансформатор з його великою сконцентрованою масою – це елемент електропривода, можливості суттєвого вдосконалення якого за рахунок нових розробок при технологіях, які застосовуються в даний час є, найменшими. Подальше підвищення його компактності привело б до значного збільшення втрат енергії і вимагало б, відповідно, застосування систем охолодження значної потужності. Для вирішення вказаної проблеми спочатку потрібно визначити основні напрямки поліпшення масо-габаритних показників тягового трансформатора.

1.3 Аналіз способів зниження масо-габаритних показників тягових трансформаторів

Перші розробки, направлені на зниження маси та об'єму головного трансформатора проводились для ЕРС, який живиться від тягової мережі напругою 15 кВ, 16,7 Гц. Питома потужність такого трансформатора майже в двічі менша порівняно до трансформатора, який працює від мережі змінного струму частотою 50 Гц [22]. Проте і тягові трансформатори з робочою частотою 50 Гц мають досить значні масу та об'єм. Про це свідчать дані табл. 1.4, де наведено параметри тягових трансформаторів ЕРС змінного струму і подвійного живлення з ступінчастим реостатним та плавним регулюванням напруги [23-33].

Таблиця 1.4 – Основні параметри тягових трансформаторів

Серія електровоза	Тип трансформатора	Номінальна потужність мережевої обмотки, кВА	Маса, кг	ККД, %	Питома вага, кг/кВА
ВЛ60 ^{п/к}	ОДЦЭ-6000/25П	5685	12330	-	2,17
ВЛ80 ^{с,т,к}	ОДЦЄ-5000/25Б	4485	8000	98,2	1,78
ВЛ80 ^р	ОДЦЄ-5000/25АМ-02	4777	7800	98,3	1,63
ВЛ82	ОДЦЭ-4000/25	3680	5800	-	1,58
ВЛ85	ОНДЦЭ-10000/25-82УХЛ2	7040	9900	-	1,41
ЧС4	SL68/3848/51	7850	11600	-	1,48
ЧС4 ^т	LTS7,85/25	8058	11400	-	1,41
ЧС8	SL66/4254/54	6824	12450	-	1,82
2ЕЛ5	ОНДЦЭ-4350/25	4350	7500	-	1,72
ЭП1	ОНДЦЭ-5700/25 У2	6582,9	9800	-	1,49
ДС3	ОНДЦЭД-6316/25	6316	8730	-	1,38

Основна частина маси тягового трансформатора визначається масою:

- 1) «заліза» (сталі магнітопроводу);
- 2) міді (обмоток);
- 3) трансформаторного масла;
- 4) баку і арматури.

Маса арматури, баку і масла залежить від об'єму активної частини трансформатора, тобто від об'єму заліза і міді. Останні в свою чергу залежать від потужності трансформатора. Потужність визначається струмом та електрорушійною силою обмоток. Електрорушійна сила E залежить від індукції насичення B магнітного матеріалу магнітопроводу, площі його

поперечного перерізу S , від частоти напруги живлячої мережі f і кількості витків обмотки w [34]:

$$E = 4,44 fBSw. \quad (1.2)$$

З наведеної формули видно, що при заданій величині електрорушійної сили, яка визначається, головним чином, рівнем напруги живлення, зменшити масу міді і сталі за рахунок відповідного зменшення числа витків w та площі магнітопроводу S , можливо за рахунок підвищення частоти вхідної напруги f або магнітної індукції B . Останнє вимагає застосування матеріалів з більшим значенням індукції насичення.

Маса міді залежить від кількості витків обмотки та площі поперечного перерізу:

$$S_m = \frac{I}{j}, \quad (1.3)$$

де I - струм в обмотці;

j - щільність струму обмотки.

Отже, для зменшення площі поперечного перерізу витка i , відповідно, маси міді при збереженні постійного значення струму необхідно збільшувати щільність струму. Проте зі збільшенням щільності струму збільшуються втрати енергії в міді (збільшується потужність розсіювання)

$$P_m = (jS_m)^2 R, \quad (1.4)$$

де R - активний опір обмотки.

Збільшення величини втрат в міді викликає підвищення нагріву обмотки, що призводить до погіршення стану ізоляції, або її пошкодженню. Для забезпечення нормальної роботи (без перевищення допустимої температури перегріву) з ростом щільності струму необхідно інтенсивніше відводити тепло від обмотки. Реалізувати трансформатор зі значною щільністю струму (250 A/mm^2) в сучасних умовах можна шляхом застосування надпровідних обмоток з охолодженням за допомогою рідкого азоту.

З викладеного вище слідує, що зменшення масо-габаритних показників тягового трансформатора можливо реалізувати шляхом застосування:

- 1) живлячої напруги підвищеної частоти;
- 2) матеріалів з більшою індукцією насичення;
- 3) надпровідних обмоток.

Найбільш вагомого результату можна досягнути в разі поєднання декількох способів.

1.3.1 Аналіз варіантів застосування трансформаторів з надпровідними обмотками

Використання в тяговому приводі надпровідного трансформатора дозволить здійснити якісний прорив в області електрорухомого складу. Дослідження, які провела компанія Siemens [35] показали, що у відношенні до класичного трансформатора надпровідний може забезпечити зниження маси і об'єму до 45 % при одночасному підвищенні ККД до 99,0 % і вище за рахунок зниження втрат енергії з перспективою зменшення затрат життєвого циклу.

Найбільший вигаш очікується від застосування надпровідних трансформаторів на електропоїздах. Завдяки зниженню навантаження на вісь суттєво зменшиться знос коліс і рейок. Зменшення об'єму дозволить розробити електропоїзди нових концепцій, збільшити швидкості руху і долю корисної площі у вагонах з пониженим рівнем підлоги. Застосування такого трансформатора знімає проблему зниження строку служби тягового привода за рахунок перевантажень, які в звичайних умовах викликають термічне старіння ізоляції. Також знижується техногенний вплив залізничного транспорту на навколишнє середовище та підвищується рівень пожежонебезпечності в зв'язку з відсутністю мінеральних мастил, які використовуються в звичайних трансформаторах для ізоляції і охолодження обмоток.

На базі надпровідних трансформаторів можливо простіше і з меншими затратами вирішувати проблему виготовлення багатосистемного електрорухомого складу для міжнародних з'єднань. Тут є значний потенціал

зниження експлуатаційних витрат і покращення сумісності систем. Надпровідні трансформатори можуть використовуватися не тільки на високошвидкісному рухомому складі, але також на приміських, регіональних поїздах і локомотивах.

Для порівняння масо-габаритних показників традиційних трансформаторів з надпровідними вченими компанії Siemens розроблено три варіанти трансформаторів з надпровідними обмотками. Результати порівняння їх параметрів з традиційними показано на рис. 1.10 та наведено в табл. 1.5 [35].

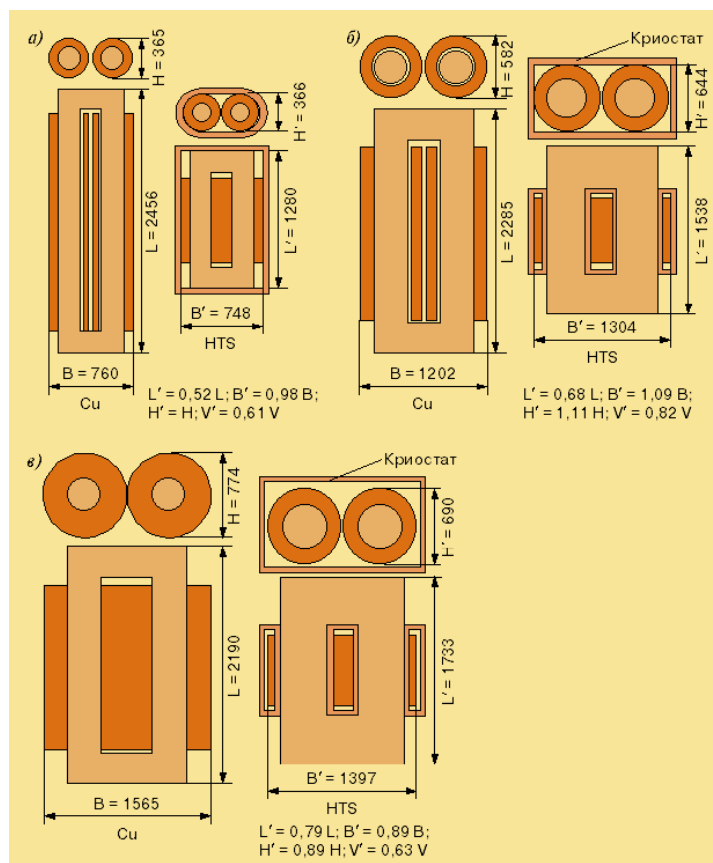


Рисунок 1.10 – Порівняння розмірів активних частин традиційних і надпровідних трансформаторів

На рис. 1.10а приведено варіант для тягового трансформатора приміського електропоїзда. Конструктивна висота надпровідного трансформатора (горизонтальне розташування для монтажу під кузовом) разом з криостатом і холодильним пристроєм рівна висоті активної частини традиційного трансформатора.

Таблиця 1.5 – Порівняння характеристик тягових трансформаторів традиційної конструкції із проектними надпровідними

Параметр	Приміський моторвагонний поїзд		Високошвидкісний поїзд		Магістральний електровоз	
	Cu	HTSL	Cu	HTSL	Cu	HTSL
Потужність, кВА	1128		4600		7528	
Напруга, В	15 000/1136		15 000/25 000/1103		15 000/1260	
Частота, Гц	16,7		16,7/50		16,7	
Імпеданс, %	50		50/54		34	
Густина струму, А/мм ²	5	260	7/6	240/190	7	240
Температура обмоток	105 °С	67 К	175/160 °С	67 К	125 °С	67 К
Загальні втрати, кВт	96	8	400/320	19/18	550	28
HTSL/Cu	0,08		0,05/0,06		0,05	
Загальна маса, кг	4800	2660	9300	5400	15700	9870
HTSL/Cu	0,55		0,58		0,63	
Об’єм активної частини, дм ³	680	350	1580	1270	2650	1640
HTSL/Cu	0,51		0,80		0,62	
Примітка: Cu — реальний трансформатор традиційної конструкції з масляним охолодженням; HTSL— проект трансформатора з високотемпературною надпровідністю.						

Другий варіант, який відноситься до тягового трансформатора високошвидкісного електропоїзда, показано на рис. 1.10б. Тут передбачена схема, яка призначена для двосистемного застосування (15 кВ, 16,7 Гц та 25 кВ, 50 Гц). Надпровідний трансформатор в такому випадку виконано таким чином, що його магнітопровід ізольовано від рідкого азоту. В кріостаті розміщено лише обмотки трансформатора.

Локомотивний варіант тягового трансформатора приведено на рис. 10в. Тут також магнітопровід працює при температурі оточуючого повітря, а охолоджуються лише обмотки.

Аналіз отриманих даних дозволив зробити висновок, що величина загальних втрат в надпровідному трансформаторі майже в 20 разів менше, ніж в

традиційному, а його маса (включаючи холодильний пристрій) нижче на 55%. Проте застосування надпровідних трансформаторів в реальних умовах експлуатації потребує проведення подальших досліджень.

Головною проблемою є значний час охолодження трансформатора до робочої температури після тривалого періоду відстою ЕРС. Крім того, відсутні дані про поведінку надпровідного трансформатора при дії на нього вібрацій. Також потребують окремих досліджень випадки зникання напруги в контактній мережі або відмови холодильного пристрою, що призводить до нагріву рідкого азоту вище 77 К і переходу його в газоподібну фазу.

Такі фактори змушують віддати перевагу способу зниження масо-габаритних показників трансформаторів за рахунок підвищення частоти напруги живлення.

1.3.2 Аналіз схем із застосуванням трансформаторів підвищеної частоти

Вперше ідея використання трансформатора підвищеної частоти була реалізована в імпульсних мережевих блоках живлення і пов'язана з прогресом в області силової електроніки. Використання мережевих блоків високочастотних перетворювачів з безтрансформаторним входом замість традиційних трансформаторно-випрямних пристроїв дає можливість більш як на порядок зменшити масу і габарити блоків живлення і забезпечити їх питому потужність до 150 Вт/дм³ при використанні дискретних потужних елементів і до 400 Вт/дм³ при використанні безкорпусних елементів [36].

Високочастотним перетворювачам енергії присвячена значна кількість наукових робіт, проте всі вони направлені на розробку джерел вторинного живлення потужністю до одиниць кіловат [37-40].

Результати перших досліджень застосування електропривода з проміжним трансформатором показали, що маса одного тягового блока на 50 % нижча порівняно до електропривода з традиційним трансформатором. При цьому ККД

тягового тракту підвищується до 95% і вище, що відповідає зниженню втрат в 2 рази в порівнянні з класичною схемою [41,42].

Загальна схема перетворювача підвищеної частоти показана на рис. 1.11.

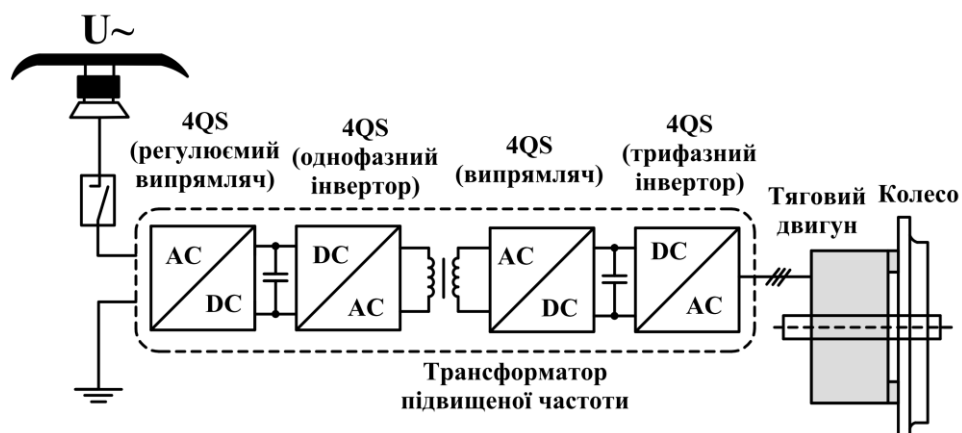


Рисунок 1.11 – Функціональна схема тягового перетворювача з трансформатором підвищеної частоти

Принцип роботи схеми наступний: напруга контактної мережі змінного струму за допомогою каскаду модулів перетворюється в напругу більшої частоти. Окремий модуль перетворювального каскаду складається із вхідного чотириквadrантного перетворювача 4QS, проміжної ланки постійної напруги і вихідного регулятора 4QS, який включено за схемою інвертора. Кожний такий модуль підключений до окремої секції трансформатора підвищеної частоти.

На виходах чотириквadrантних регуляторів, які включені за схемою інвертора, встановлюється напруга заданої підвищеної частоти з постійним рівнем, а величина струму визначається навантаженням.

Вторинна сторона трансформатора підвищеної частоти має по одній обмотці на кожний навантажувальний перетворювач, який безпосередньо живить трифазний тяговий двигун.

В схемі навантажувального перетворювача вхідна ланка, яка працює в режимі випрямляча, виконана на робочу частоту 400 Гц. Решта модулів не вимагають змін і залишаються такими ж, як і в традиційній схемі трифазного тягового привода.

Після проведення дослідження можливості використання тягового привода з трансформатором підвищеної частоти, було виготовлено дослідний зразок

такого трансформатора потужністю 1 МВА [43]. Трансформатори такого класу потужності використовуються на електропоїздах (наприклад, поїзди серії 423 потужністю 1,28 МВА). Технічні дані трансформатора підвищеної частоти приведені в табл. 1.6 [43].

Для трансформатора в якості робочої вибрана частота 400 Гц. Модулювання її можливе лише при використанні біполярних транзисторів з ізолюваним затвором, частота перемикання яких складає 2 кГц. Цим забезпечується необхідна степінь модуляції при доступній величині комутаційних втрат. Перетворення високої напруги 15 кВ, 16,7 Гц в напругу 400 Гц здійснюється каскадом із 16 модулів, скомпонованих в загальний високовольтний блок (рис. 1.12).

Таблиця 1.6 – Технічні дані трансформатора підвищеної частоти

Найменування	Значення
Потужність, МВ·А	1
Напруга короткого замикання, %	18,9
ККД, %	96,2
Частота, Гц	400
Коефіцієнт трансформації	1
Число первинних обмоток	16
Число вторинних обмоток	2
Маса, кг	450

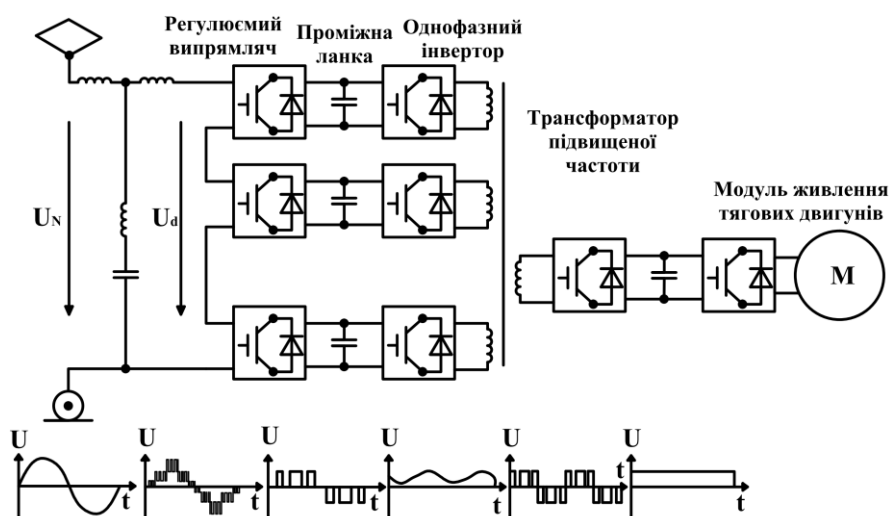
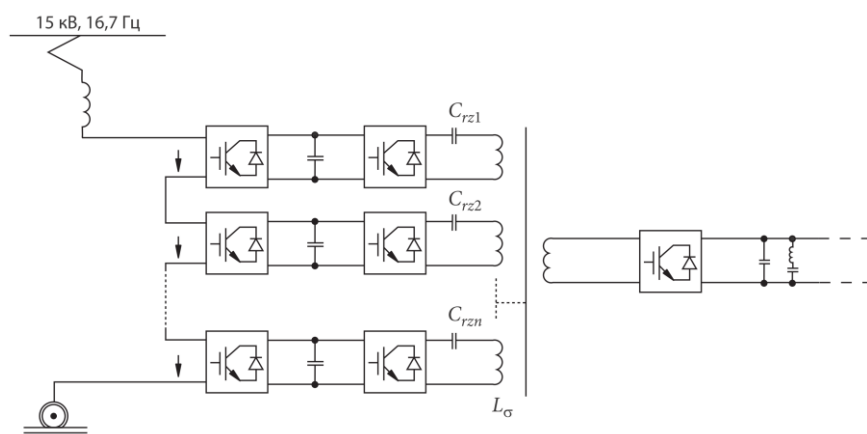


Рисунок 1.12 – Схема включення модулів високовольтного каскаду і криві напруги в тракті перетворювача

Застосування IGBT 65 класу дозволило виготовляти перетворювачі розглянутої концепції лише з 8 модулями в першому каскаді замість 16, що сприяло спрощенню схеми, проте в модулях, які працюють на підвищеній частоті, збільшилось термічне навантаження напівпровідникових вентилів. Для зменшення навантаження використовувались додаткові схемні заходи, які направлені на зниження комутаційних втрат.

Сутність цих заходів полягала у застосуванні резонансних явищ в схемі з силовим трансформатором підвищеної частоти [44-46]. В такій схемі (рис. 1.13) навантаження напівпровідникових вентилів зменшується за рахунок їх комутації в момент зниження струму до нуля. Для цього в кожному модулі послідовно з секцією первинної обмотки трансформатора включається конденсатор C_{rz} , через який протікає струм навантаження. Цей конденсатор разом з індуктивністю розсіювання обмотки L_σ утворює коливальний контур [43].



$C_{rz1} - C_{rzn}$ – резонансні конденсатори модулів високовольтного каскаду

Рисунок 1.13 – Принципова схема перетворювача із використанням резонансного явища

Технічні вимоги до такої схеми повинні передбачати відсутність вирівнюючих струмів між модулями первинного високовольтного каскаду, оскільки такі струми заважали б комутації вентилів. Вирівнюючі струми можуть виникати при наявності асиметрії між вихідними імпедансами модулів каскаду, а також внаслідок різниці миттєвих значень напруги проміжних ланок в модулях високовольтного каскаду. Пов'язані з вирівнюючими струмами

додаткові втрати додаються до вже існуючих неминучих втратами, які виникають при безструмовій комутації вентилів. В результаті із-за високої частоти термічне навантаження на IGBT вихідних ланок високовольтного каскаду може перевищити допустиме значення і вивести з ладу прилади. Стійка робота резонансного перетворювача повинна забезпечуватися за рахунок жорсткої симетрії кіл, які працюють на змінному струмі.

Розглянуті вище схеми призначені для застосування їх на електрорухомому складі змінного струму і не передбачають живлення від мережі постійного струму.

Впровадження резонансних схем вимагає застосування індуктивностей і ємностей з досить жорстким обмеженням у відхиленні параметрів та симетричну схему трансформатора [43, 47].

Також було запропоновано схему для багатосистемного електровоза з трансформатором підвищеної частоти (рис. 1.14) [48]. Конфігурація такої схеми передбачає живлення ТЕД постійного і змінного струму. В даному випадку викликає інтерес тракт живлення ТЕД змінного струму. В схемі застосовуються випрямляч, інвертор, трансформатор підвищеної частоти, керований випрямляч та інвертор для живлення ТЕД змінного струму. Така схема не дозволяє реалізувати рекуперативне гальмування, оскільки на вході встановлений випрямляч, а на виході – керованого випрямляча.

Необхідно відмітити, що керований випрямляч потрібний для регулювання випрямленої напруги на колекторних ТЕД пульсуючого струму, а не для регулювання напруги на інверторі 2. Автономний інвертор напруги (інвертор 2) автоматично регулює напругу і частоту для живлення АТД в залежності від швидкості руху ЕРС. Крім того, недоцільно подавати напругу тягової мережі 3 кВ на інвертор 1. Сучасна елементна база силових керованих напівпровідників дозволяє безпосередньо подавати напругу 3 кВ на автономний інвертор напруги (інвертор 2).

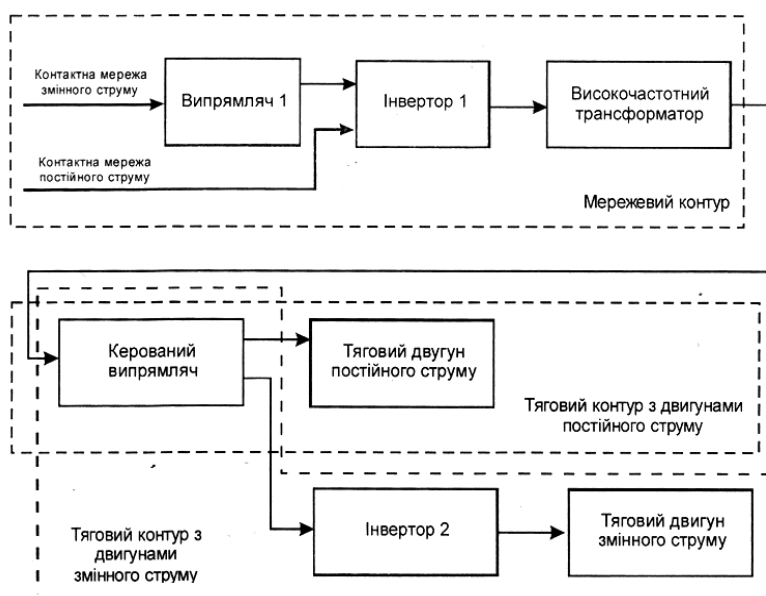


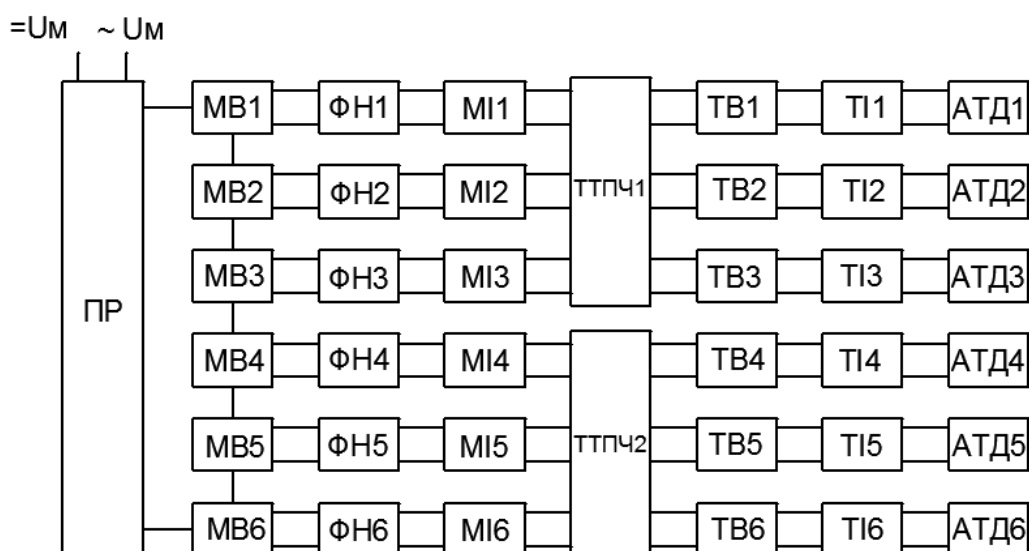
Рисунок 1.14 – Функціональна схема перспективного багатосистемного електровоза

Згодом, на базі приведеної вище схеми було створено нову схему багатосистемного електровоза з трансформатором підвищеної частоти (рис. 1.15) [49]. В ній замість випрямлячів використовуються чотириквadrантні перетворювачі 4QS, що дозволяє реалізувати рекуперативне гальмування. Також в схемі запропоновано використовувати трифазні трансформатори, що в порівнянні з трьома однофазними такої ж загальної потужності дозволить зменшити питомі втрати активних матеріалів на 19 % [50].

Необхідно відмітити, що структура схема (див. рис. 1.15) передбачає живлення електровоза від мережі змінного струму напруги 25 кВ, 50 Гц і постійного струму таких напруг: 3 кВ, 6 кВ, 12 кВ, 24 кВ. Так як на даний час не існує силових напівпровідникових елементів які б змогли витримати напругу мережі 24 кВ, то вона подається на мережевий випрямляч, а не на автономний інвертор напруги, що недоцільно у випадку живлення електровоза від мережі постійного струму напруги 3 кВ. Недолік полягає у тому, що тяговий інвертор (ТІ) отримує живлення не безпосередньо від контактної мережі постійного струму, а попередньо проходить через ряд елементів схеми (див. рис. 1.15): МВ, ФН, МІ, ТВ. В результаті схема має більш низький ККД та меншу надійність при живленні від мережі постійного струму 3кВ.

Крім того, в роботі [49] не наведена схема перетворення постійної напруги в змінну для живлення первинних трьох обмоток трансформатора підвищеної частоти (М11, М12, М13 і т. д.). Також відсутня схема випрямлення трифазної змінної напруги в постійну від вторинних обмоток трансформатора (ТВ1, ТВ2, ТВ3).

У випадку відмови М1 порушиться нормальна робота трансформатора ТТПЧ1, відповідно не будуть працювати три асинхронні двигуни, а у разі несправності випрямляча мережевого контуру МВ1 не отримають живлення, в кінцевому випадку, всі тягові двигуни, тобто не передбачена схему резервування потужності. Так як вихідна напруга на інверторах мережеских контурів МВ при живленні їх від мережі 25 кВ, 50 Гц і від 3 кВ (в першому випадку $U_{MB} = 0,9 \cdot 25000 / 6 = 3750 \text{ В}$, а в другому випадку $U_{MB} = 3000 / 6 = 500 \text{ В}$) неоднакова, то параметри фільтрів ФМ і мережеских контурів МІ не узгоджуються і не забезпечують надійну роботу ЕРС. До того ж відсутня індуктивність в якості вхідного фільтра між контактною мережею і мережеским контуром МВ1.



ПР – перемикач режимів, МВ – випрямляч мережевого контуру, ФН – фільтр-накопичувач, МІ – інвертор мережевого контуру, ТТПЧ – трифазний трансформатор підвищеної частоти, ТВ – випрямляч тягового контуру, АТД – асинхронний тяговий двигун

Рисунок 1.15 – Структурна схема тягового перетворювача з використанням трифазного трансформатора підвищеної частоти

Для усунення вище вказаних недоліків потрібно вдосконалити структуру схеми силових кіл двосистемного ЕРС з трансформатором підвищеної частоти.

1.4 Висновки до першого розділу. Постановка задачі досліджень

1. Проведений аналіз сучасного стану локомотивного парку залізниць України показав, що знос тягового рухомого складу сягає 80...90 %, а його фактичний строк служби становить 30...45 років і в найближчий час підлягатиме списанню. Тому для виконання заданого об'єму перевезень необхідно в першу чергу виконати швидке оновлення тягового рухомого складу. Раціональним є поступове впровадження двосистемного ЕРС з асинхронним тяговим приводом.

2. Структуровано силові схеми багатосистемного ЕРС з асинхронним тяговим приводом за принципом дії та визначено шість альтернативних схем.

3. Встановлено, що найбільш раціональною структурою схеми силових кіл діючого двосистемного ЕРС є схема «прямого підключення». Проте недоліком такої схеми та всіх схем подібної конфігурації є підвищений вплив на пристрої колійної автоматики та маса і габарити тягового привода.

4. Виконано аналіз основних способів поліпшення масо-габаритних показників тягового привода та встановлено, що найбільш раціональним способом є підвищення частоти вхідної напруги тягового трансформатора.

5. Головним недоліком відомих структур силових електричних кіл багатосистемного ЕРС з застосуванням трансформатора підвищеної частоти є низькі значення коефіцієнта корисної дії та показників надійності схеми при живленні від тягової мережі постійного струму.

В зв'язку з вищевикладеним для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні задачі:

- вдосконалити структуру силової схеми електрорухомого складу подвійного живлення з асинхронним тяговим приводом;
- обґрунтувати раціональну частоту ланки підвищеної частоти;

- розробити модель електричних процесів силових кіл з застосуванням чотириквADRантного перетворювача та трансформатора підвищеної частоти.

РОЗДІЛ 2

РОЗРОБКА СИЛОВИХ СХЕМ ЕЛЕКТРОРУХОМОГО СКЛАДУ З ЗАСТОСУВАННЯМ ТЯГОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА ПІДВИЩЕНОЇ ЧАСТОТИ

2.1 Обґрунтування структури раціональної схеми силових кіл електрорухомого складу з застосуванням трансформатора підвищеної частоти

Вище було визначено, що головним недоліком запропонованих раніше структур силових схем з застосуванням трансформатора підвищеної частоти є відносно низькі коефіцієнт корисної дії та надійність. Для усунення вказаних, а також інших недоліків з урахуванням структур діючого багатосистемного ЕРС на базі альтернативної схеми розроблено структуру схеми силових кіл двосистемного ЕРС [51-55]. Функціональна схема представлена на рис. 2.1а. Графіки зміни напруги на елементах схеми представлено на рис. 2.1б.

При живленні тягових двигунів від контактної мережі змінного струму схема працює наступним чином: напруга мережі 25 кВ, 50 Гц через струмоприймач ХА1 і головний вимикач QF1 подається на вхідний перетворювач QS1, який випрямляє напругу до значення 3,75 кВ. Випрямлена напруга згладжується LC фільтром FLC і подається до однофазного мостового інвертора QS2 в якому постійна напруга перетворюється в змінну 3,4 кВ частотою $f > 50$ Гц. Далі напруга подається на первинну обмотку трансформатора підвищеної частоти і з виходу вторинної обмотки надходить до перетворювача QS3. В QS3 напруга випрямляється до значення 3 кВ і подається до ланки постійної напруги DCL, згладжується і прикладається до входу автономного інвертора напруги PWR. З виходу PWR до асинхронних двигунів М подається трифазна напруга.

При живленні тягових двигунів від контактної мережі постійного струму 3 кВ напруга через струмоприймач ХА2, швидкодіючий вимикач QF2 і дросель

Dr подається до ланки постійної напруги DCL і на вхід автономного інвертора напруги PWR, який живить асинхронні тягові двигуни M.

На рис. 2.1a представлена функціональна схема для живлення одного асинхронного двигуна. При живленні, наприклад чотирьох двигунів, кількість тягових кіл також буде рівна чотирьом і всі кола будуть ідентичними.

Електричні схеми ЕРС на базі функціональної схеми (див. рисунок 2.1a) з теоретичної точки зору при компонуванні елементів кожного тягового кола між собою мають безліч варіантів, що відображено в роботі [49]. Проте найбільшу відмінність з точки зору конструктивної побудови та практичної значимості мають наступні три варіанти схем [56,57]:

- 1) із застосуванням двох трифазних трансформаторів;
- 2) із одним загальним однофазним шестиобмотковим трансформатором;
- 3) зі шістьма окремими однофазними трансформаторами.

Для визначення найбільш раціональної з трьох вказаних структур схем силових кіл багатосистемного ЕРС необхідно виконати їх порівняння за надійністю і масо-габаритними показниками.

Головною перевагою схем з застосуванням трифазних трансформаторів є виграш у масо-габаритних показниках. При застосуванні трифазного трансформатора замість трьох однофазних трансформаторів тієї ж загальної потужності питомі витрати активних матеріалів зменшаться на 19 %. В такому ж співвідношенні зменшаться й втрати. До того ж, застосування трифазного мостового випрямляча в порівнянні з трьома однофазними дозволить знизити кількість силових елементів вдвічі і зменшити пульсацію вихідної напруги майже в 12 раз. Проте трифазні схеми мають свої недоліки в практичному застосуванні їх на ЕРС.

Функціональна схема ЕРС із застосуванням трифазного трансформатора підвищеної частоти показана на рис. 2.2. Напруга від контактної мережі змінного струму на вході розподіляється між двома послідовно з'єднаними перетворювачами В11 та В12. Кожен з перетворювачів утворює тягове коло для

живлення трьох автономних інверторів напруги АІН і тягових асинхронних двигунів М.

Принципова електрична схема одного тягового кола показана на рис. 2.3. Напруга на вході перетворювача В11 складає половину номінальної напруги контактної мережі змінного струму (так як В11 і В12 з'єднані послідовно) і рівна $25/2=12,5$ кВ.

Для захисту обладнання силових електричних кіл ЕРС від атмосферних перенапружень застосовуються розрядники. Вони розраховуються на напругу перенапружень яка перевищує в 2 рази максимальну напругу контактної мережі. Тому входні перетворювачі повинні короткочасно витримувати напругу $29 \cdot 2=58$ кВ. Оскільки перетворювачі В11 і В12 з'єднані послідовно, то кожен з них повинен витримувати $58/2=29$ кВ. Перетворювачі В11 і В12 представляють собою мостові керовані випрямлячі, силові ключі VT1...VT4 (див. рис. 2.3) які з'єднані попарно послідовно. Так як два ключі з'єднано послідовно, то кожен з них повинен витримувати напругу $29/2=14,5$ кВ. Перетворювачі IB1 і IB2 повинні витримувати напругу 29 кВ. Так як при роботі перетворювача в певний момент часу транзистор VT5 відкритий, а VT6 закритий, то повна напруга на вході IB1 прикладається до VT6.

Отже, в номінальному режимі силові ключі перетворювачів В11 і В12 повинні витримувати напругу 7,25 кВ і короткочасні перенапруження 14,5 кВ. Ключі перетворювачів IB1 та IB2 в номінальному режимі повинні витримувати напругу 14,5 кВ і короткочасні перенапруження 29 кВ.

Силові напівпровідникові ключі, які необхідні для комутації вищевказаних напруг на сьогоднішній час не існують.

Отже, реалізація схем з використанням трифазних трансформаторів на сучасній елементній базі неможлива. Тому в подальшому порівняння їх з однофазними не виконується.

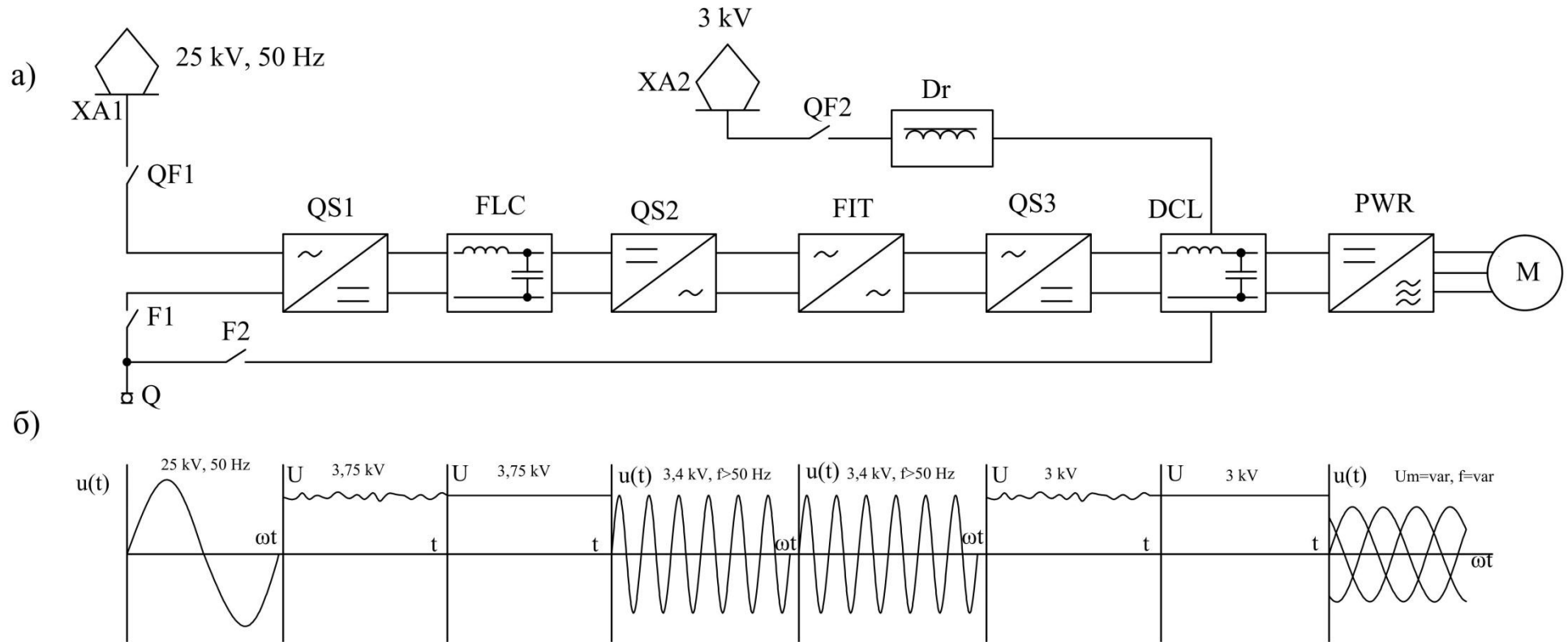


Рисунок 2.1 – Функціональна схема двосистемного ЕРС з застосуванням трансформатора підвищеної частоти (а) та криві напруги в тракті перетворювача (б)

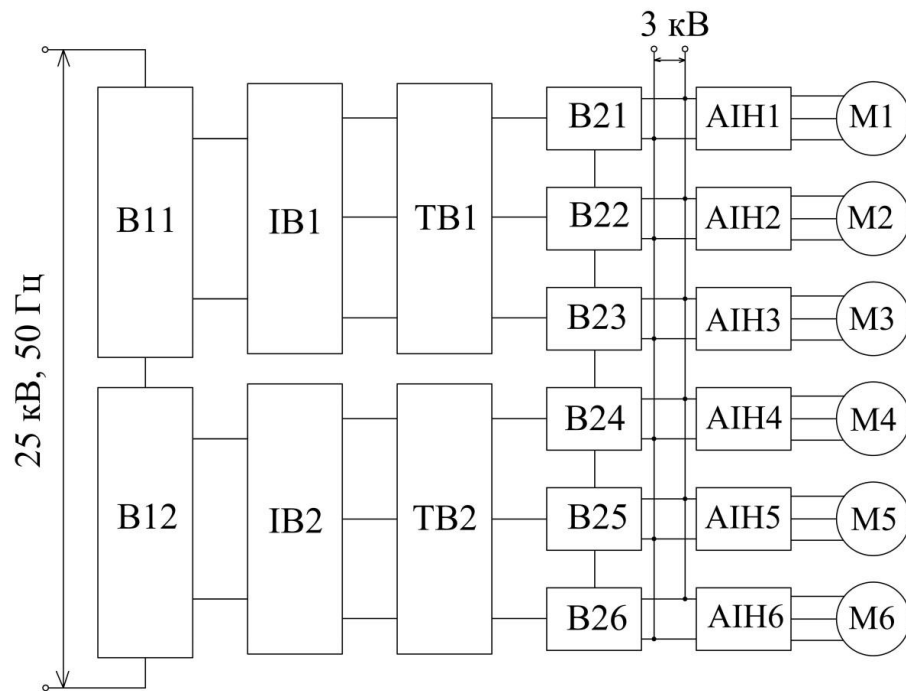


Рисунок. 2.2 – Функціональна схема двосистемного ЕРС з застосуванням трифазного трансформатора підвищеної частоти

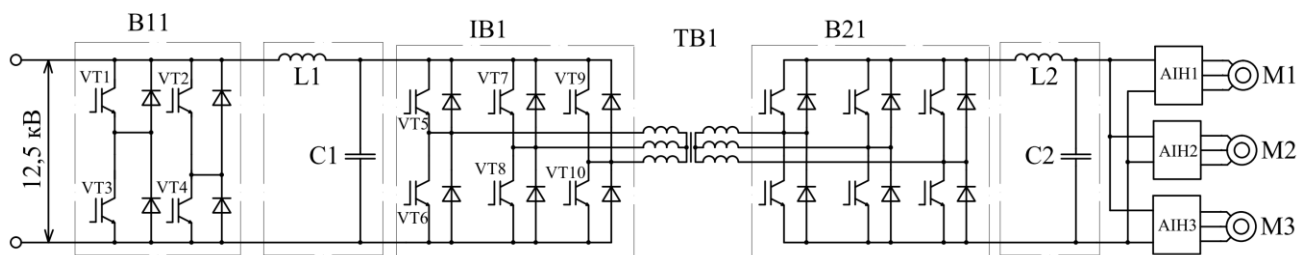


Рисунок 2.3 – Принципова електрична силова схема одного тягового кола ЕРС із застосування трифазного трансформатора підвищеної частоти

Функціональна схема із застосуванням шестиобмоткового трансформатора показана на рис. 2.4. В такій схемі застосовується один трансформатор підвищеної частоти обмотки якого працюють синфазно.

Для реалізації такої схеми достатньо застосувати в перетворювачах силові елементи з робочою напругою 6,5 кВ. Такі елементи існують і широко застосовуються на електрорухомому складі з асинхронним приводом.

При виході з ладу одного з перетворювачів в колі до трансформатора напруга на всіх тягових двигунах знизиться на $\frac{1}{6} \approx 16,7\%$ від номінальної, тому сумарна потужність ЕРС буде рівна потужності п'яти двигунів.

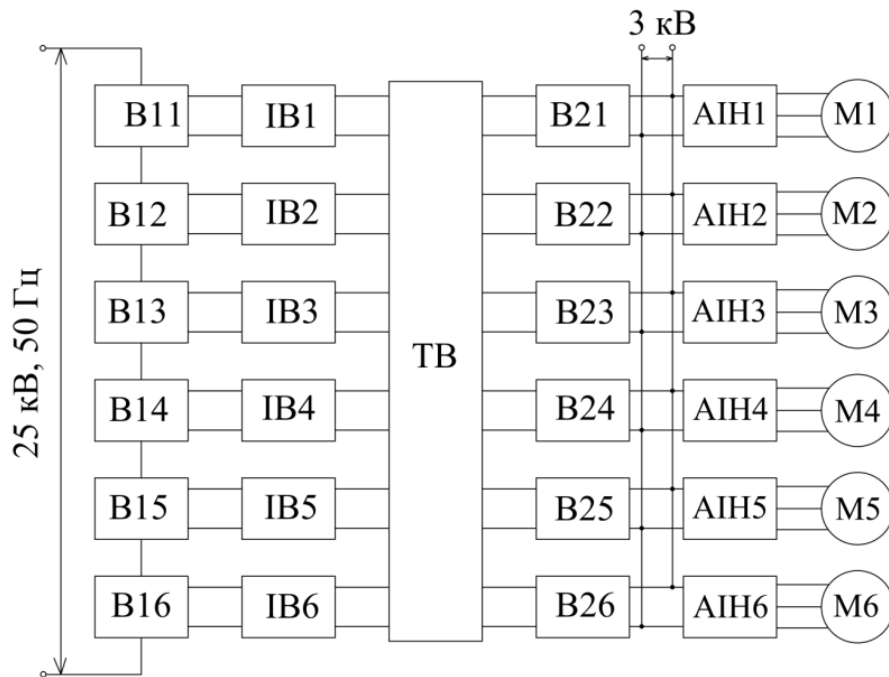


Рисунок 2.4 – Функціональна схема двосистемного ЕРС із застосуванням шестиобмоточного трансформатора

Відомо, що обертовий момент асинхронного двигуна пропорційний квадрату напруги $M \sim U^2$, тоді, якщо номінальну напругу на всіх тягових двигунах прийняти за 100 %, тобто $U = 1$, то отримаємо:

$$M \sim U^2 \sim 1^2 = 1. \quad (2.1)$$

Тобто момент буде рівний 100 % при номінальній напрузі 100%.

При зниженні напруги на всіх двигунах на 16,7 % загальний момент стане рівний $0,83^2 = 0,68$, тобто 68 %.

Потужність ЕРС прямопропорційна сумі обертових моментів тягових двигунів:

$$P_{EPS} \sim \sum M_{\text{тед}}. \quad (2.2)$$

Тому при зниженні сумарного моменту тягових двигунів на 32 % потужність ЕРС також знизиться на 32 %.

Отже, у разі виходу з ладу одного з перетворювачів, який знаходиться в колі до трансформатора загальна потужність ЕРС знизиться на 32 %.

У разі виходу із ладу одного з перетворювачів (B21...B26) в колі після трансформатора на всіх шести двигунах номінальне значення напруги

залишитися без змін, так як всі автономні інвертори (АІН1...АІН5) включені паралельно між собою. Проте загальний струм в п'яти робочих перетворювачах збільшиться на 16,7 %. В такому випадку загальна потужність ЕРС знизиться на 16,7 %. А так як напруга на п'яти двигунах матиме номінальне значення, то і загальний обертовий момент знизиться на 16,7 %, тобто буде становити $100 \% - 16,7 \% = 83,3 \%$, що на 15,3 % (83,3-86) більше, ніж у попередньому випадку (в колі до трансформатора).

При виході з ладу трансформатора ЕРС буде повністю у неробочому стані.

Функціональна схема ЕРС із застосуванням шести однофазних трансформаторів показана на рис. 2.5. Така схема має шість окремих тягових кіл для індивідуального живлення двигунів.

У разі виходу з ладу одного з перетворювачів в колі до чи після трансформатора, або одного з трансформаторів при відключенні одного тягового двигуна загальна потужність знизиться на 16,7 %. Якщо не відключати двигун, то загальні потужність і момент зменшаться не більше ніж на 10 %.

Отже, з точки зору резервування потужності схема з шести однофазними трансформаторами більш прийнятна відносно схеми з одним багатообмотковим трансформатором, оскільки при будь-якому аварійному режимі одного з тягових плечей ЕРС втратить 16,7 % потужності і моменту.

Розглянуті схеми (див. рис. 2.4, 2.5) конструктивно відрізняються лише типом трансформатора. Тому, з точки зору масо-габаритних показників привода, визначається співвідношення тільки між трансформаторами.

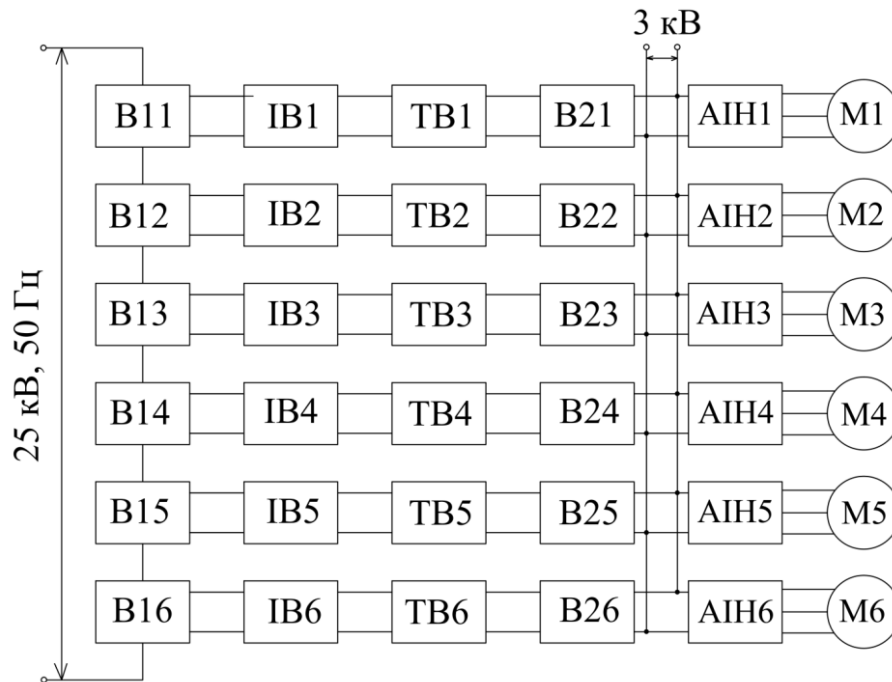


Рисунок 2.5 – Функціональна схема ЕРС із застосуванням шести однофазних трансформаторів

Як відомо, внутрішня електромагнітна потужність S трансформатора пропорційна добутку струму I на е. р. с. E його обмотки:

$$S = EI. \quad (2.3)$$

Електрорушійна сила E пропорційна числу витків w обмотки, зчепленому з ним магнітному потоку Φ і частоті f :

$$E \sim w\Phi f, \quad (2.4)$$

тому

$$E \sim wBs_c f, \quad (2.5)$$

де B - середнє значення магнітної індукції в межах площі s_c , охопленої витками.

Струм в обмотці

$$I = js_w, \quad (2.6)$$

де j - щільність струму,

s_w - площа поперечного перерізу витка.

Тому вираз (2.3) можна переписати

$$S = wBs_c fjs_w. \quad (2.7)$$

Позначивши загальну площу перерізу всіх витків

$$S_M = w s_w \quad (2.8)$$

тоді

$$S = B s_c f j s_M = j B f l^4, \quad (2.9)$$

де l - лінійні розміри трансформатора.

В даному випадку розглядається ряд трансформаторів зростаючої потужності, які подібні за своїми геометричними формами, мають однакову щільність струму, індукцію та частоту, тому на основі виразу (2.9), вважаючи $s_c s_M = l^4$ [58,59], можна стверджувати, що

$$S \sim l^4 \quad (2.10)$$

або

$$l \sim \sqrt[4]{S}. \quad (2.11)$$

Отже, в ряді зростаючої потужності лінійні розміри змінюються пропорційно кореню четвертої степені потужності.

Маса G активних матеріалів пропорційна їх об'єму, тобто кубу лінійних розмірів, тому в ряді подібних трансформаторів

$$G \sim \sqrt[4]{S^3}. \quad (2.12)$$

Можна вважати, що вартість C активних матеріалів і втрати Π в них при заданій індукції і щільності струму також пропорційні масі, тому

$$C \sim \sqrt[4]{S^3}, \quad (2.13)$$

$$\Pi \sim \sqrt[4]{S^3}. \quad (2.14)$$

Маса, вартість, втрати віднесені до одиниці потужності:

$$T = \frac{G}{S} \sim \frac{C}{S} \sim \frac{\Pi}{S} \sim \frac{\sqrt[4]{S^3}}{S} = \frac{1}{\sqrt[4]{S^3}} \quad (2.15).$$

Отже, маса і вартість 1 кВА або 1 кВт та питомі витрати в ряді подібних трансформаторів змінюються зворотнопропорційно кореню четвертої степені їх потужності.

Порівнюючи сумарні масу G_n , вартість C_n і втрати Π_n для n -ї кількості подібних трансформаторів з відповідними величинами G_1 , C_1 та Π_1 одного трансформатора еквівалентної потужності, то згідно (2.12)...(2.14) отримаємо:

$$T = \frac{G_1}{G_n} \sim \frac{C_1}{C_n} \sim \frac{\Pi_1}{\Pi_n} \sim \frac{\sqrt[4]{S^3}}{n\sqrt[4]{\frac{S^3}{n^3}}} = \frac{1}{\sqrt[4]{n}}, \quad (2.16)$$

тобто загальна маса, вартість і втрати одного трансформатора завжди менші маси, вартості і втрат декількох трансформаторів еквівалентної потужності.

Згідно виразу (2.16) отримані значенні, які показують у скільки разів зменшуються маса, вартість і втрати одного трансформатора при заміні ним декількох трансформаторів еквівалентної потужності (табл. 2.1, рис. 2.6).

Таблиця 2.1 – Відносна зміна маси, втрат і вартості при заміні декількох трансформаторів одним еквівалентної потужності

Кількість трансформаторів еквівалентної потужності, n , в. о.	1	2	3	4	5	6	7	8
Відносна зміна маси, втрат і потужності одного трансформатора до декількох еквівалентної потужності, T , в. о.	1	0,84	0,76	0,71	0,67	0,64	0,62	0,60

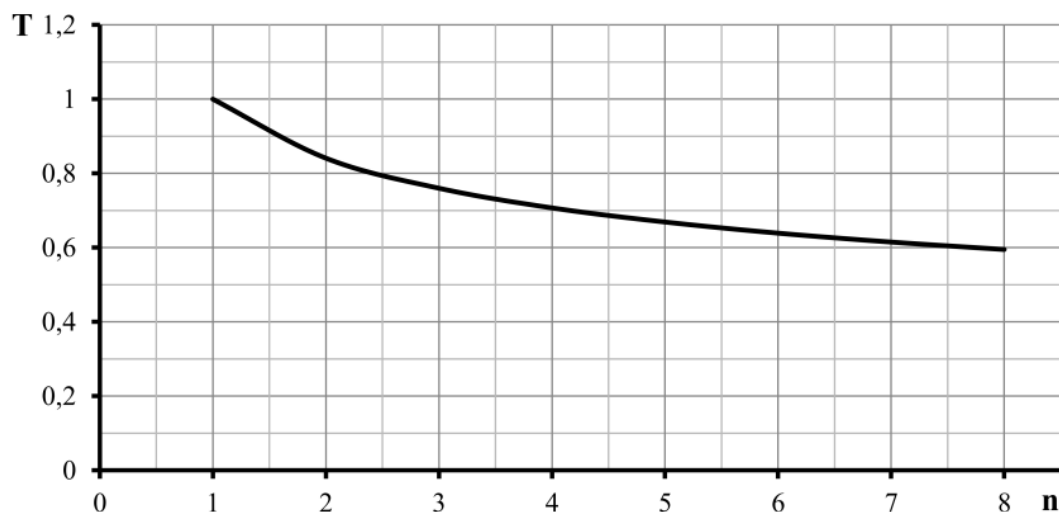


Рисунок 2.6 – Залежність зміни маси, втрат і вартості одного трансформатора відносно декількох трансформаторів еквівалентної потужності

Отже, при заміні 4-х або 6-х трансформаторів (як найбільш розповсюджених випадків) одним, еквівалентної потужності, маса, втрати та вартість зменшаться на 29 % та 36 % відповідно. З точки зору виробництва, виготовлення одного трансформатора займає менше часу і вартості та вимагає меншої затрати робочої сили і виробничих площ, ніж виготовлення декількох трансформаторів тієї ж сумарної потужності. Тому структура схеми з одним багатообмотковим трансформатором прийнята за основну

Високої експлуатаційної надійності роботи схеми тягового перетворювача з трансформатором підвищеної частоти, можна досягти в тому випадку, якщо буде передбачена можливість відключення в процесі експлуатації несправних блоків без порушення роботи тягового привода (тобто реалізована аварійна схема).

Аварійна схема на прикладі ЕРС подвійного живлення з шестиобмотковим трансформатором підвищеної частоти показана на рис. 2.7.

При виході з ладу одного з перетворювачів в колі до трансформатора необхідно перемкнути два потрібні серед групи перемикачів QS1...QS6 та QS11...QS16. В такому випадку будуть працювати п'ять двигунів із шести, а загальна потужність їх і обертовий момент зменшаться на 16,7 %.

При виході з ладу одного з перетворювачів в колі після трансформатора для відновлення працездатності ЕРС достатньо перемкнути потрібний серед перемикачів QS11...QS16. При цьому, як і в попередньому випадку, будуть працювати п'ять двигунів із шести, а загальна потужність їх і обертовий момент зменшаться на 16,7 %. Проте, якщо кожен з перетворювачів QS11...QS16 має запас по струму не менше 17 %, то необхідність у відключенні одного тягового двигуна відпадає. Потужність і обертовий момент усіх шести тягових двигунів повністю зберігаються.

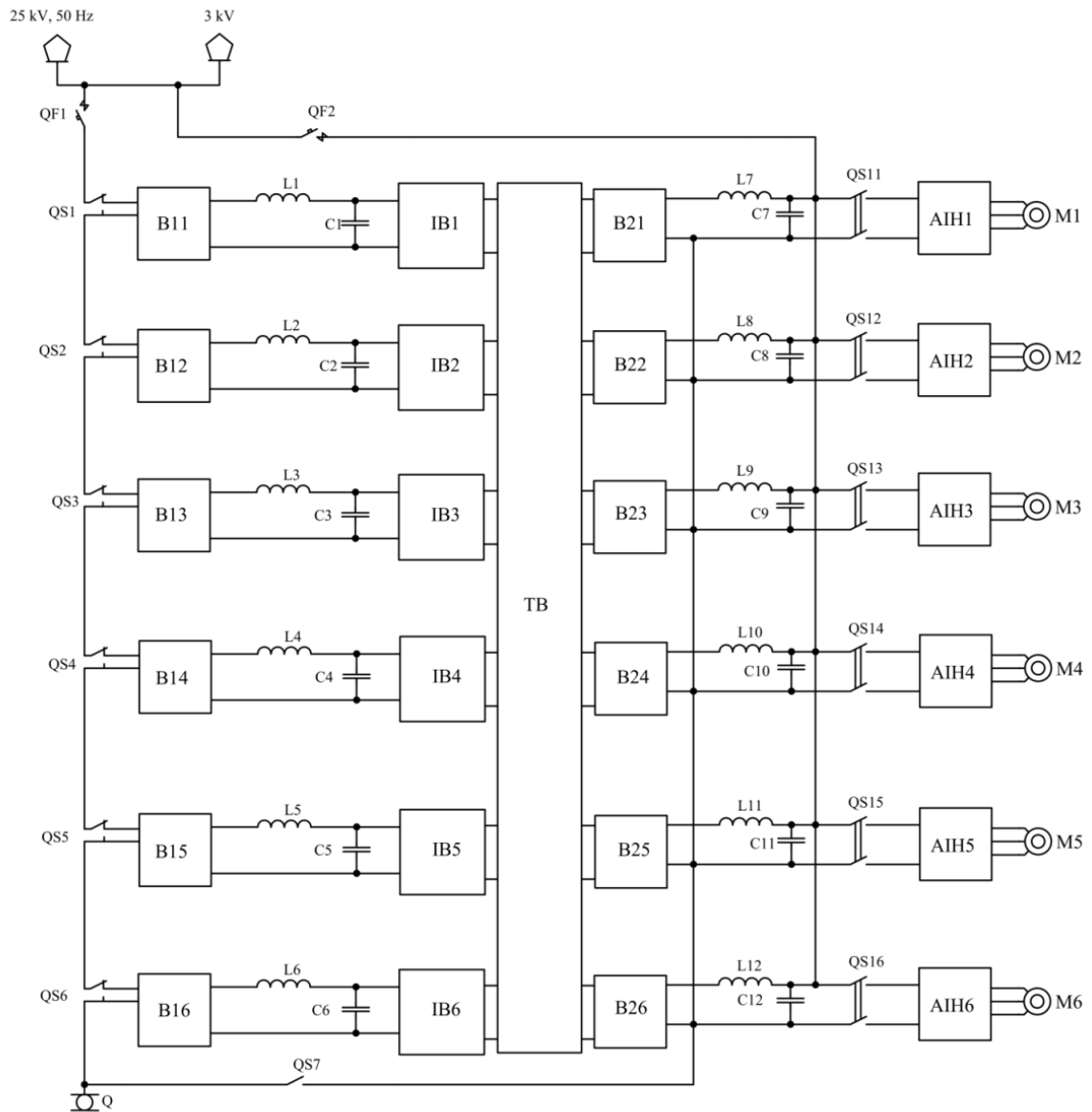


Рисунок 2.7 – Аварійна схема ЕРС подвійного живлення з трансформатором підвищеної частоти

На базі силових напівпровідникових IGBT 65 класу можна встановити додатковий (резервний) каскад модулів на первинній стороні ЕРС за умови, якщо у випадку виникнення несправності буде забезпечена можливість відключити один модуль. Цим забезпечиться зберігання більшої частини працездатності ЕРС.

2.2 Визначення основних параметрів силової схеми із застосуванням трансформатора підвищеної частоти

Принципова електрична схема електрорухомого складу подвійного живлення (рис. 2.8) розкриває побудову всіх блоків функціональної схеми (див. рис. 2.1). Також на рис. 2.8 показані блоки QT1...QT6, які призначені для захисту ланки постійної напруги від перенапружень. Блок складається із транзисторного ключа та резистора.

При різких коливаннях напруги в контактній мережі або зниженні тягової потужності напруга в проміжній ланці DCL підвищується. Для зниження напруги застосовується короткочасний відбір енергії з проміжної ланки шляхом підключення силового ключа блока QT до резистора. В якості силового ключа використовується силовий прилад такого ж типу, як і в перетворювачах.

Застосування блока QT дозволяє не закладати в силові ключі перетворювачів значний запас міцності за напругою і оптимізувати завдяки цьому масогабаритні показники і вартість перетворювача.

З метою визначення класу напівпровідникових силових ключів перетворювачів та дослідження роботи запропонованої схеми (див. рис. 2.8) потрібно визначити діапазон коливання напруги на окремих силових напівпровідникових елементах при живленні від тягової мережі різних родів струму.

Згідно ПТЕ [60] допустимий діапазон коливання напруги в контактній мережі (КМ) змінного струму знаходиться в межах 19...29 кВ; в контактній мережі постійного струму – 2,2...4 кВ. Тому вхідні перетворювачі зі сторони контактної мережі змінного струму повинен надійно працювати в такому діапазоні напруг:

$$\text{від } \frac{19}{6} = 3,17 \text{ кВ до } \frac{29}{6} = 4,83 \text{ кВ при номінальній напрузі КМ } \frac{25}{6} = 4,17 \text{ кВ.}$$

Високочастотний інвертор розраховується на такі напруги:

від $3,17 \cdot 0,9 = 2,85 \text{ кВ}$ до $4,83 \cdot 0,9 = 4,35 \text{ кВ}$ при номінальній напрузі КМ $4,17 \cdot 0,9 = 3,75 \text{ кВ}$.

Якщо прийняти коефіцієнт трансформатора рівним одиниці, то величина вхідної і вихідної напруги становить

від $2,85 \cdot 0,9 = 2,565 \text{ кВ}$ до $4,35 \cdot 0,9 = 3,915 \text{ кВ}$ при номінальній напрузі КМ $3,75 \cdot 0,9 = 3,375 \text{ кВ}$.

Діапазон робочих напруг інвертора зі сторони ланки постійної напруги (для тягового режиму) такий самий як і для трансформатора, що обумовлено високим ККД трансформатора (більше 98 %).

Автономні інвертори напруги, які застосовуються для живлення тягових асинхронних двигунів працюють в такому діапазоні напруг:

від $2,565 \cdot 0,9 = 2,31 \text{ кВ}$ до $3,915 \cdot 0,9 = 3,52 \text{ кВ}$ при номінальній напрузі КМ $3,375 \cdot 0,9 = 3,04 \text{ кВ}$.

При живленні автономних інверторів від мережі постійного струму діапазон робочих напруг дорівнює допустимому коливанню напруги в контактній мережі, тобто від 2,2 кВ до 4 кВ при номінальній напрузі КМ 3 кВ.

Допустимий діапазон робочих напруг основних елементів силової схеми ЕРС подвійного живлення при роботі під тяговою мережею постійного і змінного струму наведено в табл. 2.2.

Як видно із табл. 2.2 діапазон робочих напруг на вході АІН (в ланці постійної напруги) при живленні ЕРС від мережі змінного струму попадає в діапазон напруг при живленні ЕРС від мережі постійного струму. Отже, коефіцієнт трансформації трансформатора підвищеної частоти можна прийняти рівним одиниці. Тобто трансформатор виконує лише роль гальванічної розв'язки високовольтних кіл (контактної мережі) з тяговими двигунами.

Вихідна напруга АІН залежить від параметрів тягового асинхронного двигуна. Для прикладу пропонується використовувати АТД з наступними параметрами (як і параметри двигуна АД914 електровоза серії ДС3 [25]):

- номінальна потужність 1200 кВт;
- номінальна напруга 1870 В;

- номінальний струм 450 А.

Таблиця 2.2 – Діапазон робочих напруг основних елементів силової схеми ЕРС подвійного живлення

Назва елемента схеми	Тягова мережа змінного струму 25 кВ, 50 Гц			Тягова мережа постійного струму 3 кВ		
	Мін. значення напруги, кВ	Номінал. значення напруги, кВ	Макс. значення напруги, кВ	Мін. значення напруги, кВ	Номінал. значення напруги, кВ	Макс. значення напруги, кВ
Вхідний випрямляч	3,17	4,17	4,83	-	-	-
Інвертор	2,85	3,75	4,35	-	-	-
Первинна обмотка трансформатора	2,565	3,375	3,915	-	-	-
Вторинна обмотка трансформатора	2,565	3,375	3,915	-	-	-
Випрямляч	2,565	3,375	3,915	-	-	-
Автономний інвертор напруги	2,31	3,04	3,52	2,2	3,0	4,0

Потужність всіх перетворювачів тягового плеча (крім АІН) і трансформатора повинна бути на 10 % більше потужності АІН, так як вони живлять також допоміжні машини від ланки постійної напруги. Тоді при постійному значенні напруги струмове навантаження на елементах тягового плеча буде відповідно на 10 % більше. Тобто при номінальному струмі АТД рівному 450 А номінальний струм всіх перетворювачів тягового плеча (крім АІН) і трансформатора буде рівний $450 + (450 \cdot 0,1) = 495$ А. Отже для подальших розрахунків можна прийняти стум рівний 500 А.

Визначення основних параметрів вхідного випрямляча

Визначення основних параметрів вхідного випрямляча виконується з метою визначення номіналів силових напівпровідникових приладів (діодів і транзисторів).

Оскільки в силовій схемі (див. рис. 2.8) застосовуються шість однакових тягових плечей для живлення шести тягових двигунів, то розрахунок виконано для одного вхідного випрямляча. Інші випрямлячі матимуть такі ж параметри.

1. Середнє значення випрямленої напруги [61, 62]:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (U_2 \sqrt{2} \sin \omega t) d\omega t = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \approx 0,9 U_2, \quad (2.17)$$

$$\text{де } U_2 = \frac{U_{KM}}{6} = \frac{25000}{6} = 4167 \text{ В},$$

U_{KM} - номінальна напруга контактної мережі змінного струму, В.

$$U_d = 0,9 \cdot 4167 = 3750 \text{ В}.$$

2. Середнє значення струму:

$$I_a = \frac{I_d}{2} = \frac{500}{2} = 250 \text{ А}, \quad (2.18)$$

де I_d - середнє значення випрямленого струму, А.

3. Максимальне значення струму вентиля:

$$I_{\max} = \sqrt{2} I_d = \sqrt{2} \cdot 500 = 705 \text{ А}. \quad (2.19)$$

4. Діюче значення струму вентиля:

$$I_v = \frac{\pi}{4} I_d = \frac{3,14}{4} \cdot 500 = 393 \text{ А}. \quad (2.20)$$

5. Діюче значення вхідного струму випрямляча:

$$I_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_d \approx 1,11 I_d = 1,11 \cdot 500 = 555 \text{ А}. \quad (2.21)$$

6. Максимальна зворотна напруга на вентилі в непровідну частину періоду:

$$U_{b\max} = \sqrt{2} \cdot U_2 = \frac{\pi U_d}{2} = \frac{3,14 \cdot 3750}{2} = 5888 \text{ В.} \quad (2.22)$$

7. Амплітуда основної гармоніки випрямленої напруги з частотою 2ω :

$$U_{m(2)} = \frac{2}{3} U_d = \frac{2}{3} \cdot 3750 = 2500 \text{ В.} \quad (2.23)$$

8. Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги:

$$p = \frac{U_{m(2)}}{U_d} = \frac{2}{3} \approx 0,67. \quad (2.24)$$

9. Потужність, яка споживається із контактної мережі одним вхідним перетворювачем:

$$S_{\text{кМ}} = 1,11 P_d = 1,11 I_d U_d = 1,11 \cdot 4167 \cdot 500 = 2312685 \text{ Вт} = 2313 \text{ кВт.} \quad (2.25)$$

10. Загальна потужність, яка споживається із контактної мережі електровозом:

$$S_{\text{загкМ}} = 6 S_{\text{кМ}} = 6 \cdot 2313 = 13876 \text{ кВт.} \quad (2.26)$$

Так як коефіцієнт трансформації FIT має одиницю, то струмові параметри вхідного QS2 і вихідного QS3 інверторів відповідають параметрам вхідного випрямляча QS1 (див. рис. 2.1), а напруга на елементах QS2 та QS3 має нижче значення (див. табл. 2.2), тому параметри вентилів вхідного перетворювача задовольняють параметри інших перетворювачів.

Визначення основних параметрів трифазного автономного інвертора PWR

Напруга кожного вентиля автономного інвертора згідно розробленої схеми повинна витримувати максимальну напругу контактної мережі, тобто 4 кВ плюс перенапруження, які виникають при комутації вентилів. Як було визначено вище для АІН необхідні прилади, які витримують зворотну напругу 6,5 кВ.

Струм на вході інвертора [63, 64]:

$$I_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_\phi = 1,35 I_\phi \cos \varphi_n = 1,35 \cdot 450 \cdot 0,86 = 522 \text{ A.} \quad (2.27)$$

Амплітудне значення струму через напівпровідниковий ключ:

$$I_{K\max} = \sqrt{2} I_\phi = \frac{1,05 I_d}{\cos \varphi_n} = \frac{1,05 \cdot 522}{0,86} = 637 \text{ A.} \quad (2.28)$$

2.2.1 Обґрунтування вибору типу силових напівпровідникових приладів

Основу сучасної силової перетворювальної техніки складають транзистори MOSFET та IGBT.

MOSFET – це польовий транзистор. За принципом управління – не струмовий, а потенціальний прилад.

Транзистори MOSFET в порівнянні з біполярними транзисторами мають наступні переваги:

- оскільки MOSFET управляються не струмом, а електричним полем, то можливо спростити схему управління і зменшити потужність на управління;
- в польових транзисторах відсутня інжекція неосновних носіїв в базову область, тому вони можуть перемикатися із більш високою швидкістю;
- оскільки польові транзистори термостійкі, тобто з ростом температури збільшується опір їх каналу, це дозволяє реалізувати паралельне з'єднання MOSFET для збільшення навантажувальної здатності;
- в польових транзисторах відсутній вторинний пробій, тому область їх безпечної роботи ширша, ніж у біполярних транзисторів [65].

Основні недоліки транзисторів MOSFET:

- у відкритому стані канал транзистора MOSFET представляє собою активний опір ($R_{ds(on)}$), значення якого невелике лише у транзисторів з допустимою напругою «сток-істок» (U_{dsmax}) не більше 250...300 В. З підвищенням допустимої напруги спостерігається його значний зріст, що змушує з'єднувати прилади паралельно, обмежувати струм, який приходить на один транзистор, тобто недовантажувати прилад;

- суттєвий недолік транзисторів MOSFET пов'язаний з технологією їх виготовлення, оскільки до теперішнього часу технологічно не вдається виготовити їх без паразитних елементів, одним з яких є біполярний транзистор;
- наявність паразитних міжелектродних ємностей викликає ефект «гальмування» транзистора при перемиканні, і чим потужніший транзистор, тим складніше забезпечити швидкість його перемикання [65].

Отже, транзистори MOSFET є майже ідеальними приладами при використанні їх в силовій електроніці. Проте, при перевищенні робочої напруги вище 250...300 В (максимум 400 В) потрібен прилад з більш високим значенням величини напруги «сток-істок». Максимальна величина допустимої напруги «сток-істок» більшості серійних транзисторів MOSFET на сьогодні складає порядку 800 В, але опір у відкритому стані в них вимірюється вже в одиницях Ом. Хоча і можливо знайти прилади з допустимою напругою «сток-істок» порядку 1000...1200 В, проте, це лише «одиничний товар», який не знаходить практичного застосування, а тому поступово зникає з ринку силових напівпровідників [65].

При розробці перетворювачів для електрорухомого складу допустимої робочої напруги приладів MOSFET недостатньо, тому застосовуються транзистори типу IGBT. В таких транзисторах поєднано такі переваги біполярних транзисторів: значна допустима величина напруги «колектор-емітер», і польових транзисторів – мінімальні затрати енергії на управління. Сьогодні IGBT виготовляються на робочу напругу 6,5 кВ, що цілком достатньо для створення перетворювачів електрорухомого складу без послідовного з'єднання приладів.

Основним недоліком IGBT є значний час вимикання, що обмежує частоти перемикання від 20...до 100 кГц навіть у швидкодіючих транзисторів. Крім того, з ростом частоти необхідно зменшувати максимальний струм колектора, оскільки зростають втрати на перемикання. Із рис. 2.9 [65] видно, що при роботі транзисторів на частотах вище 10 кГц доводиться зменшувати струм колектора більше як в двічі. Крім того, в силових інверторів зі збільшенням потужності

перетворення робочу частоту необхідно знижати для зменшення впливу паразитних індуктивностей монтажу.

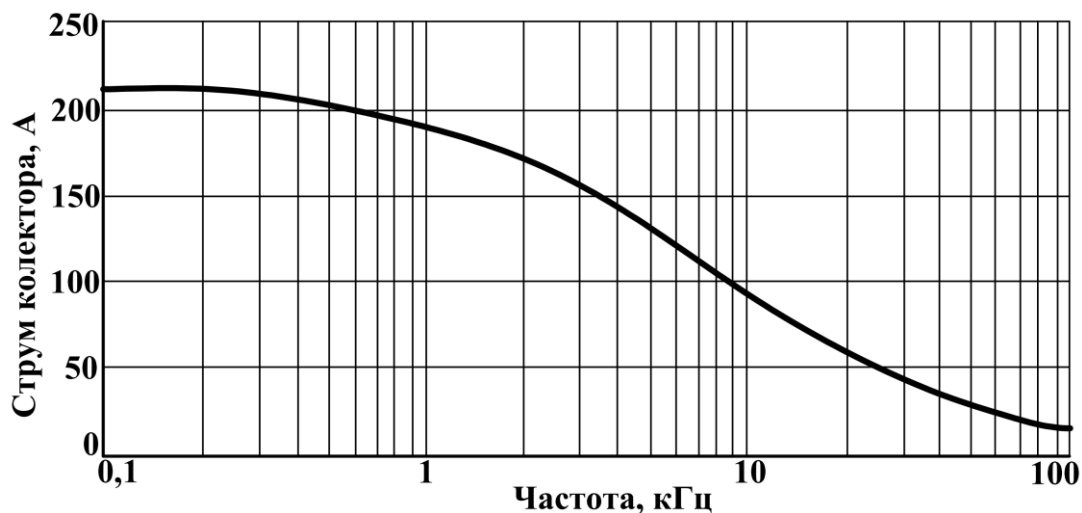


Рисунок 2.9 – Залежність струму колектора від частоти напівмостового транзисторного модуля GA400TD60U класу ultra-fast

Провідними світовими виробниками IGBT є компанії «International Rectifier», «IXYS», «Intersil», «Semikron», «Mitsubishi», «Eupec», «Dynex», «Infineon», «ABB». Детальний аналіз продукції цих фірм показав, що більшість з них («International Rectifier», «Intersil», «Semikron», «Mitsubishi») обмежується виробництвом транзисторів з максимальною напругою 1700 В. Лише компанії «IXYS», «Dynex», «Infineon», «ABB» виготовляють транзистори 65 класу. Серед яких тільки «Infineon» [66] та «ABB» [67] виготовляють такі транзистори для ряду струмів навантаження. Тому параметри приладів цих виробників будуть використовуватися при подальших дослідженнях.

2.2.2 Визначення максимальної частоти ланки підвищеної частоти

Ланка підвищеної частоти складається із трансформатора підвищеної частоти та інвертора, який живить його обмотки.

Допустима робоча частота трансформатора визначається, головним чином, магнітними та електричними властивостями матеріалу магнітопроводу. Підвищення частоти призводить до зростання нагріву сердечника, що обумовлено, з однієї сторони, дією вихрових струмів, а з іншої – зменшенням площі поверхні охолодження (внаслідок зменшення габаритів трансформатора).

Тому для зменшення температури нагріву необхідно знижати вихрові струми в сердечнику. Для цього потрібно застосовувати магнітом'які матеріали з питомим опором більшим, ніж у електротехнічних сталей.

Сучасні магнітні матеріали дозволяють виготовляти трансформатори, які здатні працювати на частотах до сотень кілогерц [68].

Допустима робоча частота інвертора обмежується комутаційними властивостями силових ключів. Існуючі силові керовані напівпровідникові ключі великої потужності працюють на частотах до десятків кілогерц, а їх допустима робоча частота обмежується, головним чином, тепловими параметрами.

Як було визначено раніше, в перетворювачах розробленої схеми потрібно застосовувати IGBT 65 класу. Тому при визначеному класі силового напівпровідникового приладу максимальна частоти ланки залежить від струму навантаження і визначається допустимими втратами потужності.

Загальні втрати потужності в IGBT P визначаються тепловими параметрами приладу та складаються із таких складових:

$$P = P_{cond} + P_{sw} + P_{упр} + P_{зс}, \quad (2.29)$$

де P_{cond} - втрати потужності у провідному (відкритому) стані, Вт;

P_{sw} - втрати потужності при комутації, Вт;

$P_{упр}$ - втрати потужності на управління приладом, Вт;

$P_{зс}$ - втрати потужності, спричинені протіканням зворотного струму, Вт.

Втрати потужності $P_{упр}$ та $P_{зс}$ мають відносно низькі значення, тому ними можна знехтувати, що не вплине на точність при розрахунках. Тоді:

$$P = P_{cond} + P_{sw}. \quad (2.30)$$

Втрати потужності у провідному стані P_{cond} в IGBT при синусоїдальній ШІМ для дворівневого АІН визначаються за формулою [70]:

$$P_{cond} = 0,5 \left(U_{CEO} \frac{I_m}{\pi} + r_{CE} \frac{I_m^2}{4} \right) + m \cos \varphi \left(U_{CEO} \frac{I_m}{8} + r_{CE} \frac{I_m^2}{3\pi} \right), \quad (2.31)$$

де U_{CEO} - порогова напруга IGBT у відкритому стані, В (рис. 2.10);

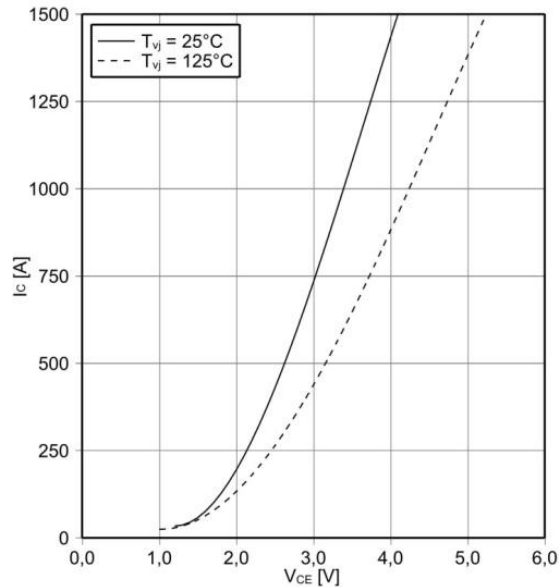


Рисунок 2.10 Залежність падіння напруги на транзисторі від струму колектора IGBT типу FZ750R65KE3 виробництва компанії Infineon

r_{CE} - динамічний опір IGBT у відкритому стані, Ом;

m - коефіцієнт модуляції;

$\cos \varphi$ - коефіцієнт потужності трансформатора підвищеної частоти.

I_m - амплітудне значення струму навантаження трансформатора підвищеної частоти:

$$I_m = \sqrt{2}I_d, \quad (2.32)$$

де I_d - діюче значення струму навантаження трансформатора підвищеної частоти, А.

Втрати потужності при комутації визначаються за виразом [69, 70]:

$$P_{sw} = f_{sw} \left(\frac{a}{2} + \frac{bi}{\pi} + \frac{ci^2}{4} \right) \frac{U_{DC}}{U_{nom}}, \quad (2.33)$$

де f_{sw} - частота комутації, Гц;

a , b , c , - коефіцієнти поліному, який апроксимує залежність енергії втрат при комутації IGBT від струму колектора (рис. 2.11);

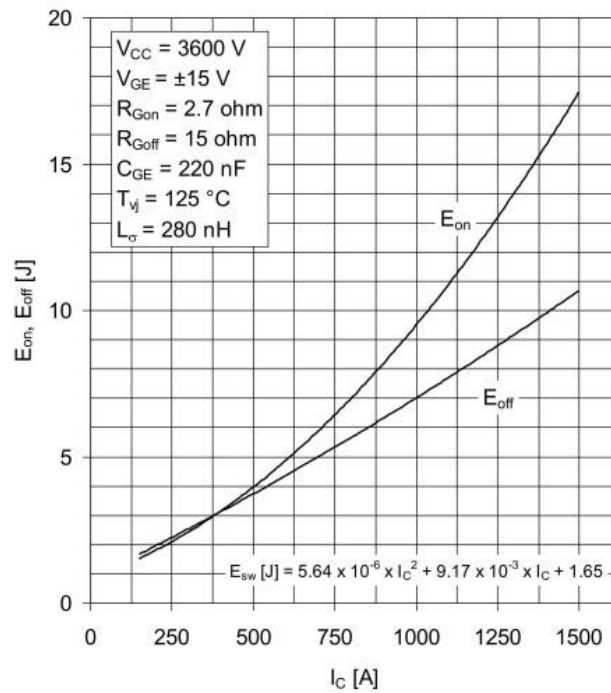


Рисунок 2.11 Залежність енергії комутації від струму колектора за імпульс для IGBT типу 5SNA0750G650300 виробництва компанії ABB

U_{DC} - напруга ланки постійного струму, В;

U_{nom} - значення напруги, при якій визначаються параметри вмикання та вимикання IGBT, В.

Допустимі значення повних втрат визначаються за формулою [71]:

Повні втрати потужності P визначаються за формулою:

$$P_{max} = \frac{T_j - T_a}{R_{thja}}, \quad (2.34)$$

де T_j - максимально допустима температура нагріву напівпровідникового кристалу °C;

T_a - температура навколишнього середовища, °C.

R_{thja} - тепловий опір кристал – середовище охолодження, Вт/°C.

Тепловий опір R_{thja} складається з таких складових (рисунок 2.12):

$$R_{thja} = R_{thjc} + R_{thch} + R_{thha}, \quad (2.35)$$

де R_{thjc} - тепловий опір кристал – корпус, Вт/°C;

R_{thch} - тепловий опір корпус – охолоджувач, Вт/°C;

R_{thha} - тепловий опір охолоджувач – охолоджувальне середовище, Вт/°C;

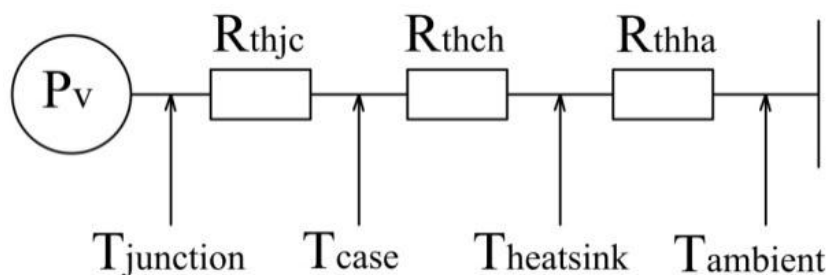


Рисунок 2.12 – Теплова схема заміщення напівпровідникового приладу

Значення величин опорів R_{thjc} та R_{thch} наводяться у паспортних даних на прилад, а R_{thha} - на охолоджувач.

Загальні втрати потужності P не повинні перевищувати допустимих втрат P_{max} , тому їх значення можна прирівняти:

$$P_{cond} + P_{sw} = \frac{T_j - T_a}{R_{thja}}. \quad (2.36)$$

З урахуванням виразів (2.30), (2.31), (2.33)...(2.36) максимальну частоту комутації IGBT можна визначити за формулою [72]:

$$f_{sw} = \frac{\left(\frac{T_j - T_a}{R_{thjc} + R_{thch} + R_{thha}} - \left(0,5 \left(U_{CEO} \frac{I_m}{\pi} + r_{CE} \frac{I_m^2}{4} \right) + m \cos \varphi \left(U_{CEO} \frac{I_m}{8} + r_{CE} \frac{I_m^2}{3\pi} \right) \right) \right)}{\left(\frac{a}{2} + \frac{bI_m}{\pi} + \frac{cI_m^2}{4} \right)} \frac{U_{nom}}{U_{DC}} \quad (2.37).$$

Отримані результати розрахунків максимальної частоти в залежності від струму навантаження та типу IGBT зведені до табл. 2.3. На рис. 2.13, 2.14 показані графіки залежності частоти від струму для IGBT компанії Infineon та ABB відповідно.

Як видно з табл. 2.3 IGBT компанії Infineon за частотними параметрами переважають IGBT компанії ABB для всього розглянутого діапазону струмів навантаження (200...600 А). Для досягнення максимальної частоти комутації IGBT при струмі навантаження трансформатора 200 А потрібно

використовувати прилад з номінальним паспортним струмом навантаження 600 А, для решти величин струму, розглянутого діапазону, – 750 А.

Таблиця 2.3 – Значення максимальних частоти від струмів для IGBT

Струм навантаження обмотки трансформатора, А	Виробники IGBT							
	Infineon					ABB		
	Номінальний (паспортний) струм навантаження IGBT, А							
	250	400	500	600	750	400	500	750
	Максимально допустима частота IGBT, Гц							
200	1491	2410	2487	2880	2804	2661	1857	1973
250	1076	1857	1970	2326	2330	2037	1530	1705
300	-	1491	1622	1977	1987	1582	1269	1477
350	-	1201	1327	1649	1704	1208	1053	1282
400	-	971	1100	1391	1494	932	871	1121
450	-	-	920	1194	1267	-	719	973
500	-	-	759	1008	1094	-	586	841
550	-	-	-	864	955	-	-	734
600	-	-	-	736	825	-	-	629

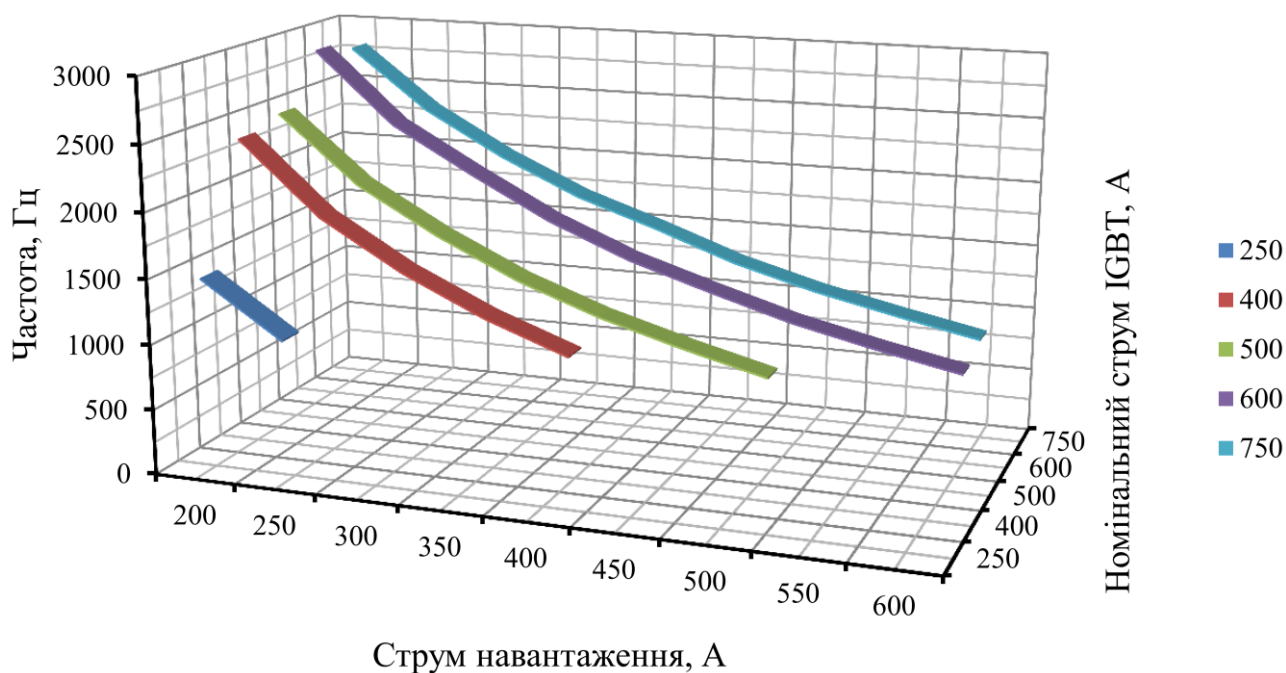


Рисунок 2.13 – Графіки залежності частоти від струму для IGBT компанії Infineon

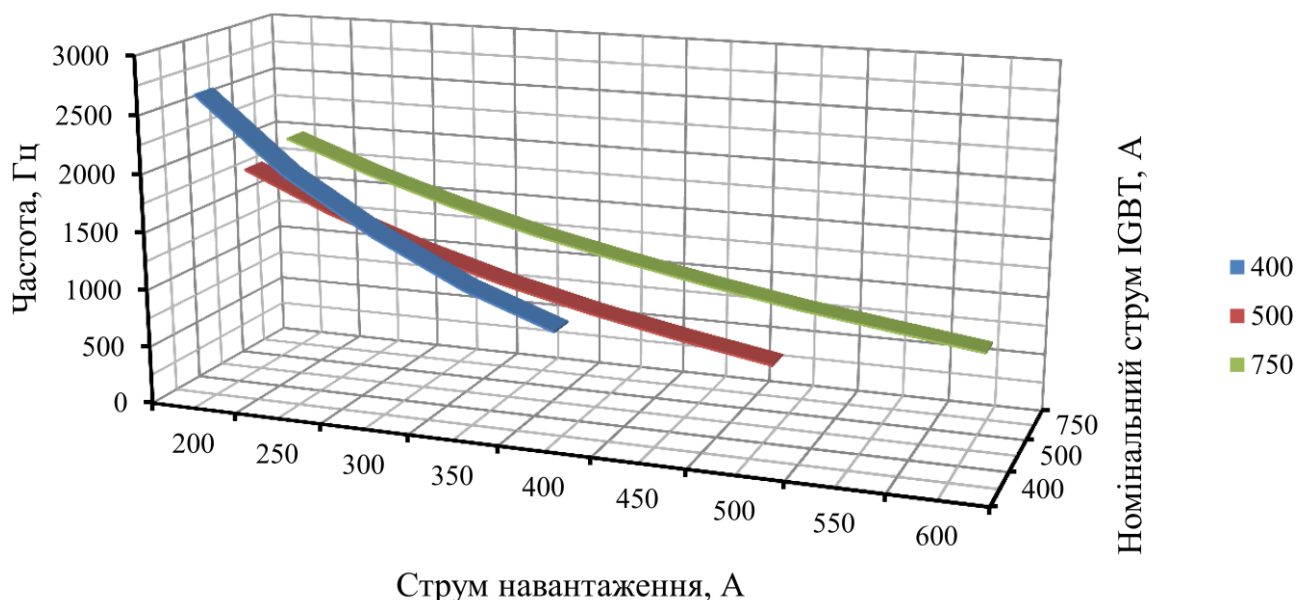


Рисунок 2.14 – Графіки залежності частоти від струму для IGBT компанії ABB

Отже, лімітуючою складовою стосовно максимальної робочої частоти ланки підвищеної частоти є силові напівпровідникові ключі інвертора. За комутаційними властивостями в діапазоні струмів навантаження 200...600 А IGBT 65 класу виробництва компанії Infineon більш прийнятні для використання їх в перетворювачах порівняно до IGBT такого ж класу виробництва компанії ABB. Максимальна допустима частота комутації IGBT при струму 200 А становить 2880 Гц, при 600 А, - 825 Гц.

2.3 Висновки до другого розділу

1. Розроблено структуру силової схеми з застосуванням трансформатора підвищеної частоти. Найбільшу відмінність з точки зору конструктивної побудови та практичної значимості мають такі варіанти схем: із застосуванням двох трифазних трансформаторів; із одним шестиобмотковим трансформатором; зі шістьма окремими однофазними трансформаторами.

2. Встановлено, що найбільш раціональною з точки зору масо-габаритних показників трансформатора є схема з одним шести обмотковим трансформатором.

3. Розроблено аварійну схему силових кіл електрорухомого складу подвійного живлення з застосуванням одного шестиобмоткового трансформатора підвищеної частоти.

4. Встановлено, що діапазон робочих напруг на вході автономного інвертора напруги (в ланці постійної напруги) при живленні ЕРС від мережі змінного струму попадає в діапазон напруг при живленні ЕРС від мережі постійного струму, тому коефіцієнт трансформації трансформатора підвищеної частоти можна прийняти рівним одиниці.

5. Встановлено, що максимальна робоча частота ланки підвищеної частоти визначається комутаційними параметрами силових напівпровідникових ключів та струмом навантаження інвертора.

6. Визначено, що найбільш прийнятними для використання в схемі розробленої структури є транзистори IGBT 65 класу.

7. Встановлено, що за комутаційними властивостями в досліджуваному діапазоні струмів 200...600 А IGBT 65 класу виробництва компанії Infineon більш прийнятні для використання їх в перетворювачах порівняно з IGBT такого ж класу виробництва компанії ABB.

8. Визначено максимальні робочі частоти ланки підвищеної частоти, які для діапазону струмів 200...600 А знаходяться в межах 2880...825 Гц.

РОЗДІЛ 3

ОБГРУНТУВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ТЯГОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА ПІДВИЩЕНОЇ ЧАСТОТИ

3.1 Особливості режимів роботи тягових трансформаторів

Тягові трансформатори є частиною перетворювальних установок електрорухомого складу і виконують такі основні функції: перетворення енергії зі зміною напруги до рівнів, необхідних для живлення тягових двигунів або інших пристроїв; регулювання вихідної напруги в межах, необхідних для отримання потрібних режимів роботи тягових двигунів, а також використовуються для живлення допоміжних пристроїв ЕРС.

На відміну від стаціонарних тягові трансформатори мають свої особливості режимів роботи. Перший режимний стан трансформатора відповідає включенню тягових двигунів, коли навантаження визначається тяговими та гальмівними процесами; другий – виключенню тягових двигунів, тобто при вибігу поїзда та його зупинці. При цьому трансформатор працює в режимі, близькому до холостого ходу [73, 74].

Навантаження тягових двигунів і відповідно, трансформаторів більшість робочого часу нижче номінального, тому для максимального використання потужності трансформатора його втрати повинні бути найменшими при холостому ході та низьких навантаженнях, тобто потрібно знижати втрати в сталі $\Delta P_{\text{ст}}$ відносно втрат в міді $\Delta P_{\text{м}}$, а їх відношення оцінюється коефіцієнтом відносних втрат [73, 74]

$$K_{\text{ит}} = \frac{\Delta P_{\text{м}}}{\Delta P_{\text{с}}} \quad (3.1)$$

Для тягових трансформаторів $K_{\text{ит}}$ приймають рівним 4...6 [66], тобто більш високим, ніж в трансформаторах загального призначення.

На конструкцію тягових трансформаторів значною мірою впливають обмеження габаритних розмірів і маса.

Трансформатор – найбільш важкий і громіздкий елемент електрорухомого складу, тому його потрібно розташовувати лише у визначеному місці з метою досягнення рівномірного навантаження на колеса.

Сучасний ЕРС подвійного живлення з тяговим асинхронним приводом містить вхідний перетворювач 4QS, який призначений для випрямлення, підвищення і стабілізації напруги. Такий перетворювач працює, як правило, в режимі широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). Алгоритмом роботи 4QS закладено короткочасне замикання вторинної обмотки трансформатора. Для нормальної роботи випрямляча з ШІМ потрібен трансформатор спеціальної конструкції з підвищеною індуктивністю розсіювання обмоток. Такий показник трансформатора характеризується величиною відносної напруги короткого замикання. У тягових трансформаторах ЕРС з діодними та тиристорними випрямлячами і фазовим регулюванням напруги величина відносної напруги короткого замикання складає біля 10%. Для роботи випрямляча з ШІМ необхідна величина відносної напруги короткого замикання становить близько 60 % [74].

3.2 Обґрунтування вибору магнітного матеріалу для магнітопровода трансформатора

Вище було визначено, що найбільш раціональним способом поліпшення масогабаритних показників трансформатора є підвищення частоти прикладеної напруги. Маса G та лінійні розміри l трансформатора, магнітопровід якого виконано з електротехнічної сталі, пропорційні частоті f та потужності S у таких співвідношеннях [58]:

$$G \sim \frac{\sqrt[4]{S^3}}{f^{0,27}}; \quad l \sim \frac{\sqrt[4]{S}}{f^{0,09}}. \quad (3.2)$$

Наприклад, при підвищенні частоти з 50 Гц до 2000 Гц маса трансформатора знизиться в 2,7 рази, а лінійні розміри в 1,4 рази.

Втрати в сталі p_c залежать від величини магнітного потоку Φ , а отже від е. р. с. E ; проте на практиці при визначенні втрат p_c можна приймати $U = E$.

Втрати в сталі сердечника залежать від індукції матеріалу B , ваги G та частоти перемагнічування f . Наближено можна прийняти

$$p_c = p_{B/f} \left(\frac{f}{f} \right)^{1,3} \left(\frac{B}{B} \right)^2 G, \quad (3.3)$$

де $p_{B/f}$ - питомі втрати в сталі при заданому значенні індукції та частоті, Вт/кг.

Величина індукції визначається за виразом:

$$B = \frac{\Phi}{S}. \quad (3.4)$$

Величина магнітного потоку рівна:

$$\Phi = \frac{U}{4,44 f w}. \quad (3.5)$$

Із виразу (3.3) випливає, що при збільшенні частоти f вище номінальної та при збереженні номінальної первинної напруги втрати в сталі p_c будуть зменшуватися, так як при цьому згідно виразу (3.5) магнітний потік Φ , а відповідно, і індукція B змінюються зворотно пропорційно, тому з ростом частоти коефіцієнт корисної дії трансформатора буде збільшуватися.

Проте з ростом частоти збільшуються втрати на вихрові струми, що призводить до підвищення нагріву сердечника. Оскільки з ростом частоти зменшуються габарити трансформатора, то відповідно буде зменшуватися і його поверхня охолодження. Для зниження втрат, які викликані дією вихрових струмів потрібно застосовувати магнітом'які матеріали з питомим опором більшим ніж у електротехнічних сталей.

В залежності від діапазону робочих частот в магнітопроводах трансформаторів використовуються відповідні магнітом'які матеріали.

Незалежно від області застосування вони повинні відповідати наступним основним вимогам [75,76]:

1. Легко намагнічуватися і розмагнічуватися, тобто повинні мати вузьку петлю гістерезису. Цьому відповідає низьке значення коерцитивної сили і високе значення магнітної проникності, в першу чергу початкової і максимальної. Виконання цієї вимоги визначає, наприклад, величину струму холостого хода в трансформаторах.

2. Мати високе значення магнітної індукцією насичення, тобто забезпечувати проходження максимальної величини магнітного потоку через задану площу поперечного перерізу магнітопроводу. Виконання цієї вимоги дозволяє отримати найменші габарити і масу трансформатора, а якщо задані габарити – то найбільшу потужність або напругу на виході.

3. Магнітний матеріал повинен мати найменші втрати при перемагнічуванні, які складаються в основному із втрат на гістерезис і вихрових струмів. Тобто матеріал повинен мати високий питомий електричний опір.

4. Мати стабільні властивостей, як у часі, так і у відношенні до зовнішніх факторів впливу, таких як температура і механічне напруження.

5. Для покращення температурної стабільності важливо, щоб точка Кюрі матеріалу була як найвище.

Магнітні матеріали за принципом електропровідності розділяють на три групи:

- а) провідникові – електротехнічні сталі і сплави;
- б) напівпровідникові – ферити;
- в) діелектричні – магнітодіелектрики.

В трансформаторах, які працюють на промисловій частоті застосовуються магнітопроводи з електротехнічних сталей та низьконікелевих пермалоїв. Такі матеріали мають найбільшу індукцію насичення (поступаються лише чистому залізу) серед магнітом'яких матеріалів [77,78], тому використовуються при виготовленні силових трансформаторів. При використанні таких матеріалів в

трансформаторах підвищеної частоти різко зростають втрати холостого ходу, оскільки електротехнічна сталь та пермалої мають відносно низький питомий електричний опір.

В області високих частот використовуються ферити та магнітодіелектрики [79]. Такі матеріали мають на декілька порядків вищий питомий електричний опір ніж електротехнічні сталі, проте поступаються величиною максимальної індукції насичення. До того ж ферити та магнітодіелектрики мають високу крихкість, що не дозволяє використовувати їх в якості магнітопроводів тягових трансформаторів електрорухомого складу.

До особливої групи магнітних матеріалів відносяться нанокристалічні та аморфні сплави.

Нанокристалічні сплави – сплави із змішаною аморфно-кристалічною структурою. Така структура може включати кристали твердого розчину кремнію в α -залізі розмірами 10-20 нм (нанокристали) і аморфної фази, яка утворює таку (в декілька атомних шарів) оболонку навкруги цих кристалів [80].

Найбільше розповсюдження отримав сплав Finimet, який відрізняється від інших сплавів високим значенням індукції насичення (більше 1,2 Тл) з гістерезисними магнітними властивостями на рівні магнітом'яких кристалічних і аморфних сплавів [81].

В Японії найбільш розповсюдженими є нанокристалічними сплавами марки FT-I, які випускаються у вигляді стрічки товщиною до 40 мкм і шириною 0,5...100 мм.

Основні технічні дані окремих нанокристалічних сплавів приведені в табл. 3.1 [82].

Нанокристалічні сплави застосовуються в сердечниках силових та вимірювальних трансформаторів струму промислової та підвищеної частоти (50...100 кГц), імпульсних високочастотних трансформаторів, роторів електродвигунів, датчиків, перемикачів та інших пристроїв, основними вимогами до яких є значна індукція насичення, низькі втрати на перемагнічування, високі значення магнітної проникності.

Нанокристалічні матеріали мають високу корозійну стійкість. Особливий інтерес викликають механічні властивості об'ємних нанокристалічних матеріалів. Зменшення розміру кристалу з 10 мкм до 10 нм дає підвищення міцності приблизно в 30 разів.

Таблиця 3.1 – Основні технічні дані окремих нанокристалічних сплавів

Марка сплаву	Максимальне значення індукції насичення	Початкове значення магнітної проникності			Питомі втрати, Вт/кг
		1 кГц	10 кГц	100 кГц	
Finimet	1,24	100000	-	-	38,5
FT-IH	1,35	5000	-	-	130
FT-IM	1,35	70000	50000	16000	48,3
FT-IL	1,41	22000	22000	15000	42,8

Сьогодні розроблені сплави з нанозернами α -Fe («наноперм») α '-FeCo («хитперм»), які мають високе значення індукції насичення – 1,7...2,0 Тл відповідно [82]. Проте внаслідок значних технологічних труднощів сплави не отримали широкого застосування.

Аморфні сплави – це сплави, які мають випадкову (некристалічну) структуру. До складу сплаву входять дві групи елементів: перехідні метали (Fe, Co...) і аморфоутворюючі елементи (B, C, Si...) [83]. Аморфна структура сплаву виходить тільки при визначеній швидкості його охолодження – сотні і тисячі градусів за секунду.

Сьогодні найбільше розповсюдження отримали магнітом'які аморфні сплави, в яких поєднані високі магнітні і механічні властивості. Магнітом'які аморфні сплави – феромагнітні сплави з вузькою петлею гістерезису. Особливістю їх є присутність великої кількості (біля 20%) немагнітних елементів, таких як бор, кремній, фосфор та ін., які необхідні для збереження аморфної структури. Наявність цих елементів призводить до зниження максимального значення індукції насичення, але збільшують електроопір, підвищують твердість і міцність аморфних сплавів, а також їх корозійну стійкість [84].

Сердечники трансформаторів, які виготовлені з аморфного сплаву мають значно нижчі питомі магнітні втрати відносно сердечників із фериту, пермалою або електротехнічної сталі і зберігають високе значення індукції насичення при роботі на високих частотах.

За рахунок фізичних властивостей магнітопроводи, які виготовлені із аморфних сплавів, широко застосовуються при конструюванні вимірювальних трансформаторів напруги і струму, трансформаторів вторинних джерел живлення, імпульсних та сигнальних трансформаторів, дроселів фільтрів і резонансних контурів, магнітних екранів, головок магнітного запису, модуляторів, силових трансформаторів та ін.

Аморфні сплави на основі заліза, які мають найбільшу магнітну індукцію насичення (1,5...1,6 Тл), та порівняно (у відношенні до кристалічної сталі) низькі втрати можуть успішно використовуватися в якості магнітопроводів силових трансформаторів (рис. 3.2) [85, 86], які працюють на промислових та більш високих частотах. Це обумовлено низькими сумарними втратами, які на порядок нижчі, ніж у кремнієвих електротехнічних сталей. Для виготовлення трансформаторів підвищеної частоти найбільш перспективними є кобальтовмістні сплави, які мають низьке значення коерцитивної сили та низькі питомі втрати.

Незалежно від варіанта застосування, при використанні аморфних сердечників в індуктивних компонентах забезпечуються наступні переваги:

- 1) зменшена маса;
- 2) розширений температурний діапазон від -60 до 125°C;
- 3) підвищена стабільність властивостей та надійність;
- 4) висока точність для вимірювальних пристроїв;
- 5) підвищення ККД пристрою.



Рисунок 3.1 – Магнітопровід трансформатора із аморфного сплаву

Порівняльні характеристики аморфних магнітом'яких матеріалів відносно традиційних наведено до табл. 3.2 [87].

Таблиця 3.2 – Порівняльні характеристики аморфних магнітом'яких матеріалів відносно традиційних

Показники	Матеріал					
	Електротехнічна сталь	Пермалої		Ферити Mn-Zn	Аморфні сплави	
		50 Ni	80 Ni		На основі Co	На основі Fe
Амплітуда маг. інд., Т	2,0	1,55	0,74	0,5	0,58	1,56
Коерцитивна сила, Е	0,5	0,15	0,03	0,1	0,005	0,03
Початкова проникність	1500	6000	40000	3000	60000	5000
Максимальна проникність	20000	60000	200000	6000	1000000	50000
Питомий опір, Ом/см	50	30	60	1000000	120	130

За даними компанії Metglas втрати за рік в силових трансформаторах розподільних мереж, в яких використовуються магнітопровід із електротехнічної сталі, складають біля 8 % від закупівельної вартості. В табл. 3.3 [87] наведено середні втрати холостого ходу для силових трансформаторів номінальної напруги 10 кВ і потужністю від 25 до 2500 кВА.

Із табл. 3.3 видно, що використання у магнітопроводах аморфних матеріалів, замість традиційної трансформаторної сталі дозволяє знизити

втрати холостого ходу в 4...5 разів. І, хоча, такі трансформатори мають більшу вартість, за рахунок своєї економічності, в довгостроковій перспективі мають більш вигідний вклад.

Таблиця 3.3 - Середні втрати холостого ходу для силових трансформаторів з різними магнітопроводами

Потужність трифазного трансформатора з напругою 10 кВ, кВА	Втрати холостого ходу, Вт		Відносне зниження втрат, %
	магнітопровід — трансформаторна сталь	магнітопровід — аморфний сплав	
25	100	28	72
40	140	39	72
63	180	50	72
100	260	66	75
250	520	150	71
630	1000	280	77
1000	1700	350	80
1600	2100	490	77
2500	2700	550	80

Сплави Fe-Si-B з високим магнітним насиченням були запропоновані для заміни звичайного кристалічного сплаву Fe-Si в сердечниках трансформаторів, а також сплавів Ni-Si з високою магнітною проникністю. Відсутність магнітокристалічної анізотропії в поєднанні з високим електричним опором знижає втрати на вихрові струми, особливо на високих частотах. Економія за рахунок зниження гістерезисних втрат енергії при використанні сплаву $Fe_{83}B_{15}Si_2$ замість трансформаторних сталей тільки в США складає 300 млн. дол./рік [87, 88].

Аморфні сплави, які виробляються в промислових масштабах, в США називаються Metglas, в Німеччині – Vitrovas, в Японії – Amomet.

Серед широкої номенклатури аморфних сплавів основна увага (в даному випадку) приділяється магнітом'яким аморфним сплавам, які рекомендовано

виробниками для застосування в силових трансформаторах (табл. 3.4) [89]. Головною відмінністю таких сплавів є високе значення магнітної індукції.

Як видно з табл. 3.4 окремий виробник приводить питомі втрати аморфного сплаву при певній частоті та індукції, які відрізняються від значень нормованих ГОСТ 21427.1-83 для електротехнічних сталей. Тому для порівняння питомих втрат аморфного сплаву 2605HB1M (Metglas) з електротехнічною сталлю марки 3407 товщиною листа 0,3 мм потрібно питомі втрати в сталі визначити при індукції 1,3 Тл за формулою [34]:

$$p_{1,3/50} = 1,26 \cdot \left(\frac{50}{50}\right)^{1,5} \cdot \left(\frac{1,3}{1,7}\right)^2 = 0,737 \text{ Вт/кг.} \quad (3.6)$$

Таблиця 3.4 – Основні характеристики розповсюджених аморфних сплавів

Марка аморфного сплаву	Магнітна індукція насичення, В, Тл	Питомі втрати Р, Вт/кг	Температура Кюрі, °С
7421	1,61	$P_{1,45/400}=5,0$ $P_{1,45/1000}=16$	370
7411	1,61	$P_{1,45/50}=0,4$ $P_{1,45/400}=5,0$	370
2НСР	1,45	$P_{0,2/20000}=10$	420
2ХСР	1,10	$P_{0,2/20000}=10$	350
АМАГ225	1,15	$P_{0,5/1000}=6$	435
9КСР	1,61	$P_{1,5/400}=5,0$ $P_{1,5/1000}=10$	460
АМАГ325	1,45	$P_{0,2/1000}=8$	535
2605S2 (Metglas)	1,56	$P_{1/1000}=0,75$	415
2605SC (Metglas)	1,61	$P_{1/1000}=6,0$	370
2605C (Metglas)	1,60	$P_{1,25/60}=0,26$	-
Fe ₈₂ Si ₈ B ₁₀ (Amomet)	1,60	$P_{1,6/60}=0,24$	-
2605SA1 (Metglas)	1,56	$P_{1,3/50}=0,098$	395
2605HB1M (Metglas)	1,63	$P_{1,3/50}=0,083$	364

Отже, питомі втрати в аморфному сплаві 2605HB1M (Metglas) будуть меншими в 9 разів, ніж втрати в електротехнічній сталі марки 3407.

За оцінками [90,91] при заміні в тягових трансформаторах магнітопроводу з електротехнічної сталі на магнітопровід з аморфного сплаву можна отримати економію за рік на одному електровозі серії ДС3 18837 грн., для електровозу ЧС4 48529 грн, для електровозів серії ВЛ80^{к,т,с} 111244 грн.

Основні характеристики аморфного сплаву 2605НВ1М (Metglas) Hitachi Metals приведені в додатку В.

3.3 Визначення основних електромагнітних співвідношень для багатообмоткового трансформатора підвищеної частоти

Для розробленої силової схеми (див. рис. 2.7), як було визначено раніше, доцільно застосовувати багатообмотковий трансформатор. Такий трансформатор має однакову кількість первинних і вторинних обмоток. Всі обмотки об'єднані лише магнітним зв'язком. Первинні обмотки живляться від окремих джерел живлення, які мають однакову величину та форму напруги і працюють синфазно. Розрахункова схема трансформатора зображена на рис. 3.2.

Для аналізу роботи багатообмоткового трансформатора вводяться наступні загальноприйняті припущення [92]:

- 1) активні опори обмоток $R_{11} \dots R_{2N}$ умовно винесені за межі обмоток;
- 2) обмоткові та міжобмоткові ємності не враховуються;
- 3) магнітне поле в сердечнику однорідне в тому розумінні, що вектори індукції на напруженості магнітного поля мають однакові напрямки і довжину в будь-якій точці поперечного перерізу. Крім того, довжина векторів залишається незмінною при русі повздовж силових ліній магнітного поля.

Згідно рис. 3.2 складена система рівнянь [93]:

$$\left\{ \begin{array}{l} e'_{11} = -u_{11} + R_{11}i_{11}, \\ e'_{12} = -u_{12} + R_{12}i_{12}, \\ e'_{1N} = -u_{1N} + R_{1N}i_{1N}, \\ e'_{21} = u_{21} + R_{21}i_{21}, \\ e'_{22} = u_{22} + R_{22}i_{22}, \\ e'_{2N} = u_{2N} + R_{2N}i_{2N} \end{array} \right., \quad (3.7)$$

де $e'_{11} \dots e'_{2N}$ - е. р. с. на затискачах ідеалізованих (без активних опорів) обмоток.

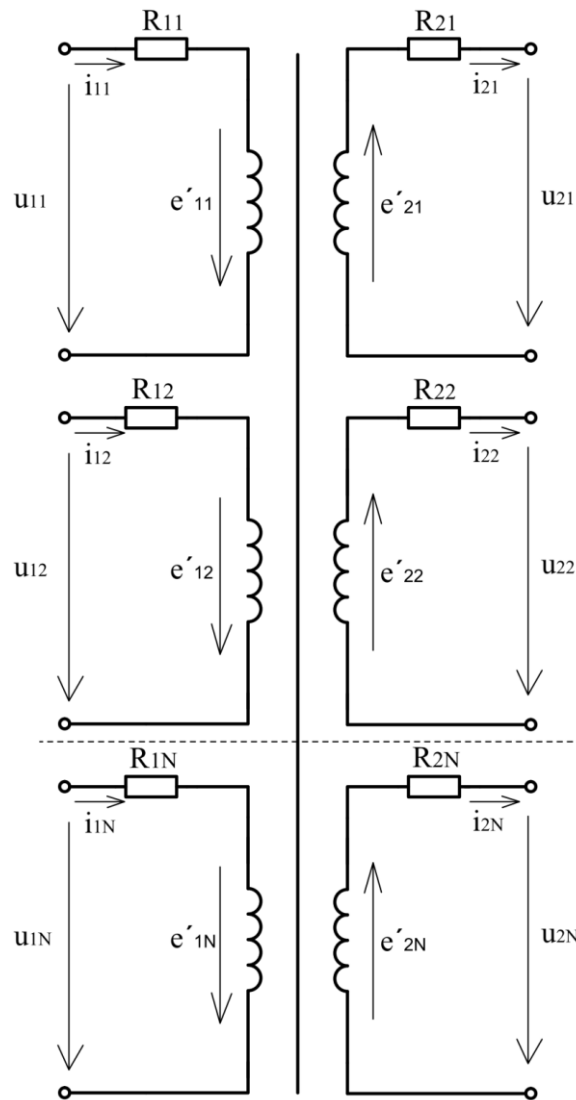


Рисунок 3.2 – Розрахункова схема багатообмоткового трансформатора

Виразивши е. р. с. через магнітний потік $e = -w \frac{d\Phi}{dt}$ отримаємо:

$$\left\{ \begin{array}{l} e'_{11} = -w_{11} \frac{d}{dt}(\Phi + \Phi_{11}), \\ e'_{12} = -w_{12} \frac{d}{dt}(\Phi + \Phi_{12}), \\ e'_{1N} = -w_{1N} \frac{d}{dt}(\Phi + \Phi_{1N}), \\ e'_{21} = -w_{21} \frac{d}{dt}(-\Phi + \Phi_{21}), \\ e'_{22} = -w_{22} \frac{d}{dt}(-\Phi + \Phi_{22}), \\ e'_{2N} = -w_{2N} \frac{d}{dt}(-\Phi + \Phi_{2N}) \end{array} \right. , \quad (3.8)$$

де $w_{11}...w_{2N}$ - число витків відповідних обмоток;

Φ - основний магнітний потік;

$\Phi_{11}... \Phi_{2N}$ - потоки розсіювання обмоток.

Потоки розсіювання обмоток $\Phi_{11}... \Phi_{2N}$ можна виразити через лінійні індуктивності

$$L_{11} = w_{11} \frac{\Phi_{11}}{i_{11}}, ..., L_{2N} = w_{2N} \frac{\Phi_{2N}}{i_{2N}}. \quad (3.9)$$

Е. р. с., які наведені основними магнітним потоком:

$$e_{11} = -w_{11} \frac{d\Phi}{dt}, ..., e_{2N} = -w_{2N} \frac{d\Phi}{dt}. \quad (3.10)$$

Тоді, з урахуванням виразів (3.9) та (3.10) систему рівнянь (3.8) можна представити у наступному вигляді:

$$\left\{ \begin{array}{l} e'_{11} = e_{11} - L_{11} \frac{di_{11}}{dt}, \\ e'_{12} = e_{12} - L_{12} \frac{di_{12}}{dt}, \\ e'_{1N} = e_{1N} - L_{1N} \frac{di_{1N}}{dt}, \\ e'_{21} = -e_{21} - L_{21} \frac{di_{21}}{dt}, \\ e'_{22} = -e_{22} - L_{22} \frac{di_{22}}{dt}, \\ e'_{2N} = -e_{2N} - L_{2N} \frac{di_{2N}}{dt} \end{array} \right. \quad (3.11)$$

Підставимо значення $e'_{11} \dots e'_{2N}$, які визначено системою (3.11), в систему (3.7)

$$\left\{ \begin{array}{l} e_{11} = R_{11} i_{11} + L_{11} \frac{di_{11}}{dt} - u_{11}, \\ e_{12} = R_{12} i_{12} + L_{12} \frac{di_{12}}{dt} - u_{12}, \\ e_{1N} = R_{1N} i_{1N} + L_{1N} \frac{di_{1N}}{dt} - u_{1N}, \\ e_{21} = -R_{21} i_{21} - L_{21} \frac{di_{21}}{dt} - u_{21}, \\ e_{22} = -R_{22} i_{22} - L_{22} \frac{di_{22}}{dt} - u_{22}, \\ e_{2N} = -R_{2N} i_{2N} - L_{2N} \frac{di_{2N}}{dt} - u_{2N}, \end{array} \right. \quad (3.12)$$

З урахуванням коефіцієнта трансформації $k_{2N} = \frac{w_{1N}}{w_{2N}}$ система рівнянь (3.12) має

наступний вигляд:

$$\left\{ \begin{array}{l} e_{11} = R_{11} i_{11} + L_{11} \frac{di_{11}}{dt} - u_{11}, \\ e_{12} = R_{12} i_{12} + L_{12} \frac{di_{12}}{dt} - u_{12}, \\ e_{1N} = R_{1N} i_{1N} + L_{1N} \frac{di_{1N}}{dt} - u_{1N}, \\ k_{21} e_{21} = k_{21}^2 (-R_{21}) \frac{i_{21}}{k_{21}} - k_{21}^2 L_{21} \frac{d}{dt} \frac{i_{21}}{k_{21}} - k_{21} u_{21}, \\ k_{22} e_{22} = k_{22}^2 (-R_{22}) \frac{i_{22}}{k_{22}} - k_{22}^2 L_{22} \frac{d}{dt} \frac{i_{22}}{k_{22}} - k_{22} u_{22}, \\ k_{2N} e_{2N} = k_{2N}^2 (-R_{2N}) \frac{i_{2N}}{k_{2N}} - k_{2N}^2 L_{2N} \frac{d}{dt} \frac{i_{2N}}{k_{2N}} - k_{2N} u_{22} \end{array} \right. \quad (3.13)$$

Системі рівнянь (3.13) відповідає приведена до первинної обмотки еквівалентна схема багатообмоткового трансформатора (рис. 3.3), в якій напруги u_{21} , u_{22} , u_{2N} та струми i_{21} , i_{22} , i_{2N} замінені відповідно на $u'_{21} = k_{21} u_{21}$, $u'_{22} = k_{22} u_{22}$, $u'_{2N} = k_{2N} u_{2N}$, $i'_{21} = \frac{i_{21}}{k_{21}}$, $i'_{22} = \frac{i_{22}}{k_{22}}$, $i'_{2N} = \frac{i_{2N}}{k_{2N}}$.

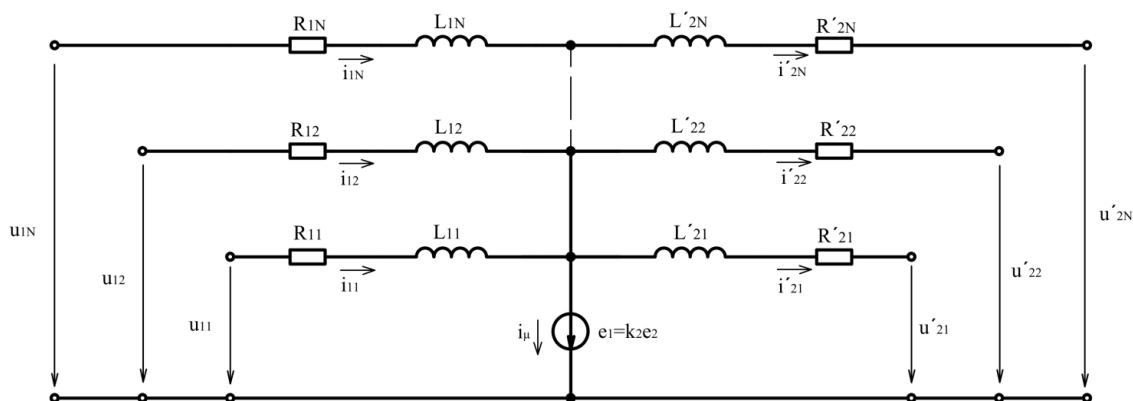


Рисунок 3.3 – Схема заміщення багатообмоткового трансформатора

Оскільки первинні обмотки живляться паралельно напругою однакової величини, то $e_{11} = e_{12} = e_{1N} = e_1$. Вторинні обмотки мають однакові кількість витків та навантаження $e_{21} = e_{22} = e_{2N} = e_2$. Тоді $e_1 = k_2 e_2$ (див. рис. 3.4).

Струм однієї з первинних обмоток (див. рис. 3.4) визначається наступним чином:

$$i_{1N} = i_{\mu} - i_{11} - i_{12} + i'_{21} + i'_{22} + i'_{2N}, \quad (3.14)$$

де i_μ - струм намагнічування;

або

$$i_{1N} = i_\mu - i_{11} - i_{12} + \frac{i_{21}}{k_{21}} + \frac{i_{22}}{k_{22}} + \frac{i_{2N}}{k_{2N}}. \quad (3.15)$$

Е. р. с. e_1 можна розглянути як е. р. с. на затискачах деякої диференціальної індуктивності L_μ (рис. 3.4). З урахуванням зазначеного та виразу (3.15) система рівнянь (3.13) має такий вигляд:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{11} = R_{11}i_{11} + L_{11}\frac{di_{11}}{dt} + L_\mu\frac{di_\mu}{dt}, \\ u_{12} = R_{12}i_{12} + L_{12}\frac{di_{12}}{dt} + L_\mu\frac{di_\mu}{dt}, \\ u_{1N} = R_{1N}i_{1N} + L_{1N}\frac{di_{1N}}{dt} + L_\mu\frac{di_\mu}{dt}, \\ k_{21}u_{21} = -k_{21}^2L_\mu\frac{d}{dt}\frac{i_\mu}{k_{21}} - k_{21}^2R_{21}\frac{i_{21}}{k_{21}} - k_{21}^2L_{21}\frac{d}{dt}\frac{i_{21}}{k_{21}}, \\ k_{22}u_{22} = -k_{22}^2L_\mu\frac{d}{dt}\frac{i_\mu}{k_{22}} - k_{22}^2R_{22}\frac{i_{22}}{k_{22}} - k_{22}^2L_{22}\frac{d}{dt}\frac{i_{22}}{k_{22}}, \\ k_{2N}u_{2N} = -k_{2N}^2L_\mu\frac{d}{dt}\frac{i_\mu}{k_{2N}} - k_{2N}^2R_{2N}\frac{i_{2N}}{k_{2N}} - k_{2N}^2L_{2N}\frac{d}{dt}\frac{i_{2N}}{k_{2N}}, \\ i_{1N} = i_\mu - i_{11} - i_{12} + \frac{i_{21}}{k_{21}} + \frac{i_{22}}{k_{22}} + \frac{i_{2N}}{k_{2N}}. \end{array} \right. \quad (3.16)$$

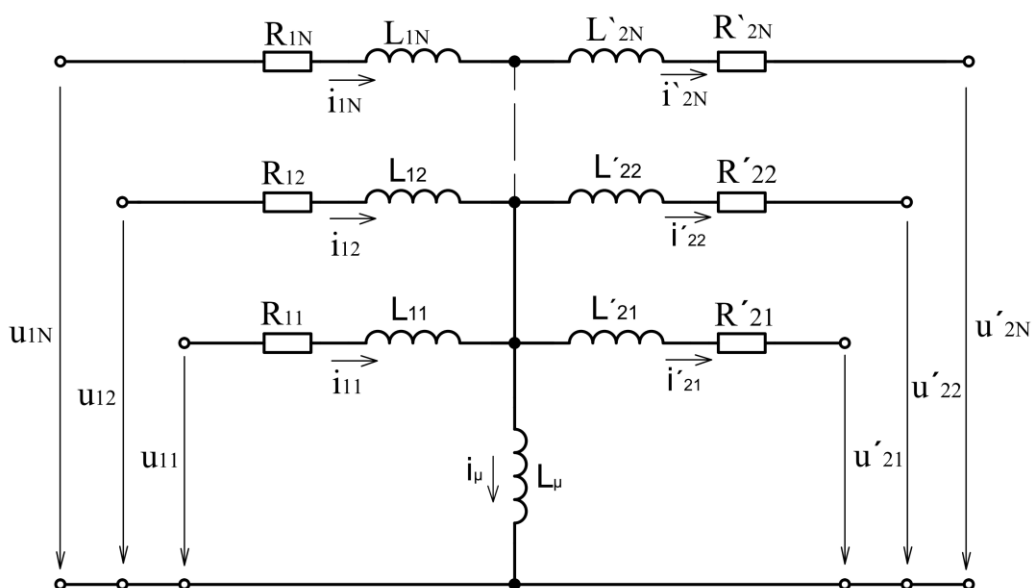


Рисунок 3.4 – Схема заміщення багатообмоткового трансформатора з урахуванням магнітних втрат

Навантаженням вторинних обмоток трансформатора є тягові асинхронні двигуни, які отримують живлення від автономних інверторів напруги. АІН, в свою чергу, живляться від ланки постійної напруги, яка представляє собою ємнісний фільтр (див. рис. 2.7). Тому навантаження N -ї вторинної обмотки можна представити у вигляді двополюсника (рис. 3.5).

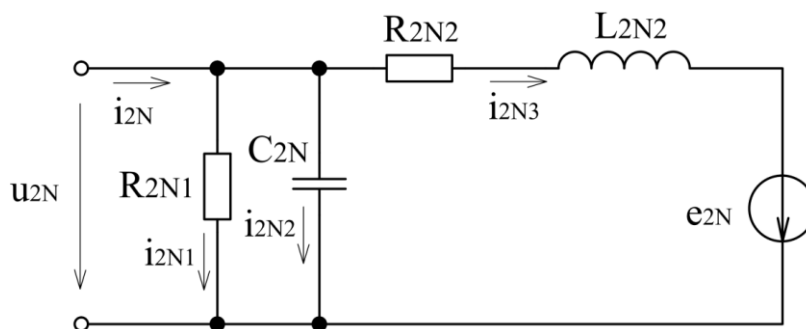


Рисунок 3.5 – Схема заміщення навантаження обмотки трансформатора
Згідно схеми заміщення (див. рис. 3.5) складена система рівнянь [93]:

$$\begin{cases} \frac{i_{2N}}{k_{2N}} = \frac{i_{2N1}}{k_{2N}} + \frac{i_{2N2}}{k_{2N}} + \frac{i_{2N3}}{k_{2N}}, \\ u_{2N} = \frac{i_{2N3}}{R_{2N2}} k_{2N} + k_{2N}^2 L_{2N2} \frac{d}{dt} \frac{i_{2N3}}{k_{2N}} - k_{2N} e_{2N2}. \end{cases} \quad (3.17)$$

Сумісне вирішення систем рівнянь (3.16) і (3.17) дозволить визначити струмове навантаження обмоток трансформатора при зміні параметрів джерел живлення (наприклад при відключенні частити первинних обмоток у аварійному режимі).

Ланка підвищеної частоти являє собою двотактний мостовий інвертор напруги разом з трансформатором підвищеної частоти [94,95] (рис.3.6). Для визначення габаритної потужності трансформатора спочатку потрібно розглянути принцип підвищення частоти.

Нехай на інтервалі часу $(0; t_1)$ відкриті транзистори VT_1 та VT_4 за рахунок напруги u_{31} та u_{32} , яка прикладена до їх затворів (рис. 3.7) [92]. До первинної обмотки трансформатора Т прикладена напруга $u_1 = U_{\text{вх}}$.

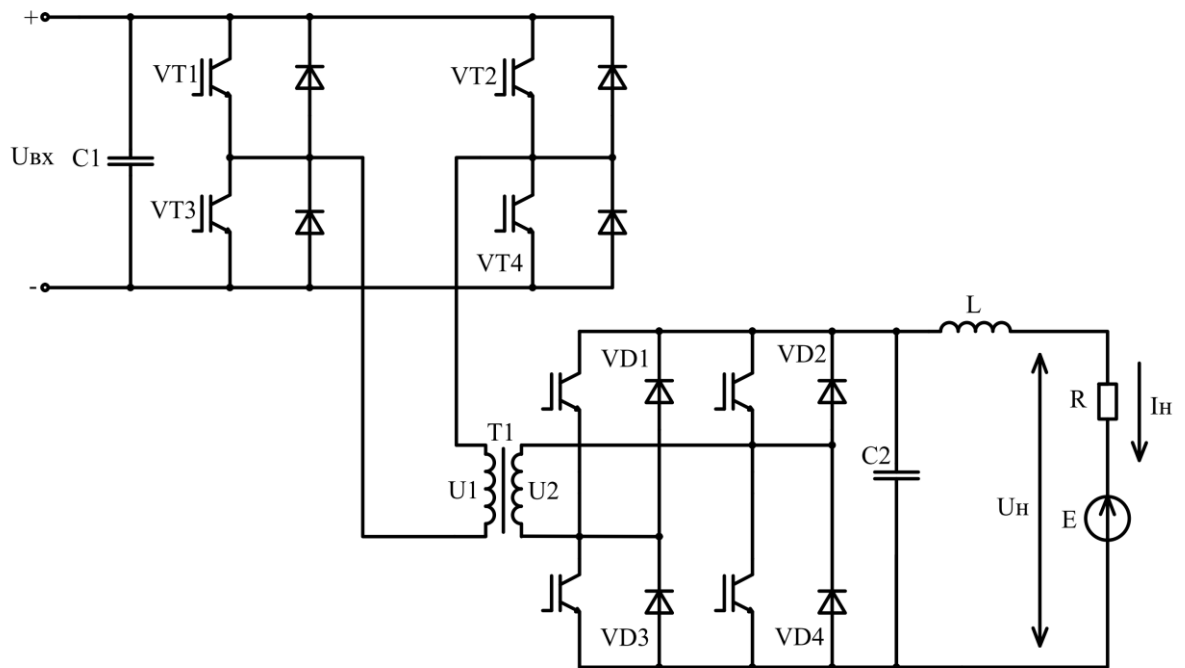


Рисунок 3.6 – Схема двотактового інвертора одного тягового плеча

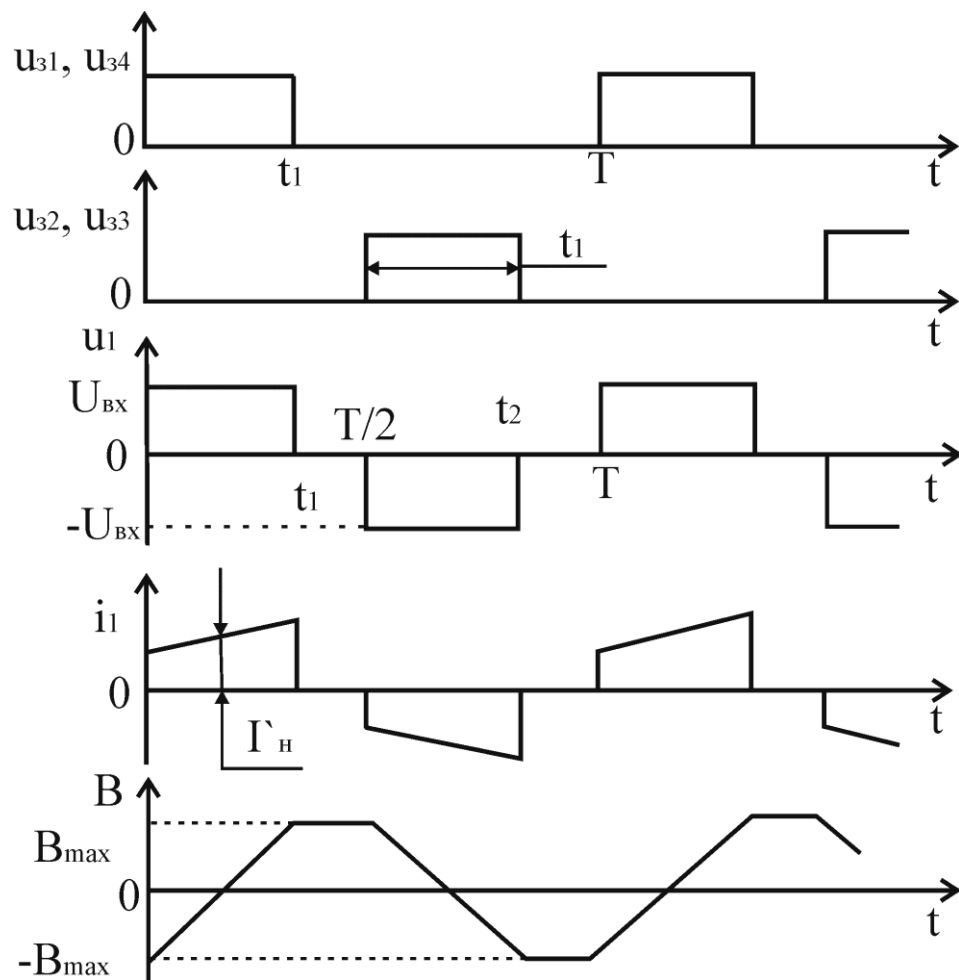


Рисунок 3.7 – Часові діаграми роботи двотактового інвертора

Напряга, прикладена до дроселю

$$u_L = \frac{U_{\text{BX}}}{k} - U_{\text{H}}, \quad (3.18)$$

де k - коефіцієнт трансформації;

U_{H} - напруга на навантаженні.

У вторинній обмотці зростає струм i_L дроселя L , середнє значення якого рівне струму навантаження I_{H} . При значній величині L можна прийняти $i_L = I_{\text{H}}$. Струм в первинній обмотці трансформатора i_1

$$i_1 = \frac{i_L}{k} = \frac{I_{\text{H}}}{k} = I'_{\text{H}}, \quad (3.19)$$

де I'_{H} - приведений струм навантаження.

Перемагнічування сердечника відбувається за симетричним циклом. На інтервалі $(0; t_1)$ індукція B зростає від $-B_{\text{max}}$ до B_{max} .

На інтервалі $\left(t_1; \frac{T}{2}\right)$ закриті всі чотири транзистори $VT_1 \dots VT_4$. Струмом дроселя L , який не може змінитися стрибком, відкриті діоди $VD_1 \dots VD_4$, при цьому струм дроселя розподіляється навпіл між цими діодами (за умов ідеальної симетрії плечей випрямляча):

$$i_{VD_1} = i_{VD_2} = i_{VD_3} = i_{VD_4} = \frac{i_L}{2}. \quad (3.20)$$

За умов 100 % не симетрії:

$$i_{VD_1} = i_{VD_3} = i_L \quad (3.21)$$

або

$$i_{VD_2} = i_{VD_4} = i_L. \quad (3.22)$$

Оскільки до дроселя на даному інтервалі прикладена напруга $u_L = -U_{\text{H}}$, струм дроселя спадає.

У відповідності з законом повного струму можна записати:

$$Hl_{cp} = w_1 i_1. \quad (3.23)$$

Відкриті діоди шунтують вторинну обмотку, внаслідок чого $u_2 = 0$, а також $u_1 = 0$.

Індукція при цьому, досягнувши при $t = t_1$ свого максимального значення B_{max} , залишається незмінною.

На інтервалі $\left(\frac{T}{2}; t_2\right)$, тривалість якого рівна t_1 , відкриваються транзистори VT_2 та VT_3 . До первинної обмотки прикладається напруга $u_1 = -U_{bx}$. При цьому діоди VD_2, VD_3 закриті, діоди VD_1, VD_4 відкриті і через них протікає струм дроселя L . Індукція спадає від B_{max} до $-B_{max}$.

На інтервалі $(t_2; T)$ всі транзистори знову закриті. Процеси, які протікають на цьому інтервалі аналогічні процесам на інтервалі $\left(t_1; \frac{T}{2}\right)$, за виключенням того, що $B = -B_{max}$.

Для визначення амплітуди напруги U_2 на вторинній обмотці трансформатора скористаємося регулювальною характеристикою перетворювача [92], яка для режиму безрозривного струму дроселя має вигляд:

$$U_n = \frac{2t_1}{T} U_2. \quad (3.24)$$

Для того, щоб мати можливість регулювати напругу U_n на навантаженні, доцільно номінальне значення t_1 вибирати рівним $\frac{T}{4}$ [92]:

$$U_2 = \frac{T U_n}{2 \frac{T}{4}} = 2U_n. \quad (3.25)$$

Діюче значення струму вторинної обмотки

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_n^2 dt} = I_n. \quad (3.26)$$

Амплітуда струму первинної обмотки

$$I_{m1} = \frac{I_H}{k}. \quad (3.27)$$

Діюче значення струму первинної обмотки (при $t_1 = \frac{T}{4}$):

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_1^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{4}} I_{m1}^2 dt} = \frac{I_{m1}}{\sqrt{2}}. \quad (3.28)$$

Розрахункова потужність P_1 первинної обмотки трансформатора

$$P_1 = U_{ex} I_1 = U_{ex} \frac{I_H}{\sqrt{2}k}. \quad (3.29)$$

Розрахункова потужність P_2 вторинної обмотки трансформатора

$$P_2 = U_2 I_2 = 2U_H I_H. \quad (3.30)$$

Габаритна потужність трансформатора

$$P_\Gamma = \frac{1}{2} \left(U_{ex} \frac{I_H}{\sqrt{2}k} + 2U_H I_H \right). \quad (3.31)$$

3.4 Висновки до третього розділу

1. Встановлено, що для зниження нагріву сердечника тягового трансформатора підвищеної частоти потрібно використовувати магнітом'які матеріали з питомим електричним опором більшим, ніж у електротехнічних сталей, оскільки з ростом частоти зростають втрати на вихрові струми та зменшується поверхня охолодження.

2. Виконаний аналіз магнітом'яких матеріалів показав, що найбільш раціональним для виготовлення магнітопроводів тягового трансформатора підвищеної частоти є аморфний сплав, який має вагомні переваги над

електротехнічними сталями за такими основними показниками: питомий електричний опір, коерцитивна сила, магнітна проникність.

3. Визначено, що застосування аморфного сплаву марки 2605HB1M замість електротехнічної сталі марки 3407 товщиною листа 0,30 мм дозволить знизити в 9 разів втрати холостого ходу трансформатора.

4. Визначені основні електромагнітні співвідношення для багатообмоткового трансформатора підвищеної частоти, які дозволяють визначити струмове навантаження обмоток трансформатора при зміні параметрів джерел живлення, наприклад при відключенні частини первинних обмоток у аварійному режимі.

РОЗДІЛ 4

ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ ЕЛЕКТРОРУХОМОГО СКЛАДУ З АСИНХРОННИМ ТЯГОВИМ ПРИВОДОМ З ПРИСТРОЯМИ КОЛІЙНОЇ АВТОМАТИКИ

При проектуванні рухомого складу основна увага приділяється питанню безпеки руху поїздів.

Безпека перевізного процесу на залізничному транспорті розуміється як властивість транспортної системи не створювати небезпеки пасажирам, вантажу, технічним засобам, об'єктам навколишнього середовища, що перебувають в зоні впливу перевізного процесу [96].

Значна роль в забезпеченні безпеки руху поїзду належить системам залізничної автоматики, яка визначається як властивість системи безперервно зберігати справний, працездатний або захисний стан протягом певного часу або напруцювання [97].

Електрифіковані залізниці є джерелом потужних електромагнітних завад, що впливають на системи автоматики та можуть привести до збою їх роботи. Згідно [98] до 10 % збоїв в роботі рейкового кола припадають на електромагнітні завади. Основні джерела електромагнітних завад на електрифікованих залізницях створюються силовими тяговим та допоміжним електроустаткуванням електрорухомого складу. Це пов'язано з тим, що в рейковому колі разом з сигнальним струмом автоматики протікає тяговий струм ЕРС, який може вплинути на сигнальний. Схема проходження тягового та сигнального струмів рейковими колами показана на рис. 4.1 [99-101].

При вільній блок-ділянці колійне реле $K1$ отримує живлення і замикає фронтові контакти. Ця інформація використовується для реалізації залежностей в приладах автоматики для регулювання руху поїздів, а також для контролю стану ділянки на табло у диспетчерів. Режим роботи рейкового кола при вільній ділянці колії називається нормальним або регульованим.

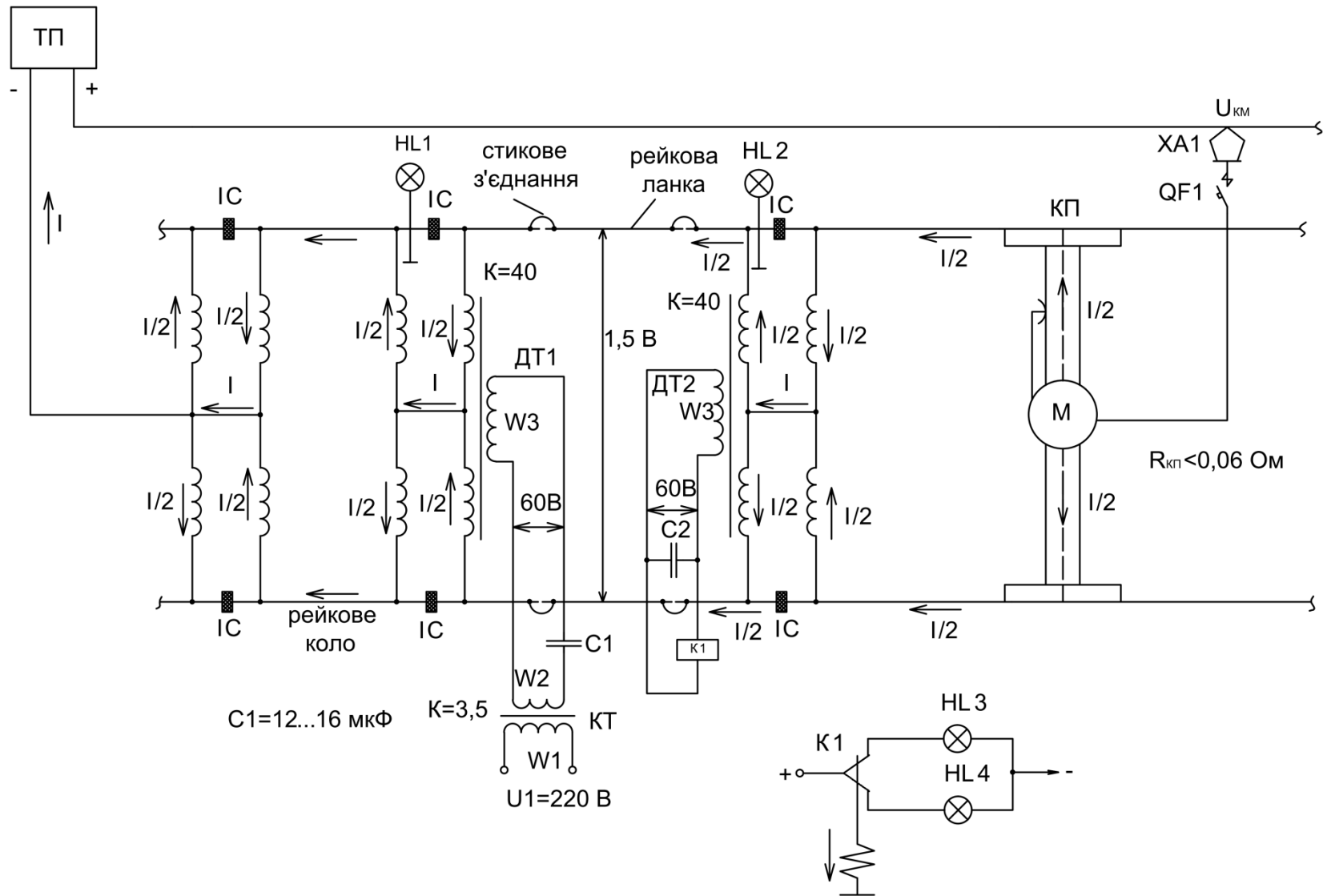


Рисунок 4.1 – Схема проходження зворотного струму по рейковим колам

При в'їзді поїзда на ізольовану ділянку, рейкове коло шунтується, так як паралельно пристроям релейного кінця підключається шунт – колісна пара з низьким опором. Струм в рейковому колі починає замикатися в основному через колісні пари, тільки невелика частка протікає через апаратуру релейного кінця. В колійному реле струм різко спадає, що призводить до розмикання фронтів і замикання тильових контактів. Такий режим роботи рейкового кола називають шунтовим. Розмикання фронтів контактів колійного реле є ознакою наявності на рейковій колії перешкоди для руху. Тобто блок-ділянка зайнята.

Найбільш розповсюдженими відмовами в роботі РК є пошкодження типів «хибна зайнятість» та «хибна вільність».

«Хибна зайнятість» виникає, коли при відсутності на РК рухомого складу колійне реле не притягає свого якоря. В такому випадку стрілки не переводяться, світлофори за маршрутом не відкриваються, на перегонах закривається автоблокування, тобто відбуваються збої в русі поїздів, які впливають на пропускну спроможність залізничних ліній.

«Хибна вільність» виникає, коли при зайнятому рухомим складом РК колійне реле не відпускає свого якоря. В цьому випадку різко порушується безпеку руху поїздів, що призводить до виникнення аварійних ситуацій з тяжкими наслідками – створення можливості перевodu стрілок під составом та відкриття світлофора на зайняту колію або блок-ділянку.

Рейкові кола призначені для роботи в різних режимах та повинні задовольняти вимоги кожного з урахуванням можливих несприятливих умов і дистанційний вплив рухомого складу на пристрої СЦБ не допускається.

Струм, який протікає в електричних колах ЕРС не є ідеально синусоїдальним або ідеально випрямленим і має пульсації, а значить і вищі гармоніки, які можуть вплинути на надійність роботи пристроїв автоматики. Тому частотні і амплітудні значення неосновних гармонік тягового струму повинні бути обмежені.

При роботі ЕРС з асинхронними тяговим двигунами основним джерелом електромагнітних завад є статичні перетворювачі, які виконані на базі потужних напівпровідникових ключів. Статичні перетворювачі ЕРС з тяговим асинхронним приводом можна розділити за призначенням на два типи. Перший – регулятори вхідної напруги, другий – автономні інвертори напруги АІН.

При живленні ЕРС з АТД від мережі змінного струму, як правило, застосовуються перетворювачі 4QS. Такі перетворювачі дозволяють споживати із мережі майже синусоїдальну напругу, завдяки чому коефіцієнт потужності майже досягає одиниці. Також 4QS стабілізує напругу проміжної ланки [102, 103].

Працює перетворювач в режимі синусоїдальної ШІМ. При цьому формування імпульсів управління відбувається на основі порівняння синусоїдальної моделюючої напруги та пилоподібної опорної напруги.

Стабілізація напруги в проміжній ланці відбувається шляхом зміни амплітуди моделюючого сигналу, а корекція коефіцієнта потужності здійснюється регулюванням фазового зсуву між моделюючою і пилоподібною відносно мережевої напруги [104].

Для забезпечення зсуву по фазі між напругою і струмом мережі напруга на виході 4QS перетворювача повинна бути більше амплітудного значення напруги мережі. Це досягається шляхом короткочасного замикання вторинної обмотки трансформатора в результаті чого відбувається накопичення в ній електромагнітної енергії з послідуною передачею накопленої енергії на підвищуючий конденсатор [105].

Такі замикання створюють імпульси з піковими значеннями струму, які передаються в кінцевому випадку до рейкового кола і можуть вплинути на роботу колійних пристроїв автоматики в результаті чого знижується безпека руху поїздів [106-108].

Для визначення спектру частот і амплітуди струмів, які виникають при роботі перетворювача 4QS потрібно розробити його імітаційну модель.

4.1 Дослідження електромагнітної сумісності чотириквadrантного перетворювача з пристроями колійної автоматики

Чотириквadrантний перетворювач представляє собою однофазний мостовий інвертор напруги, кожен з 4-х ключів якого шунтовано діодами, які включено у зворотному напрямку. До виходу перетворювача підключені резонансний фільтр $L2C2$ та ємнісний фільтр $C1$ (рис. 4.2) [104].

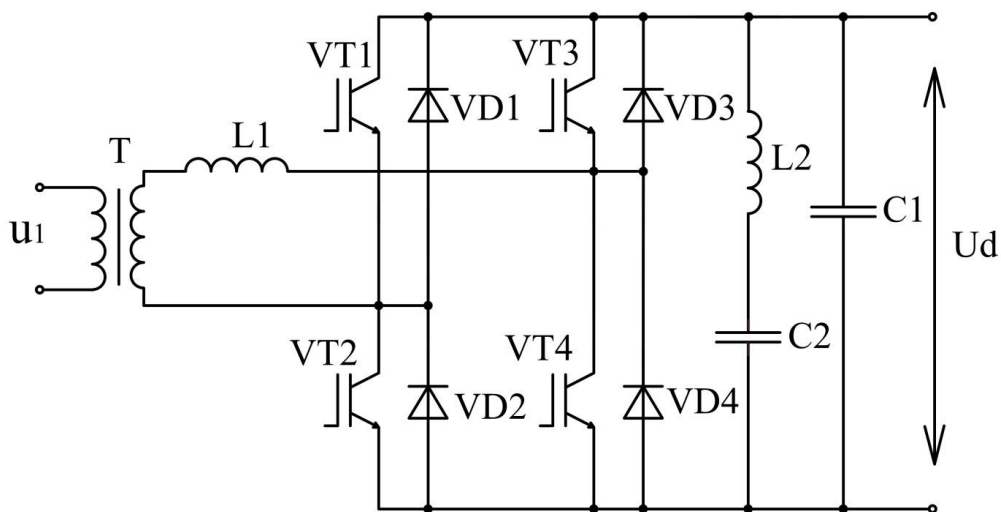


Рисунок 4.2 – Розрахункова схема перетворювача 4QS

До затискачів змінного струму підключене електричне коло, яке має значну індуктивність, а до затискачів постійного струму – електричне коло зі значною ємністю, що надає електричним колам, підключених до відповідних затискачів, властивості кіл змінного струму та постійної напруги.

Схема заміщення 4QS перетворювача представлена на рис. 4.3, де транзистори і діоди зображені ключами $S_1...S_4$. Вторинна обмотка трансформатора показана у вигляді джерела u_1 ; приведена до вторинної індуктивності первинної обмотки трансформатора, індуктивність вторинної обмотки та додаткова індуктивність (індуктивність реактора) враховані разом в еквівалентній індуктивності L_1 . До вихідних затискачів перетворювача підключено фільтруючий конденсатор C_1 , а навантаження представлено у вигляді джерела постійної напруги U_d [104].

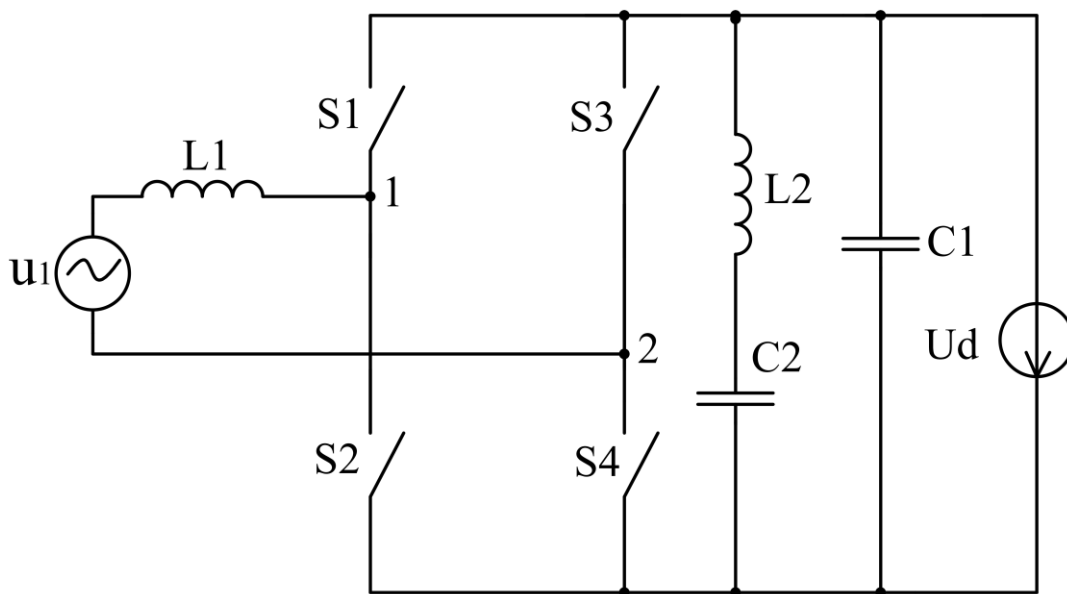


Рисунок 4.3 - Схема заміщення 4QS перетворювача

Роботу перетворювача зручно розглянути, якщо вважати його автономним інвертором напруги, який перетворює постійну напругу U_d в змінну широтно-модульовану напругу u_2 при використанні ШІМ постійної напруги за синусоїдальним законом моделюючої напруги u_m і високочастотним сигналом несучої частоти u_h трикутної форми з кратністю ε , яка визначається відношенням [104, 109]:

$$\varepsilon = \frac{f_h}{f_m} = \frac{T_m}{T_h}. \quad (4.1)$$

Графік моделюючої напруги і високочастотного сигналу несучої частоти, напруга U_2 та діаграма вмикання ключів $S_1 \dots S_4$ показані на рис. 4.4. Напруга на затискачах змінного струму – це послідовність імпульсів з амплітудою U_d і тривалістю, яка змінюється за законом моделюючої напруги. Ця напруга прикладена до кола, яке складається з еквівалентної індуктивності L_1 та джерела напруги u_1 .

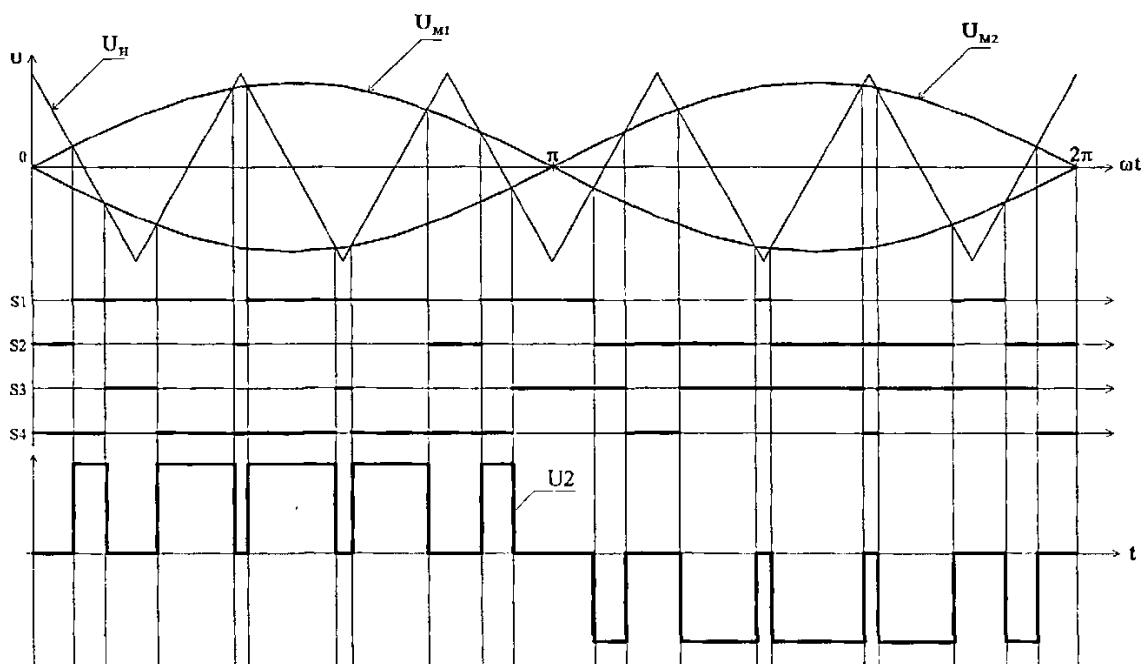


Рисунок 4.4 – Графік моделюючої напруги і високочастотного сигналу несучої частоти, напруга U_2 і діаграма вмикання ключів $S_1 \dots S_4$

Основні функції чотириквadrантного перетворювача:

- випрямлення – за допомогою діодів $VD_1 \dots VD_4$;
- тактування – вмиканням одного з ключів $VT_1 \dots VT_4$. Наприклад, вхід перетворювача може бути замкнений при вмиканні ключа VT_2 вентильним колом VT_2, VD_4 або при вмиканні ключа VT_3 - колом VT_3, VD_1 для одного з полюсів вхідного струму. Для зворотної полярності струму відповідно при вмиканні ключів VT_1 або VT_4 .
- інвертування – одночасним вмиканням двох ключів VT_1, VT_4 або VT_2, VT_3 .

Характер зміни струму i_1 в колі у будь-який момент часу визначається виразом:

$$L_1 \frac{di}{dt} + u_2 = u_1. \quad (4.2)$$

В будь-який момент часу від t_{k-1} до t_k , в межах якого конфігурація схеми не змінюється, струм визначається за формулою:

$$i_1 = \frac{1}{L_1} \int_{t_{k-1}}^{t_k} (u_1 - u_2) dt + i_1^{(k-1)}. \quad (4.3)$$

Діаграми струмів і напруги на виході та вході перетворювача при кратності модуляції $\varepsilon = 5$ і глибині модуляції $\mu = 0,9$ показані на рис. 4.5. В кривій струму i_1 можна виділити основну гармоніку i_{11} з частотою напруги мережі, яка зміщена по відношенню до напруги на кут φ . Кут φ залежить від амплітудних значень напруги $U_{1\max}$ і основної гармоніки напруги $U_{21\max}$, а також їх взаємного зсувом на кут ψ . Регулюючи кут зсув і амплітуду основної гармоніки шляхом зміни глибини модуляції μ , можливо отримати будь-який фазовий зсув φ і, зокрема, $\varphi = 0$ або $\varphi = \pi$. Перший випадок $\left[-\frac{\pi}{2} \right] < \varphi < \frac{\pi}{2}$ відповідає роботі перетворювача в режимі передачі електричної енергії від затискачів змінного струму до затискачів постійного струму, тобто споживання енергії із мережі, а другий випадок $\frac{\pi}{2} < \varphi < \frac{3\pi}{2}$ – роботі перетворювача в режимі повернення (рекуперації) електричної енергії в мережу. В обох випадках можлива робота з випереджуючим, відстаючим або нульовим зсувом за фазою.

Для кількісної оцінки процесів в перетворювачі, а також отримання основних співвідношень, які встановлюють взаємозв'язок між струмами і напругами на елементах схеми, визначимо напругу u_2 як різницю потенціалів точок 1 і 2 (рис. 4.6) [104], тобто

$$u_2 = \varphi_1 - \varphi_2, \quad (4.4)$$

де φ_1, φ_2 - потенціали точок 1 і 2 відносно умовного нульового потенціалу. Умовним нулем може бути середня точка з'єднання послідовно включених конденсаторів, які створюють конденсатор $C1$.

Характер зміни потенціалів φ_1 і φ_2 визначається станом ключів $S_1 \dots S_4$, замикання і розмикання яких повинно виконуватися таким чином, щоб напруга u_2 змінювалася у відповідності з діаграмою (рис. 4.5), яка отримана в

результаті двосторонньої двополярної ШІМ (ДДШІМ) за синусоїдальним законом.

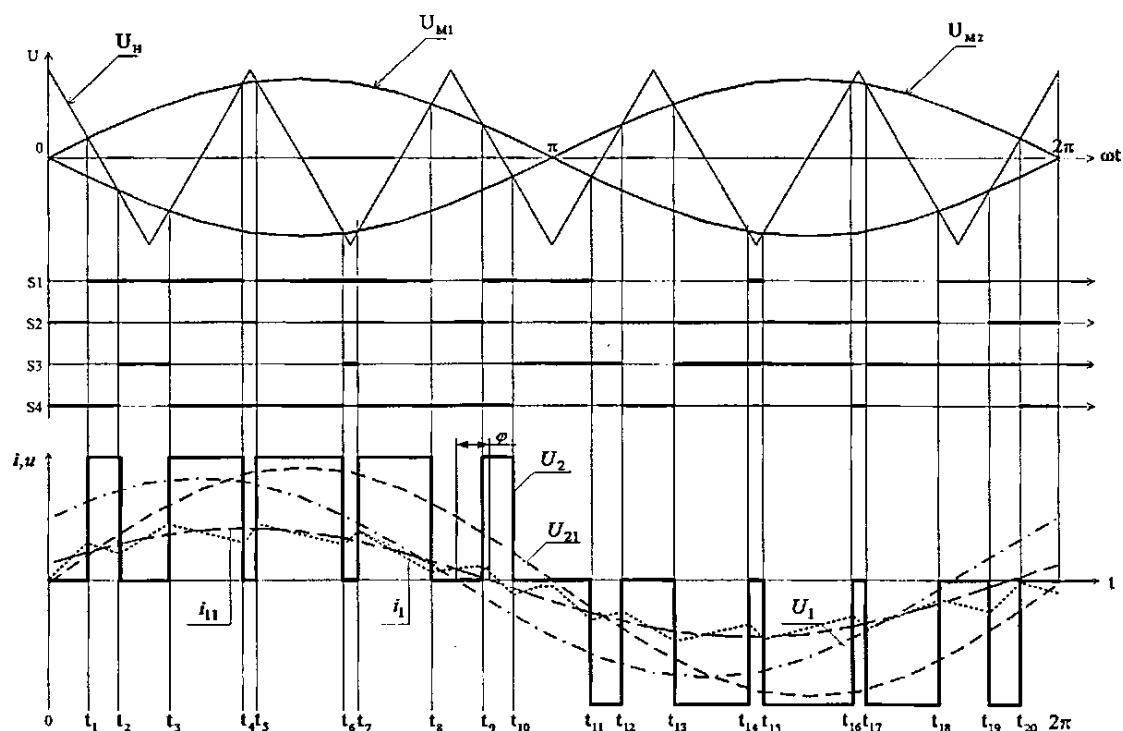


Рисунок 4.5 – Графік моделюючої напруги, високочастотного сигналу несучої частоти, діаграма включення ключів $S_1 \dots S_4$ і напруги, струму

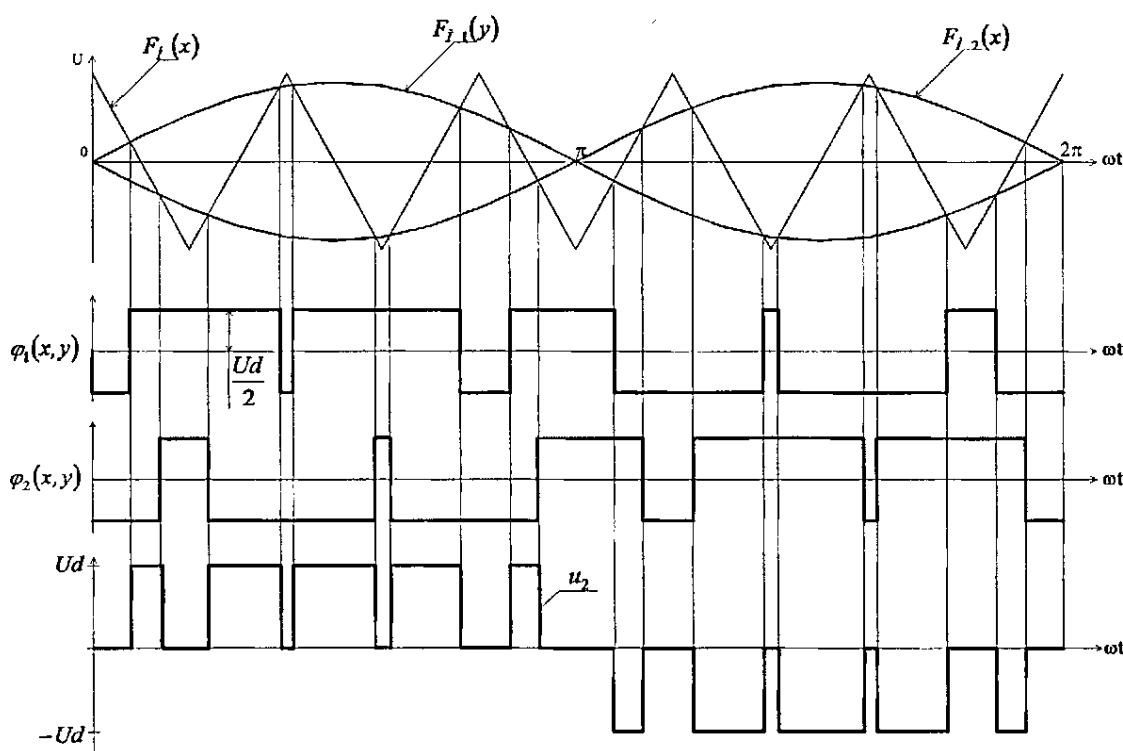


Рисунок 4.6 – Графік моделюючої напруги, високочастотного сигналу несучої частоти і формування напруги на вході перетворювача

При ДДШІМ порівнюється модулюючий сигнал $F_m(y)$ з високочастотним трикутним сигналом $F_n(x)$ і при $F_m > F_n$ замикаються ключі S_1 і S_3 , а при $F_m < F_n$ – замикаються ключі S_2 і S_4 . На рис. 4.6 показано графіки високочастотного сигналу F_n і модулюючих сигналів $F_{m1}(y)$ і $F_{m2}(y)$ для точок 1 і 2 схеми. Також приведені діаграми потенціалів φ_1 і φ_2 , для яких можна записати [104, 109]:

$$\varphi_1(x, y) = \frac{U_d}{2} \text{sign}[F_{m1}(y) - F_n(x)]; \quad (4.5)$$

$$\varphi_2(x, y) = \frac{U_d}{2} \text{sign}[F_{m2}(y) - F_n(x)], \quad (4.6)$$

а також діаграма u_2 , яку отримано згідно (4.4).

Потенціали $\varphi_1(x, y)$ і $\varphi_2(x, y)$ представляють собою сукупність імпульсів «плюсової» та «мінусової» полярності амплітудою $\frac{U_d}{2}$ і тривалістю, яка визначається моментами точок пересічення функцій $F_m(y)$ і $F_n(x)$. При цьому функції $\varphi_1(x, y)$ і $\varphi_2(x, y)$ можна розглядати як функції двох змінних: однієї $x = \omega_n t$ і другої $y = \omega_m t$, де $\omega_n = 2\pi f_n$ і $\omega_m = 2\pi f_m$ – частоти несучого і модулюючого сигналів відповідно.

Рівняння модулюючих функцій має вигляд

$$F_{m1}(y) = A \sin y \text{ і } F_{m2}(y) = A \sin(y - \pi), \quad (4.7)$$

а амплітуда трикутного сигналу:

$$F_n(x) = \frac{2B}{\pi} \arcsin \left[\sin\left(x + \frac{\pi}{2}\right) \right]. \quad (4.8)$$

Сумісне вирішення рівнянь (4.7) і (4.8) дозволяє визначити моменти зміни полярності потенціалів точок 1 і 2. Такі моменти для потенціалів точки 1 визначаються в результаті знаходження корнів рівняння [104, 109]:

$$A \sin y = \frac{2B}{\pi} \arcsin \left[\sin \left(x + \frac{\pi}{2} \right) \right]. \quad (4.9)$$

Отримані корні рівні:

$$x_1 = \frac{\pi}{2} (1 - \mu \sin y) + 2k\pi \quad (4.10)$$

$$x_2 = \frac{\pi}{2} (3 + \mu \sin y) + 2k\pi, \quad (4.11)$$

де $k = 0, 1, 2, \dots, \infty$; $\mu = \frac{A}{B}$ глибина модуляції.

Для потенціалу точки 2 відповідні тривалості визначаються аналогічно підстановкою $F_{m2}(y) = -A \sin y$.

Модуючий сигнал $\varphi_1(x, y)$, як функцію двох змінних можна представити у вигляді суми подвійного ряду Фур'є [104, 109]

$$\underline{\varphi_1(x, y)} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \varphi_{1mn} e^{j(mx+ny)}, \quad (4.12)$$

де φ_{1mn} - коефіцієнти ряду, які визначаються із виразу:

$$\underline{\varphi_{1mn}} = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \varphi_1(x, y) e^{-j(mx+ny)} dx dy. \quad (4.13)$$

Підінтегральна функція є кусково-неприривною, визначається із виразу (4.5) і приймає на періоді $0 < x < 2\pi$ значення [104, 109]:

$$\varphi_1(x, y) \left\{ \begin{array}{l} -\frac{U_d}{2} \text{ при } 0 < x < x_1 \\ \frac{U_d}{2} \text{ при } x_1 < x < x_2 \\ -\frac{U_d}{2} \text{ при } x_2 < x < 2\pi \end{array} \right. . \quad (4.14)$$

Після інтегрування (4.13) з урахуванням (4.10), (4.11), (4.14) отримаємо [110]:

$$\underline{\varphi}_{1mn} = \mu \frac{U_d}{2} \sin y + \frac{U_d}{2\pi} \sum_{\substack{m,n=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \frac{J_n \left[\mu m \frac{\pi}{2} \right]}{jm} (-j)^m [1(-1)^{m+n}] e^{-j(mx+ny)}, \quad (4.15)$$

де $J_n \left[\mu m \frac{\pi}{2} \right]$ - функція Бесселя першого роду n від дійсного аргументу $\mu m \frac{\pi}{2}$.

Аналогічним чином можна визначити вирази для $\varphi_2(x, y)$. Але виконання інтегрування можна уникнути, якщо врахувати, що $F_{m2}(y) = F_{m2}(y - \pi)$. Тоді, підставивши (4.15) $y = y - \pi$, отримаємо [104, 109]:

$$\underline{\varphi}_{1mn} = -\mu \frac{U_d}{2} \sin y + \frac{U_d}{2\pi} \sum_{\substack{m,n=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \frac{J_n \left[\mu m \frac{\pi}{2} \right]}{jm} (-j)^m [1(-1)^{m+n}] e^{-j(mx+ny-n\pi)}. \quad (4.16)$$

За отриманими виразами для потенціалів точок 1 і 2 визначимо напругу на затискачах змінного струму перетворювача:

$$\underline{u}_{1,2} = \mu U_d \sin \omega_m t + \frac{U_d}{\pi} \sum_{\substack{m,n=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \frac{J_{2n+1}(\mu m \pi)}{jm} (-j)^m e^{-j[2m\omega_H + (2n+1)\omega_H]t}. \quad (4.17)$$

Таким чином, в спектрі напруги на затискачах змінного струму перетворювача при ДДШІМ за синусоїдальним законом, наряду з основною гармонікою з частотою моделюючого сигналу ω_m , присутні додаткові гармоніки з частотами, які визначаються сумою і різницею частот, кратних частотам моделюючого і несучого сигналів. При довільному співвідношенні частот $\varepsilon = \frac{\omega_H}{\omega_m}$ в спектрі напруги можуть з'явитися парні гармоніки і постійна складова, амплітуди яких будуть визначатися значеннями функції $J_{2n+1}(\mu m \pi)$ при фіксованих індексах m і n .

Особливий інтерес має визначення спектрального складу напруги при цілечисельному співвідношенні частот ε . В цьому випадку частоти комбінаційних гармонік визначаються за виразом [104, 109]:

$$\omega_{m,n} = (2m\varepsilon + 2n + 1)\omega_M \quad (4.18)$$

і являється непарно-кратними частоті моделюючої напруги.

Виконуючи заміну в (4.18)

$$2m\varepsilon + 2n + 1 = 2\nu + 1, \quad (4.19)$$

де $\nu = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty$, після підстановки (4.19) і (4.17) і об'єднання доданків з однаковими індексами отримуємо вираження для напруги [104, 109]:

$$\underline{u_{1,2}}(t) = \mu U_d \sin \omega_M t + \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} \left[\frac{U_d}{\pi} \sum_{\substack{m,n=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \frac{J_{2\nu+1-2m\varepsilon}(\mu m \pi)}{jm} (-1)^m \right] e^{j(2\nu+1)\omega_M t}. \quad (4.20)$$

Враховуючи, що доданки в квадратних скобках для значень індексів ν і $(-\nu-1)$ є попарно комплексно-спряженими числами, і переходячи від безкінечних меж до напівбезкінечних (4.20) перепишемо вираз:

$$\underline{u_{1,2}}(t) = \mu U_d \sin \omega_M t + \sum_{\nu=0}^{\infty} U_{1,2}^{\nu} \sin(2\nu + 1)\omega_M t, \quad (4.21)$$

де $\sum_{\nu=0}^{\infty} U_{1,2}^{\nu}$ - амплітуда гармоніки напруги, яка відповідає фіксованому значенню індекса ν , визначається сумою членів ряду [104, 109]:

$$U_{1,2}^{\nu} = \frac{2U_d}{\pi} \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \frac{J_{2\nu+1-2m\varepsilon}(\mu m \pi)}{jm} (-1)^m. \quad (4.22)$$

Аналіз виразу (4.22) показує, що найбільші значення в спектрі напруги мають гармоніки, для яких $\nu \approx m\varepsilon$. Крім того, якщо врахувати властивості Бесселової функції, які полягають в тому, що при більших значеннях індексу вона починає суттєво відрізнятися від нуля лише при значеннях аргументу близьких до значення індексу, то при визначенні суми (4.22) можна обмежитися одним, двома членами ряду. З урахуванням сказаного на рис. 4.7

приведені залежності амплітуд гармонік напруги від глибини модуляції μ для $\varepsilon = 5$. При цьому пряма лінія відповідає основній гармоніці $U_{1,2}^0 = \mu U_d$. Криві з індексами $\nu \neq 0$ відповідають гармонікам кратності $2\nu + 1$ [109].

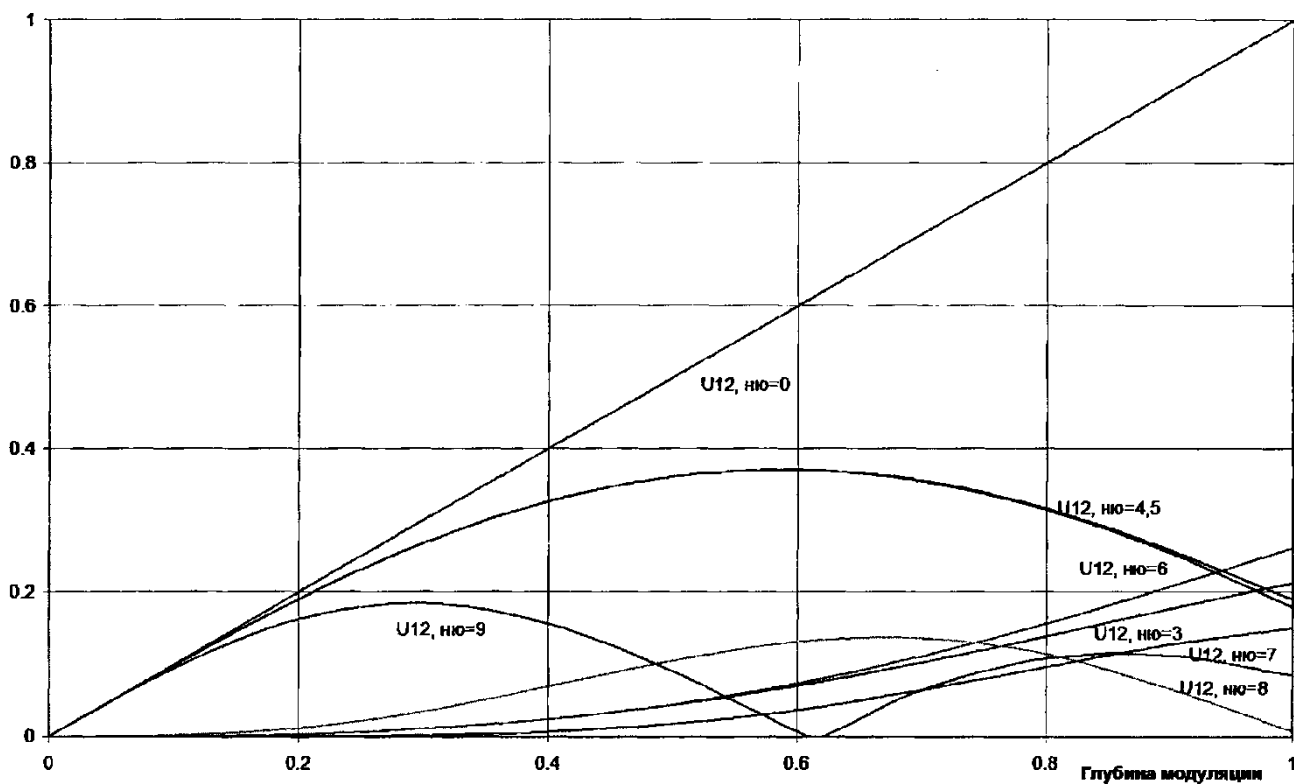


Рисунок 4.7 – Залежність амплітуди гармоніки від глибини модуляції

Для подальшого аналізу роботи чотириквadrантного перетворювача розроблено його модель в програмному середовищі MatLab в Simulink [111-114].

Вихідні дані для моделі наведено в Додатку Г. Частота опорної напруги становить 450 Гц, а моделюючої – 50 Гц. Потужність асинхронного тягового двигуна 1200 кВт. Основні вихідні дані відповідають реальним даним електровоза змінного струму з асинхронним тяговим приводом ДСЗ, який експлуатується на залізницях України. Загальний вигляд моделі показаний на рис. 4.8, а модель системи керування в розгорнутому вигляді показана на рис. 4.9.

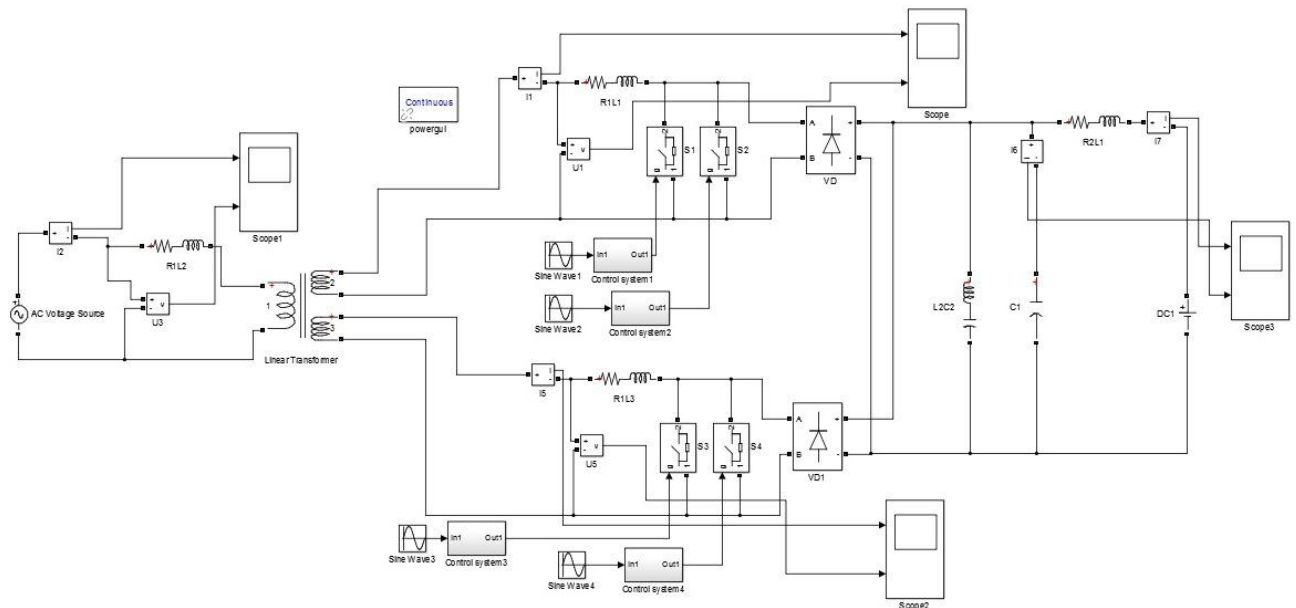


Рисунок 4.8 – Модель чотириквadrантного перетворювача

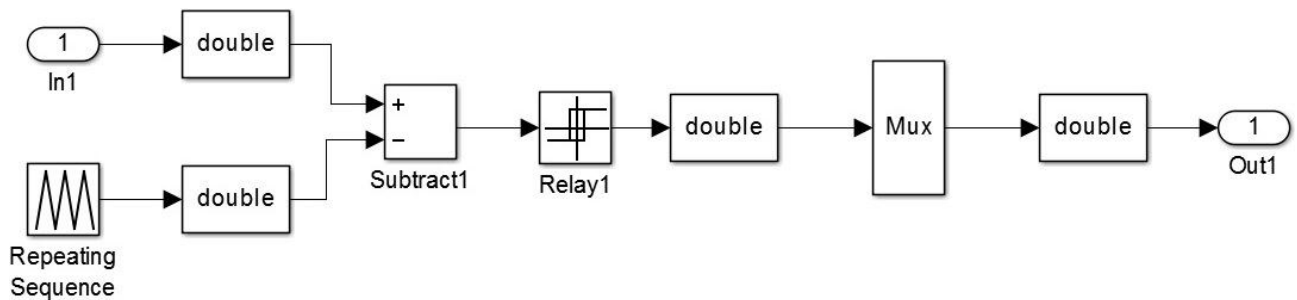


Рисунок 4.9 – Модель системи керування ключами чотириквadrантного перетворювача

Для зменшення амплітуди і спектру неосновних гармонік, які викликані роботою чотириквadrантного перетворювача застосовують їх паралельне включення на загальне навантаження. При цьому паралельно ввімкнені перетворювачі працюють зі зміщенням по фазі моделюючої напруги один відносно одного, або з різними кратностями модуляції. В даному випадку розглядається робота перетворювачів зі зміщенням та без зміщення моделюючих напруг по фазі, як найбільш розповсюджених способів. Частота опорної напруги становить 450 Гц, а моделюючої – 50 Гц.

В результаті моделювання отримано графіки вхідного струму і його спектр в первинній обмотці трансформатора (рис. 4.10...4.13).

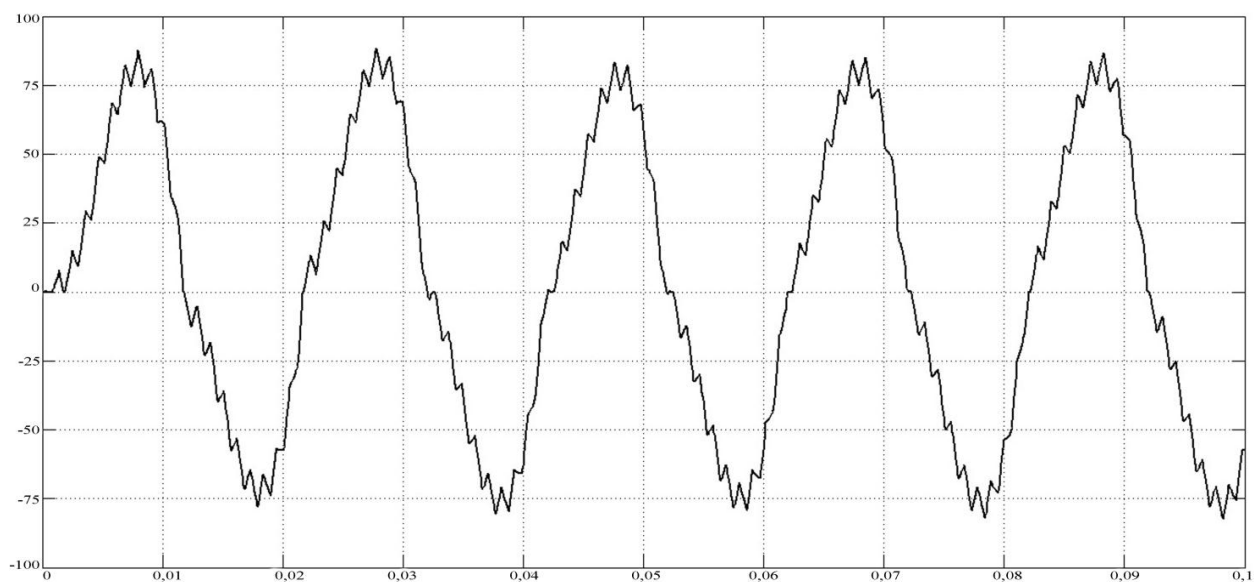


Рисунок 4.10 – Графік вхідного струму при роботі 4QS без зміщення

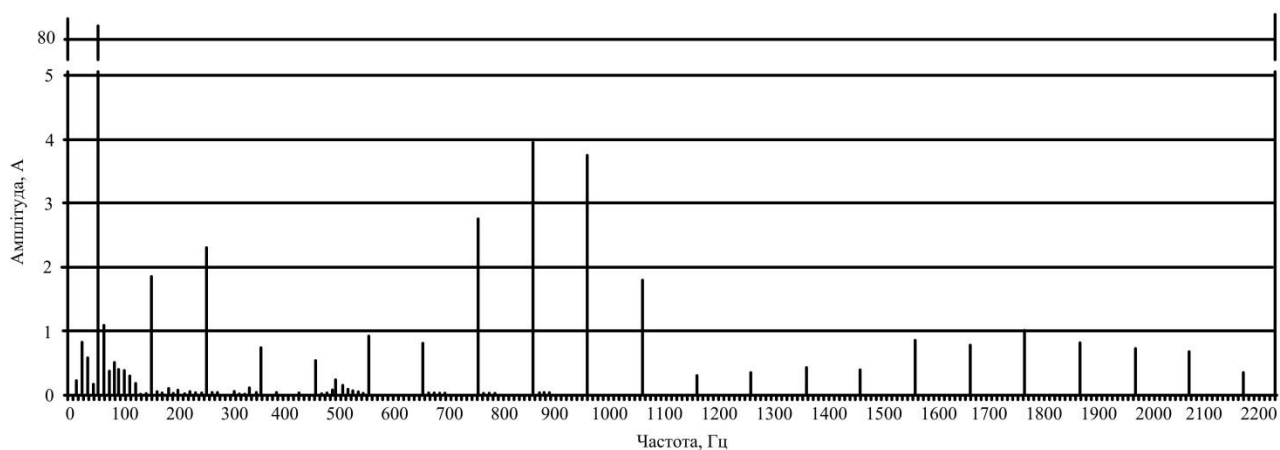


Рисунок 4.11 – Спектр вхідного струму при роботі 4QS без зміщення

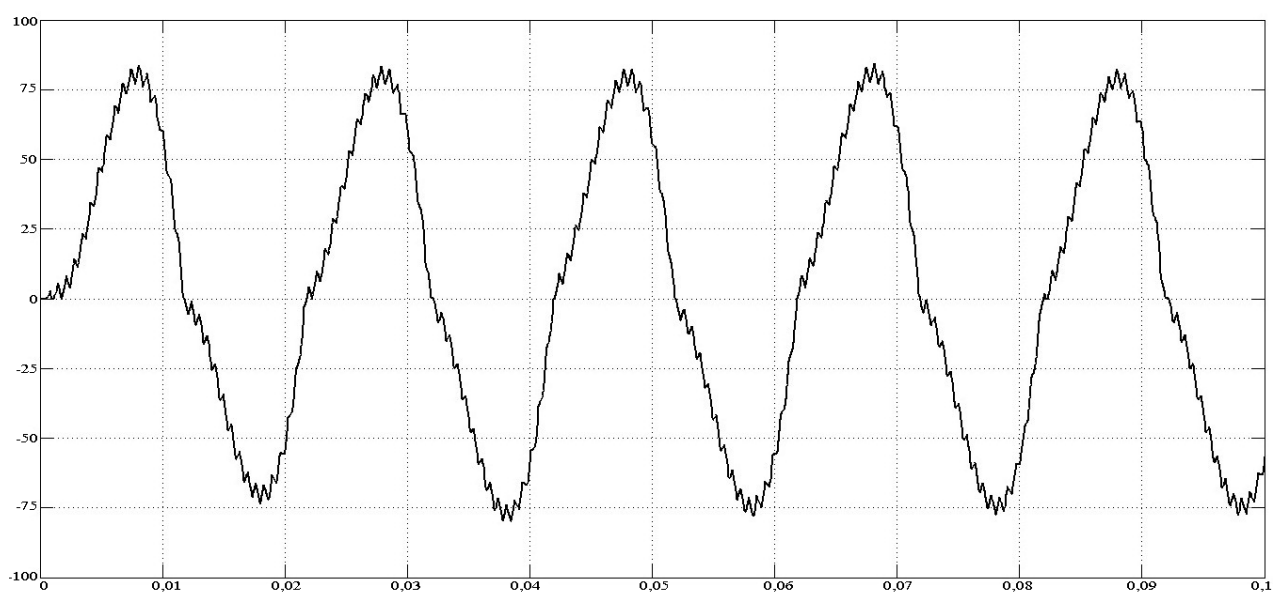


Рисунок 4.12 – Графік вхідного струму при роботі 4QS зі зміщенням

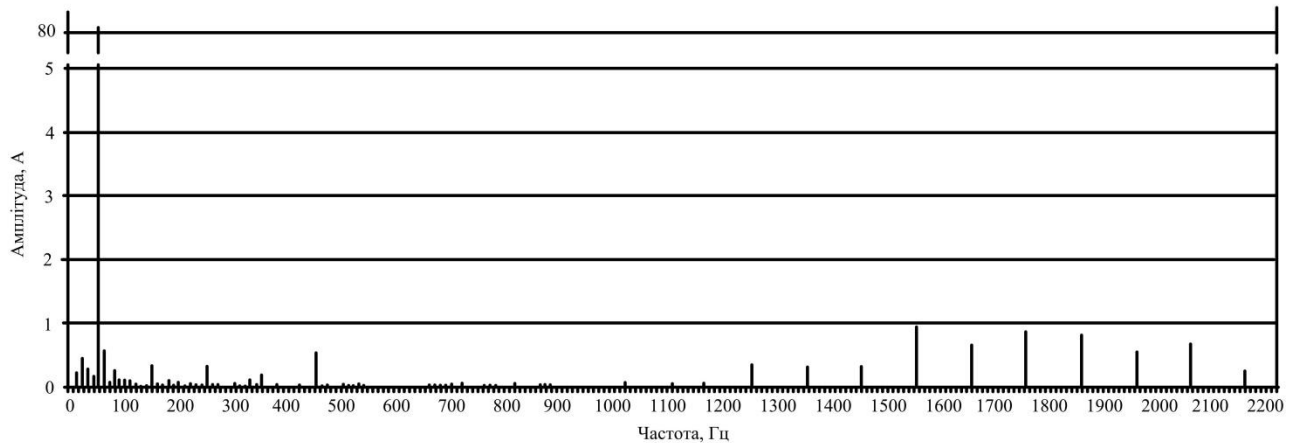


Рисунок 4.13 – Спектр вхідного струму при роботі 4QS зі зміщенням

Як видно з отриманих результатів моделювання при роботі перетворювачів 4QS без зміщення у всьому діапазоні частот спостереження (0...2200 Гц) спостерігаються гармоніки, які кратні частоті моделюючої напруги 50 Гц. Крім того в спектрі струму присутні гармоніки, які попадають в діапазон частот на яких працюють колійні пристрої автоматики (табл. 4.1) [115].

Таблиця 4.1 – Нормовані та визначені шляхом моделювання значення показників рівня заважаючого впливу електрообладнання ЕРС на рейкові кола та колійні пристрої сигналізації

Частота сигнального струму, Гц	Допустимі параметри струму завад		Рівні струму завад, які визначені шляхом моделювання, А		
	Полоса пропускання, Гц	Амплітуда, А	2 4QS без зміщення моделюючих сигналів	2 4QS зі зміщенням моделюючих сигналів	Розроблена схема
25	19...21	4,0	-	-	-
	21...29	1,0 небезпечне	0,87	0,35	-
	29...31	4,0	0,38	0,17	-
50	42...46	5,0	0,09	0,004	-
	46...54	1,3 небезпечне	1,12	0,45	-
	54...58	5,0	0,04	0,01	0,027
175	167...184	0,4	0,09	0,28	-
420	408...432	0,35	0,01	0,03	-
480	468...492	0,35	0,25	0,08	0,028
580	568...592	0,35	0,07	0,038	-
720	708...732	0,35	0,004	0,001	-
780	768...792	0,35	0,015	0,03	0,018
4545	4508...4583	0,2	0,001	-	-
5000	4963...5038	0,2	-	0,001	-
5555	5518...5593	0,2	0,001	-	-

При роботі перетворювачів 4QS зі зміщенням спектр неосновних гармонік знано вузчий. Лише в діапазоні частот 1500...2100 Гц спостерігаються гармоніки, які досягають величини майже 1 А.

Амплітуди струмів гармонік які попадають в діапазон робочих частот коїйних пристроїв автоматики значно нижчі в порівнянні з перетворювачами 4QS які працюють без зміщення.

4.2 Дослідження електромагнітної сумісності запропонованої схеми силових кіл з пристроями коїйної автоматики

Імітаційна модель схеми із застосуванням трансформатора підвищеної частоти розроблена в програмному середовищі MatLab Simulink (рис. 4.14).

Модель представляє собою джерело змінного струму, випрямляч, резонансний фільтр другої гармоніки, конденсаторний фільтр, однофазний автономний інвертор напруги, трансформатор, випрямляч, резонансний фільтр, конденсаторний фільтр. В якості навантаження використовується джерело постійної напруги, яке включене зустрічно, та RL-елементи.

Система керування роботою однофазного автономного інвертора показана на рис. 4.15.

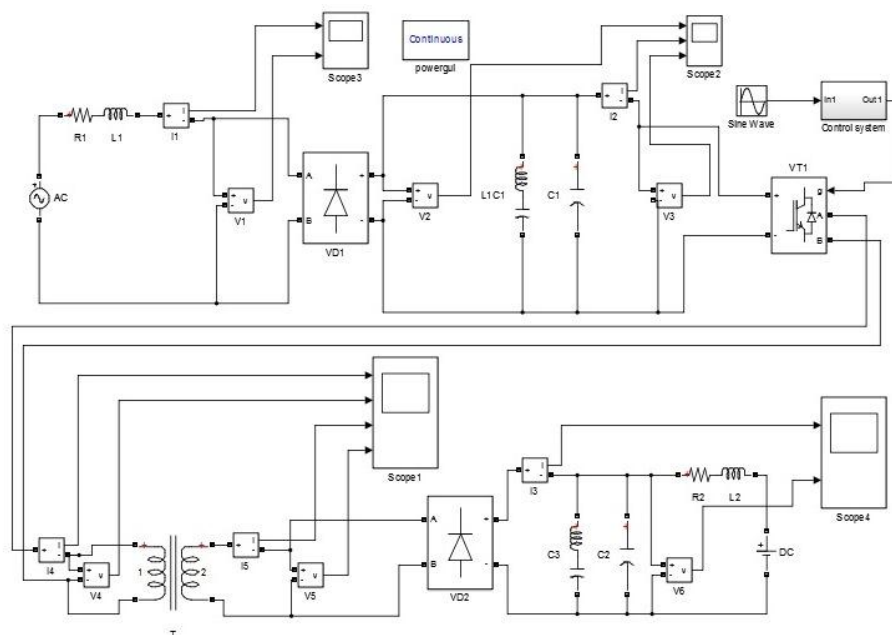


Рисунок 4.14 – Модель схеми з застосуванням трансформатора підвищеної частоти

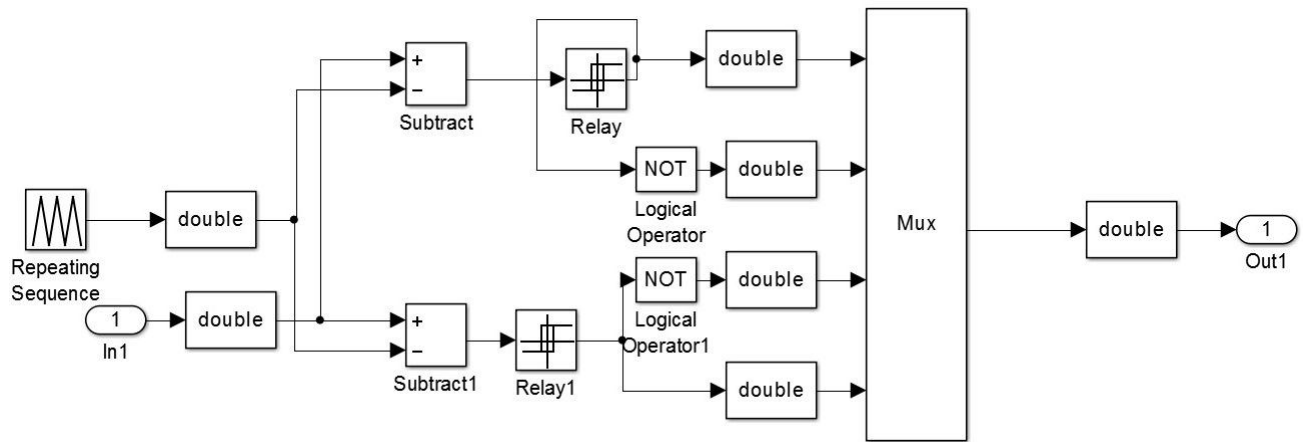


Рисунок 4.15 – Модель системи керування інвертором

Графік вхідного струму та його спектр, які отримані в результаті моделювання зображені відповідно на рис. 4.16 та 4.17. Як видно з графіку (див. рис. 4.15) струм майже синусоїдальний, а в спектрі його у всьому діапазоні частот присутні гармоніки, які кратні частоті 50 Гц. Амплітуда таких гармонік найбільша в діапазоні від 150 Гц до 650 Гц.

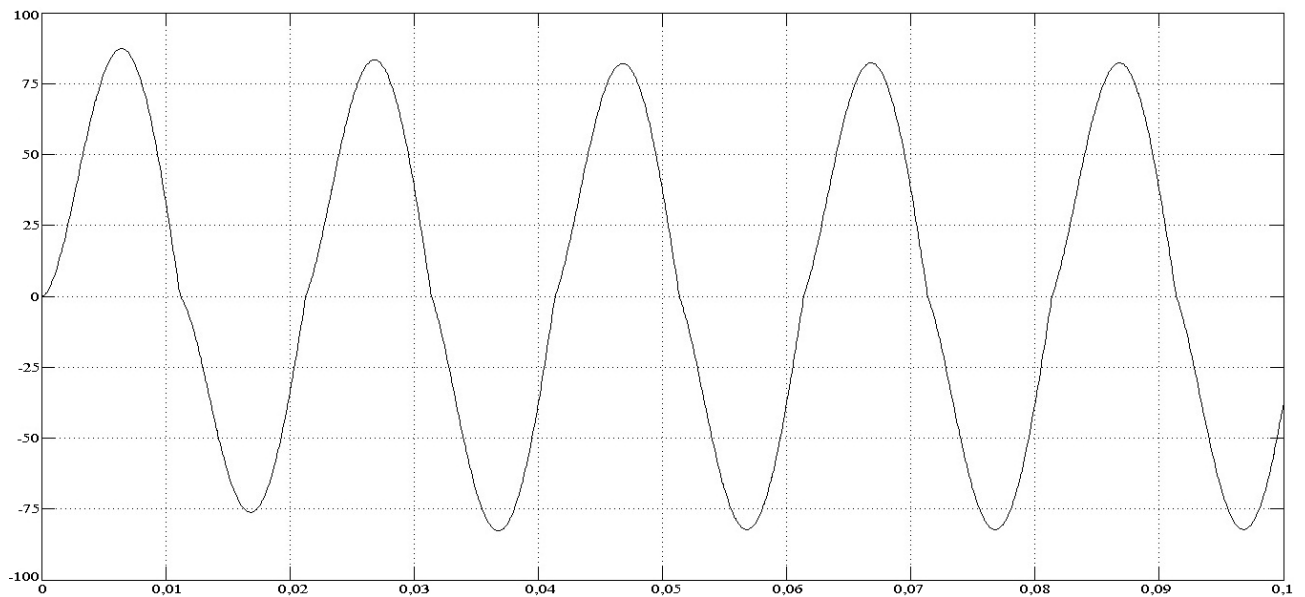


Рисунок 4.16 – Графік вхідного струму схеми із застосуванням трансформатора підвищеної частоти

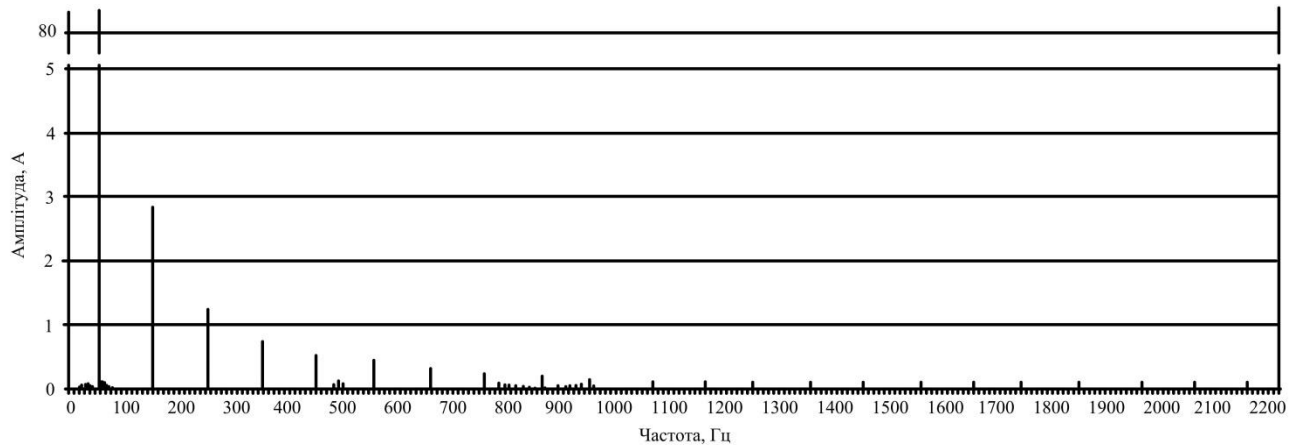


Рисунок 4.17 – Спектр вхідного струму схеми із застосуванням трансформатора підвищеної частоти

Амплітуди струмів гармонік неосновних частот, які викликані роботою розглянутих схем і попадають в діапазон робочих частот колійних пристроїв автоматики занесені до табл. 4.1, з якої видно, що при роботі розроблено схеми спектр струму завад значно вужчий в порівнянні з спектром, який створює ЕРС з чотиріквadrантними перетворювачами, а амплітуда струму завад не перевищує 8 % від допустимого значення.

Діюче значення психофотометричного струму становить 16 % від допустимого, яке нормується «Правилами захисту пристроїв провідного зв'язку провідного мовлення від впливу тягової мережі електрифікованих залізниць змінного струму» [116].

4.3 Висновки до четвертого розділу

1. Розроблені імітаційні моделі електричних процесів чотиріквadrантних перетворювачів, які працюють паралельно без зміщення та зі зміщенням моделюючих напруг. та схеми з застосуванням трансформатора підвищеної частоти, що дозволяє визначити спектр та амплітуду гармонік струму в рейковій колії.

2. Розроблено імітаційну модель електричних процесів схеми з застосуванням трансформатора підвищеної частоти, яка дозволяє визначити спектр та амплітуду гармонік в рейковій колії.

3. В результаті моделювання встановлено, що найширший спектр струму неосновних гармонік спостерігається при роботі перетворювачів 4QS без зміщення по фазі їх моделюючих напруг, а амплітуди гармонік з частотами 25 Гц, 50 Гц та 480 Гц майже досягають допустимого рівня. При роботі 4QS зі зміщенням амплітуди гармонік з частотами 25 Гц та 50 Гц становлять 35 % від допустимого рівня, а з частотою 175 Гц – 70 %.

4. При роботі в межах фідерної зони двох і більше одиниць ЕРС з чотириквADRантними перетворювачами можливе перевищення допустимого рівня струму завад, що може призвести до збою пристроїв автоматики, а отже і до зниження безпеки руху поїздів.

5. Результати моделювання роботи схеми із застосуванням трансформатора підвищеної частоти показали, що амплітуда струмів на частотах, які попадають в спектр небезпечних або заважаючих не перевищує 8 %. Діюче значення психофотричного струму не перевищує 0,8 А, що становить 16 % від допустимого значення. Тому така структура схеми рекомендована для застосування на електрорухомому складі подвійного живлення з асинхронним тяговим приводом.

РОЗДІЛ 5

ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ ЗАСТОСУВАННЯ ТРАНСФОРМАТОРА ПІДВИЩЕНОЇ ЧАСТОТИ В СИЛОВИХ КОЛАХ ЕЛЕКТРОРУХОМОГО СКЛАДУ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ

Основними показниками, які характеризують використання матеріалів при виготовленні електричних апаратів або пристроїв є питома вага та питомий об'єм. Питома вага показує відношення маси матеріалів, які витрачаються на виготовлення пристрою до його потужності. Питомий об'єм – відношення об'єму до потужності.

В даному випадку розглядається питома маса лише тягового привода, причому досліджується тракт живлення асинхронних тягових двигунів від мережі змінного струму.

Тяговий привод змінного струму включає в себе трансформатор, перетворювачі та тягові двигуни. Питому вагу привода можна визначити наступним чином:

$$M_{ТП} = \frac{M_{ТР} + M_{ПР} + M_{ТД}}{3}, \quad (5.1)$$

де $M_{ТР}$ - питома вага трансформатора, кг/кВт;

$M_{ПР}$ - питома вага перетворювача, кг/кВт;

$M_{ТД}$ - питома вага тягового двигуна, кг/кВт.

Оскільки розроблена схема відрізняється від існуючих тільки конструкцією трансформатора та типом перетворювачів, то розглядається лише питома вага лише цих елементів:

$$M_{ТП} = \frac{M_{ТР} + M_{ПР}}{2}. \quad (5.2)$$

Середня питома вага елементів привода електрорухомого складу змінного струму та багатосистемного ЕРС з асинхронними тяговими двигунами: $M_{ТР} = 1,6$ кг/кВт; $M_{ПР} = 0,32$ кг/кВт [9,11,13,15]. А відношення питомої ваги

трансформатора до перетворювачів $\frac{M_{TP}}{M_{PP}}$ дорівнює п'яти ($\frac{1,6}{0,32} = 5$). Тобто при однаковій потужності для виготовлення трансформатора вага матеріалів буде в 5 разів більшою за вагу перетворювача. І величина відношення продовжує збільшуватися, що пояснюється розвитком в галузі силових напівпровідникових елементів, який на сьогодні залишається достатньо стрімким.

Можливості подальшого зниження питомої ваги тягового трансформатора майже повністю вичерпані і в перспективі можуть досягти лише 1 кг/кВт [35].

Середня питома вага «традиційного привода» дорівнює:

$$M_{TP} = \frac{1,6 + 0,32}{2} = 0,96 \text{ кг/кВт.}$$

Оскільки в схемі з застосуванням проміжного трансформатора використовується більша кількість перетворювачів, то загальна питома вага їх буде дещо більшою відносно перетворювачів «традиційної» схеми. Для порівняння їх питомої ваги кожен тип перетворювача умовно розділяється на окремі фазні модулі. Таке припущення відповідає дійсності, так як конструктивно кожен з перетворювачів складається з побідних фазних модулів. В спрощеному вигляді схема фазного модуля показана на рис. 5.1. Складається модуль з двох послідовно включених IGBT, які в зворотному напрямку шунтовано двома послідовно включеними діодами. Однофазний автономний інвертор напруги, випрямляч та чотириквadrантний перетворювач складаються з двох фазних модулів, а трифазний автономний інвертор напруги – із трьох.

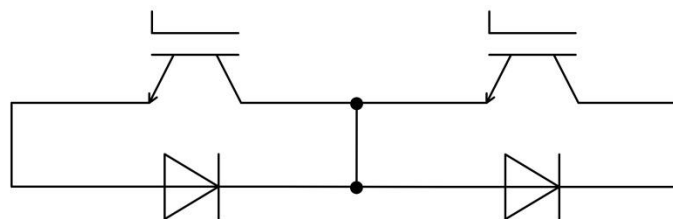


Рисунок 5.1 – Схема фазного модуля

Схематично «традиційна» схема зображена на рис. 5.2, а схема із застосуванням трансформатора підвищеної частоти – на рис. 5.3.

Як видно рис. 5.2, 5.3 в «традиційній» схемі використовується 5 фазних модулів, а в схемі з трансформатором підвищеної частоти їх 9, тому питома вага всього тракту перетворювачів останньої схеми збільшиться в $9/5=1,8$ рази і складає $0,32 \cdot 1,8 = 0,58$ кг/кВт.

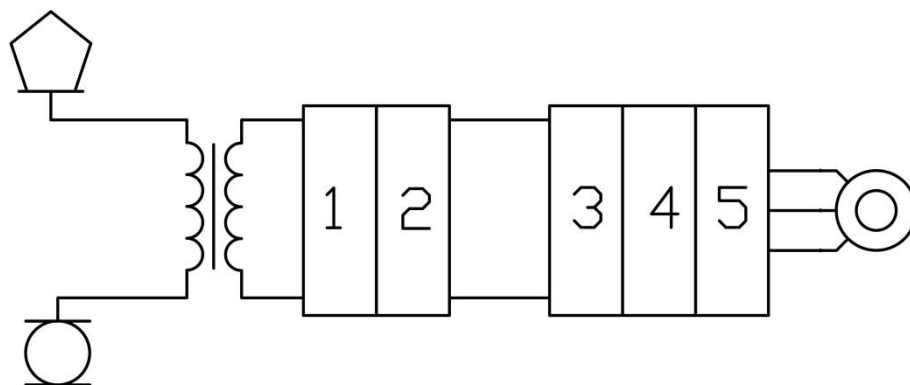


Рисунок 5.2 – Схематичне зображення фазних модулів в «традиційній» схемі

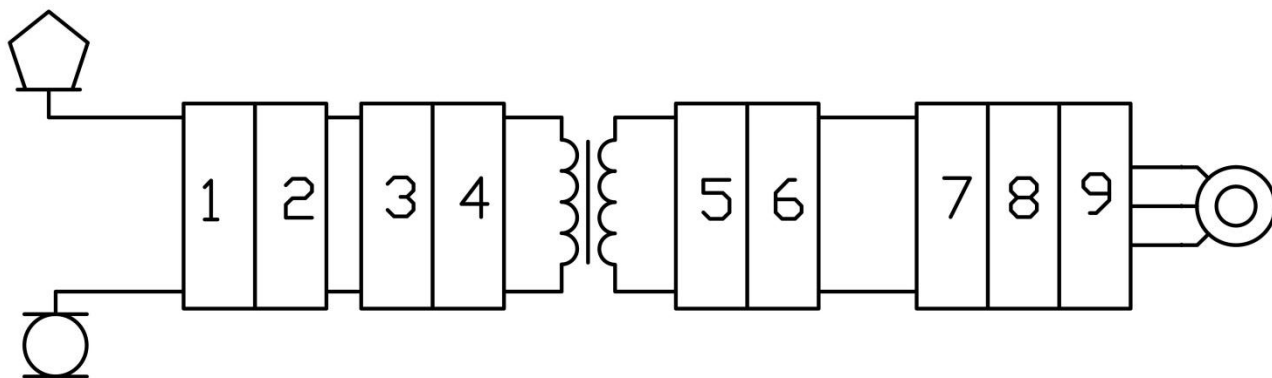


Рисунок 5.3 – Схематичне зображення фазних модулів в схемі з застосуванням трансформатора підвищеної частоти

При підвищенні частоти з 50 Гц до 2880 Гц згідно виразу (3.2) маса трансформатора знизиться в 3 рази, а отже і питома вага його знизиться в стільки ж разів і дорівнює $\frac{1,6}{3} = 0,53$ кг/кВт.

Графік залежності зміни питомої ваги трансформатора підвищеної частоти M_{TP} від частоти f вхідної напруги показаний на рис. 5.4.

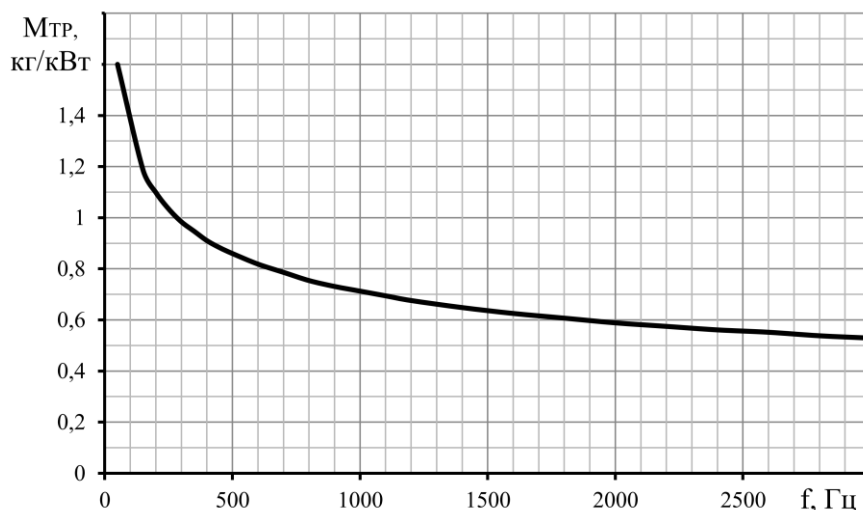


Рисунок 5.4 – Графік залежності питомої ваги трансформатора підвищеної частоти від частоти вхідної напруги

Питома вага привода із застосуванням трансформатора підвищеної частоти при частоті прикладеної напруги 2880 Гц дорівнює:

$$M_{III}^* = \frac{0,53 + 0,58}{2} = 0,56 \text{ кг/кВт.}$$

Графік залежності відносного зниження питомої ваги привода з застосуванням трансформатора підвищеної частоти ($m^* = \frac{M_{III}^*}{M_{III}}$) від частоти прикладеної напруги приведено на рис. 5.5.

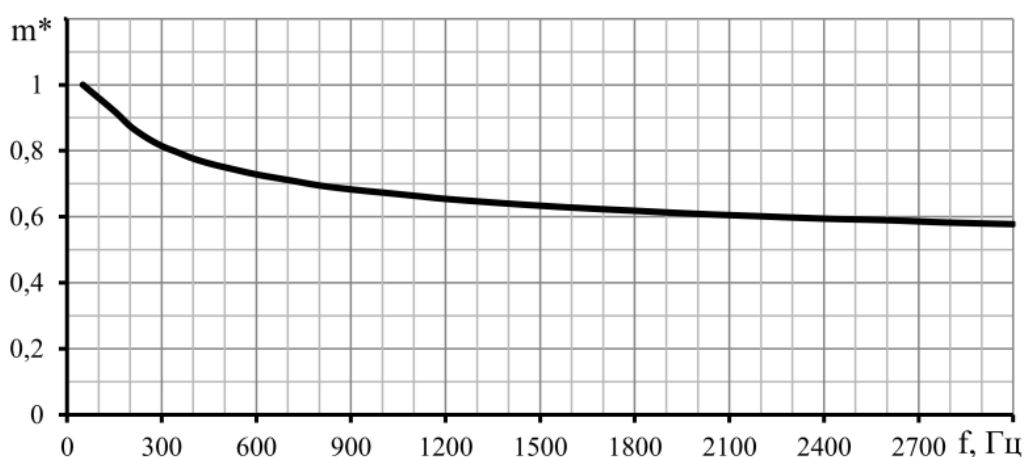


Рисунок 5.5 – Графік залежності відносного зниження питомої ваги привода з застосуванням трансформатора підвищеної частоти від частоти прикладеної напруги

В порівнянні з «традиційною» схемою питома вага привода розробленої схеми знизиться в 1,7 рази:

$$\frac{M_{ТП}}{M_{ТП}^*} = \frac{0,96}{0,56} = 1,7.$$

Графік залежності питомої ваги привода з застосуванням трансформатора підвищеної частоти від частоти прикладеної напруги показано на рис. 5.6.

На рис. 5.7 показана гістограма залежності питомої ваги від елементів привода і привода в цілому для «традиційної» схеми та розробленої схеми при частоті 2880 Гц.

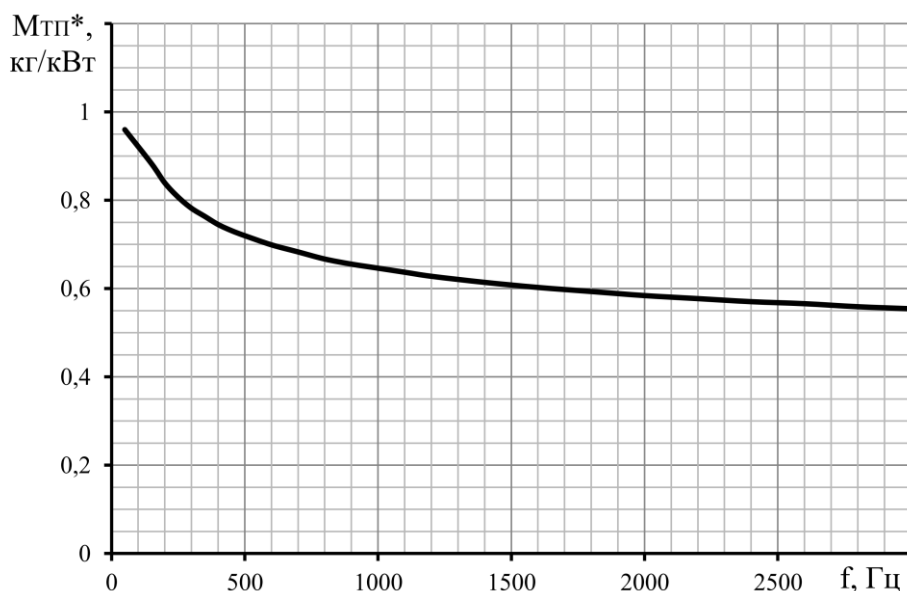


Рисунок 5.6 – Графік залежності питомої ваги привода з застосуванням трансформатора підвищеної частоти від частоти прикладеної напруги

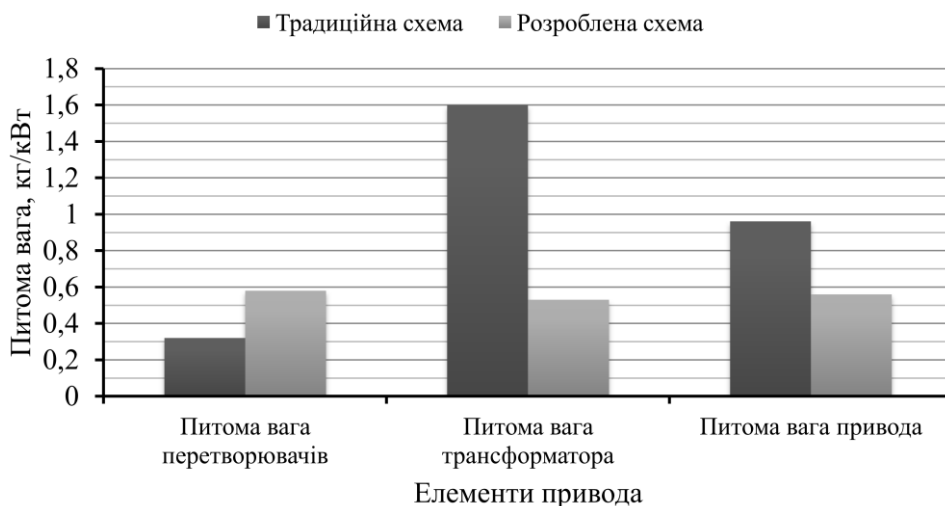


Рисунок 5.7 – Гістограма питомої ваги елементів і привода в цілому

Отже, при однаковій потужності маса матеріалів тягового привода із застосуванням проміжного трансформатора буде в 1,5...1,7 рази (залежно від потужності) нижчою порівняно до маси «традиційного» привода.

5.1 Висновки до п'ятого розділу

1. Для порівняння питомої ваги тягового електропривода структури схеми з застосуванням трансформатора підвищеної частоти та «традиційної» схеми запропоновано всі перетворювачі кожної із схем розділити на окремі фазні модулі та порівняти їх загальну вагу.

2. Встановлено, що питома вага перетворювачів структури схеми з застосуванням трансформатора підвищеної частоти більша в 1,8 рази за питому вагу перетворювачів «традиційної» схеми, а питома вага трансформатора при підвищенні частоти з 50 Гц до 2880 Гц менша в 3 рази.

3. Встановлено, що при однаковій потужності питома вага тягового привода із застосуванням проміжного трансформатора буде в 1,5...1,7 рази (в залежності від потужності трансформатора) нижчою відносно маси «традиційного» привода.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі вирішена актуальна науково-практична задача підвищення ефективності електрорухомого складу подвійного живлення, що забезпечує поліпшення масо-габаритних показників тягового привода та підвищення безпеки руху поїздів шляхом вдосконалення структури схеми електричних кіл.

Основні наукові результати, висновки та практичні рекомендації дисертаційної роботи полягають у наступному:

1. Проведений аналіз сучасного стану локомотивного парку залізниць України показав, що знос електрорухомого складу сягає 80 %...90 %, а фактичний строк служби становить 35...45 років і в найближчий час підлягатиме списанню. Тому для виконання заданого об'єму перевезень необхідне оновлення парку електрорухомого складу.

2. Встановлено, що раціональним для залізниць України є поступове впровадження ЕРС подвійного живлення з асинхронним тяговим приводом, що дозволяє знизити кількість інвентарного парку локомотивів та збільшити пропускну спроможність за рахунок ліквідації часу на зупинки, які необхідні для зміни локомотивів у випадку застосування односистемного ЕРС.

3. Виконаний аналіз структур силових схем ЕРС подвійного живлення з асинхронним тяговим приводом дозволив визначити найбільш раціональну структуру – схема «прямого підключення». Проте недоліком такої структури схеми та всіх схем подібної конфігурації залишається підвищений вплив на пристрої колійної автоматики та значна маса тягового привода.

4. Встановлено, що найбільш раціональним способом покращення масо-габаритних показників тягового привода є зниження маси тягового трансформатора за рахунок підвищення частоти вхідної напруги.

5. Вдосконалено структуру силової схеми ЕРС подвійного живлення з асинхронним тяговим приводом. В новій схемі при живленні двигунів ЕРС від мережі змінного струму використовується ланка підвищеної частоти, яка

складається із багатообмоткового трансформатора та автономних інверторів, які живлять відповідні обмотки трансформатора напругою підвищеної частоти.

На базі запропонованої структури розроблено ряд альтернативних і визначено найбільш раціональну з них за критерієм мінімуму маси та об'єму тягового привода.

6. На основі запропонованої структури розроблено схему силових кіл ЕРС подвійного живлення з асинхронним тяговим приводом.

7. Визначено діапазон робочих частот ланки підвищеної частоти в залежності від струму навантаження та комутаційних властивостей силових напівпровідникових ключів. При використанні IGBT 65 класу фірми Infineon і струмах навантаження 200...600 А діапазон робочих частот ланки становить 2880...825 Гц.

8. Встановлено, що найбільш раціональним магнітом'яким матеріалом для виготовлення магнітопроводу тягового трансформатора підвищеної частоти є аморфний сплав. Застосування сплаву марки 2605НВ1М замість електротехнічної сталі марки 3407 дозволить знизити в 9 разів втрати холостого ходу трансформатора.

9. В результаті моделювання електромагнітних процесів перетворювача 4QS без зміщення по фазі моделюючих напруг встановлено, що амплітуди струмів частотами 25 Гц, 480 Гц досягають, відповідно 87 % і 71 % від допустимого рівня. В перетворювача 4QS зі зміщенням найбільш небезпечними є частоти 50 Гц та 175 Гц, які становлять 35 % і 70 % від допустимого значення. Результати моделювання електромагнітних процесів запропонованої схеми показали, що амплітуди струмів, частоти яких попадають в діапазон небезпечних і заважаючих не перевищують 8 %. Амплітудне значення псофометричного струму не перевищує 0,8 А, що становить 16 % від допустимого значення.

10. Виконана оцінка поліпшення масо-габаритних показників показує, що застосування проміжного трансформатора дає можливість знизити питому вагу привода в 1,5...1,7 рази (в залежності від потужності трансформатора).

ЛІТЕРАТУРА

1. «Укрзалізниця» на пути реформ // Локомотив. – 2012. - №10. – С. 2-5.
2. Христофор О. В. Можливості і перспективи впровадження швидкісних двосистемних міжрегіональних поїздів з розподіленою тягою / О. В. Христофор, Т. С. Мельник // Залізничний транспорт України. – 2011. – №3 – С. 53-57.
3. Данько Н. И Проблемы обновления подвижного состава железных дорог Украины и пути их решения с учетом жизненного цикла / Н. И. Данько, Э. Д. Тартаковский, А. П. Фалендши, Ю. Е. Калабухин Ю // Залізничний транспорт України. – 2011. - №3. – С. 22-25.
4. Сергиенко Н. И. Решение проблемы подвижного состава железных дорог Украины через взаимодействие государственного и частного секторов экономики / Н. И. Сергиенко // Локомотив-информ. – 2010. - №6 – С. 40-46.
5. Шиш В. О. Особливості розробки генеральної схеми залізничного транспорту України до 2020 року / В. О. Шиш // Залізничний транспорт України. – 2009. - №6. – С. 38-40.
6. Комплексна програма оновлення залізничного рухомого складу України на 2008-2020 роки [Текст]. – К., 2009. – 300 с.
7. Электроподвижной состав с асинхронными тяговыми двигателями / Н. А. Ротанов, А. С. Курбасов, Ю. Г. Быков, В. В. Литовченко; Под ред. Н. А. Ротанова. – М.: Транспорт, 1991. – 336 с.
8. Литовченко В. В. Современные многосистемные электровозы / В. В. Литовченко, О. Б. Баранцев // Локомотив. – 2000. - №9. – С. 45-46.
9. Забарилло Д. О. Принципи побудови силових схем багатосистемних електровозів нового покоління / Д. О. Забарилло // Локомотив-информ. – 2013. – №8 (86). – С.4-12.
10. Comparison of multi-system traction converters for high-power locomotives // M. M. Bakran, H.-G. Eckel, P. Eckert, H. Gamach, U. Wenkemann // 35th Annal

IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany. – 2004. – P. 697 – 703.

11. Литовченко В. В. Современные многосистемные электровозы / В. В. Литовченко, О. Б. Баранцев // Локомотив. – 2000. - №10. – С. 44-48.

12. Сергієнко М. І. Структура тягових частотно-регульованих електроприводів сучасних пасажирських електровозів з асинхронними тяговими двигунами / М. І. Сергієнко, О. Ю. Чудний, Р. О. Панченко // Локомотив-інформ. – 2010. - №9. – С. 4 – 10.

13. Системы управления и диагностики электровоза ЭП10 / Под ред. С. В. Покровского. – М.: Интекст, 2009. – 356 с.

14. Moisa G. Locomotive two-current ÖBB, series 1822 // G. Moisa // Leonardo journal of Sciences. – 2002. – Issue I, July-December. – P. 13 – 22.

15. Becker Ch. Четырехсистемный электровоз большой мощности Europrinter ES64F4 // Ch. Becker, A. Köck // Железные дороги мира. – 2006. - №12. – С. 30 – 39.

16. Perníčka J. Четырехсистемный электровоз большой мощности Europrinter ES64U4 // J. Perníčka // Железные дороги мира. – 2005. - №12. – С. 36 – 46.

17. Орлов А. И. Теория принятия решений: учебное пособие / А. И. Орлов. – М.: Издательство «Март», 2004. – 656 с.

18. Евланов. А. Г. Теория и практика принятия решений / А. Г. Евланов. – М.: Экономика, 2004. – 175 с.

19. Флоренцев С. Тенденция развития приборов силовой электроники / С. Флоренцев // Электронные компоненты. – 2004. - № 8. – С. 127-136.

20. Машурян Э. Современная ситуация в силовой электронике / Э. Машурян // Электронные компоненты. – 2005. - №6. – С. 21-23.

21. Флоренцев С. Современное состояние и прогноз развития силовой электроники / С. Флоренцев // Современные технологии автоматизации. – 2004. - №2. – С. 20-30.

22. Калинин В. К. Электровозы и электропоезда / В. К. Калинин. – М.: Транспорт, 1991. – 480 с.

23. Электровоз магистральный 2ЕЛ5. Руководство по эксплуатации. Книга 4. Описание и работа. Электрические аппараты и оборудование. К., 2012. – 66 с.
24. Электровоз ЭП1. Руководство по эксплуатации. Том 1 (в четырех книгах). Новочеркасск, 2006. – 540 с.
25. Соколов Ю. Н. Электровоз ДС3. Устройство, управление, обслуживание: конспект для локомотивных бригад / Ю. Н. Соколов. – К., 2011. – 299 с.
26. Электровоз ВЛ80Т. Руководство по эксплуатации. Под ред. Б. Р. Бондаренко. М.: Транспорт, 1977. – 568 с.
27. Пассажирские электровозы ЧС4 и ЧС4Т: изд. 2-е, перераб. и доп. / В. А. Каптелкин, Ю. В. Колесин, И. П. Ильин, А. С. Потапов, Д. И. Моховиков. – М.: Транспорт, 1975. – 384 с.
28. Дубровский З. М. Электровозы ВЛ60К и ВЛ60П/К: руководство по эксплуатации / З. М. Дубровский, Л. М. Лорман. – М.: Транспорт, 1993. – 400 с.
29. Электровоз ВЛ80К: руководство по эксплуатации. – М.: Транспорт, 1978. – 432 с.
30. Электровоз ВЛ80Р: руководство по эксплуатации / под ред. Б. А. Тушканова. – М.: Транспорт, 1985. – 541 с.
31. Электровоз ВЛ80С: руководство по эксплуатации. – М.: Транспорт, 1982 – 622 с.
32. Тушканов Б. А. Электровоз ВЛ85: руководство по эксплуатации / Б. А. Тушканов, Н. Г. Пушкарев, Л. А. Поздняков – М.: Транспорт, 1992. – 480 с.
33. Правила капітального ремонту електровозів серії ЧС7 та ЧС8. К.: – 2004. – 174 с.
34. Вольдек А. И. Электрические машины: учебник для студентов высш. техн. учебн. заведений. – 3-е изд., перераб. / И. А. Вольдек – Л.: Энергия, 1978. – 832 с.
35. Henning U. Сверхпроводящие трансформаторы для электроподвижного состава / U. Henning // Железные дороги мира. – 2003. - №1. – с. 21-30.
36. Высокочастотные транзисторные преобразователи / Э. М. Ромаш, Ю. И. Драбович, Н. Н. Юрченко, П. Н. Шевченко. – М.: Радио и связь, 1988. – 288 с.

37. Эраносян С. А. Сетевые блоки питания с высокочастотными преобразователями / С. А. Эраносян. – Л.: Энергоатомиздат, 1991. – 176 с.
38. Драбович Ю. И. Транзисторные источники электропитания с безтрансформаторным входом / Ю. И. Драбович, Н. С. Комаров, Н. Б. Мкрченко. – К.: Наукова думка, 1984. – 160 с.
39. Бас А. А. Источники вторичного электропитания с безтрансформаторным входом / А. А. Бас, В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин. – М.: Радио и связь, 1987. – 160 с.
40. Everett C. High-frequency off-line switching power supplies / C. Everett // EDN. – 1986. - №8. – Р. 130-135.
41. Концепция перспективного тягового привода / Железные дороги мира. – 1999. - №6. – с. 41-46.
42. Тяговые преобразователи уменьшенной массы / Железные дороги мира. – 2000. - №8. – с. 56-61.
43. Victor M. Преобразование энергии на электроподвижном составе переменного тока с помощью трансформатора повышенной частоты / M. Victor // Железные дороги мира. – 2006. - №6 – С. 49-53.
44. Бальян Р. Х. Тиристорные генераторы и инверторы. / Р. Х. Бальян, М. А. Сивере. – Л.: Энергия, 1982. – 224 с.
45. Горбачев Г. И., Фадеев Ю. И. Широтно-импульсное регулирование высокочастотных инверторов / Г. И. Горбачев, Ю. И. Фадеев. – Тр. Моск. энерг. ин-та, 1977. – вып. 329. – С. 49-53.
46. Дмитриков В. Ф. Анализ процессов принудительной коммутации в резонансных инверторах с обратными диодами / В. Ф. Дмитриков // Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника. – 1971. – вып. 20. – С. 25-28.
47. Редди Рама С. Основы силовой электроники / С. Рама Редди. – М.: Техносфера, 2006. – 288 с.
48. Дубинець Л. В. Структурна схема перспективного електровоза подвійного живлення / Л. В. Дубинець, М. Г. Чілікін, А. М. Муха // Збірник наукових праць

Дніпродзержинського державного технічного університету (технічні науки): [тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія й практика»]. – Дніпродзержинськ: ДДТУ. – 2007. – С. 356-357.

49. Муха А. М. Розвиток наукових основ створення тягових електропередач багатосистемних електровозів: автореф. дис. док. техн. наук: 05.22.09 / Муха Андрій Миколайович. – Дніпропетровськ, 2011. – 36 с.

50. Тихомиров П. М. Расчет трансформаторов: учеб. пособие для вузов. – 5-е изд., перераб. и доп. / П. М. Тихомиров – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 528 с.

51. Вісін М. Г. Шестивісний магістральний вантажний електровоз подвійного живлення із застосуванням трансформатора з високочастотною розв'язкою та асинхронними тяговими двигунами / М. Г. Вісін, Д. О. Забарилло // Вісник Дніпропетровського національного університету залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна. – 2011. – Вип. 36. – С. 64-69.

52. Электроподвижной состав двойного питания с асинхронными тяговыми двигателями и высокочастотным трансформатором / Н. Г. Висин, Б. Т. Власенко, Д. А. Забарилло, С. Л. Марикуца, О. О. Шевчук, В. С. Крашанюк // Локомотив-информ. – 2014. – № 02 (92). – С. 46-48.

53. Пат. UA 72077 МПК (2012.01) H02M 7/00 Силовая электрична схема электровоза подвійного живлення з асинхронними тяговими двигунами / Вісін М. Г., Забарилло Д. О.; заявник та власник Дніпропетр. нац. у-нт залізн. трансп. ім. акад. В. Лазаряна. - № заявки у 2011 15043; дата заявки 19.12.2011; дата публікації 10.08.2012, Бюл. № 15.

54. Забарилло Д. О. Підвищення ефективності електровоза подвійного живлення з асинхронним тяговим приводом / Д. О. Забарилло, М. Г. Вісін //Енергозбереження на залізничному транспорті: міжнар. наук–практ. конф., 31 травня – 03 червня 2011 р.: тез. доп. – Д.: ДНУЗТ, 2011. – С. 30-31.

55. Вісін М. Г. Шестивісний магістральний вантажний електровоз подвійного живлення з застосуванням проміжного трансформатора з високочастотною розв'язкою та асинхронними тяговими двигунами / М. Г. Вісін, Д. О. Забарилло

- // Електрифікація залізничного транспорту «Транселектро-2010»: міжнар. наук.–практ. конф., 27 – 29 вересня 2010 р.: тез. доп. – Д.: ДНУЗТ, 2010. – С. 10-11.
56. Вісін М. Г. Аналіз силових схем з використанням високочастотного трансформатора для живлення асинхронних тягових двигунів електрорухомого складу / М. Г. Вісін, Д. О. Забарилло // Електрифікація транспорту. – Д.: Вид-во Дніпропетр. нац. ун-ту залізн. трансп. ім. акад. В. Лазаряна. – 2013. – №5. – С.25-32.
57. Вісін М. Г. Аналіз силових схем з використанням високочастотного трансформатора для живлення асинхронних тягових двигунів електрорухомого складу / М. Г. Вісін, Д. О. Забарилло // Проблеми і перспективи розвитку залізничного транспорту: міжнар. наук–практ. конф., 23-24 травня 2013 р.: тез. доп. – Д.: ДНУЗТ, 2013. – С. 111-112.
58. Петров Г. Н. Электрические машины. В 3-х частях. Ч. 1. Введение. Трансформаторы: учебник для вузов / Г. Н. Петров. – М.: Энергия, 1974. – 240 с.
59. Сергеев П. С. Электрические машины: учебное пособие / П. С. Сергеев. – М.: Госэнергоатомиздат, 1955. – 256 с.
60. Правила технічної експлуатації залізниць України. Міністерство України. – К., 2002. – 94 с.
61. Горбачев Г. Н. Промышленная электроника: учебник для вузов; под ред. В. А. Лабунцова. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 320 с.
62. Гельман М. В. Преобразовательная техника: учебное пособие / М. В. Гельман, М. М. Дудкин, К. А. Преображенский. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2009. – 425 с.
63. Бурков А. Т. Электронная техника и преобразователи: учеб. для вузов ж.-д. трансп. / А. Т. Бурков – М.: Транспорт, 1999. – 464 с.
64. Попков О. З. Основы преобразовательной техники: учеб. пособие для вузов / О. З. Попов. – М.: Изд. дом МЭИ, 2007. – 200 с.
65. Семенов Б. Ю. Силовая электроника: профессиональные решения / Б. Ю. Семенов. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2011. – 416 с.

66. Характеристики IGBT виробництва компанії Infineon. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <http://www.infineon.com/cms/en/product/power/igbt/igbt-module/igbt-module-4500v-6500v/channel.html?channel=ff80808112ab681d0112ab69f8450396>. – Загл. з екрану.
67. Характеристики IGBT виробництва компанії ABB. [Електронний ресурс]. Режим доступу: [http://www05.abb.com/global/scot/scot256.nsf/veritydisplay/bfeb34b019a8d50383257ca700384dff/\\$file/5sna%200750g650300_5sya%201600-03%2001-2014.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot256.nsf/veritydisplay/bfeb34b019a8d50383257ca700384dff/$file/5sna%200750g650300_5sya%201600-03%2001-2014.pdf). – Загл. з екрану.
68. Патлахов В. Е. Исследование и проектирование трансформаторов малой мощности повышенной частоты оптимальных по массе: дис. канд. тех. наук: 05.09.01 / Патлахов Владимир Евгеньевич. – Самара, 2006. – 169 с.
69. Остренко В. С. Определение максимального допустимого значения частоты коммутации модуля IGBT / В. С. Остренко // Електротехніка та електроенергетика. – 2012. - №2. – С. 28-33.
70. Applying IGBT [Електронний ресурс]=Применение IGBT / Bjorn Backlund, Raffael Schenell, Ulrich Schlapbach, Roland Fisher, Evgeny Tsyplakov / ABB Semiconductors – Електронні дані (1 файл). – Switzerland [2009] – Режим доступу: <http://www05.abb.com> вільний, Загл. з екрану.
71. Чебовский О. Г. Силовые полупроводниковые приборы: Справочник /О. Г. Чебовский, Л. Г. Моисеев, Р. П. Недошивин. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 400 с.
72. Забарило Д. О. Визначення частоти високочастотної ланки для перспективної схеми електрорухомого складу / Д. О. Забарило // Вісник Дніпропетровського національного університету залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна. – Вип. 5(53). – 2014. – С. 39-47.
73. Захарченко Д. Д. Тяговые электрические машины и трансформаторы: учебник для вузов ж.-д. трансп. / Д. Д. Захарченко, Н. А. Ротанов, Е. В. Горчаков. – М.: Транспорт, 1979. – 303 с.

74. Безрученко М. В. Тягові електричні машини електрорухомого складу: навчальний посібник / М. В. Безрученко, В. К. Варченко, В. В. Чумак. – Д.: Вид-во Дніпропетр. нац. ун-ту залізн. трансп. ім. акад. В. Лазаряна, 2003. – 252 с.
75. Дружинин В. В. Магнитны свойства электротехнической стали: изд. 2-е, перераб./ В. В. Дружинин. – М.: Энергия, 1974. – 240 с.
76. Мишин Д. Д. Магнитные материалы: учеб. пособие для вузов. – 2-е изд., перераб. доп / Д. Д. Мишин – М.: Высш. шк., 1991. – 384 с.
77. Преображенский А. А. Магнитные материалы и элементы / А. А. Преображенский, Е. Г. Бишард. – М.: Высш. шк., 1986. – 357 с.
78. Забарилло Д. О. Визначення робочої частоти та вибір матеріалу магнітопроводу для високочастотного трансформатора / Електрифікація транспорту «Транселектро-2012»: міжнар. наук–практ. конф., 25-28 вересня 2012 р.: тез. доп. – Д.: ДНУЗТ, 2012. – С. 42.
79. Белов К. П. Ферриты в сильных магнитных полях / К. П. Беков. – М.: Наука, 1972. – 200 с.
80. Нанокристаллические магнитные материалы / Ю. Стародубцев, В. Белозеров // Компоненты и технологии. – 2007. - № 4. – С. 240-242.
81. Аморфные и нанокристаллические сплавы. [Електронний ресурс]. Режим доступу: www.mstator.ru/products/amorf/. – Загл. з екрану.
82. Нанокристаллические сплавы. [Електронний ресурс]. Режим доступу: www.uas.su/books/newmaterial/124/razdel124.php/. – Загл. з екрану.
83. Судзуки С. Аморфные металлы / С. Судзуки, Х. Фудзимори, К. Хасимото. – М.: Металлургия, 1987. – 328 с.
84. Скотт М. Г. Аморфные металлические сплавы/ Под ред. Ф. Е. Люборского. – М.: Металлургия, 1987. – 584 с.
85. Сердечники из аморфных сплавов: каталог. [Електронний ресурс]. Режим доступу: www.frrite.com.ua/amorphous/. – Загл. з екрану.
86. Amorphous & Nanocrystalline Materials. [Електронний ресурс]. Режим доступу: www.hitachimetasl.com. – Загл. з екрану.

87. Аморфные сплавы и экономия. [Электронный ресурс]. Режим доступа: www.forca.ru/stati/podstancii/amorfnye-splavy-i-ekonomiya.html. – Загл. з екрану.
88. Параметри аморфного сплаву марки 2605HB1M. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.metglas.com/assets/pdf/msds/msds2605sa1.pdf>. – Загл. з екрану.
89. Аморфные магнитомягкие сплавы и их применение в источниках вторичного электропитания / В. И. Хандогин, А. В. Райкова, Н. Н. Ершов, Р. Д. Нурагтева, В. С. Чернов, А. М. Зиличев, Н. П. Васильева, Ю. А. Спиридонов, В. А. Макаров, Н. И. Стуковнин, Е. И. Мальцев, А. И. Зусман, С. К. Зотов, А. В. Тракунов, В. С. Ларин, С. А. Баранов; Под ред. В. И. Хандогина. – М.: 1990. – 171 с.
90. Забарилло Д. О. Перспективи застосування аморфних сплавів для тягового рухомого складу / Д. О. Забарилло // Локомотив-інформ. – 2014. – №7 (97). – С.44-47.
91. Забарилло Д. О. Перспективи застосування аморфних сплавів для тягового рухомого складу / Енергозбереження на залізничному транспорті і в промисловості: міжнар. наук–практ. конф., 11-13 червня 2014 р.: тез. доп. – Д.: ДНУЗТ, 2014. – С. 74-75.
92. Хныков А. В. Теория и расчет многообмоточных трансформаторов / А. В. Хныков – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – 112 с.
93. Основы теории цепей: Учебник для вузов / Г. В. Зевеке, П. А. Ионкин, А. В. Нетушил, С. В. Страхов. – 5-е изд., перераб. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 528 с.
94. Забарилло Д. А. Особенности расчета силового трансформатора повышенной частоты / Д. А. Забарилло // Наука та прогрес транспорту. Вісник Дніпропетровського національного університету залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна. – 2013. – №3(45). – С. 29-35.
95. Забарилло Д. А. Особенности расчета силового трансформатора повышенной частоты / Д. А. Забарилло // Енергозбереження на залізничному транспорті:

міжнар. наук–практ. конф., 11-14 червня 2013 р.: тез. доп. – Д.: ДНУЗТ, 2013. – С. 44.

96. Сертификация и доказательство систем железнодорожной автоматики / под ред. Вл. В. Сапожникова – М.: Транспорт, 1997. – 288 с.

97. Сапожников В. В. Надежность систем железнодорожной автоматики и телемеханики: учебное пособие для вузов ж. д. трансп / Сапожников Вл. В., Шаманов В. П.; под ред. Вл. В. Сапожникова. – М.: Маршрут, 2003. – 263 с.

98. Завгородній О. В. Підвищення функціональної безпеки рейкових кіл шляхом забезпечення їх електромагнітної сумісності з тяговою мережею: автореф. дис. канд. техн. наук: 05.22.20 / Завгородній Олександр Володимирович /. – Дніпропетровськ, 2011. – 24 с.

99. Аркатов В. С. Рельсовые цепи. Анализ работы и техническое обслуживание / В. С. Аркатов, Ю. А. Кравцов, Б. М. Степенский. – М.: Транспорт, 1990. – 295 с.

100. Казаков А. А. Автоблокировка, локомотивная сигнализация и автостопы: учебник для техникумов ж.-д. трансп. / А. А. Казаков, Е. А. Казаков. – 7-изд., перераб. и доп. – М.: Транспорт, 1980. – 360 с.

101. Путевая блокировка и авторегулировка: учебник для вузов. Н. Ф. Котляренко, А. В. Шишляков, Ю. В. Соболев, И. З. Скрыпин, В. А. Шишляков; Под ред. Н. Ф. Котляренко. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Транспорт, 1983. – 408 с.

102. Иньков Ю. М. Входные преобразовательные устройства подвижного состава с асинхронными тяговыми двигателями / Ю. М. Иньков, В. В. Литовченко // Электротехническая промышленность. Серия преобразовательная техника. – 1983. - выпуск 2 (148). – С. 10-14.

103. Широченко Ю. Н. Входные преобразователи современного электроподвижного состава переменного тока / Ю. Н. Широченко // Электроника и электрооборудование транспорта. Московская обл., п. Томилино. – 2010. - №1. – С. 15-18.

104. Литовченко В. В. 4q-S – четырехквadrантный преобразователь электровозов переменного тока (принцип работы и экспериментальные исследования) / В. В. Литовченко // Изв. вузов. Электромеханика. – 2000. - №3. – С. 64-73.
105. Широченко Ю. Н. Совершенствование системы управления преобразователями двухсистемного электровоза с асинхронными тяговыми двигателями: автореф. дис. канд. техн. наук: 05.09.03 / Широченко Юрий Николаевич. – М., 2010. – 24 с.
106. Вісін М. Г. Підвищення електромагнітної сумісності рейкових кіл з електрорухомим складом подвійного живлення з асинхронними тяговими двигунами та тяговою мережею / М. Г. Вісін, Д. О. Забаріло // Вісник Дніпропетровського національного університету залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна. – Вип. 36. – 2011. – С. 64-69.
107. Висин Н. Г. Повышение надежности работы систем автоматического управления электропоездов: Монография [Текст] / Н. Г. Висин, Б. Т. Власенко, Д. А. Забаріло. – Дн-вск: Изд-во Маковецкий, 2012. – 256 с.
108. Вісін М. Г. Підвищення електромагнітної сумісності рейкових кіл з електрорухомим складом подвійного живлення з асинхронними тяговими двигунами / М. Г. Вісін, Д. О. Забаріло // Електрифікація транспорту «Транселектро-2011»: міжнар. наук–практ. конф., 19-21 грудня 2011 р.: тез. доп. – Д.: ДНУЗТ, 2011. – С. 10.
109. Литовченко В. В. Определение энергетических показателей подвижного состава переменного тока с 4q-S-преобразователями / В. В. Литовченко // Электротехника. – 1993. - №2. – С. 23-31.
110. Ватсон Г. Н. Теория Бесселевых функций / Г. Н. Ватсон. – М.: Издательство иностранный мир, 1949. – 286 с.
111. Черных И. В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB. SimPowerSystems и Simulink / И. В. Черных. – М.: ДМК Пресс, 2011. – 288 с.
112. Герман-Галкин С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: учебное пособие / С. Г. Герман-Галкин. – СПб.: КОРОНА принт, 2001. – 320 с.

113. Герман-Галкин С. Г. Силовая электроника: Лабораторные работы на ПК / С. Г. Герман-Галкин. – СПб.: Учитель и ученик, КОРОНА принт, 2002. – 304 с.
114. Забарило Д. О. Моделювання роботи чотириквadrантного перетворювача в програмному середовищі MATLAB / Д. О. Забарило // Проблеми і перспективи розвитку залізничного транспорту: »: міжнар. наук–практ. конф., 15-16 травня 2014 р.: тез. доп. – Д.: ДНУЗТ, 2014. – С. 158-159.
115. НБЖТ ЦТ 04-98. Электровозы. Нормы безопасности на железнодорожном транспорте.
116. Правила защиты устройств проводной связи и проводного вещания от влияния тяговой сети электрифицированных железных дорог переменного тока. – М.: Транспорт, 1989 – 65 с.

ДОДАТОК А

Характеристика силових схем багатосистемних електровозів з асинхронним тяговим приводом

Схеми із застосування понижуючого чопера

В перетворювачах перших багатосистемних електровозів з асинхронним приводом використовувалися напівпровідникові ключі з робочою напругою 3,3...4,5 кВ, що не дозволяло їх підключення безпосередньо до контактної мережі 3 кВ, напруга в якій коливається від 2,2 до 4 кВ. При застосуванні в перетворювачах GTO-тиристорів, які витримують зворотну напругу 4,5 кВ, запасу міцності їх по напрузі не вистачає, якщо напруга в тяговій мережі має значення 4 кВ, що обумовлено виниканням перенапружень в напівпровідниковому приладі при комутації. Тому для зниження напруги на силових елементах автономних інверторів застосовують ємнісні дільники напруги разом з послідовним з'єднанням інверторів або імпульсні переривники постійної напруги (чопери).

Одним із варіантів схемного рішення при застосування перетворювачів з GTO-тиристорами та входним чопером є схема багатосистемного електровоза серії S252 іспанських залізниць [10] (рис. А.1). В такій схемі при живленні електровоза від мережі постійної напруги застосовуються входні перехресні чопери. Подібна схема використовується на багатосистемних поїздах ICE залізниць ФРН.

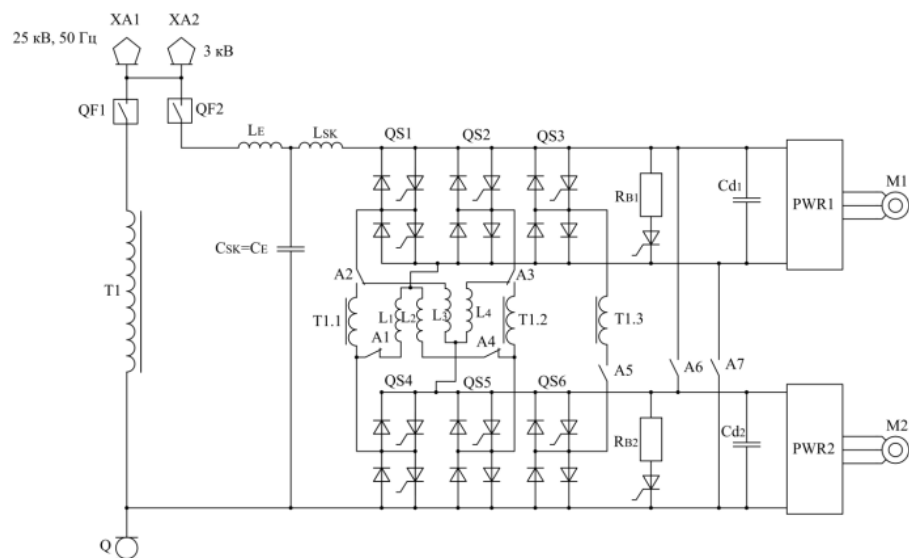


Рисунок А.1 – Силова схема електровоза серії S252 (з входними перехресними чоперами)

Понижуючі чопери, які застосовуються при живленні від тягової мережі постійного струму, формуються з фазних плечей (QS1...QS6) чотириквadrантних перетворювачів, які використовуються при живленні електровоза від мережі змінного струму. Для зниження пульсацій, створених чоперами, необхідні додаткові дроселі (L1...L4). В режимі постійного струму формуються дві ланки постійної напруги (Cd1, Cd2), для захисту яких від перенапружень та для реалізації реостатного гальмування необхідні два гальмові чопери (RB1, RB2). В режимі змінного струму дві ланки постійної напруги одного візка підключені паралельно, тому потрібен тільки один резонансний дросель (Lsk) для фільтрації гармонік струму подвійної частоти (100 Гц) тягової мережі [15].

В схемі електровоза S252 кожен двигун М живиться від індивідуального інвертора PWR. Це дозволяє резервувати 75 % потужності в режимі змінного струму. Проте в режимі постійного струму два інвертори одного візка підключені через входні чопери, що знижує резервування до 50 %.

Схемне рішення без використання додаткових дроселів для згладження пульсацій, викликаних роботою чоперів, показане на рис. А.2. Чотириквadrантний перетворювач разом з трансформатором використовуються як понижуючий перетворювач. В режимі постійного струму потрібно два чотириквadrантні перетворювачі для формування однієї ланки постійної напруги. Для досягнення 75 % резервування в електровозах з чотирма автономними інверторами потрібно мати вісім чотириквadrантних перетворювачів. Якщо використовувати два або три чотириквadrантні перетворювачі для двох автономних інверторів, то можна досягнути лише 50 % резервування [10].

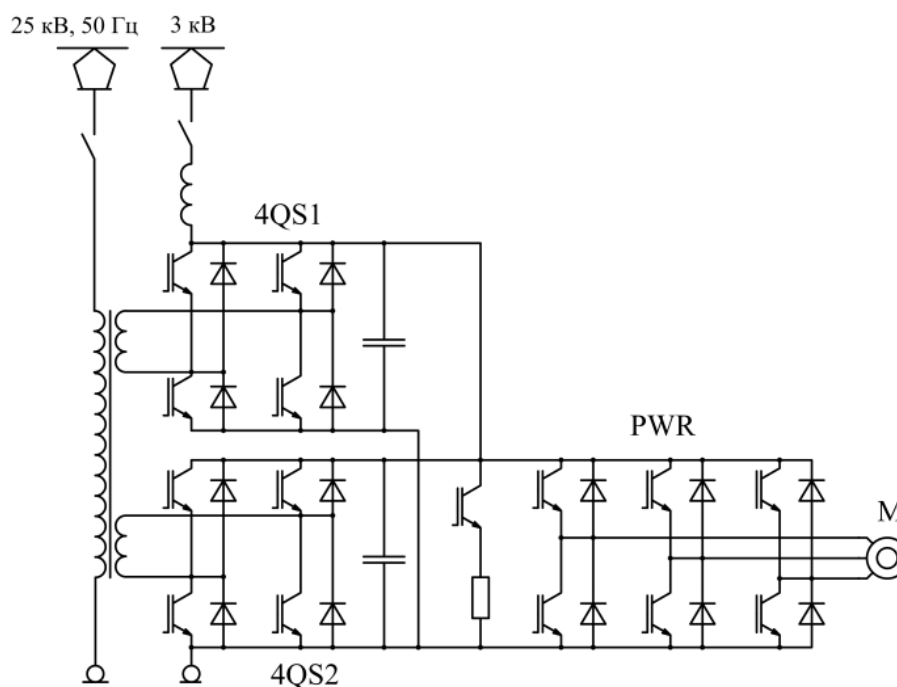


Рисунок А.2 – Конфігурація силової схеми з послідовний з'єднанням вхідних перетворювачів при живленні від тягової мережі 3 кВ

Паралельне з'єднання ланок постійної напруги можливе в режимі змінного струму також як і в режимі постійного струму, тому послідовне резонансне коло разом з шунтуючим тиристор можуть бути підключені паралельно до ланок постійної напруги. Проте додатковий шунтуючий тиристор необхідний для захисту від перенапружень чотириквadrантного перетворювача, який включено послідовно. Оскільки всі силові елементи чотириквadrантного перетворювача задіяні також при живленні електровоза від мережі постійної напруги, то неможливо їх використовувати в якості гальмових чоперів, що потребує встановлення додаткового чопера.

Ефективність такого схемного рішення значно нижча в порівнянні зі схемою з перехресними вхідними чоперами. В останньому випадку струм проходить тільки через один напівпровідниковий елемент, так як чотири напівмости працюють паралельно. У випадку послідовного з'єднання чотириквadrантних перетворювачів два напівпровідникові елементи однієї вторинної обмотки трансформатора і два напівпровідникових елемента другої

вторинної обмотки трансформатора обтікаються струмом, оскільки чотири напівмости працюють послідовно.

Інше схемне рішення для перетворювачів на IGBT транзисторах з вхідним чопером показано на рис. А.3. В режимі змінного струму включені чотириквadrантний перетворювач, ланка постійної напруги та автономний інвертор. В режимі постійного струму ланки постійної напруги розділені [10].

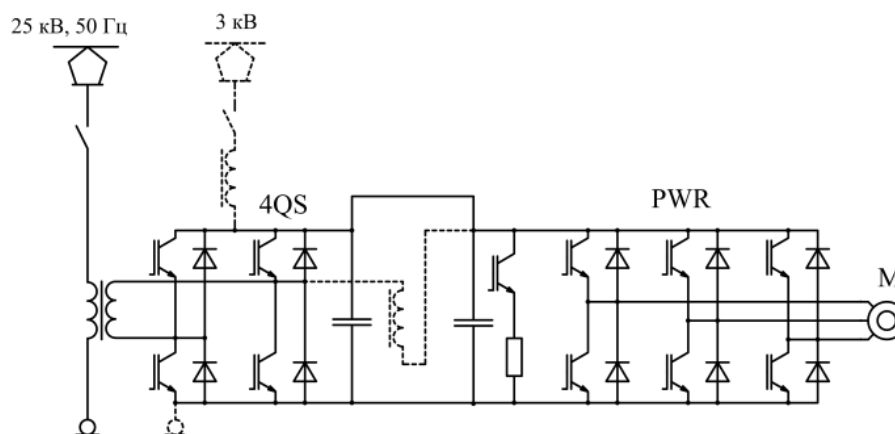


Рисунок А.3 – Конфігурація схеми з вхідним чопером, який виконано на IGBT-транзисторах 65 класу

Ланка постійної напруги чотириквadrантного перетворювача безпосередньо підключена до тягової мережі. При цьому IGBT транзистор разом з додатковим дроселем використовуються як понижуючий перетворювач, який живить ланку постійної напруги автономного інвертора. Так як вхідний чопер безпосередньо підключений до тягової мережі, то необхідно застосувати IGBT транзистор з робочою напругою 6,5 кВ. В автономному інверторі можуть застосовуватися транзистори як на 4,5 кВ, так і на 6,5 кВ. На відміну від перетворювача з перехресними вхідними чоперами (див. рис. А.1) в такій схемі використовується лише один чотириквadrантний перетворювач в якості вхідного чопера.

Безчоперні перетворювачі

Іншим способом зниження напруги на силових елементах вхідного АІН при живленні електровоза від мережі постійного струму 3 кВ є застосування емнісних дільників напруги та послідовне з'єднання АІН. Це дозволяє знизити

напругу на елементах АІН майже вдвоє, що значно послаблює вимоги до силових напівпровідників при забезпеченні заданого запасу за вентиляційною міцністю. Проте при послідовному з'єднанні АІН, кожен з яких живить індивідуальний АТД, можливе нерівномірне навантаження плечей ємнісних ділянок. Для усунення цього недоліку застосовують АТД з двозірковою статорною обмоткою, кожна зірка якої отримує живлення від різних АІН [10].

Таку концепцію побудови силової схеми має електровоз подвійного живлення ЕП10 (рис. А.4, А.5). Перетворювачі цього електровоза виконані на тиристорах GTO 45 класу.

При живленні від тягової мережі постійного струму (див. рис. А.4) напруга в проміжній ланці повторює напругу мережі в діапазоні від 2,2 кВ до 4 кВ. При живленні від тягової мережі змінного струму (див. рис. А.5) випрямлячі підтримують стабільну напругу 2800 В незалежно від величини напруги на струмоприймачі. При живленні електровоза від тягової мережі різних родів струму коло живлення тягового двигуна має значні відмінності [13].

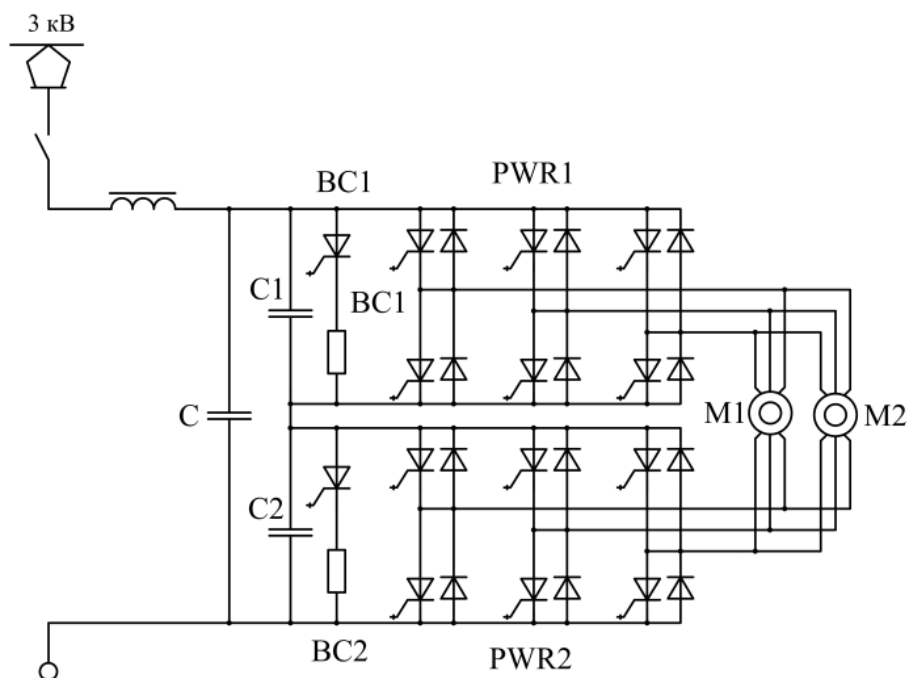


Рисунок А.4 – Конфігурація схеми тягового перетворювача при роботі електровоза ЕП10 від тягової мережі постійного струму

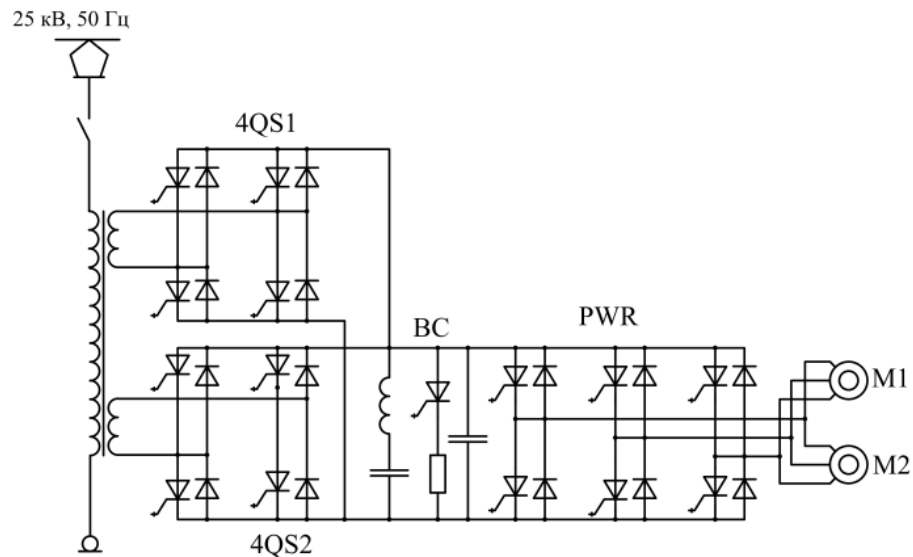


Рисунок А.5 – Конфігурація схеми тягового перетворювача при роботі електровоза ЕП10 від тягової мережі змінного струму

В режимі змінного струму напруга двох вторинних обмоток випрямляється двома чотириквADRантними перетворювачами 4QS1, 4QS2, які паралельно з'єднані між собою і підключені до ланки постійної напруги (див. рис. А.5). До виходу ланки постійної напруги паралельно підключені гальмовий чопер BC та автономний інвертор напруги PWR. Один АІН живить два паралельно включені тягові асинхронні двигун, статорної обмотки яких включені за схемою, яку показано на рис. А.5. При живленні електровоза від тягової мережі постійного струму ємнісні дільники C1, C2 формують два плеча для живлення двох послідовно з'єднаних АІН PWR1, PWR2. При цьому напруга на C1, C2 та PWR1, PWR2 рівна приблизно половині напруги тягової мережі. Схема включення статорних обмоток тягових двигунів приведена на рис. А.4. При цьому структура побудови одного АІН і одного гальмового чопера залишається як і в режимі змінного струму, а структура другого АІН і гальмівного чопера формується з фазних модулів чотириквADRантних перетворювачів, які використовуються в якості вхідних випрямлячів при живленні електровоза від мережі змінного струму.

Перемикання схеми тягового перетворювача здійснюється комплектом встановлених в ньому системних перемикачів. Але, як видно з рис. А.4, А.5, для реалізації таких конфігурацій необхідно також перемикати обмотки тягових

двигунів із з'єднання з двома «напівзірками» на «повну зірку». Для цього в тягових двигунах НТА-1200 електровоза ЕП10 фазні обмотки виконано секціоновано, як показано на рис. А.6. Одна група із трьох напівобмоток фаз завжди з'єднана в «зірку» всередині двигуна і має три силові виводи. В другій групі кожна фазна напівобмотка має два силові виводи. Ці роздільні виводи і дозволяють формувати два варіанти схеми силових кіл [13].

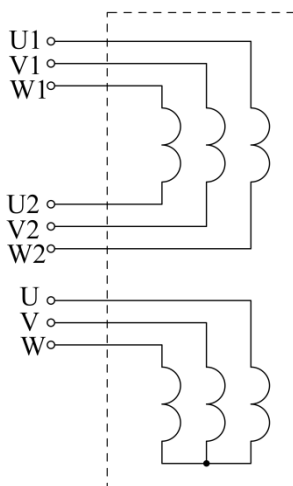


Рисунок А.6 – Схема розташування виводів статорної обмотки тягового двигуна НТА-1200 електровоза ЕП10

Перемикання обмотки тягових двигунів відбуваються за допомогою додаткового системного перемикача, який встановлено окремо від тягового перетворювача.

Основним недоліком силової схеми електровоза ЕП10 є суттєва відмінність кіл живлення тягових двигунів при знаходженні електровоза під контактною мережею різних родів струму. Тому при переході електровоза від одного роду струму на інший необхідна велика кількість силових контакторів, що призводить до ускладнення схеми та зменшення її надійності.

Другий варіант схемного рішення із застосуванням ємнісних дільників передбачає використання трирівневого АІН. Така схема знайшла застосування на австрійському двосистемному електровозі серії 1822 (рис. А.7). Електровоз живиться від мережі змінного струм 15 кВ, 16 $\frac{2}{3}$ Гц та мережі постійного струму 3 кВ. Відмінністю силової схеми цього електровоза є застосування трирівневої схеми із середньою точкою як на вхідному чотириквadrантному перетворювачі

4 так і на автономному інверторі 9. При живленні від мережі змінного струму напруга через головний трансформатора 3 подається на вхідну ланку, яка виконана за схемою трирівневого 4QS 4 і стабілізує наруги на рівні 3500 В. Проміжні ланки складаються із конденсаторів 7, до яких паралельно підключені резонансні фільтри другої гармоніки 6 та гальмівні чопери 8. Вихідна ланка виконана за схемою трирівневого АІН 9, до якого паралельно підключені два тягові двигуни 10, тобто реалізовано групове регулювання тягових двигунів [14,15].

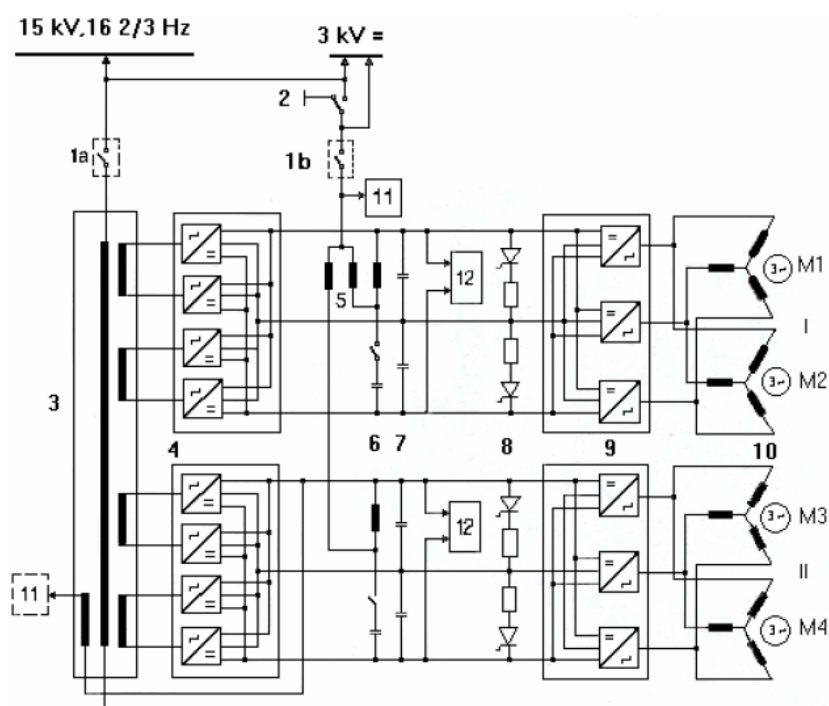


Рисунок А.7 – Принципова схема електровоза серії 1822

При живленні від мережі постійного струму 3 кВ напруга подається через дроселі 5 безпосередньо на конденсатори проміжної ланки 7. Напруга на інверторах 9 дорівнює напрузі контактній мережі 2,2...4 кВ мінус падіння напруги на вхідних дроселях.

В трирівневому АІН у кожному плечі моста використовуються два тиристори GTO 45 класу, які включені послідовно. Напруга між ними поділяється приблизно навпіл за допомогою послідовно з'єднаних конденсаторів 7 в ланці постійної напруги, а також при використанні

додаткових діодів, за допомогою яких точка з'єднання конденсаторів поєднується з точкою з'єднання напівпровідникових приладів в плечі моста.

Недоліки використання трирівневих AIN та 4QS пов'язані з застосуванням у перетворювачах силових напівпровідникових елементів кількістю в два рази більше, ніж у дворівневих, що ускладнює схему та зменшує її надійність.

Більш проста структура для багатосистемних електровозів є схема з безчоперним перетворювачем. (рис. А.8). В такій схемі не використовуються ємнісні ділянки напруги чи двозіркові статорні обмотки тягових двигунів. В режимі змінного струму ланка постійної напруги живиться від чотириквadrантного перетворювача. В режимі постійного струму ланка постійної напруги безпосередньо підключена до тягової мережі.

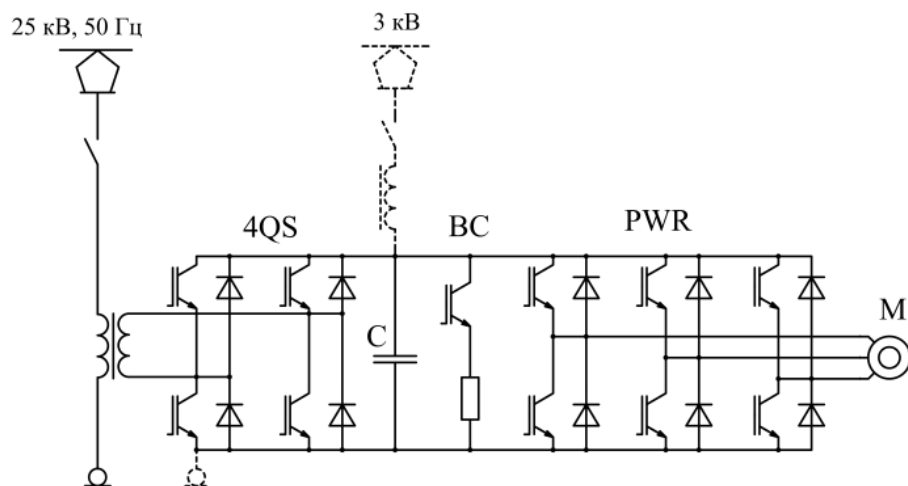


Рисунок А.8. – Конфігурація схеми багатосистемного електровоза без застосування вхідного чопера та ємнісних ділянок напруги

Першим електровозом, на якому використано безчоперні перетворювачі при живленні від мережі постійного струму 3 кВ є багатосистемний електровоз серії 189 [15] з фірмовою назвою ES64F4 (вантажний), ES64U4 (вантажопасажирський) [16,17]. Це чотирисистемний електровоз потужністю 6,4 МВт в режимі змінного струму, 6,0 МВт в режимі постійного струму 3 кВ, 4,2 МВт в режимі 1,5 кВ. В режимі 1,5 кВ статорні обмотки тягових двигунів з'єднано в трикутник, в інших режимах – в зірку.

Для того, щоб отримати перетворювач якомога меншим і легшим потужні напівпровідникові прилади та громіздкі пасивні компоненти використовують в обох режимах – при живленні як від мережі постійного, так і від мережі змінного струму. В режимі постійного струму дросель та конденсатори резонансного кола застосовуються в якості фільтра; вторинні обмотки трансформатора – як вхідний дросель; одна фаза чотириквadrантного перетворювача – в якості гальмового чопера.

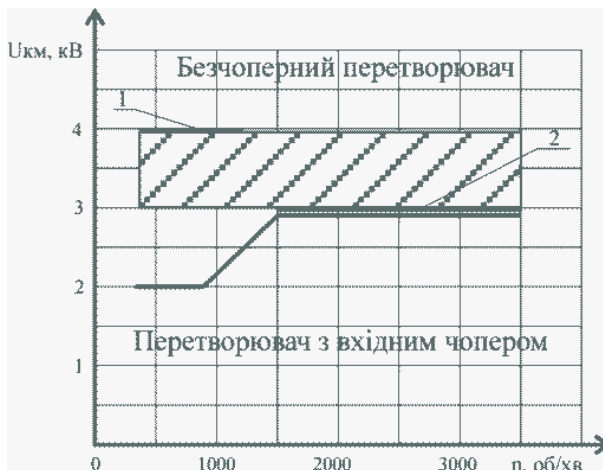
Порівняння конфігурацій схем багатосистемних електровозів

Найбільш досконалі конфігурації перетворювачів багатосистемних електровозів при живленні від мережі 3 кВ – з вхідним чоппером (див. рис. А.3) та безчоперні багатосистемні перетворювачі (див. рис. А.8). Трансформатори в обох випадках подібні, проте є значні відмінності в конструкції двигуна.

Тяговий двигун проектується з урахуванням, що при мінімальній мережевій напрузі та максимальній швидкості обертовий момент був достатнім. В режимі постійного струму перетворювач з вхідними чопперами дозволяє знизити напругу мережі, тому двигун може бути виконаний на постійне значення напруги проміжної ланки, наприклад 2800 В. При зниженні швидкості напруга проміжної ланки також понижується за допомогою чопера, що призводить до зниження гармонічних втрат при низькій швидкості (рис. А.9) [10].

В безчоперних багатосистемних перетворювачах напруга проміжної ланки дорівнює напрузі тягової мережі мінус падіння напруги на дроселі, тому двигун повинен витримувати весь діапазон коливання напруги тягової мережі, що призводить до збільшення товщини ізоляційної системи та дещо більших типорозмірів. Як і у випадку з перетворювачем з вхідним чоппером, достатній обертовий момент двигуна безчоперного перетворювача повинен бути забезпечений при мінімальній напрузі тягової мережі та максимальній швидкості. Проте повний обертовий момент повинен бути реалізований і при підвищенні напруги в контактній мережі до 3,9 кВ. Найбільші втрати, які

викликані гармонічними струмами, виникають при відносно низьких швидкостях і максимальній напрузі в проміжній ланці (рис. А.10). Завдяки вищій частоті комутації IGBT перетворювачів відносно GTO перетворювачів втрати в двигуні залишаються прийнятними [10].



1 – найбільш важкий режим щодо втрат в двигуні, 2 – найбільш важкий режим щодо обертового моменту двигуна

Рисунок А.9 – Значення найбільш важких режимів для двигуна при живленні від тягової мережі постійного струму 3 кВ

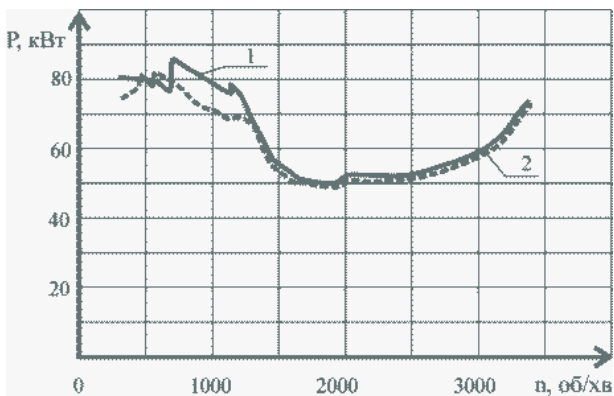


Рисунок А.10 – Залежність втрат в двигуні від частоти обертання при живленні електровоза від тягової мережі 3 кВ безчоперної системи (1) та системи з вхідним чопером (2) в найбільш важкому режимі

Активна довжина двигунів системи з вхідним чопером може бути приблизно на 5...10 % меншою внаслідок більш низьких максимальних втрат в режимі постійного струму. Разом з меншими вимогами на ізоляційну систему це призводить до менших виробничих затрат на двигун системи з вхідним чопером.

Безчоперна система багатосистемного перетворювача має більш просту типологію. Для перетворювача з вхідним чопером необхідні додаткові перемикання для роз'єднання ланок постійної напруги та додаткові датчики. Якщо дросель резонансного кола в режимі змінного струму може бути використаний для понижуючого перетворювача в режимі постійного струму, то додаткові витрати залишаються помірними. Якщо додаткові дроселі необхідні, то маса, об'єм та виробничі затрати значно підвищуються.

Отже, безчоперна система має вищі затрати на двигун та нижчі затрати на перетворювач в порівнянні з системою з вхідним чопером.

Ефективність системи приводу розраховуються при типових експлуатаційних режимах. В контактній мережі 3 кВ типова напруга становить 3,5 кВ.

Напруга проміжної ланки постійної напруги, при типології з вхідним чопером, контролюється цим чопером, тому при розрахунках ефективності стосовно двигуна немає різниці між типовим та найбільш тяжким експлуатаційними режимами.

Для безчоперних систем типові експлуатаційні режими розраховуються при напрузі 3,5 кВ в проміжній ланці. При низькій швидкості це призводить до незначного зменшення втрат в двигуні внаслідок зменшення гармонік струмів порівняно з найбільш тяжкими експлуатаційними режимами. При вищих швидкостях типова напруга 3,5 кВ в ланці постійної напруги дозволить значно знизити струм в порівнянні з розрахунковим значення 2,9 кВ. Це призводить до значного зниження типових втрат безчоперної системи в порівнянні з системою з вхідним чопером та найбільш тяжкими експлуатаційними режимами безчоперної системи (рис. А.11) [10].

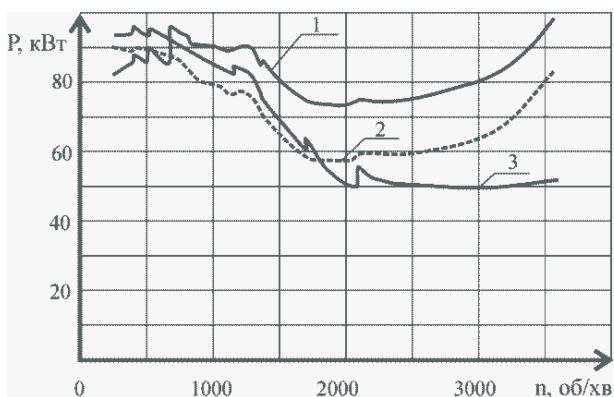


Рисунок А.11 – Графік залежності втрат від частоти обертання в двигуні і чопері (1), тільки в двигуні (2) системи з вхідним чопером та в двигуні (3) безчоперної системи

Додатково до втрат в двигуні система з вхідним чопером має втрати в силових напівпровідниках та дроселі чопера. Втрати в міді виникають внаслідок протікання постійного струму та втрати в залізі та в міді внаслідок комутації чопера. Внаслідок цих додаткових витрат в чопері, ефективність безчоперних систем в режимі постійного струму вища у всьому діапазоні швидкостей. На низьких швидкостях різниця мала. На високих швидкостях втрати в двигуні та чопері системи з вхідним чопером від 50 до 100 % вищі за втрати в двигуні безчоперної системи.

В режимі змінного струму обидві системи мають подібну топологію.

Так як двигун безчоперної системи має ізоляційну систему, яка витримує коливання напруги в режимі постійного струму, напруга проміжної ланки при вищій швидкості може бути підвищена до значення найбільш важкого експлуатаційного режиму. Це призводить до зниження основного струму і таким чином до зниження втрат в діапазоні вищих швидкостей.

Внаслідок підвищених втрат в найбільш важкому режимі при живленні від мережі постійного струму двигун має дещо завищені розміри в експлуатації при живленні від мережі змінного струму, що приводить до зниження коефіцієнта використання та до зниження втрат в двигуні.

Отже, в режимі змінного струму безчоперна система має дещо нижчі втрати при низьких швидкостях та значно менші втрати при високих швидкостях порівняно до системи з вхідним чопером (рис. А.12) [10].

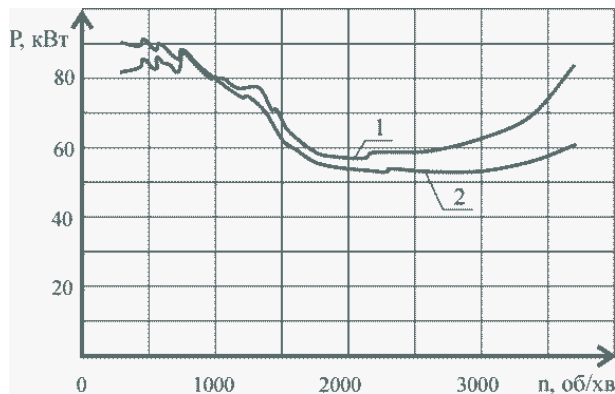


Рисунок А.12 – Графік залежності втрат в двигуні від частоти обертання системи з вхідним чопером (1) та безчоперної системи (2) при живленні електровоза від мережі змінного струму

На рис. А.13, А.14 зображені діаграми, які показують енергію розсіювання в двигуні та вхідному чопері системи з вхідним чопером порівняно до енергії розсіювання в двигуні безчоперної системи при типових частотах обертів для міжміського та вантажного поїзда. Як видно з рис.А.13, А.14 двигун і чопер системи з вхідним чопером мають на 20 % більше енергію розсіювання в порівнянні з безчоперною системою [10].

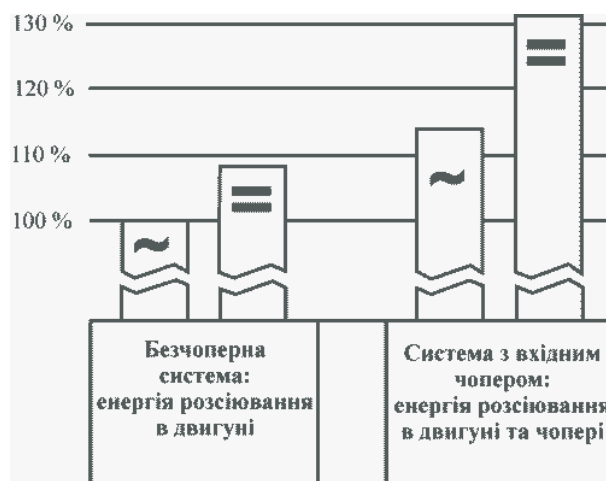


Рисунок А.13 – Діаграма енергії розсіювання в чопері та двигуні для міжміського поїзда ($m=600$ т, $v_{\max}=200$ км/г)

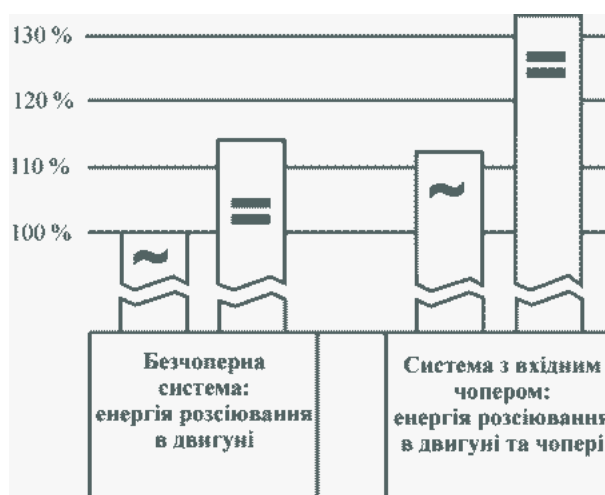


Рисунок А.14 – Діаграма енергії розсіювання в чопері та двигуні для вантажног поїзда ($m=1600$ т, $v_{\max}=100$ км/г)

ДОДАТОК Б

Основні технічні дані IGBT-модуля серії FZ750R65KE3 фірми Infineon

hochisolierendes Modul
high insulated module

Vorläufige Daten / Preliminary Data



Typische Anwendungen

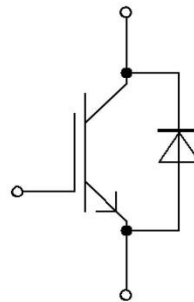
- Mittelspannungsantriebe
- Traktionsumrichter

Elektrische Eigenschaften

- Niedriges V_{CEsat}

Mechanische Eigenschaften

- AlSiC Bodenplatte für erhöhte thermische Lastwechselfestigkeit
- Erweiterter Lagertemperaturbereich bis zu $T_{stg} = -55^{\circ}\text{C}$
- Gehäuse mit CTI > 600
- Gehäuse mit erweiterten Isolationseigenschaften von 10,2kV AC 1min
- Große Luft- und Kriechstrecken



$$V_{CES} = 6500\text{V}$$

$$I_{C\text{ nom}} = 750\text{A} / I_{CRM} = 1500\text{A}$$

Typical Applications

- Medium Voltage Converters
- Traction Drives

Electrical Features

- Low V_{CEsat}

Mechanical Features

- AlSiC Base Plate for increased Thermal Cycling Capability
- Extended Storage Temperature down to $T_{stg} = -55^{\circ}\text{C}$
- Package with CTI > 600
- Package with enhanced Insulation of 10.2kV AC 1min
- High Creepage and Clearance Distances

IGBT, Wechselrichter / IGBT, Inverter**Höchstzulässige Werte / Maximum Rated Values**

Kollektor-Emitter-Sperrspannung Collector-emitter voltage	$T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = -50^{\circ}\text{C}$	V_{CES}	6500 6500 5900	V
Kollektor-Dauergleichstrom Continuous DC collector current	$T_C = 80^{\circ}\text{C}$, $T_{vj\text{ max}} = 150^{\circ}\text{C}$	$I_{C\text{ nom}}$	750	A
Periodischer Kollektor-Spitzenstrom Repetitive peak collector current	$t_P = 1\text{ ms}$	I_{CRM}	1500	A
Gesamt-Verlustleistung Total power dissipation	$T_C = 25^{\circ}\text{C}$, $T_{vj\text{ max}} = 150^{\circ}\text{C}$	P_{tot}	14,5	kW
Gate-Emitter-Spitzenspannung Gate-emitter peak voltage		V_{GES}	+/-20	V

Charakteristische Werte / Characteristic Values

			min.	typ.	max.	
Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung Collector-emitter saturation voltage	$I_C = 750\text{ A}$, $V_{GE} = 15\text{ V}$ $I_C = 750\text{ A}$, $V_{GE} = 15\text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$V_{CE\text{ sat}}$		3,00 3,70	3,40 V V
Gate-Schwellenspannung Gate threshold voltage	$I_C = 100\text{ mA}$, $V_{CE} = V_{GE}$, $T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		$V_{G\text{eth}}$	5,4	6,0	6,6 V
Gateladung Gate charge	$V_{GE} = -15\text{ V} \dots +15\text{ V}$, $V_{CE} = 3600\text{ V}$		Q_G		31,0	μC
Interner Gatewiderstand Internal gate resistor	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		$R_{G\text{int}}$		0,75	Ω
Eingangskapazität Input capacitance	$f = 1\text{ MHz}$, $T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{CE} = 25\text{ V}$, $V_{GE} = 0\text{ V}$		C_{ies}		205	nF
Rückwirkungskapazität Reverse transfer capacitance	$f = 1\text{ MHz}$, $T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{CE} = 25\text{ V}$, $V_{GE} = 0\text{ V}$		C_{res}		3,20	nF
Kollektor-Emitter-Reststrom Collector-emitter cut-off current	$V_{CE} = 6500\text{ V}$, $V_{GE} = 0\text{ V}$, $T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		I_{CES}			5,0 mA
Gate-Emitter-Reststrom Gate-emitter leakage current	$V_{CE} = 0\text{ V}$, $V_{GE} = 20\text{ V}$, $T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		I_{GES}			400 nA
Einschaltverzögerungszeit, induktive Last Turn-on delay time, inductive load	$I_C = 750\text{ A}$, $V_{CE} = 3600\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{G\text{on}} = 1,0\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$t_{d\text{ on}}$		0,70 0,80	μs μs
Anstiegszeit, induktive Last Rise time, inductive load	$I_C = 750\text{ A}$, $V_{CE} = 3600\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{G\text{on}} = 1,0\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	t_r		0,33 0,40	μs μs
Abschaltverzögerungszeit, induktive Last Turn-off delay time, inductive load	$I_C = 750\text{ A}$, $V_{CE} = 3600\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{G\text{off}} = 6,8\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$t_{d\text{ off}}$		7,30 7,60	μs μs
Fallzeit, induktive Last Fall time, inductive load	$I_C = 750\text{ A}$, $V_{CE} = 3600\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{G\text{off}} = 6,8\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	t_f		0,40 0,50	μs μs
Einschaltverlustenergie pro Puls Turn-on energy loss per pulse	$I_C = 750\text{ A}$, $V_{CE} = 3600\text{ V}$, $L_S = 280\text{ nH}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{G\text{on}} = 1,0\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	E_{on}		4200 6500	mJ mJ
Abschaltverlustenergie pro Puls Turn-off energy loss per pulse	$I_C = 750\text{ A}$, $V_{CE} = 3600\text{ V}$, $L_S = 280\text{ nH}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{G\text{off}} = 6,8\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	E_{off}		3600 4200	mJ mJ
Kurzschlußverhalten SC data	$V_{GE} \leq 15\text{ V}$, $V_{CC} = 4500\text{ V}$ $V_{CE\text{ max}} = V_{CES} - L_{SCE} \cdot di/dt$ $t_P \leq 10\ \mu\text{s}$, $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$		I_{SC}		4500	A
Wärmewiderstand, Chip bis Gehäuse Thermal resistance, junction to case	pro IGBT / per IGBT		R_{thJC}			8,70 K/kW
Wärmewiderstand, Gehäuse bis Kühlkörper Thermal resistance, case to heatsink	pro IGBT / per IGBT $\lambda_{\text{Paste}} = 1\text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$ / $\lambda_{\text{grease}} = 1\text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$		R_{thCH}		8,80	K/kW
Temperatur im Schaltbetrieb Temperature under switching conditions			$T_{vj\text{ op}}$	-50		125 $^{\circ}\text{C}$

Diode, Wechselrichter / Diode, Inverter

Höchstzulässige Werte / Maximum Rated Values

Periodische Spitzensperrspannung Repetitive peak reverse voltage	$T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = -50^{\circ}\text{C}$	V_{RRM}	6500 6500 5900	V
Dauergleichstrom Continuous DC forward current		I_F	750	A
Periodischer Spitzenstrom Repetitive peak forward current	$t_P = 1 \text{ ms}$	I_{FRM}	1500	A
Grenzlastintegral I^2t - value	$V_R = 0 \text{ V}$, $t_P = 10 \text{ ms}$, $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	I^2t	470	kA^2s
Spitzenverlustleistung Maximum power dissipation	$T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	P_{ROM}	3000	kW
Mindesteinschaltzeit Minimum turn-on time		$t_{on \text{ min}}$	10,0	μs

Charakteristische Werte / Characteristic Values

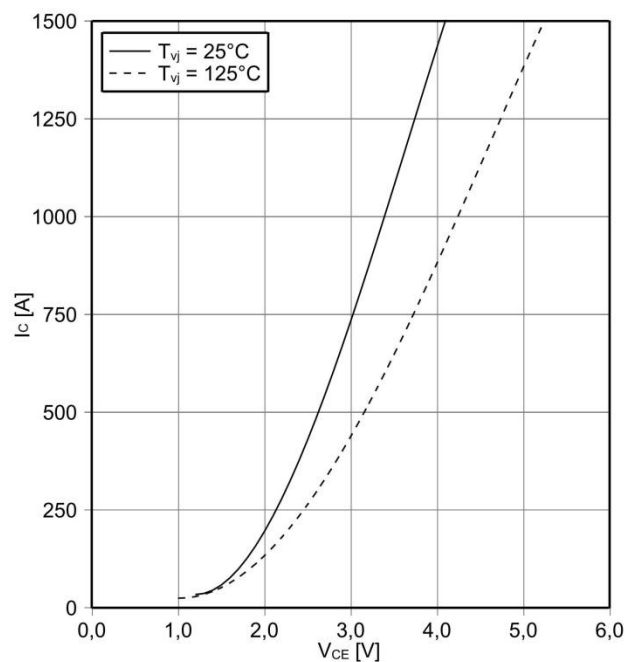
			min.	typ.	max.	
Durchlassspannung Forward voltage	$I_F = 750 \text{ A}$, $V_{GE} = 0 \text{ V}$ $I_F = 750 \text{ A}$, $V_{GE} = 0 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	V_F		3,00 2,95	V V
Rückstromspitze Peak reverse recovery current	$I_F = 750 \text{ A}$, $-di_F/dt = 3000 \text{ A}/\mu\text{s}$ ($T_{vj}=125^{\circ}\text{C}$) $V_R = 3600 \text{ V}$ $V_{GE} = -15 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	I_{RM}		1100 1200	A A
Sperrverzögerungsladung Recovered charge	$I_F = 750 \text{ A}$, $-di_F/dt = 3000 \text{ A}/\mu\text{s}$ ($T_{vj}=125^{\circ}\text{C}$) $V_R = 3600 \text{ V}$ $V_{GE} = -15 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	Q_r		850 1600	μC μC
Abschaltenergie pro Puls Reverse recovery energy	$I_F = 750 \text{ A}$, $-di_F/dt = 3000 \text{ A}/\mu\text{s}$ ($T_{vj}=125^{\circ}\text{C}$) $V_R = 3600 \text{ V}$ $V_{GE} = -15 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	E_{rec}		1400 3000	mJ mJ
Wärmewiderstand, Chip bis Gehäuse Thermal resistance, junction to case	pro Diode / per diode		R_{thJC}			18,5 K/kW
Wärmewiderstand, Gehäuse bis Kühlkörper Thermal resistance, case to heatsink	pro Diode / per diode $\lambda_{\text{Paste}} = 1 \text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$ / $\lambda_{\text{grease}} = 1 \text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$		R_{thCH}		14,0	K/kW
Temperatur im Schaltbetrieb Temperature under switching conditions		$T_{vj \text{ op}}$	-50		125	$^{\circ}\text{C}$

Modul / Module

Isolations-Prüfspannung Isolation test voltage	RMS, $f = 50 \text{ Hz}$, $t = 1 \text{ min.}$	V_{ISOL}		10,2		kV
Teilentladungs-Aussetzspannung Partial discharge extinction voltage	RMS, $f = 50 \text{ Hz}$, $Q_{PD} \text{ typ } 10 \text{ pC}$ (acc. to IEC 1287)	V_{ISOL}		5,1		kV
Kollektor-Emitter-Gleichsperrspannung DC stability	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$, 100 fit	$V_{CE D}$		3800		V
Material Modulgrundplatte Material of module baseplate				AlSiC		
Innere Isolation Internal isolation	Basisisolierung (Schutzklasse 1, EN61140) basic insulation (class 1, IEC 61140)			AlN		
Kriechstrecke Creepage distance	Kontakt - Kühlkörper / terminal to heatsink Kontakt - Kontakt / terminal to terminal			56,0 56,0		mm
Luftstrecke Clearance	Kontakt - Kühlkörper / terminal to heatsink Kontakt - Kontakt / terminal to terminal			26,0 26,0		mm
Vergleichszahl der Kriechwegbildung Comparative tracking index		CTI		> 600		
			min.	typ.	max.	
Modulstreuinduktivität Stray inductance module		L_{sCE}		18		nH
Modulleitungswiderstand, Anschlüsse - Chip Module lead resistance, terminals - chip	$T_c = 25^{\circ}\text{C}$, pro Schalter / per switch	$R_{CC'+EE'}$ $R_{AA'+CC'}$		0,12 0,12		m Ω
Lagertemperatur Storage temperature		T_{stg}	-55		125	$^{\circ}\text{C}$
Anzugsdrehmoment f. Modulmontage Mounting torque for modul mounting	Schraube M6 - Montage gem. gültiger Applikationsschrift Screw M6 - Mounting according to valid application note	M	4,25	-	5,75	Nm
Anzugsdrehmoment f. elektr. Anschlüsse Terminal connection torque	Schraube M4 - Montage gem. gültiger Applikationsschrift Screw M4 - Mounting according to valid application note Schraube M8 - Montage gem. gültiger Applikationsschrift Screw M8 - Mounting according to valid application note	M	1,8 8,0	- -	2,1 10	Nm Nm
Gewicht Weight		G		1400		g

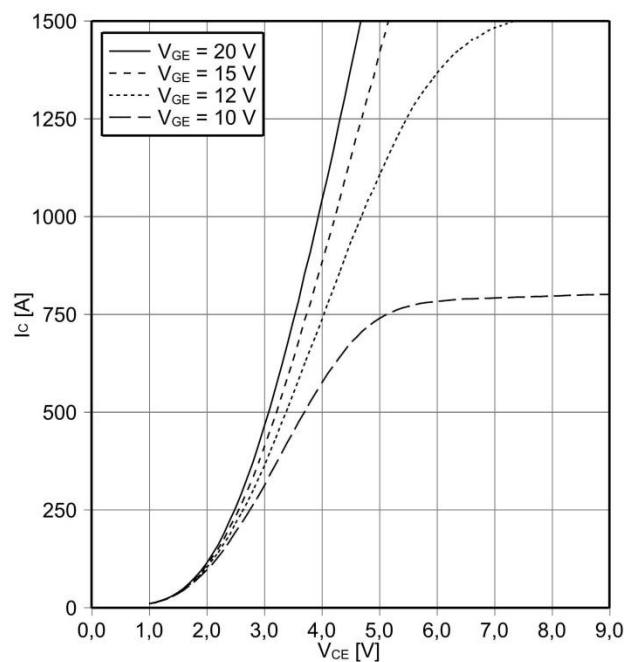
Ausgangskennlinie IGBT, Wechselrichter (typisch)
output characteristic IGBT, Inverter (typical)

$I_C = f(V_{CE})$
 $V_{GE} = 15 \text{ V}$



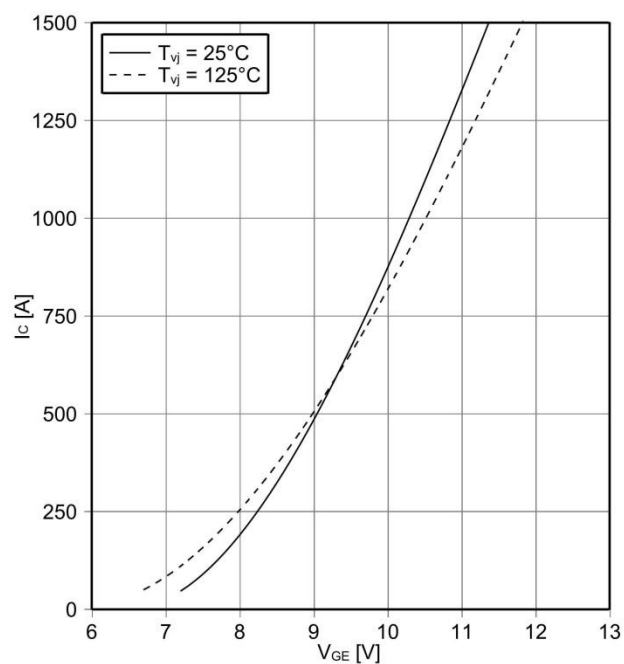
Ausgangskennlinienfeld IGBT, Wechselrichter (typisch)
output characteristic IGBT, Inverter (typical)

$I_C = f(V_{CE})$
 $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$



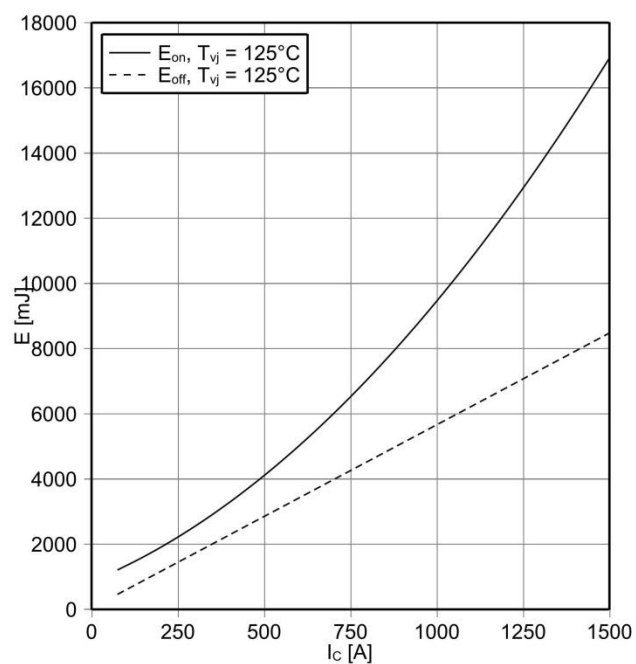
Übertragungscharakteristik IGBT, Wechselrichter (typisch)
transfer characteristic IGBT, Inverter (typical)

$I_C = f(V_{GE})$
 $V_{CE} = 20 \text{ V}$



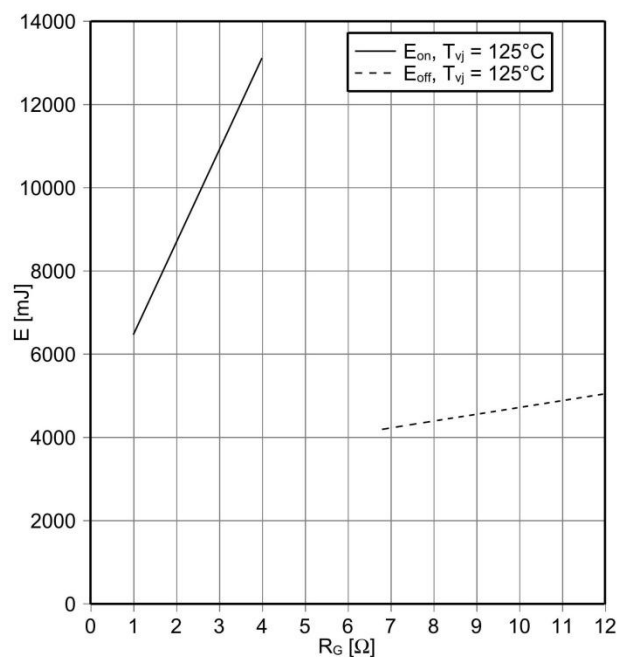
Schaltverluste IGBT, Wechselrichter (typisch)
switching losses IGBT, Inverter (typical)

$E_{on} = f(I_C)$, $E_{off} = f(I_C)$
 $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$, $R_{Gon} = 1 \Omega$, $R_{Goff} = 6.8 \Omega$, $V_{CE} = 3600 \text{ V}$



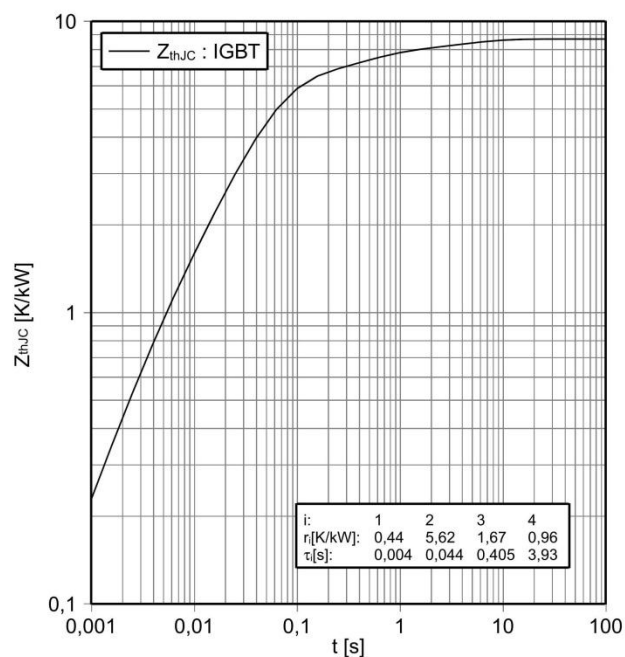
Schaltverluste IGBT, Wechselrichter (typisch)
switching losses IGBT, Inverter (typical)

$E_{on} = f(R_G)$, $E_{off} = f(R_G)$
 $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$, $I_C = 750 \text{ A}$, $V_{CE} = 3600 \text{ V}$



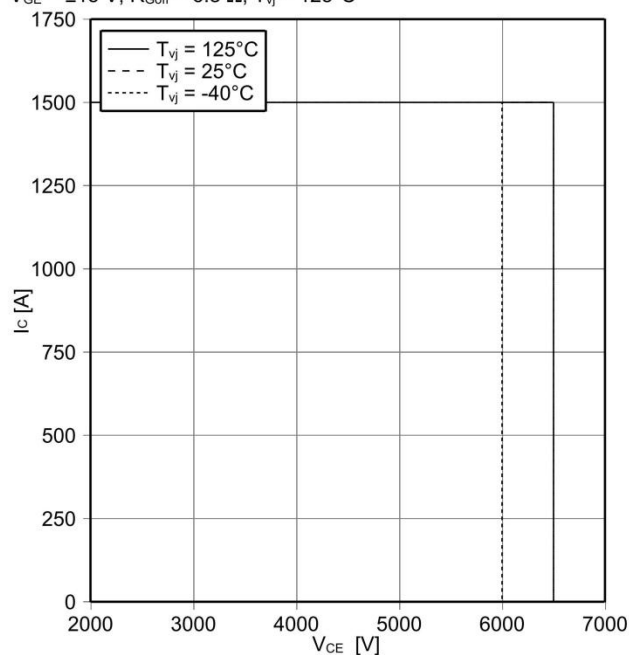
Transienter Wärmewiderstand IGBT, Wechselrichter
transient thermal impedance IGBT, Inverter

$Z_{thJC} = f(t)$



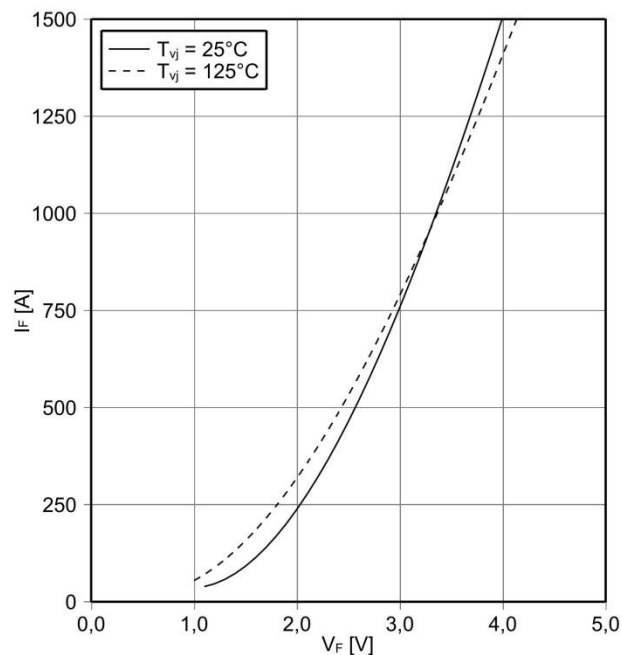
Sicherer Rückwärts-Arbeitsbereich IGBT, Wechselrichter (RBSOA)
reverse bias safe operating area IGBT, Inverter (RBSOA)

$I_C = f(V_{CE})$
 $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$, $R_{Goff} = 6.8 \Omega$, $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$



Durchlasskennlinie der Diode, Wechselrichter (typisch)
forward characteristic of Diode, Inverter (typical)

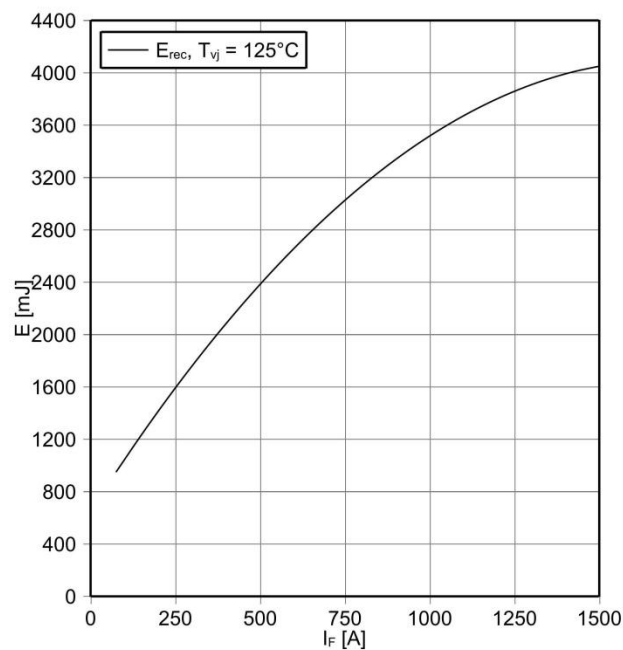
$I_F = f(V_F)$



Schaltverluste Diode, Wechselrichter (typisch)
switching losses Diode, Inverter (typical)

$$E_{\text{rec}} = f(I_F)$$

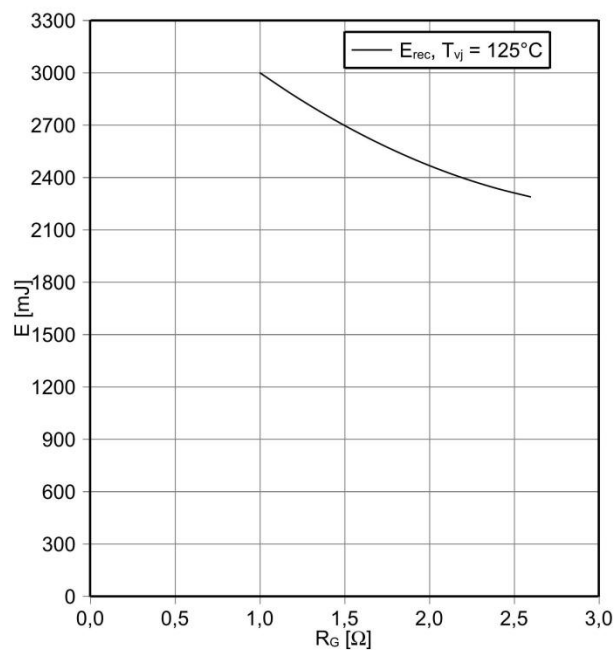
$$R_{\text{Gon}} = 1 \, \Omega, V_{\text{CE}} = 3600 \, \text{V}$$



Schaltverluste Diode, Wechselrichter (typisch)
switching losses Diode, Inverter (typical)

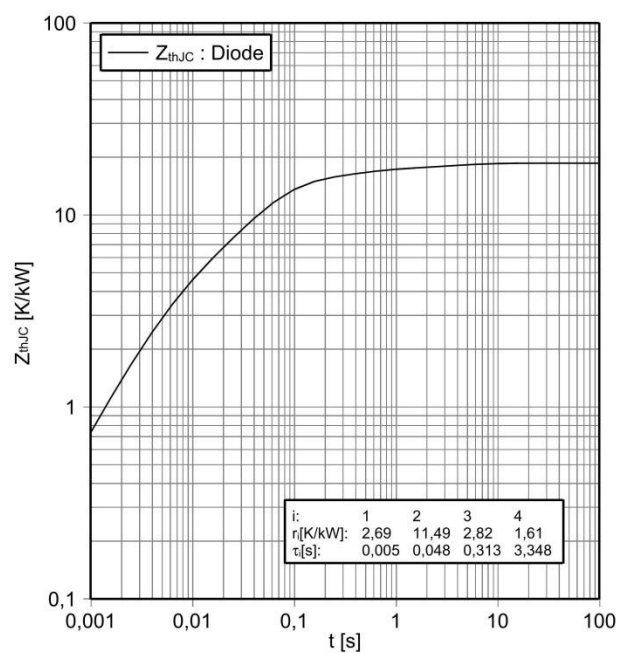
$$E_{\text{rec}} = f(R_G)$$

$$I_F = 750 \, \text{A}, V_{\text{CE}} = 3600 \, \text{V}$$



Transienter Wärmewiderstand Diode, Wechselrichter
transient thermal impedance Diode, Inverter

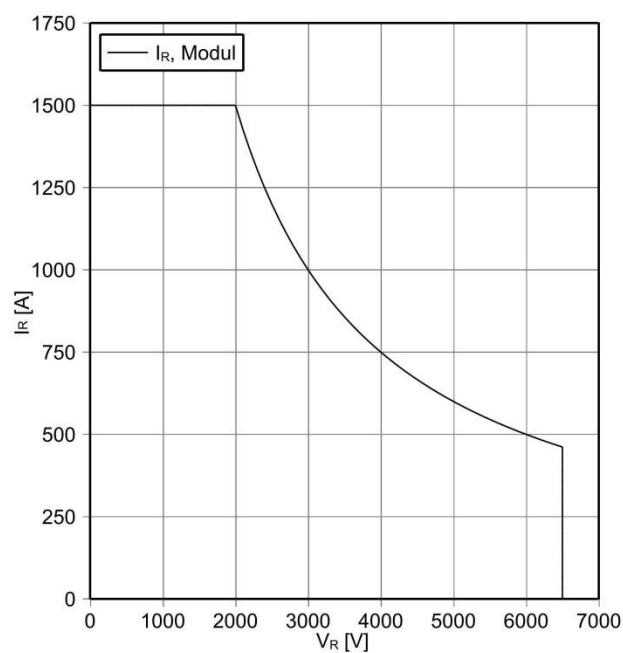
$$Z_{\text{thJC}} = f(t)$$



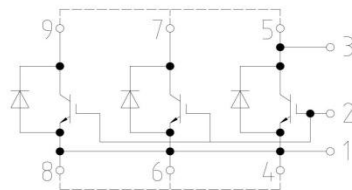
Sicherer Arbeitsbereich Diode, Wechselrichter (SOA)
safe operation area Diode, Inverter (SOA)

$$I_R = f(V_R)$$

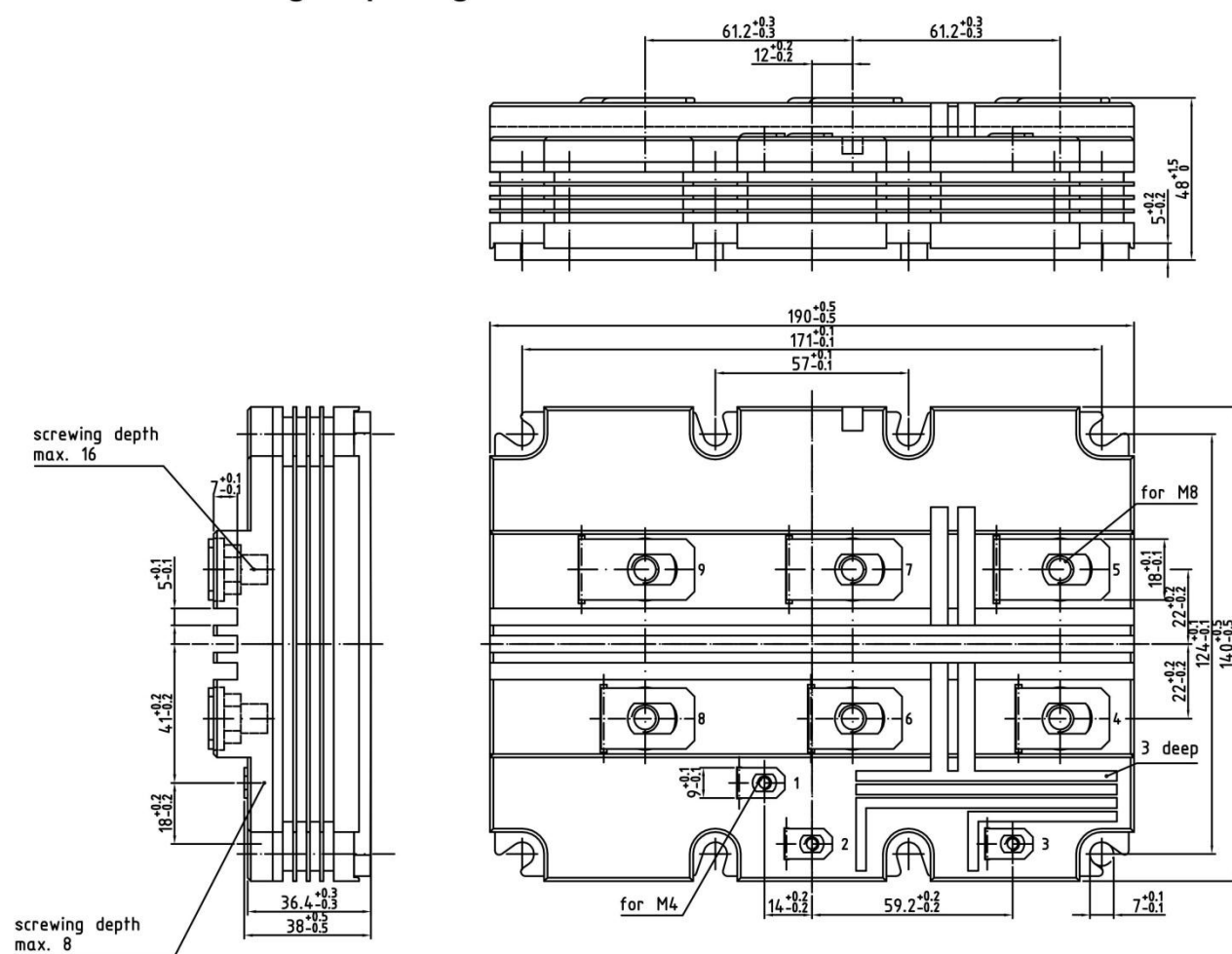
$$T_{vj} = 125^\circ\text{C}$$



Schaltplan / circuit_diagram_headline



Gehäuseabmessungen / package outlines



ДОДАТОК В

Основні технічні дані аморфного сплаву марки 2605HB1М фірми Metglas

Amorphous Alloys for Transformer Cores

Metglas® Amorphous Transformer cores are manufactured from low loss **Metglas® 2605SA1** and **Metglas® 2605HB1M** transformer core alloys. These low loss, high permeability alloys have excellent performance for single and three phase commercial, industrial and distribution transformer applications.

1. Alloys and the specification

Alloy		2605SA1	2605HB1M
Induction at 60 Hz and 80 A/m* (T)		≥1.35	≥1.50
Core Loss* (W/kg)	at 60 Hz and 1.3 T	≤0.17	≤0.17
	at 60 Hz and 1.4 T	≤0.20	≤0.20
Exciting Apparent Power* at 60 Hz and 1.4 T (VA/kg)		≤1.10	≤0.50

* These numbers in the above table are measured according to ASTM A 932/A 932 M - 01.

2. General Properties and Characteristics

Electromagnetic

Alloy	Saturation Induction (T)	Electrical Resistivity ($\mu\Omega\text{m}$)	Magnetostriction ($\times 10^{-6}$)	Curie Temperature ($^{\circ}\text{C}$)
2605SA1	1.56	1.3	27	395
2605HB1M	1.63	1.2	27	364

The numbers in the above table are not guaranteed

Physical

Alloy	Density (g/cm^3)	Crystallization Temperature ($^{\circ}\text{C}$)	Tensile Strength (N/mm^2)	Young's Modulus (GPa)	Vickers Hardness Hv-50 g load	Thermal Expansion Coefficient ($\times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$)
						30 - 300 $^{\circ}\text{C}$
2605SA1	7.18	510	2,000	110	900	7.6
2605HB1M	7.33	489	2,100	120	900	4.3

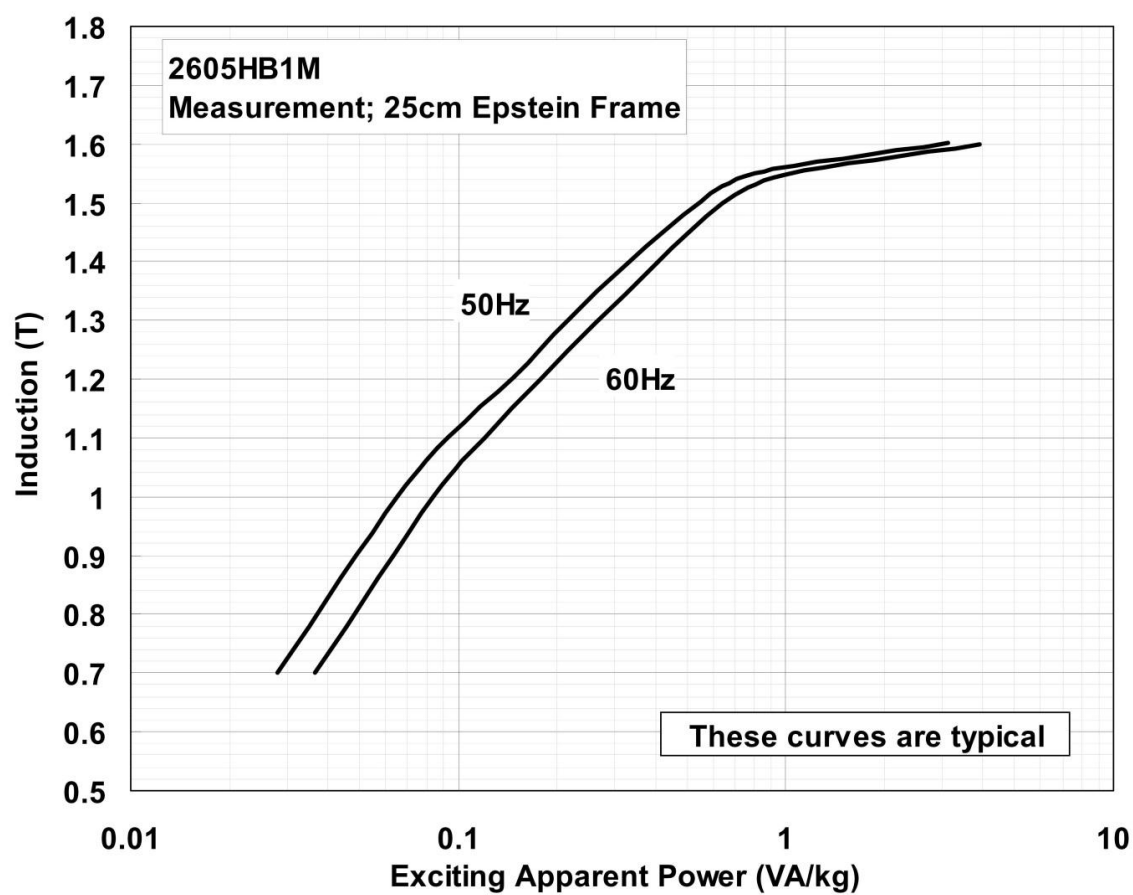
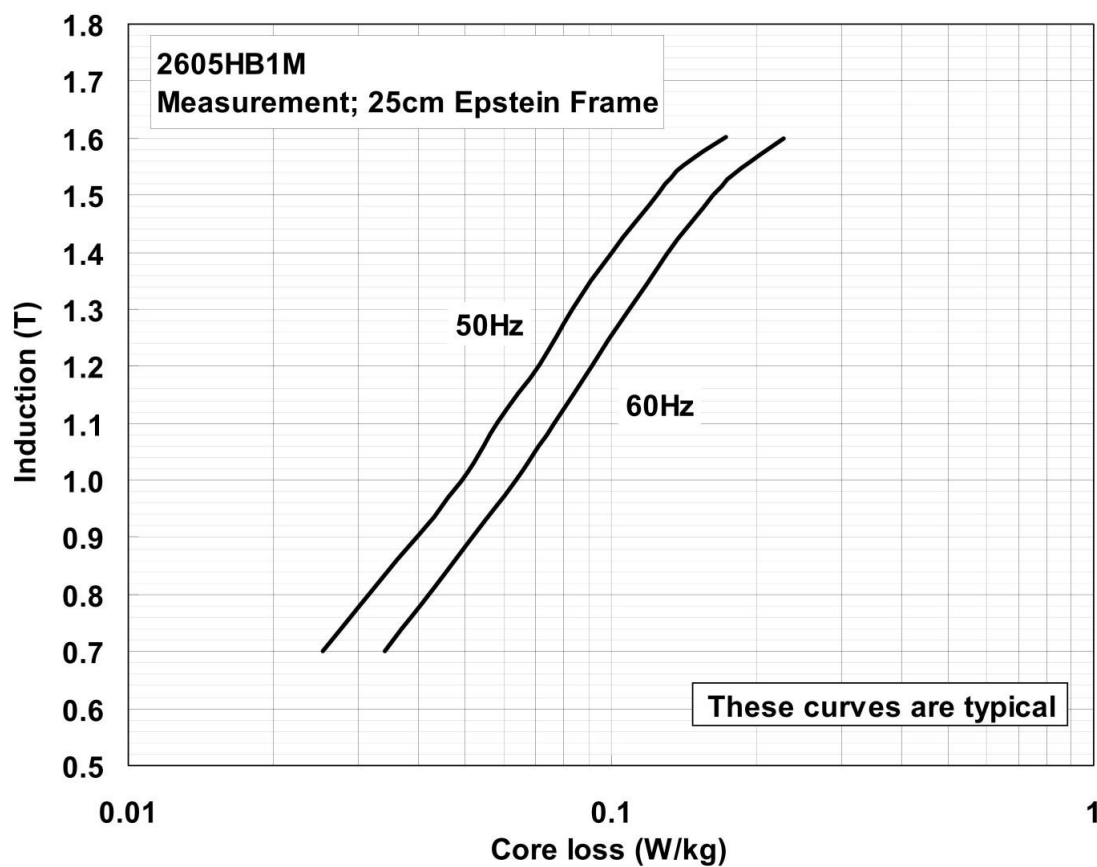
The numbers in the above table are not guaranteed

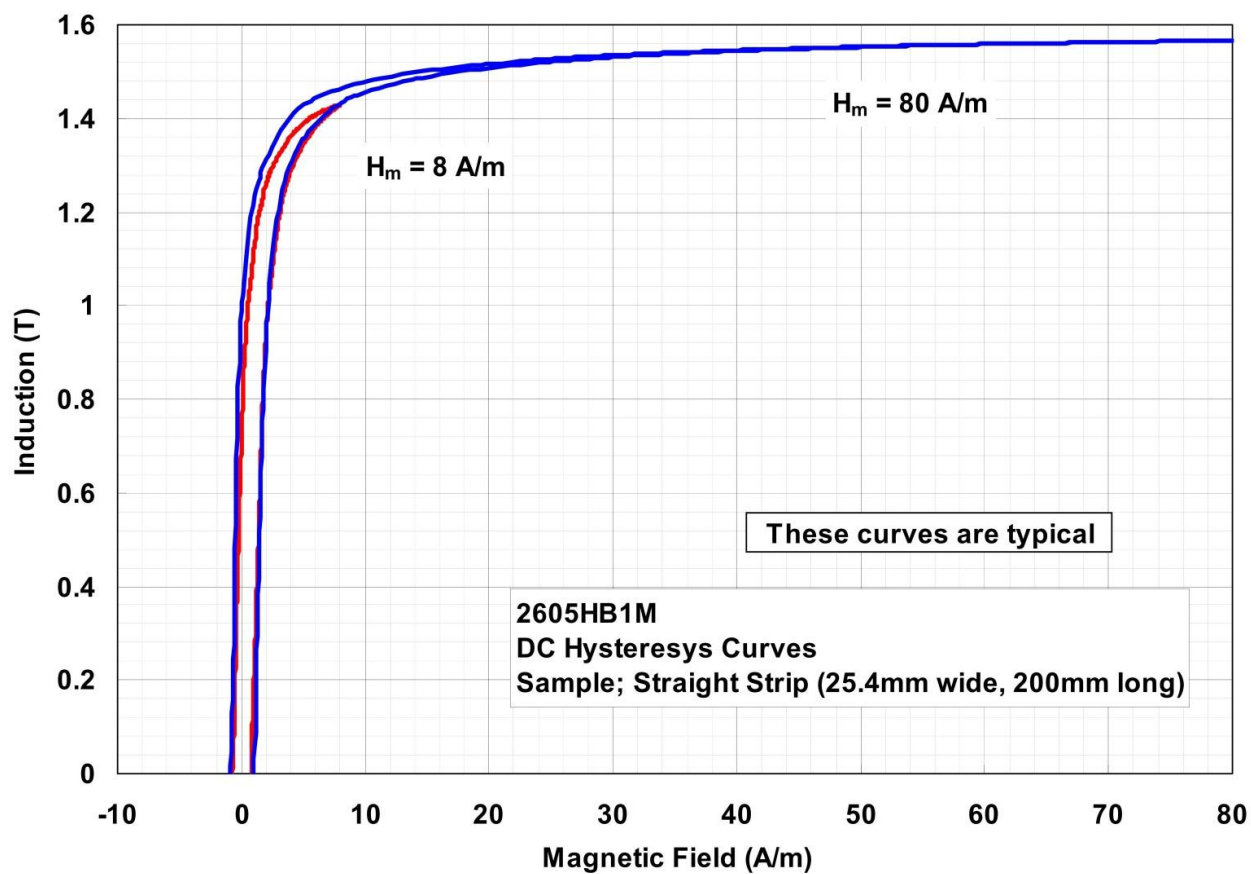
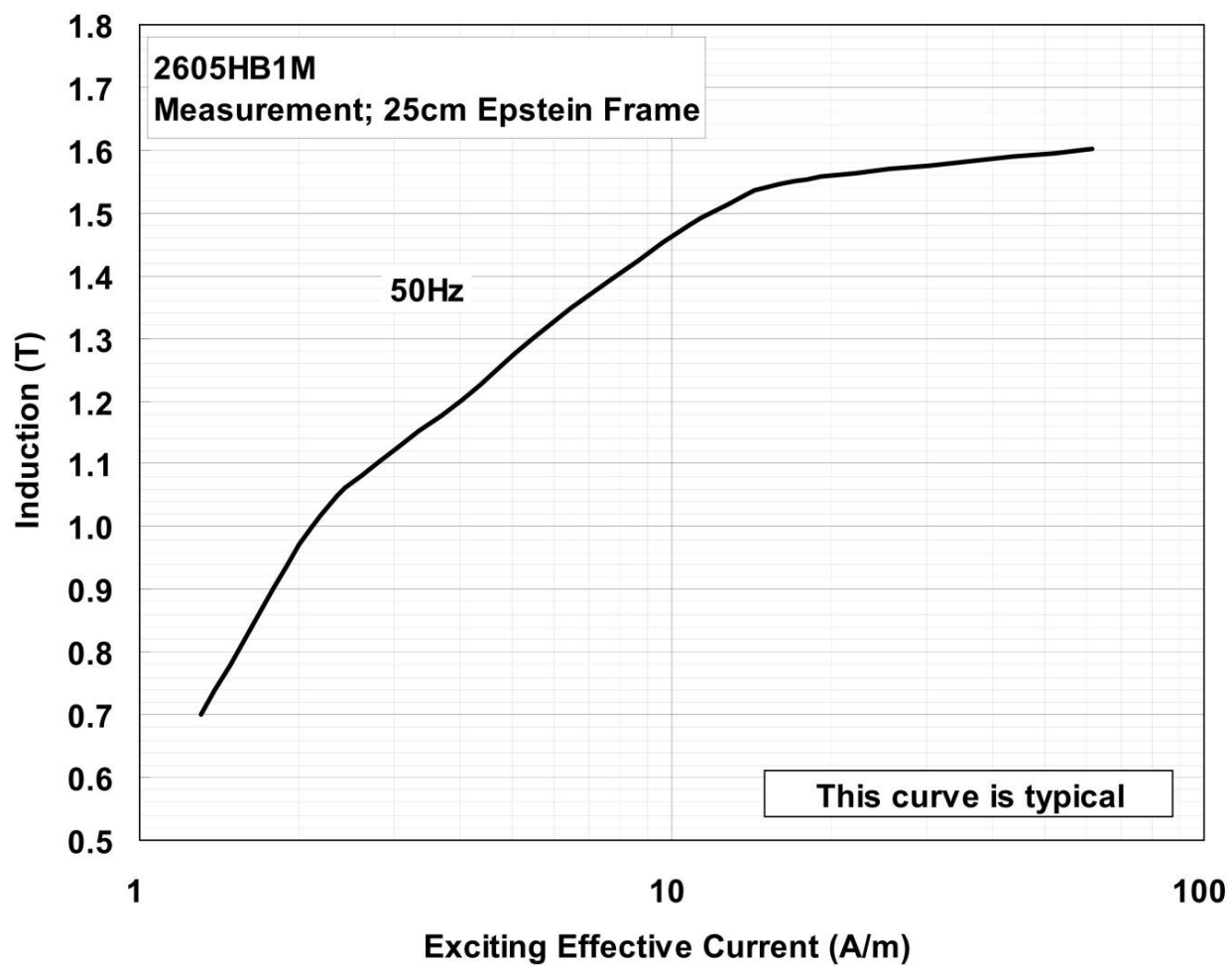
3. Ribbon Dimensions and Lamination Factor

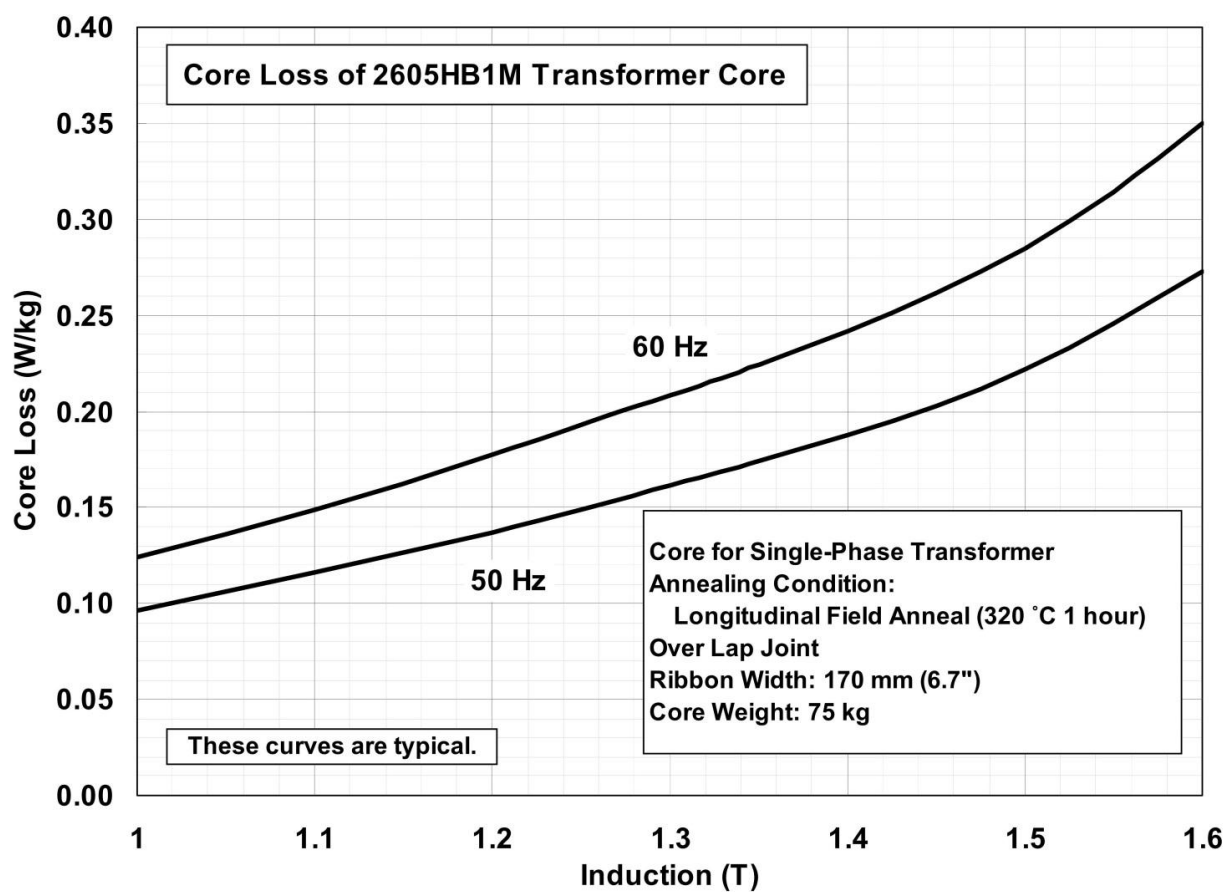
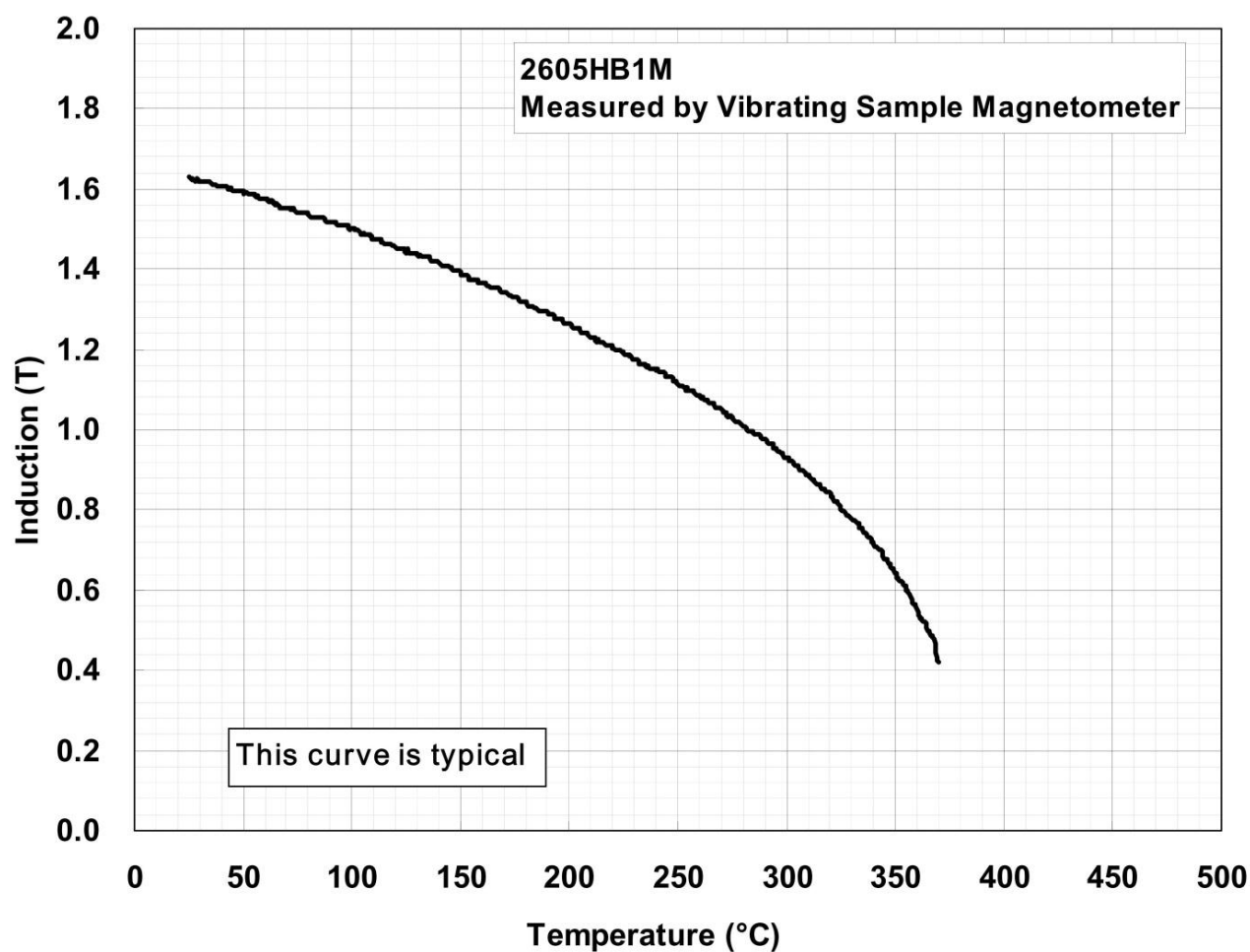
Alloy	Thickness (μm)	Standard Available Widths (mm)			Lamination Factor (%)
2605SA1	25 $\pm$ 4	142.2 $\pm$ 1.0	170.2 $\pm$ 1.1	213.4 $\pm$ 1.4	≥84
2605HB1M					

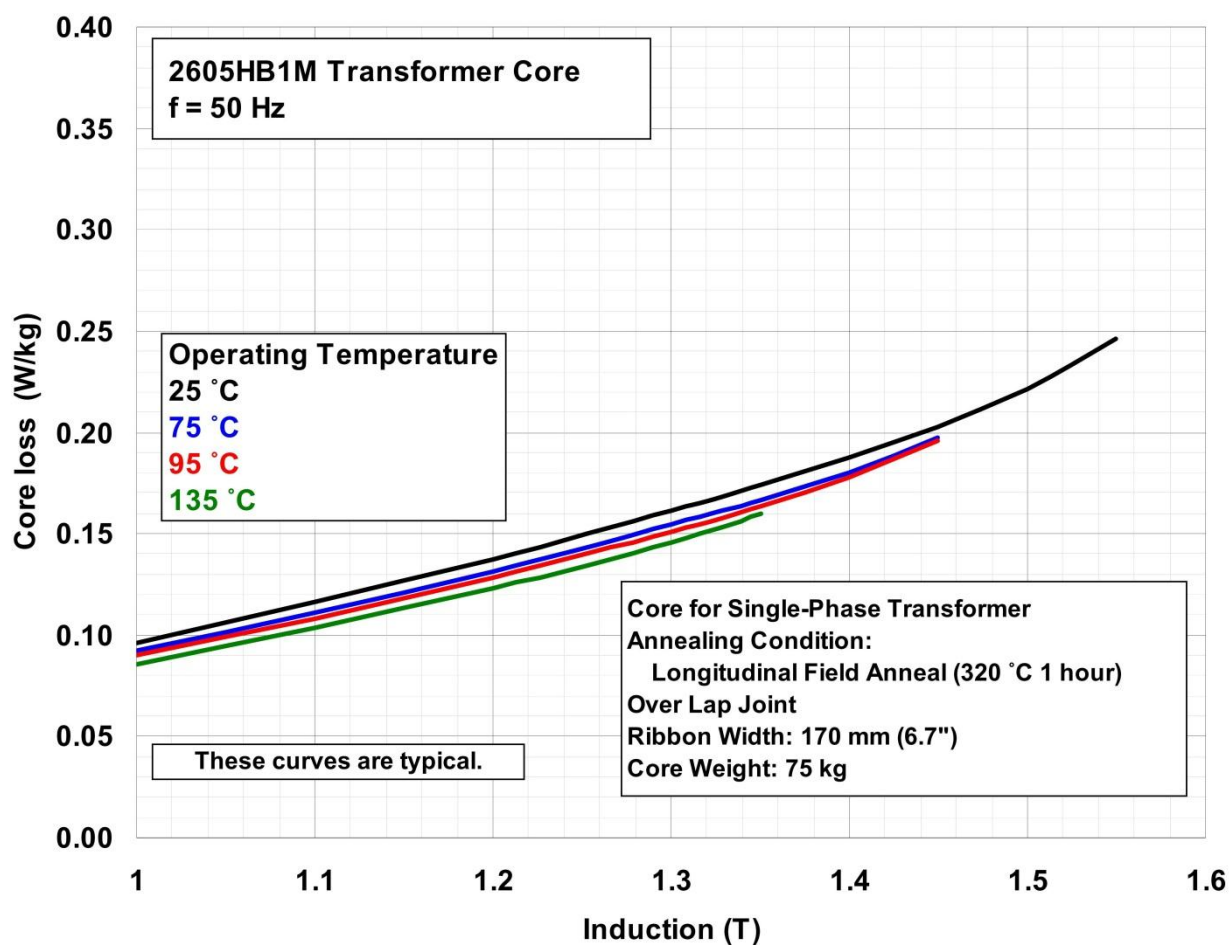
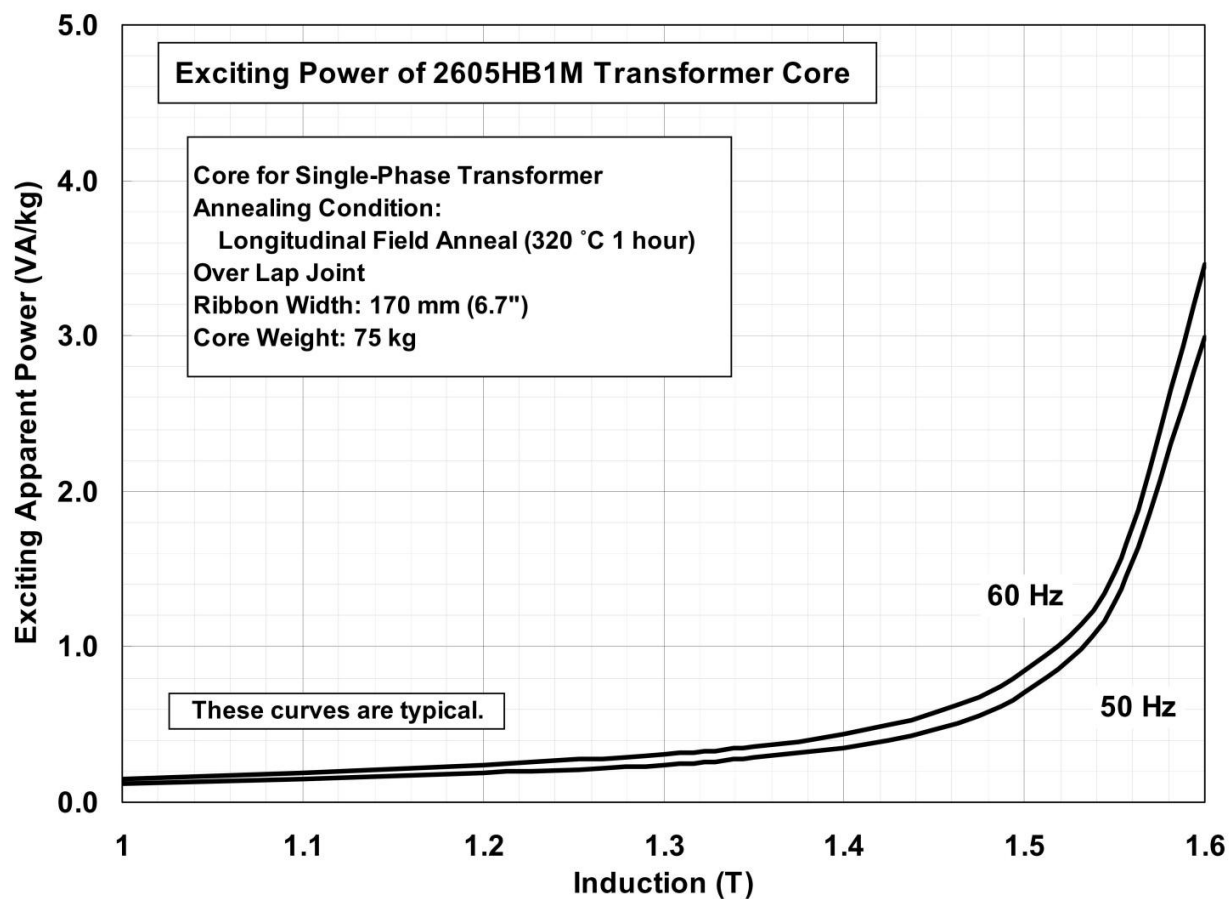
4. Typical Magnetic Properties

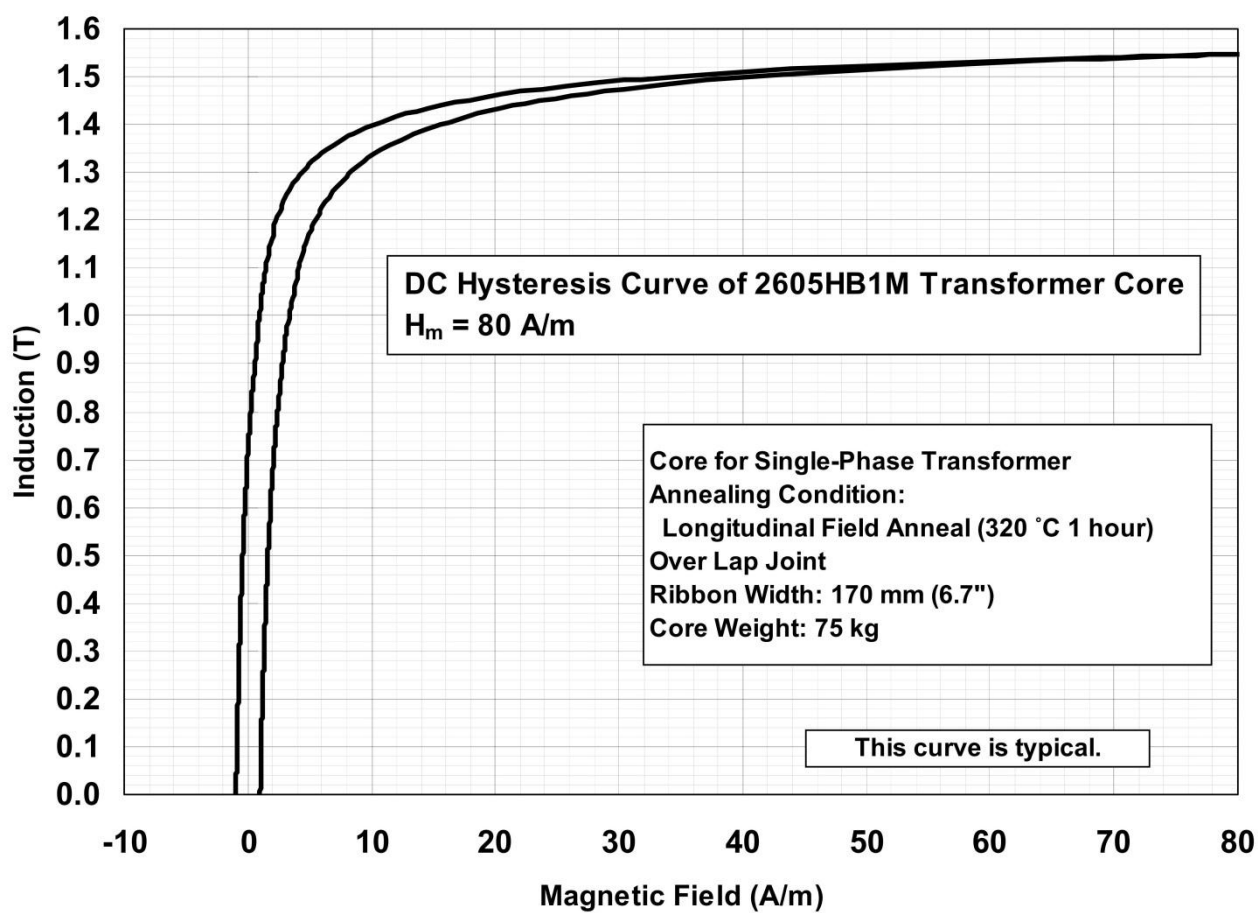
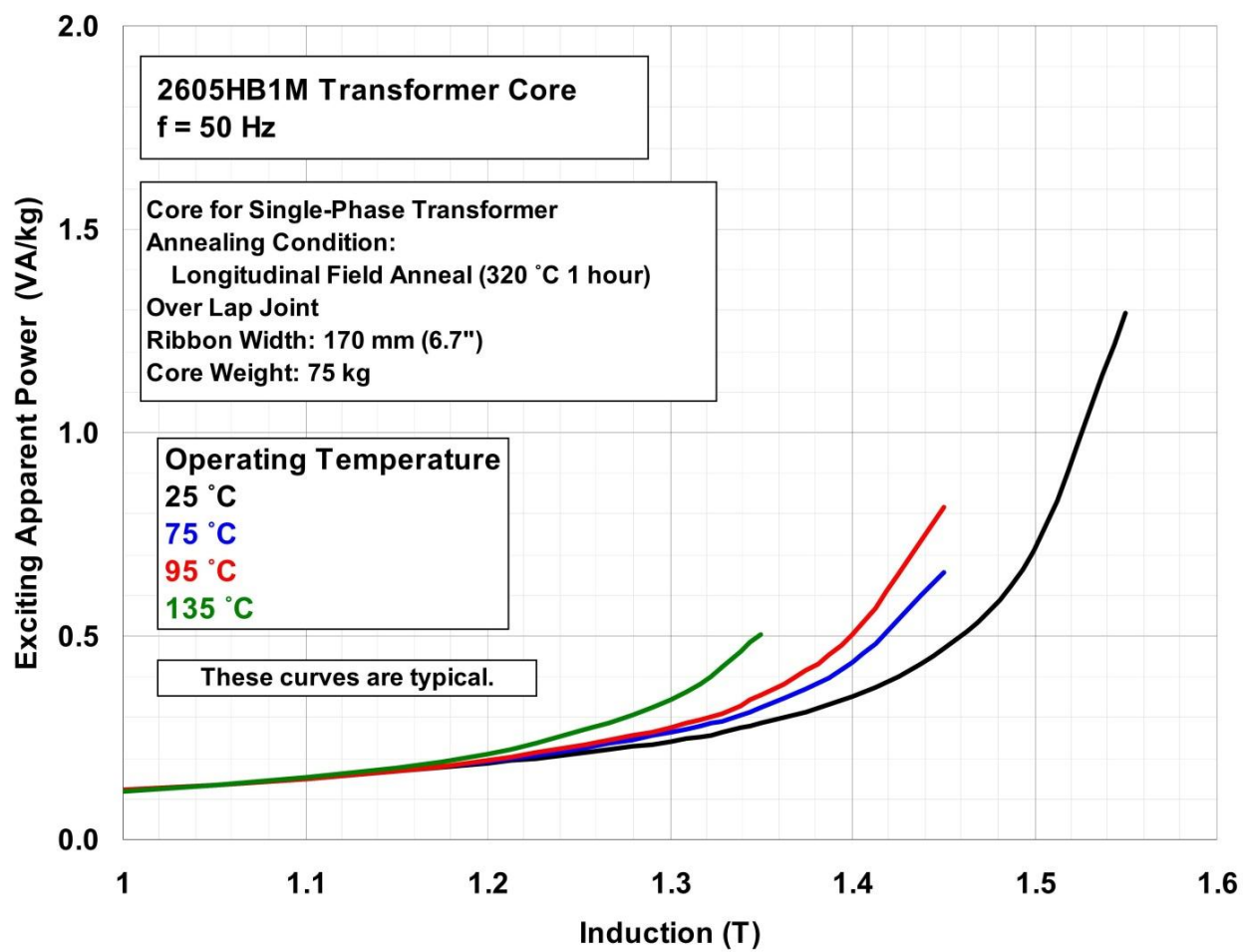
In the following pages some examples of the properties on 2605SA1 and 2605HB1M transformer core alloys are shown. AC magnetic properties were measured by 25 cm Epstein test frame method. DC hysteresis curves were measured by a Single Strip Test method. The samples were 25.4 mm wide and 200 mm long. The heat treatment of the samples were performed at 370 $^{\circ}\text{C}$ for 2 hours for 2605SA1 alloy and at 340 $^{\circ}\text{C}$ for 2 hours for 2605HB1M alloy in a magnetic field of 2400 A/m directed along the long axis of the ribbon to release stress and induce the magnetic anisotropy along the long axis of the ribbon. These properties are not guaranteed.











ДОДАТОК Г

Основні параметри моделі трансформатора

При розробці моделі трансформатора підвищеної частоти прийняті параметри тягового трансформатора типу ОНДЦЕД-6316/25 електровоза ДСЗ

Основні дані трансформатора ОНДЦЕД-6316/25 приведено в табл. Г1.

Таблиця Г1 – основні дані трансформатора ОНДЦЕД-6316/25

Потужність трансформатора, кВА:	
- при потужності обмотки опалення 1200 кВА	6316
- при потужності обмотки опалення 800 кВА	5916
Номінальна частота живлення мережі, Гц	50
Струм холостого ходу (допуск+30%), %	0,5
Втрати холостого ходу (допуск+15%), кВт	3,8
Номінальний струм мережевої обмотка, А	252,64
Тягові обмотки:	
Потужність, кВА	4*1200
Номінальна напруга, В	1300
Номінальний струм, А	936,9
Напруга короткого замикання між мережевою і всіма тяговими обмотками, %	30,3
Повні втрати трансформатора з урахуванням вищих складових гармонік струму, кВт:	
- при потужності обмотки опалення 1200 кВА	170
- при потужності обмотки опалення 800 кВА	180

Параметри моделі трансформатора можна задати в системі SI або в системі відносних величин.

Перевагою задавання параметрів трансформатора у відносних величинах полягає в тому, що для первинної і вторинних обмоток вони рівні. Тому в моделі трансформатора будуть використовуватися відносні величини.

Для визначення відносних параметрів трансформатора необхідно скористатися схемою його заміщення (рис. Г1), яка представляє собою

ідеальний трансформатор з винесеними елементами, які характеризують втрати в обмотках (R_1, R_2, R_3), потоки розсіювання обмоток (L_1, L_2, L_3) і коло намагнічування трансформатора (L_m, R_m).

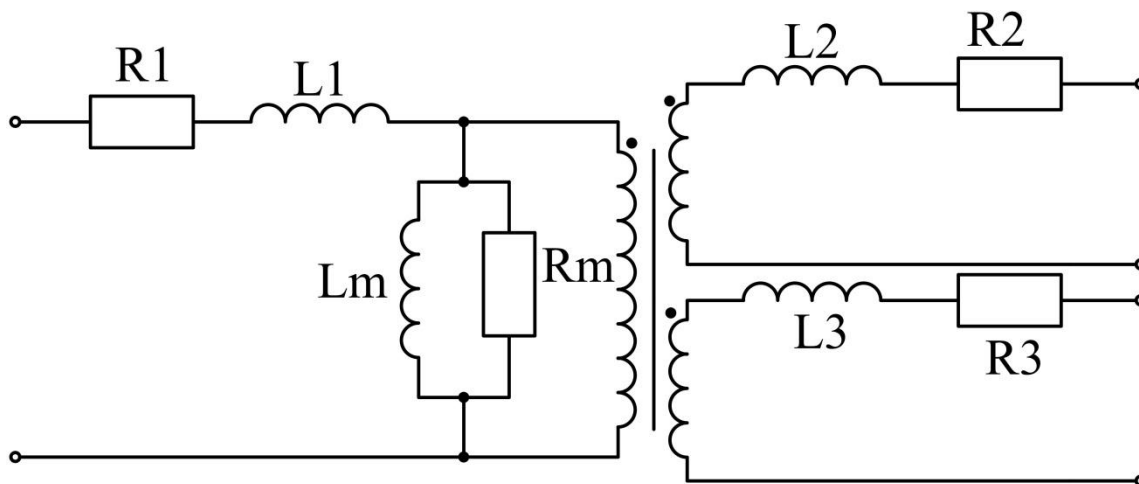


Рисунок Г.1 – Узагальнена схема заміщення трансформатора

Розрахунок відносних параметрів трансформатора

1. Базовий опір:

$$R_0 = \frac{U_{1н}^2}{P_n} = \frac{25000^2}{5431000} = 115 \text{ Ом}, \quad (\text{Г.1})$$

де $U_{1н}$ - номінальна напруга первинної обмотки трансформатора, В;

P_n - номінальна потужність трансформатора, Вт.

2. Номінальний струм первинної обмотки:

$$I_{1н} = \frac{S_n}{U_{1н}} = \frac{6316000}{25000} = 252,64 \text{ А}, \quad (\text{Г.2})$$

де S_n - повна потужність трансформатора, ВА.

3. Коефіцієнт потужності при короткому замиканні:

$$\cos \varphi_k = \frac{P_{кз}}{U_{кз} I_{1н}} = \frac{127,2000}{0,303 \cdot 25000 \cdot 252,64} = 0,0665, \quad (\text{Г.3})$$

де $P_{кз}$ - втрати короткого замикання, кВт;

$U_{кз}$ - напруга короткого замикання, В.

4. Повний опір короткого замикання:

$$Z_{\text{кз}} = \frac{U_{\text{кз}}}{I_{1\text{н}}} = \frac{0,303 \cdot 25000}{252,64} = 29,98 \text{ Ом.} \quad (\text{Г.4})$$

5. Активний опір короткого замикання:

$$R_{\text{кз}} = Z_{\text{кз}} \cos \varphi_{\text{к}} = 29,98 \cdot 0,0665 = 1,99 \text{ Ом.} \quad (\text{Г.5})$$

6. Реактивний опір короткого замикання:

$$X_{\text{кз}} = Z_{\text{кз}} \sin \varphi_{\text{к}} = 29,98 \cdot 0,9976 = 29,91 \text{ Ом.} \quad (\text{Г.6})$$

7. Відносний опір первинної і вторинної обмоток:

$$R_1^* = R_2^* = \frac{R_{\text{кз}}}{2R_{\text{с}}} = \frac{1,99}{2 \cdot 115} = 0,0087. \quad (\text{Г.7})$$

8. Відносна індуктивність розсіювання первинної і вторинної обмоток:

$$L_1^* = L_2^* = \frac{X_{\text{кз}}}{2R_{\text{с}}} = \frac{29,97}{2 \cdot 115} = 0,130. \quad (\text{Г.8})$$

9. Відносний опір та індуктивність вітки намагнічування:

$$R_{\text{м}}^* = L_{\text{м}}^* = \frac{S_{\text{н}}}{P_0} = \frac{6316000}{3800} = 1662. \quad (\text{Г.9})$$

ДОДАТОК Д

Акти впровадження результатів дисертаційної роботи

ЗАТВЕРДЖЕНО

Перший проректор Дніпропетровського
національного університету залізничного
транспорту імені академіка В. Лазаряна,
д.т.н., проф.  Б. Є. Боднар
«2»  2014 р.

АКТ

про використання результатів кандидатської дисертації
Забарила Дмитра Олександровича «Підвищення ефективності електрорухомого
складу подвійного живлення з асинхронним тяговим приводом»

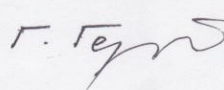
Цей акт складено про те, що результати теоретичних досліджень кандидатської дисертації асистента Забарила Д. О. прийняті до використання у навчальному процесі університету. При викладанні предмету «Теорія електропривода» за навчальним планом спеціальності «Електричний транспорт» використовуються визначені в дисертаційній роботі:

- принципи побудови силових кіл електрорухомого складу з ланкою підвищеної частоти;
- метод визначення максимальної робочої частоти автономного інвертора напруги;
- метод моделювання вхідних перетворювачів електрорухомого складу змінного струму з асинхронним тяговим приводом.

Начальник НМУ, к.т.н., доц.

 О. О. Матусевич

Завідувач кафедри електрорухомого
складу залізниць, д.т.н., проф.

 Г. К. Гетьман

ЗАТВЕРДЖЕНО

Генеральний директор

ТОВ «НДІ «Перетворювач»

к.е.н.  Ю. О. Андріанов

«10» листопада 2014 р.



АКТ

про використання результатів кандидатської дисертації

Забарила Дмитра Олександровича «Підвищення ефективності електрорухомого складу подвійного живлення з асинхронним тяговим приводом»

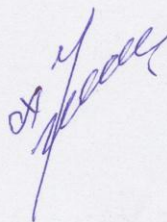
Цей акт складено про те, що результати дисертаційних досліджень Забарила Дмитра Олександровича прийняті щодо впровадження на «НДІ «Перетворювач».

Найбільш важливим як в теоретичному, так і в практичному плані вважаємо такі наукові результати дисертації, як:

- визначення раціональної структури схеми силових кіл електрорухомого складу подвійного живлення;
- обґрунтування доцільності використання магнітопроводів з аморфних сплавів для тягового трансформатора підвищеної частоти.

Технічний директор

ТОВ «НДІ «Перетворювач»



А. Г. Кришталь