

Міністерство освіти і науки України  
Український державний університет науки та технологій  
Кафедра «Автоматика та телекомунікації»

## ДОВІДКА

про відсутність плагіату у випускній кваліфікаційній роботі

За результатами перевірки випускної кваліфікаційної роботи (ВКР) здобувача вищої освіти освітнього ступеня (ОС) «магістр»

Лупіна Івана Анатолійовича  
(прізвище, ім'я, по батькові)

на тему: Підвищення точності спектрального аналізу тягового струму при експлуатаційних випробуваннях нових типів електропоїздів (комплексна)

в роботі не виявлено порушень академічної доброчесності.


Керівник ВКР

  
(підпис)

Гаврилюк В.І.  
(прізвище, ім'я, по батькові)

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
Український державний університет науки і технологій  
Кафедра «Автоматика та телекомунікації»

«ДО ЗАХИСТУ»  
Завідувач кафедри

  
Володимир ГАВРИЛЮК  
(підпис) (ПІБ)

20 21 р. Зуцар « 16 »

**ДИПЛОМНА РОБОТА**  
на здобуття освітнього ступеня «магістр»

Галузь знань 15 «Автоматизація та приладобудування»

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

Спеціалізація «Автоматика та автоматизація на транспорті»

**Тема:** Підвищення точності спектрального аналізу тягового струму при експлуатаційних випробуваннях нових типів електропоїздів (комплексна)

**Theme:** Increasing the accuracy of spectral analysis of traction current during operational tests of new types of electric trains

Керівник дипломної роботи  Володимир ГАВРИЛЮК

Студент групи АТ1821 (967М)  Іван ЛУПІН

Student АТ1821 (967М)  Ivan LUPIN

Дніпро 2021

Український державний університет науки і технологій  
Факультет «Комп'ютерні технології і системи»  
Кафедра «Автоматика та телекомунікації»

Спеціальність 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології»  
Спеціалізація Автоматика та автоматизація на транспорті

«ЗАТВЕРДЖУЮ»  
Завідувач кафедри АТ

Володимир ГАВРИЛЮК  
«\_\_\_» \_\_\_\_\_ 20\_\_ р.

### ЗАВДАННЯ

до дипломної роботи на здобуття освітнього ступеню «магістр»  
Лупіна Івана Анатолійовича

(прізвище, ім'я та по батькові)

1. **Тема роботи** Підвищення точності спектрального аналізу тягового струму при експлуатаційних випробуваннях нових типів електропоїздів (комплексна)

Затверджена наказом по університету 630ст від « 19 » жовтня 2020р. № \_\_\_\_\_

2. Термін подання студентом закінченої роботи 14.12.2021

3. Вихідні дані до роботи Галузеві інструкції з обслуговування пристроїв залізничної автоматики

### КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

Назва розділу	Обсяг %	Кількість креслень
1. Забезпечення електромагнітної сумісності тягового електропостачання з пристроями СЦБ	33%	
2. Електрорухомий склад з напівпровідниковими перетворювачами як джерело потужних електромагнітних завад	33%	
3. Проблематика з питань впровадження нових типів сучасних електропоїздів	33%	
4. Випробовування нових типів рухомого складу на електромагнітну сумісність з пристроями СЦБ	66%	
5. Віконне Перетворення Фур'є	66%	
6. Вибір параметрів перетворення Фур'є для спектрального аналізу тягового струму	66%	
7. Точність визначення гармонік тягового струму віконним ШПФ	100%	

Студент  
Науковий керівник

## РЕФЕРАТ

**Відомості про об'єм пояснювальної записки:** 87 сторінок, 15 таблиць, 16 рисунків, 8 джерел літератури.

**Ключові слова:** точність, електромагнітний вплив, короткочасне перетворення Фур'є, перетворювач, спектральний аналіз, залізнична автоматика.

**Об'єкт проектування:** системи СЦБ, потенційний новий рухомий склад.

У першому розділі було прореферована необхідна інформація з особливості взаємного впливу під час роботи пристроїв СЦБ, рухомого складу, інших джерел електромагнітних завад, від яких може залежати безпека роботи залізниці.

Другий розділ присвячений дослідженню гармонійного складу тягового струму сучасних електропоїздів, а саме реферування проблематики і особливостей функціонування пристроїв, які мають найсуттєвіший вплив на працеспроможність залізничних пристроїв автоматики, тягових перетворювачів, проінформовано про особливості роботи всіх сучасних, потенційних для Укрзалізниці, пристроїв автоматики закордонних локомотивів. Також була проведена діагностика методів вимірювань електромагнітних завад.

Третій розділ включає в себе реферування базової інформації щодо методики вимірювання методом віконної функції Фур'є, а також містить науково обґрунтовані раціоналізаторські підходи до відбору параметрів вимірювання гармонік тягового струму для гарантування необхідної точності, роздільності, тривалості гармонік і частоти. Під час виконання цього розділу було досліджено вплив параметрів КЧПФ на точність та родільність спектрального аналізу.

**Галузь застосування:** автоматизовані системи керування рухом поїздів.

**Висновок:** впровадження раціоналізаторського підходу призведе до покращення достовірності визначених параметрів для забезпечення безпеки руху потягів і заощадження державних коштів.

## ЗМІСТ

ЗАВДАННЯ .....	2
РЕФЕРАТ .....	3
ЗМІСТ .....	4
ВСТУП.....	6
1 АНАЛІЗ ПРОБЛЕМИ. ПОСТАВКА ЗАДАнь І МЕТИ ДОСЛІДЖЕННЯ.....	8
1.1 Забезпечення електромагнітної сумісності тягового електропостачання з пристроями СЦБ.....	8
1.2 Електрорухомий склад з напівпровідниковими перетворювачами як джерело потужних електромагнітних завад .....	13
Висновки за розділом.....	16
2 ДОСЛІДЖЕННЯ ГАРМОНІЧНОГО СКЛАДУ ТЯГОВОГО СТРУМУ СИЛОВ. ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ СУЧАСНИХ ЕЛЕКТРОПОЇЗДІВ НА МОДЕЛІ.....	17
2.1 Проблематика з питань впровадження нових типів сучасних ел. поїздів.....	17
2.2 Випробовування нових типів рухомого складу на електромагнітну сумісність з пристроями СЦБ.....	21
2.3 Моделювання розподілу зворотнього тягового струму в рейковій лінії .....	42
3 ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛІЗУ ТЯГОВОГО СТРУМУ .....	49
3.1 Віконне Перетворення Фур'є.....	49
3.2 Вибір параметрів перетворення Фур'є для спектрального аналізу тягового струму .....	64
3.3 Точність визначення гармонік тягового струму віконним ШПФ .....	77
ВИСНОВКИ.....	84



## ВСТУП

Українська залізниця протяжністю понад 21 тисячу кілометрів, є однією з найбільш технологічно застарілих залізниць світу, перебуваючи при цьому на провідних світових позиціях щодо потенційного товарообігу між економічними гігантами в лиці Європейського Союзу та Китаю з Росією. Для надання якісних послуг провідний український оператор залізничних перевезень АТ «Укрзалізниця» має відповідати тенденціям або навіть визначати тенденції розвитку нових технологій із трансконтинентального залізничного перевезення людей та вантажів. Одними з основних напрямів покращення якості послуг, що надаються УЗ, є електрифікація залізниць загального користування, а також експлуатація нових, більш ефективних, рухомих складів, які, у свою чергу, мають безпосередній електромагнітний вплив як на пристрої сигналізації та зв'язку, так і одне на інше. [1]

Загальна довжина електрифікованих ділянок становить приблизно 63% від усієї довжини залізниць або 10 тисяч фактичних кілометрів, обладнаних електротягою як змінного (25кВ), так і постійного (3000В) струмів. У зв'язку із загальним занепадом промисловості в Україні, а також жорсткими умовами світового ринку, виробництво власних рухомих складів в Україні утруднене, а стрімке старіння старих радянських зразків техніки залишає шанси нашій країні тільки на придбання рухомих складів за кордоном, а тому питання відповідності реалізації пристроїв сигналізації та зв'язку (у тому числі і взаємний вплив) між нашою країною та країною-дистриб'ютором стоїть найгострішим чином.

Пристрої СЦБ є одним із найважливіших складових вискооефективного пересування вантажів та пасажирів на залізницях усього світу. Автоматизовані системи управління є дуже вразливими, але, мабуть, найвідповідальнішою ланкою будь-яких залізничних перевезень у світі. На роботу електричних кіл СЦБ має серйозний вплив величезна кількість електричних пристроїв та систем, розташованих у безпосередній близькості до них. Цей стан речей

викликає необхідність враховувати електромагнітну сумісність електротехнічного (поїздного, колійного, зовнішнього) устаткування, тобто здатність пристроїв бути справними, працездатними в існуючій електромагнітній системі, не створюючи неприпустимого впливу на довкілля, а також на інше технічне обладнання, що впливає на безпеку, організованість руху.

Від електромагнітного впливу пристроїв і систем застосовують досить дорогі, складні заходи, спрямовані на запобігання несправній або небезпечній роботі пристроїв автоматики та телемеханіки, нестабільного електропостачання рухомих складів, перевищення стандартних показників тягового струму з подальшим небажаним нагріванням струмопровідних частин, частих пробойів ізоляції. та ін.

Для отримання необхідних результатів, у дипломній роботі було сформульовано, позначено та вирішено такі завдання:

Огляд, аналіз існуючих алгоритмів визначення спектральних складових струму та напруги.

Модельне дослідження гармонійного складу тягового струму силових перетворювачів сучасних електропоїздів на моделі.

Підвищення точності спектрального аналізу тягового струму, використовуючи найбільш передові методики. [2]

# 1. АНАЛІЗ ПРОБЛЕМИ. ПОСТАВКА ЗАДАнь І МЕТИ ДОСЛІДЖЕННЯ

## 1.1 Забезпечення електромагнітної сумісності тягового електропостачання з пристроями СЦБ

Весь світ прагне до науково-технічного прогресу, як основного двигуна покращення якості життя, та сприяє до цього покращенням якості надання послуг. Ні залізниця, ні наша держава не є винятком у питаннях розвитку та досконалості. Все більш високі та більш досконалі технології вимагають від проєктантів більш високих вимог щодо проєктів будівництва залізничної мережі. Аналоговий струм, що застосовується основним джерелом силової тяги, має великий вплив на сучасні пристрої, побудовані в тому числі на дискретних елементах типу мікроконтролерів, мікропроцесорів у системах управління рухом. Особливо сильно він спостерігається в пристроях перетворення струму, які відомі досягненням високих показників потужності разом із значними показниками тактової частоти та крутими тактовими імпульсами. [1]

Електромагнітний вплив залежить від таких факторів як: тип системи телесигналізації, їх довжина, час струмового впливу, рейковий стан, симетричність струмів в окремих колах, та й способи захисту від завад, шумів.

Впливу електромагнітних хвильових процесів піддаються всі кола з порівняно меншим потужним рівнем передачі енергії, розташовані поблизу джерела пролягання провідників струму: повітряно-кабельні лінії зв'язку, радіоканали зв'язку, системи телеуправління і телесигналізації, рейкові кола, силові, освітлювальні кола, низьковольтні лінії, мережа, що знаходиться у відключеному стані, металеві елементи рухомих складів, споруд, трубопроводів, пристрої кабелю, захисних, противандальних пристроїв та ін. Головним же колом залізниці є контур, який складається з тягової підстанції, тягової мережі та електровоза. [3]

Основним джерелом небезпечного впливу в тяговій мережі є агрегати інверторно-випрямного штибу електрорухомого складу та тягових станцій, імпульсно-тиристорні перетворювачі допоміжних стаціонарних пристроїв регулювання напруги та живлення, які регулюють складові струмів та напруг з усіма можливими видами частот, амплітудних.

Ступінь електромагнітного впливу насамперед залежить від симетричності кіл. Якщо параметри проводів (первинні та вторинні) однакові, то коло є симетричним. Абсолютно несиметричний характер мають кола тягових мереж, заземлені однофазні лінії, а також лінії системи «два дроти – земля/рейка».

Заземлені лінії, розташовані на ділянках постійного струму, схильні до гальванічного впливу. На ділянках змінного струму можуть виникнути значення напруги, небезпечні для знаходження людини та роботи апаратури СЦБ. Крім того, небезпеку також представляє індукована напруга, що викликає помилкове спрацювання реле і, як результат, небезпечну несправність. [4]

Для зменшення впливу електромагнітного впливу та покращення стійкості роботи всі пристрої наводять відповідно до вимог електромагнітної сумісності. Відповідно до вимог, виробляють заземлення, екранування, монтаж фільтрів, укладання силових ліній та ліній систем керування, регулювання у вигляді кабелів різних категорій. Так само обумовлені спеціалізовані вимірювання для перевірки відповідності параметрів необхідних норм та інструкцій для підтвердження ефективності прикладених заходів щодо забезпечення електромагнітної сумісності та визначення ступеня неприйняттого впливу тяги на процеси, що виникають у пристроях СЦБ.

Електромагнітна сумісність - це здатність електронних і електромеханічних пристроїв, приладів бездоганно функціонувати в просторі, що проектується, надаючи мінімального впливу на нього і не втрачаючи надійності роботи під його електромагнітним впливом.

Для проектування залізничної мережі необхідно представляти всілякі джерела неприйнятних впливів і якості джерел передачі їх впливу до вразливого об'єкту для запобігання найменшій ймовірності виникнення несумісності роботи пристроїв шляхом реалізації захисних заходів як у джерелі завади, і на приймачі (чи шляху до нього).

Знання шляху передачі неприйняттого впливу має вирішальне значення у забезпеченні необхідної електромагнітної сумісності елементів, це дає можливість ізоляції джерел електричного шуму, підвищення електромагнітної стійкості до зовнішніх факторів, придушення електричного шуму на шляху джерела завад.

Існує щонайменше чотири можливості зв'язку об'єктів електромагнітної взаємодії: ємнісний, індуктивний, гальванічний та електромагнітний зв'язок. [5]

Перша, ємнісна, діє на невеликій відстані та найбільш небезпечна при паралельному розташуванні ліній.

Друга, індуктивна, реалізована магнітним полем, яке наводиться завдяки протіканню струму у сусідньому дроті.

Третя, гальванічна, заснована на безпосередньому з'єднанні за допомогою струмопровідних елементів.

Четверта ґрунтується на електромагнітному випромінюванні.

Крім цього, всі неприйнятні впливи поділяють на дві категорії. Перша оцінює стійкість устаткування впливу ззовні, а друга перевіряє здатність пристроїв до випромінювання завад.

До першої категорії можна віднести електродугу, яка виникає між двома електропровідними поверхнями, що знаходяться під високою напругою. При цьому виникають перехідні процеси, що заважають коректній роботі пристроїв. Такі самі процеси також виникають і під час комутації.

Через індуктивність струмопроводів під навантаженням вимикача відбувається виникнення крутого зростання імпульсу напруги на струмопровідних частинах при втраті контакту між ними, що призводить до

виникнення дуги. Дуга тримається до тих пір, поки напруга живлення не впаде до критичних значень внаслідок збільшення опору повітряною ізоляцією або різкого зниження напруги.

Ємнісний зв'язок може встановлюватися на сусідніх проводах та кабелях, якими відбувається передача імпульсів напруги. Через це може наводитися сигнал амплітудою 1 кВ у дротах і 4кВ на контактах. Крім цього, захист цифрових пристроїв проблематичний при такому наведенні, оскільки частота сигналу при досить різкому фронті може досягати деструктивних значень.

Великий вплив на працездатність обладнання має потужні імпульси напруги, що виникають при обриві лінії передачі великих струмів. Потужність таких розривів є досить великою, щоб вивести з ладу обладнання.

Так само статична електрика, заряд якої може накопичувати будь-який струмопровідний предмет, у тому числі і людина, може несприятливо вплинути на пристрій контакту з джерелом заряду.

Значним впливам пристрою можуть також піддаватися високочастотним радіозавадам з боку мобільних телефонів, радіостанцій, які експоненційно зростає залежно від наближення до об'єкта.

Якщо говорити про другу категорію, тобто вплив випромінюванням завад, то насамперед варто згадати інтенсивність електромагнітних полів, що виникають навколо об'єкта і які створюють труднощі у роботі сусідніх пристроїв, особливо радіоприймальних.

При роботі статичних тягових та допоміжних перетворювачів також спостерігається виникнення завад у контактній мережі та рейках, які можуть потрапити у кола тягової підстанції. Вони заважають роботі пристроїв СЦБ, розташованих на контурі рейкових кіл, а також пристроям автоматичної локомотивної сигналізації, лініям телефонного зв'язку. [6]

Поля великих навантажень у системі електропостачання вагонів, ємнісні струми систем заземлення, тягові та гальмівні струми з регулюванням за тактом

утворюють електромагнітні поля під кузовом рухомого складу та у рейках. Вони можуть значно ускладнити нормальну роботу обладнання СЦБ, яке працює на принципі індуктивності (лічильники осей, точкові шлейфові системи АЛС, колійні приймачі та ін.).

Рейкові кола є найбільш уразливим елементом у роботі автоматики залізничного транспорту (понад 50% відмов припадає саме на них).

На ділянках змінного струму відбувається найбільша кількість відмов з боку елементів, які забезпечують транзит силових та сигнальних струмів: перемички, з'єднувачі, дросель-трансформатори, ізостики та інше.

Для створення електромагнітної сумісності здійснюють перевірку сигналами несучої частоти, яка повинна відрізнятися від гармонік тягового струму.

Зважаючи на складність використання рейок як основного провідника тягового струму, має бути здійснено досягнення високого рівня надійності зворотної тягової мережі.

Величезні збитки господарству завдає блукаючий струм, який нецілеспрямовано потрапляє на струмопровідні споруди (труби, цистерни, кабелі, опори, фундаменти, тунелі тощо), викликаючи корозію металів під дією електрики. Для захисту споруд застосовують різні засоби, спрямовані як на радикальний захист від блукаючих струмів, так і зменшення впливу блукаючих струмів.

## 1.2 Електрорухомий склад з напівпровідниковими перетворювачами як джерело потужних електромагнітних завад

Основний нюанс проектування залізничної мережі полягає у використанні обмеженого простору в локомотивах для розташування апаратури управління, яка схильна до зайвого електромагнітного впливу силових пристроїв електротехніки через близьке розташування до них. Так само під впливом сильного електромагнітного поля локомотива знаходяться колійні (підлогові) пристрої сигналізації та зв'язку, а пристрої, що знаходяться поблизу контактної лінії, схильні до трасування. Все це сприяє утворенню жорсткіших норм проектування сучасних залізничних мереж.

Забезпечення електромагнітної сумісності пристроїв автоматики на рухомому складі у зв'язку з дедалі більшою комп'ютеризацією техпроцесів у світі залишається як ніколи актуальною. Наприклад, пасажирські поїзди повинні відповідати низці вимог, щоб забезпечувати мінімальну взаємодію залізничних пристроїв та об'єктів цивільного призначення (мобільних телефонів, кардіостимуляторів тощо). Важливою особливістю, як зазначалося раніше, є жорстка обмеженість простору розташування обладнання, яке потенційно може взаємно впливати один на одного.

Для забезпечення надійного прийому сигналу в системах радіозв'язку рівень електричного шуму (завад) на антенах локомотива повинен не перевищувати 0,3 мкВ, при максимальній відстані між елементами силової схеми і антенами з пристроями комутації на рухомому складі не перевищувати п'яти метрів, а в деяких випадках одного метри. Цим пояснюються надвисокі вимоги до випромінювання завад силової апаратури, які нерідко перевищують вимоги промислових норм. Як протиміра впливу, що заважає, слід застосовувати занулення (з'єднання з корпусом) пристроїв і їх екранування (в основному для силових пристроїв).

Екранування допомагає захистити пристрої системи від низько- та високочастотних електромагнітних полів.

Занулення забезпечує розділ потенціалів живлення та приймальних пристроїв, а також розділ потенціалів всіх пристроїв системи для отримання однакового потенціалу суміжних блоків пристроїв.

Проведення цих заходів значно зменшує вплив зовнішніх джерел, що заважає.

Усі металеві та інші струмопровідні елементи рухомого складу повинні бути об'єднані низькоімпедансними з'єднаннями в нульовий потенціал (потенціал корпусу), по відношенню до якого вимірюють. Також всі екрани повинні бути з'єднані з корпусами пристроїв протилежними кінцями для досягнення екрануючого ефекту.

Електронні елементи систем управління живляться через перетворювачі постійного струму, які базуються на розподілі потенціалів. Корпус кожного окремого пристрою підключають низькоімпедансними провідниками корпусу приладу, який виконує функцію екрана. Усі елементи, що екранують, потрібно підключити до корпусу вагона, приладу.

Будь-яке з'єднання між пристроями системи проводиться з диференціацією потенціалів від батареї для зменшення напруги між електронними схемами та екрануванням, для створення замкнутої оболонки. Цей захід сприяє підвищенню захисту пристрою від сторонніх впливів та зменшення випромінювання завад у навколишнє середовище.

Для зменшення небажаного електромагнітного впливу тягових мереж та підвищення ефективності роботи обладнання рухомого складу на тяговій підстанції монтують фільтруючі пристрої. Ці фільтри, які також приєднані до корпусу, пригнічують завади в діапазоні частот від 20кГц до 100МГц.

Через частотне накладання роботи ліній передачі даних та фільтрів поєднувати не можна.

Для обмеження високих рівнів напруги, що відбуваються під час комутаційного впливу, до котушок реле включають варистори.

У гонці за технічним прогресом існуючі системи зіткнулися з низкою проблем, зумовлених впровадженням новаторських методів перетворення напруги. Одним з таких методів є використання напівпровідникових пристроїв, які, крім ряду очевидних переваг, надають незручності в процесі експлуатації електроустаткування. Наприклад, пульсації, що виникають при пропусканні струму через напівпровідникові елементи типу тиристора, діода або транзистора. Через це пропускання відбувається виникнення небажаних пульсацій, які всіляко заважають плавній роботі електроустаткування та які неможливо повністю згладити на борту електрорухомого складу. Гармоніки, що виникають при цьому в тяговому струмі, які мають кратність використовуваних при цьому частот, також впливають не найсприятливішим чином на роботу системи.

Для придушення вищезазначених проблем було розроблено кілька систем перетворювачів, які призначені для різних типів тягових двигунів: для безколекторних асинхронних двигунів та колекторних двигунів постійного струму.

Перші напівпровідникові перетворювачі повинні реалізовувати діапазон частот від 2 до 120 Гц, якщо і не ширший у виняткових випадках, через що відбуватиметься генерація всього спектра значень, які будуть взаємно заважати запуску двигуна. Це, як правило, надаватиме заважаючий або навіть небезпечний вплив на роботу пристроїв.

Другі напівпровідникові перетворювачі реалізовані за принципом імпульсно-широтного регулювання з постійною частотою. У таких перетворювачах частота завади (зазвичай близько 400 Гц) просто пригнічується за допомогою бортового фільтра.

## Висновки за розділом

Загалом і в цілому, аналітична робота з визначення працездатності сучасних систем у прогнозованих умовах показує високі результати щодо заходів протидії небезпечних та заважаючих впливів на системи сигналізації, централізації та блокування залізничного транспорту. Але для поліпшення досягнутих результатів аналітичної частини роботи, її необхідно доповнити математичними моделями процесів, що відбуваються з докладним описом закономірностей явищ, які виникають при взаємодії електромагнітних полів пристроїв автоматики. Тільки за наявності об'єктивних даних буде можливим досягнення основної мети даної роботи: «Підвищення точності спектрального аналізу тягового струму при експлуатаційних випробуваннях нових типів електропоїздів шляхом розробки методики раціонального вибору параметрів аналізу»

Мета роботи - підвищення точності спектрального аналізу тягового струму при експлуатаційних випробуваннях нових типів електропоїздів шляхом розробки методики раціонального вибору параметрів аналізу.

## 2. ДОСЛІДЖЕННЯ ГАРМОНІЧНОГО СКЛАДУ ТЯГОВОГО СТРУМУ СИЛОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ СУЧАСНИХ ЕЛЕКТРОПОЇЗДІВ НА МОДЕЛІ

### 2.1 Проблематика з питань впровадження нових типів сучасних електропоїздів

Електропоїзди, побудовані на базі трифазного тягового приводу, хоч і не є новаторством, але згодом завдяки розвитку науково-технічного прогресу піддаються модернізації. Сучасні моделі, що досягли апогею технічної думки, підвищують планку і так високих вимог до себе у питаннях електромагнітної сумісності.

Нові можливості, яких досяг тандем асинхронного тягового двигуна і тягового перетворювача, побудованого на базі сучасних компонентів високовольтної електроніки, підвищують потужність передачі тяги і зменшують вплив тяги, що заважає, на мережі живлення. Великих висот тяговий привід досяг у часи прийняття GTO, силових тиристорів, що замикаються. Малогабаритні та добротні біполярні транзистори з ізолюваним затвором змогли затьмарити славу GTO-тиристорів та завоювати ринок серед світових локомотивних систем.

Серед технологічних гігантів, які досліджують ринок залізничних перевезень в Україні, слід зазначити Bombardier. Це провідна компанія у світі, яка займається впровадженням подібних електротягових локомотивних систем, які потенційно застосовуються на залізницях України. [9]

Вперше тягові перетворювачі, побудовані на напівпровідникових елементах, з'явилися у 70-х роках попереднього століття. Вони дозволяли відмовитися від колекторних двигунів та замінити їх більш досконалыми та дешевими, трифазними. Висока вартість тягових перетворювачів, які є дуже складними у виконанні схем силового живлення, керування та регулювання, не

дозволяла здійснювати підвищені витрати, чим сформувала вигляд сучасного електропоїзда.

Класична система асинхронного тягового мотора побудована навколо трифазного двигуна без колектора, який живиться інвертнорною схемою проміжної ланки напруги постійного струму, WR, і вхідного чотирикватратного регулятора-перетворювача 4-QS, який забезпечує можливість гальмування рекуперативним способом, не заважаючи роботі піта. Перетворювач вхідного струму випрямляє змінний струм та стабілізує напругу 2,7 кВ у проміжній ланці. Перетворювач на виході регулює частоту струму статора та напругу.

Після довгих дискусій з проектування системи, встояло два технічні рішення, що відрізнялися типом тягового перетворювача: перше реалізовано за допомогою проміжної ланки постійної напруги та імпульсного інвертора за напругою, і, друге, за допомогою проміжної ланки постійного струму та інвертора по струму.

Перша схема реалізована таким чином, що за допомогою імпульсного інвертора відбувається перетворення різниці потенціалів та частоти. Але ця реалізація потребує ресурсомістких кіл управління та складних схем для фаз. Популярність, проте, дана реалізація отримала завдяки нікчемному електромагнітному впливу на мережу вхідного регулятора та забезпеченню можливості рекуперативного гальмування.

Друга схема реалізована на перетворенні напруги у вхідній ланці, коли як інвертор тільки займається перетворенням частоти струму. Це дозволяє заощадити на впровадженні вхідної ланки, так як для працездатності необхідний вхідний регулятор, який компенсує великі коливання напруги до тягової мережі.

Також існує рішення французьких колег (SNFC), побудована з використанням більш простого інвертора, веденого навантаженням, якому необхідні допоміжні кола згасання лише під час початкового прискорення.

Однак без використання синхронних тягових двигунів дана схема не така ефективна: відмінність спостерігається в колі якоря, вона підходить більше, ніж коло якоря асинхронного.

Одним із найсерйозніших недоліків синхронного приводу – немислимість живлення групи тягових двигунів та низькоякісна продуктивність під час руху в мережі змінного струму однофазного вхідного перетворювача, що не відповідає ні умовам за коефіцієнтом потужності, ні за рівнем гармонік впливаючого струму, ні щодо забезпечення стійкої роботи при рекуперації. .

Перехід на тиристри, що замикаються, дав можливість інженерам зменшити вагу мотор вагона на 2-3 тонни з загальної ваги, спростити конструкцію перетворювача, здешевити напівпровідникову складову. На відміну від звичайних тиристорів, для яких перехід з провідного в закритий стан був потрібний комутуючий контур, для тиристорів, що замикаються, це коло ні до чого, так як існує можливість реалізації замикання через посил струму на керуючий електрод. Незалежність відключаючих GTO тиристорів від рівня напруги проміжної ланки досягається завдяки автозамиканню після подачі сигналу на електрод.

Нажаль, GTO тиристри мають більшу ймовірність відмов у порівнянні з іншими напівпровідниковими діодами, але викликані ці відмови специфічним космічним випромінюванням. Спостерігається це під час застосування високої напруги на тривалий час. У звичайних тиристорах під дією ланцюжка комутування зворотне амплітудне напруження прикладається до вентиля короткочасно, через що тривалість появи на вентилі високого потенціалу виявляється недостатньою. У GTO тиристорах частота відмов занадто велика тому, що час наведення високого потенціалу займає половину повного часу переходу в невідчинений стан. Ця проблема частково вирішується за допомогою зменшення потенціалу проміжної ланки, зменшуючи частоту відмов на третину.

Великий ривок у надійності, зменшенні масогабаритних властивостей дав GTO тиристор на 6,5 кВ. Завдяки цьому сталося спрощення схем тягових перетворювачів, обумовлене використанням прямого підключення інверторів із двоточковою схемою до контактної мережі напругою до 3 кВ.

У GTO-тиристорів слабо розгалужена структура затвора управління. Включається тиристор наведенням управляючої напруги, струмом в кілька ампер. Закривається тиристор після пропуску значного струму, що становить близько 25% від розривного значення. Завершуючи рекомбінацію, керуючий електрод тиристора починає характеризуватися великим опором, а тиристорна схема управління підтримує гарантоване значення напруги замикання – 15В.

Катод відіграє роль сповіщення про стан тиристора, замкнений він чи ні. Контрольно-керуючі сигнали подаються до кількох оптичних магістралей. Значення Ватт в блоці управління при цьому досягає 29-30 одиниць на один елемент, забезпечуючи при цьому значення вихідної напруги близько 45 і частотою 16 кГц, який має прямолінійну криву струму. Поділ потенціалів у схемі блоку управління контролюється з використанням напруги випробування 11,5 кВ

GTO тиристори побудовані на базі кремнієвого кристала 75 ... 85 мм, розраховані на прямий струм в 3000 ... 4000 А і забезпечують замикання напругою 4500 В. Габарити тиристора обмежуються або 108, або 120 мм, а сила притискання 3 тонни, яка найчастіше забезпечується під час встановлення набору тиристорів на робочу позицію.

Дроселі, що згладжують, дозволяють обмежити швидкість зростання струму до 450А/мкс, а неіндуктивна конденсаторна батарея забезпечує придушення стрибків напруги до 450В/мкс для того, щоб GTO-тиристор увійшов у закритий стан. Швидкодіючі тиристори дозволяють відносно швидке відключення, а тому для їх роботи потрібна батарея з конденсаторів меншого номіналу. Демпферна мережа тиристора якраз і складається з обмежуючих конденсаторів і дроселів.

Стабільна комутація тиристорів GTO забезпечується постійним часом демпферного кола, що становить 40...210 мкс. Схеми як паралельного і послідовного розташування потужних тиристорів страждають від зміни температури, оскільки напруга пробиття зменшується зі зростанням температури тиристора.

Термічне руйнування тиристорів відбувається під час чергування відкриття обох тиристорів GTO однієї фази і комутації кола, коли стрімко збільшуються показники напруги і струму.

Захищають перетворювачі при пробі фази за допомогою впровадження схем, для роботи яких не потрібна робота тиристорів в режимі гасіння регульованої енергії. Ці схеми відключають живлення перетворювача, але вони можуть працювати без схем, які зменшують миттєве значення напруги до потрібних показників.

Додаткова енергія в демпферних колах необхідна для спрощення процесу як замикання і відкриття тиристора. У перших рішеннях використовувалися індивідуальні демпфери, але в пізніших почали матеріалізуватися певні схеми: Маркварда-Унделанда та МакМуррея.

Перша використовується переважно компанією Bombardier. Вона несиметрична. Друга симетрична та використовується компаніями Ansaldo та Siemens.

Схема МакМуррея-Унделанда використовується для важких замських поїздів. У ній представлені GTO-тиристири з напругою замикання 4,5 кВ і струмом замикання 3кА. Поїзди, побудовані за цією схемою, оснащені парою тягових перетворювачів та підвагонними трансформаторами.

Пара регуляторів 4QS підключені до тягових обмоток по 900В кожна і живлять проміжну ланку постійної напруги ZK, яка, у свою чергу, живить імпульсний інвертор WR, підключений до чотирьох асинхронних тягових двигунів. Також в окремих блоках знаходяться схемні компоненти трьох фаз інвертора та чотирьох фаз регуляторів. Для запобігання ривкам струму та

резонансним завадам при аварійній роботі тиристорів деякі конденсатори включені до схеми демпферних резисторів. У кожному такому блоці знаходиться схема контролю аварійної роботи тиристорів, 1 трансформатор напруги, 1 трансформатор струму на фазу. Енергія проміжної ланки гаситься під час відкриття всіх GTO транзисторів у разі відкриття всіх транзисторів однієї фази.

Блок мережевого регулятора досить компактний. У ньому знаходяться конденсатори проміжної ланки та блоки захисту. Ця єдина конструкція забезпечує мінімальну паразитну індуктивність.

Блок інвертора укомплектований додатковими демпферними резисторами проміжної ланки завдяки компактності інвертора (невелика кількість фазних модулів).

Додаткові схемні компоненти для роботи проміжної ланки, перетворювач, система управління також розташовані в подібних блоках. Пригнічення другої гармоніки, що заважає, 33 Гц, відбувається поза блоками.

Мережевий фільтр, що знаходиться у високовольтній камері електровоза, зменшує вплив заважаючих струмів, які виникають у робочий час перетворювача.

Блискавичний розвиток перетворювачів, побудованих в основі біполярних транзисторів з ізольованим затвором і ряд істотних недоліків перетворювачів на базі GTO-тиристорів (великі робочі струми у відкритому стані, високі втрати під час комутації, вартість допоміжних кіл і схем управління) зумовили появу побудованих на базі вищезгаданих IGBT транзисторів. Вони поєднують у собі чудові перемикаючі можливості та близькі GTO-тиристорам специфікацію в незачиненому стані. Хороша керованість за допомогою напруги, відсутність допоміжних кіл роблять із IGBT гарною альтернативою GTO-тиристорам. Так само IGBT транзистори дозволяють проводити більш частий перемикання, ніж GTO-тиристори, особливо це актуально у допоміжних колах за рахунок малих втрат комутації.

Також IGBT значно економічніший у споживанні енергії, і це дозволяє без проблем здійснювати паралельне підключення заданої кількості транзисторів IGBT. Управління транзистором з допомогою напруги як і значно економить ресурси, оскільки зменшує складність виконання схеми управління, збільшуючи добротність перетворювачів. Все це сприяє поступовому переходу в нових розробках тягових систем від перетворювачів на GTO-тиристорах до реалізації на IGBT-транзисторах. [1]

Біполярні транзистори – це електронні пристрої, призначені для контролю електромагнітного поля в емітерно-затворній ділянці. Для регуляції поля потрібен струм, який дозволяє заряджання та розряджання ємності затвора. За допомогою прикладеного до затвора потенціалу емітер-колектор можна регулювати крутість зростання або переривання струмів. На відміну від GTO IGBT не потребує демпферних кіл, але комутаційні втрати тут все ще присутні, вони виникають за одночасної зміни параметрів струму та напруги. Час перемикання IGBT транзисторів приблизно дорівнює 1 ... 2 мкс.

Падіння потенціалу на незамкненому транзисторі при проходженні повного струму дорівнює 4, що трохи більше, ніж на тиристорах. Незважаючи на високі показники частоти такту, втрати всього діапазону допустимих споживаних параметрів більш незначні, на відміну від перетворювачів на базі GTO, так як IGBT не має втрат, пропорційних навантаженню в демпферних колах.

Під час навантаження по струму напруга на IGBT транзисторі може суттєво піднятися і вище 4, спричиняючи термічне руйнування. У критичній ситуації транзистор IGBT закривається за допомогою захисного блоку GDU. На відміну від тиристорів, підключені паралельно схеми з транзисторів є термічно стабільними. Струм у транзисторах розподіляється рівномірно при симетрії імпедансів.

Перетворювачі IGBT побудовані за модульним принципом, тобто не потрібно об'єднання у складання тиском.

Водоохолоджуваний перетворювач на транзисторах IGBT заснований на біполярному транзисторі з ізольованим затвором (IGBT), який поміщений в цілісний модуль і об'єднаний з пристроєм захисту і зворотним діодом. Цей модуль називається IPM і входить у схему штепсельно, спрощуючи його експлуатацію. Якщо є потреба, систему можна доповнити паралельним з'єднанням двох модулів, але керуючим все одно залишиться один модуль. Основна ідея системи розкривається у впровадженні низькоіндуктивної ошиновки у з'єднаннях конденсаторів проміжної ланки.

Перетворювач запитує два тягові двигуни візка, але основний принцип роботи збережено з часів проектів на базі GTO-тиристорів.

Гілки фазових блоків виконані з двома паралельно включеними IPM-модулями, тобто один фазовий блок містить чотири модулі IPM. Перетворювач складається з восьми фазових блоків, контакторів, вимикачів, конденсаторів проміжної ланки та поглинаючого кола, електроніки системи управління, розміщених в єдиній шафі.

Також існує багатосистемний перетворювач, призначений для робіт на лініях змінного і постійного струмів при напрузі до 3.3кВ без використання триточкової схеми і без послідовного з'єднання модулів. Він створений за допомогою IGBT-транзисторів, у яких напруга замикання 6,5 кВ.

У схемі такого перетворювача можуть бути використані до трьох паралельно включених модулів з єдиним пристроєм захисту.

Під час роботи в контактній мережі постійного струму напругою 3кВ проміжна ланка секціонується, а два блоки фаз 4QS живлять інвертор потенціалом проміжної ланки як регулятори зниження.

Номинал напруги може бути регульований. При напрузі контактної мережі 1,5 кВ фази перемикаються та створюють схему регулятора підвищення. У корпусі головного трансформатора саме розташовані дроселі, які регулюють відповідну процедуру. Обмотки трансформатора використовуються як вхідний фільтр.

Регуляторне енергопостачання має спектр позитивних сторін порівняно з безпосереднім живленням: менше робоче навантаження на напівпровідникові вентиля; немає паралельного включення модулів HVIM; немає взаємного впливу перекидального моменту при низькому потенціалі в мережі та зростання струму двигуна при великому потенціалі; є можливість застосування відпрацьованих двигунів; високий ККД; мінімальний вплив тяги на мережу живлення; існують додаткові можливості реалізувати обмеження взаємовпливу елементів.

Підключена до проміжної ланки фаза забезпечує трансформатором HBU-перетворювач прямокутної напруги частоти 195 Гц. Шафа багатосистемного перетворювача складається з чотирьох тягових блоків SRBG: допоміжного перетворювача HBU, регуляторів 4QS1-2, гальмівного регулятора, інверторів WR1-2.

Декілька конденсаторів проміжної ланки розташовані в блоках SRBG для мінімізації небажаної індуктивності.

У сучасному світі спектр потужності систем тяги розташований у діапазоні від кількох кіловат до 3,5 МВт. До одним із базових параметрів, крім потужності, відносять потенціал роботи перетворювального обладнання. Необхідна здатність замикання напівпровідникових ключів, а також потенціал перетворювального обладнання під час постачання контактної мережі постійного струму визначається безпосередньо самою напругою цієї мережі. З недавніх пір в промисловості використовують тиристори GTO зі здатністю замикання близько 6,5 кВ для організації безпеки в роботі перетворювальної техніки, що дозволило відмовитися від ряду схем на користь отримання живлення безпосередньо з мережі постійного струму з напругою 3 кВ. Крім того, і нинішні IGBT-транзистори мають достатні замикаючі здібності для цього.

У процесі проектування перетворювальної апаратури для рухомого складу може проводитися вибір напруги на вході перетворювача, розрахованого

на використання рухомого складу при мережах змінного струму. Напруга на вході перетворювача було обрано 1,8 кВ через вимоги, накладені до ізоляції в самому пристрої перетворення і двигунах, а також з метою економії кабелю у пристрої кабельних з'єднань.

У таблиці 2.1.1 відображено перелік показників напруги на вході перетворювальних пристроїв, що співвідноситься до рівня бажаної здатності замикатися у напівпровідникових пристроїв.

Таблиця 2.1.1

Співвідношення між рівнями бажаної здатності замикання приладів та стандартними параметрами вхідної напруги

Напруга живлення, В	Вхідна напруга, В	Замикаюча здатність, В
Постійний струм		
750	750*, 900**	1700
1500	1500*, 1800**	3300
3000	3000*, 3600**	6500
Змінний струм (проміжний контур)		
15000	1800	3300
25000		

\*- стандартне значення

\*\* - максимальне значення

Базовою перевагою IGBT-транзисторів у плані силових схем є простота управління порівняно з аналогами, а також здатність роботи без снабберних кіл, збільшуючи здатність навантаження модулів за силою струму. Простота управління – це запорука найвищого ступеня надійності систем, оскільки спрощення роботи схем з управління перетворювачем спрощує загалом складність виконання самого перетворювача.

У таблиці 2.1.2 наведено зіставлення базових параметрів тиристорів, що замикаються, і модернізованого тиристора GTO, представленого у вигляді IGCT-тиристора з інтегрованим блоком управління. Відмінна особливість

даного виду тиристорів, що замикаються, полягає в способі управління відкриттям затвора за допомогою особливого блоку управління - драйвера, а так само в конструктивному виконанні. Струм управління, рівний струму навантаження, наведений на затворі, вимикає цей вид тиристорів.

Для жорсткого керування тиристором необхідне його розміщення в низькоіндуктивному корпусі, що оснащений відповідним блоком керування.

Таблиця 2.1.2

Показники приладних параметрів струмів на виході перетворювального пристрою в порівнянні зі стандартними характеристиками роботи IGBT-модулів.

Компоненти та характеристики IGBT	Модуль		
	1,7 кВ, 2400А	3,3 кВ, 1200А	6,5 кВ, 600А
Корпус	Модульний, ізольований усередині		
Напівпровідники	Інтегровані в модуль IGBT-транзистор та діод		
Робочий потенціал у мережі,			
постійний струм	750	1500	3000
Змінний струм	900	1800	3600
Струм, що включається, кА	4,8	2,4	1,2
Напруга ізоляції, кВ (еф.)	≤ 5,5	≤ 5,5	10,2
Частота, що перемикається	1500	600	600

Для цього в корпусі було заведено мінімальну кількість проводів, а виводи електрода, що управляє, були розосереджені. У таких умовах

гарантується малий час спрацьовування пристрою та можливість вимкнення без обмежень снабберного кола.

IGCT-тиристри застосовні в перетворювальних пристроях завдяки швидкості роботи для гарантованої працездатності останніх з підвищеним потенціалом проміжного контуру, для якої потрібне об'єднання напівпровідників за послідовною схемою. Але в системі тяги IGCT-тиристри не отримали широкого застосування, оскільки потенціал проміжного контуру перетворювача менше 3 кВ, коли як необхідну працездатність здатність замикатися може забезпечувати лише один GTO-тиристор.

Також існують таблеткові IGBT-транзистори, які є найбільш вдалим для використання у верхній області діапазону потужності, а також при простому заміщенні застарілих GTO-тиристорів подібної конструкції. Для таких перетворювачів використовується відносно неpotужний резистивне коло, яке сприймає комутаційні втрати лише частково. Один IGBT-транзистор у формі таблетки не може забезпечити замикаючу здатність при такому снабберному ланцюжку, тобто замикаюча здатність залишилася така ж, як і здатність модульних IGBT-транзисторів. Найчастіше таблеткові транзистори впроваджують для систем передачі та розподілу енергії в перетворювачах за необхідності отримання послідовного з'єднання напівпровідників, зумовленого високими значеннями потенціалу проміжного контуру.

Забезпечуючи потужність 3...3,5МВт, необхідне паралельне поєднання кількох IGBT-транзисторів. В даному випадку, без використання допоміжних схемних рішень, у перетворювачі досягається симетричність розподілу струму між приладами, що підключені паралельно один до одного. Статичні та динамічні параметри напівпровідникових елементів залишаються в межах досить вузького поля допуску, а прямі характеристики відрізняються позитивним коефіцієнтом температурної залежності.

Безліч переваг перед аналогами дає керованість IGBT-транзисторів. Управління, реалізоване за вищесказаним принципом, забезпечує хороші масо-

габаритні властивості та ефективні можливості щодо обмеження ймовірного перенапруги на електродах IGBT-транзисторів, спричиненого пошкодженням, захищаючи таким чином перетворювач від короткого замикання, а також хороша надійність роботи системи завдяки підвищенню простоти в роботі перетворювальних пристроїв. [4]

Підсумовуючи сказане вище, IGBT-транзистор у силових схемах є найбільш близьким за характеристиками провідності та своєї комутаційної здатності до ідеального електронного ключа.

## 2.2 Випробовування нових типів рухомого складу на електромагнітну сумісність з пристроями СЦБ

Етап випробування нового типу рухомого складу на електромагнітну сумісність складається з вимірювання таких параметрів як:

- величина впливу (як небезпечного, і заважаючого) устаткування рухомого складу на колійні пристрої сигналізації, зокрема і рейкові кола.
- величина впливу заважаючого потенціалу, який наводиться в контрольному колі зв'язку.
- величина напруженості поля поблизу джерела радіозавад обладнання рухомого складу.
- величина радіозавад, які відбуваються на технічній частоті (частоті радіозв'язку).

Для вимірювання величини впливу заважаючого потенціалу, який наводиться в контрольному колі зв'язку в якості розрахункового кабелю, береться МКПАБ 7x4x1,05+5x2x0,7+1x0,7. Ширина зближення між заважаючою лінією, і проводом зв'язку 25м, а довжина зближення лінії тягової мережі з тяговим зв'язком 25км. Розрахунок проводиться на ділянці з електропостачанням двоколісної ділянки на плечі 25 км. Питома провідність землі  $\sigma$  дорівнює 0,025 см/м. Знаходження розрахункового рівня заважаючої напруги проводиться за виразом:

$$U_{\text{ш}} = \sqrt{\sum_{50}^{3450} U_{\text{ш}f}^2}, \quad (2.2.1)$$

де  $U_{\text{ш}f}$  - рівень гармоніки заважаючої напруги з частотою (f) в 30...3450 Гц.

$U_{\text{ш}}$  - психофотричне значення заважаючої напруги не може бути вище рівня в 1,2 мВ

Розмір напруженості поля поблизу джерела радіозавад устаткування рухомого складу визначається згідно з ГОСТ 29305 діапазоні частот 0.15...300МГц, за виразами:

- для електровоза при частотах встановленого режиму 0,15:

$$E = 66 - 11,3 \lg \frac{f}{0,15}, \quad (2.2.2)$$

,але за частотах 30-300МГц значення E прийнята рівною 46 дБ; для приміських електропоїздів у частотах 0.15-30МГц усталеного режиму підходить вираз:

$$E = 60 - 11,3 \lg \frac{f}{0,15}, \quad (2.2.3)$$

Допустимі рівні величин радіозавад, що відбуваються на технічній частоті (частоті радіозв'язку), наведено в таблиці 2.3

Таблиця 2.2.1

Допустимі рівні радіозавад

Вид ЕРС	Рівень радіозавад			
	2.1	153.0	2.1	153.0
	нерухомий		в русі	
Локомотив:				
Постійного струму 3кВ	45	18	58	30
Змінного струму 25кВ 50Гц	46	26	60	46

Ступені впливу електрообладнання електрорухомого складу на колійні пристрої і рейкові кола обумовлені базовими принципами безпеки для частот, з якими працюють рейкові кола (25, 50, 420, 480, 580, 720, 780, 4545, 5005).

Виріб вимірів відбувається у певних умовах згідно з технічною документацією, а саме в обумовлених проміжках частот, які відповідають сигнальним частотам рейкових кіл під час найбільшої потужності тяги та у всіх режимах роботи електроустаткування. Розроблений у ЄС уніфікований стандарт проведення випробувань дозволяє за універсальною методикою провести випробування роботи рухомого складу у тандемі з рейковими колами. У ньому йдеться про лімітування струму електрорухомого складу залежно від

виду рейкового кола, а також методики вимірювання для позначення показань електромагнітної сумісності рейкових кіл з рухомих складом.

З використанням датчика струму безконтактного принципу (приладу Роговського) у середній точці дросель-трансформатора вимірюють силу струму завад. Сигнал від датчика Роговського подають на дільник напруги, потім на АЦП і знімають дані на профільному комп'ютері.

До складнощів методу вимірювання додається обмежений час вимірювання струму завад у рейковій лінії під час проїзду поїзда та віддалення його поїздів на відстань у кілька метрів, бо в міру відведення поїздів від місця міри величина струму у рейковій лінії неухильно падає через стікання в землю чи розподіл по рейковій лінії.

Крім того, здійснюють вимір струму завад у силових колах електрорухомого складу. Це дозволяє реалізувати тривалу реєстрацію всіх зумовлених режимів ведення.

Датчик струму включається в заземлююче коло силової апаратури, виробляючи вказану вище методику.

Далі вказується метод, який пропонує реєстрацію одноразових показань: сигнал АЛС, струм мережі ЕПС, зворотний тяговий струм в РЦ, швидкість поїзда, після чого відбувається комп'ютерне моделювання фізичних характеристик. Це моделювання має сенс проводити в профільному пакеті програм MATLAB, застосовуючи передчасну фільтрацію струму, що вимірюється, для ліквідації сигнальних завад високої частоти. Після чого потрібне застосування швидкого перетворення Фур'є з вікном Ханна та перекриттям до 80% тривалістю, яка залежить від мінімальної тривалості завади, що викликає неполадки під час роботи колійного приймача.

На малюнку 2.2.1 зображено співвідношення спектрального складу зворотного тягового струму електропоїзда із синхронним тяговим двигуном при прискоренні до 140км/год на ділянці з ухилом 5% від часу.

В результаті, судячи з зображення, існують завади спектральної області зворотного тягового струму близьким до частоти роботи РЦ 25, 480 і 580 Гц. Рівень цих завад у значенні 25Гц є сусідами з небезпечною величиною, коли як завада в частотах 480Гц швидко переступала допустимі показники. [8]

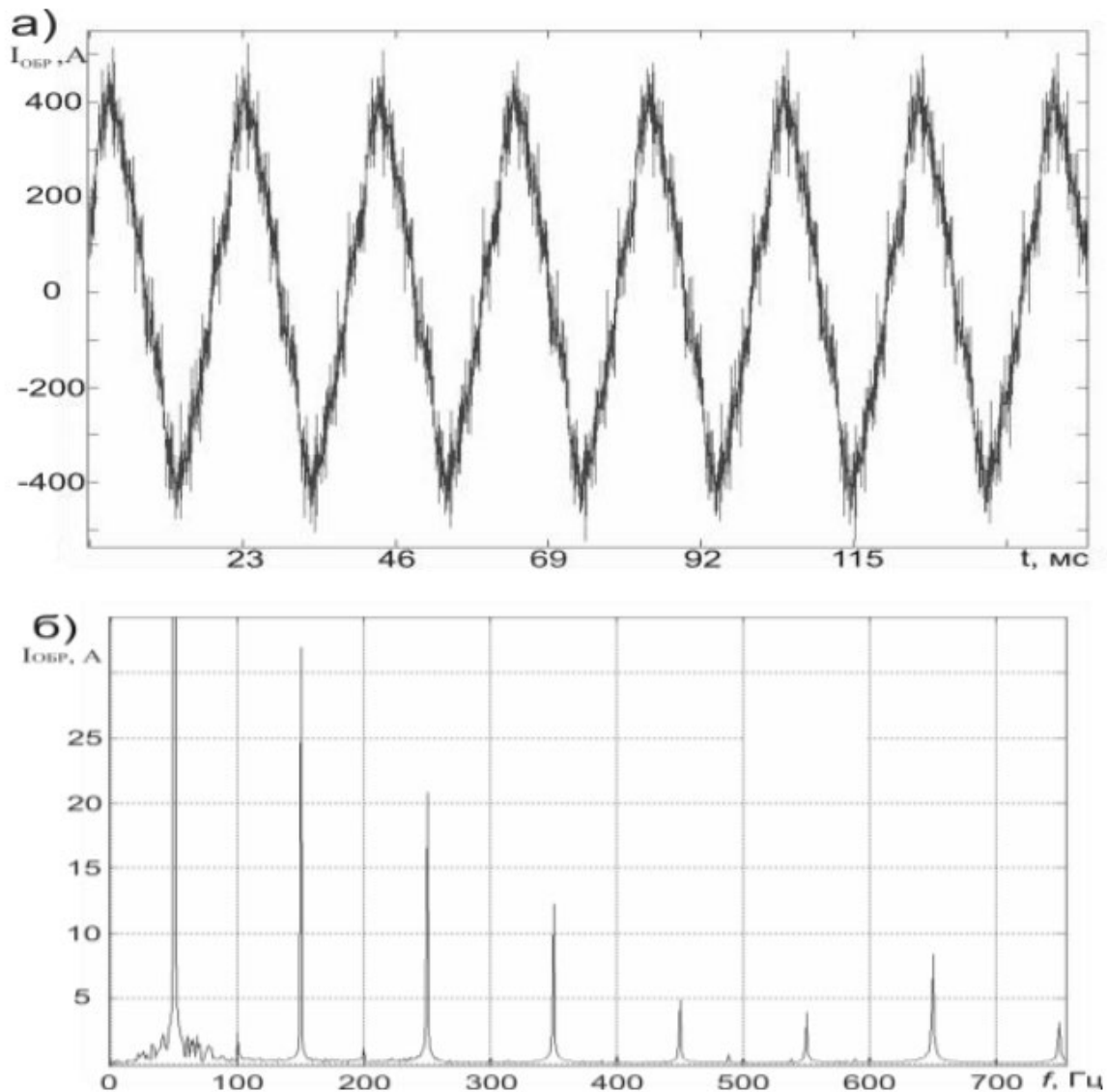


Рис. 2.2.1. Співвідношення (а) та спектральний склад (б) зворотного тягового струму електропоїзда в силовому режимі та при прискоренні до 140 км/год

Зображення на рис 2.2.2 показує тимчасову залежність і склад спектра зворотного тягового струму та асинхронного приводу тягового екстреного гальмування без рекуперації на швидкості більше 140 км/год в рівнині.

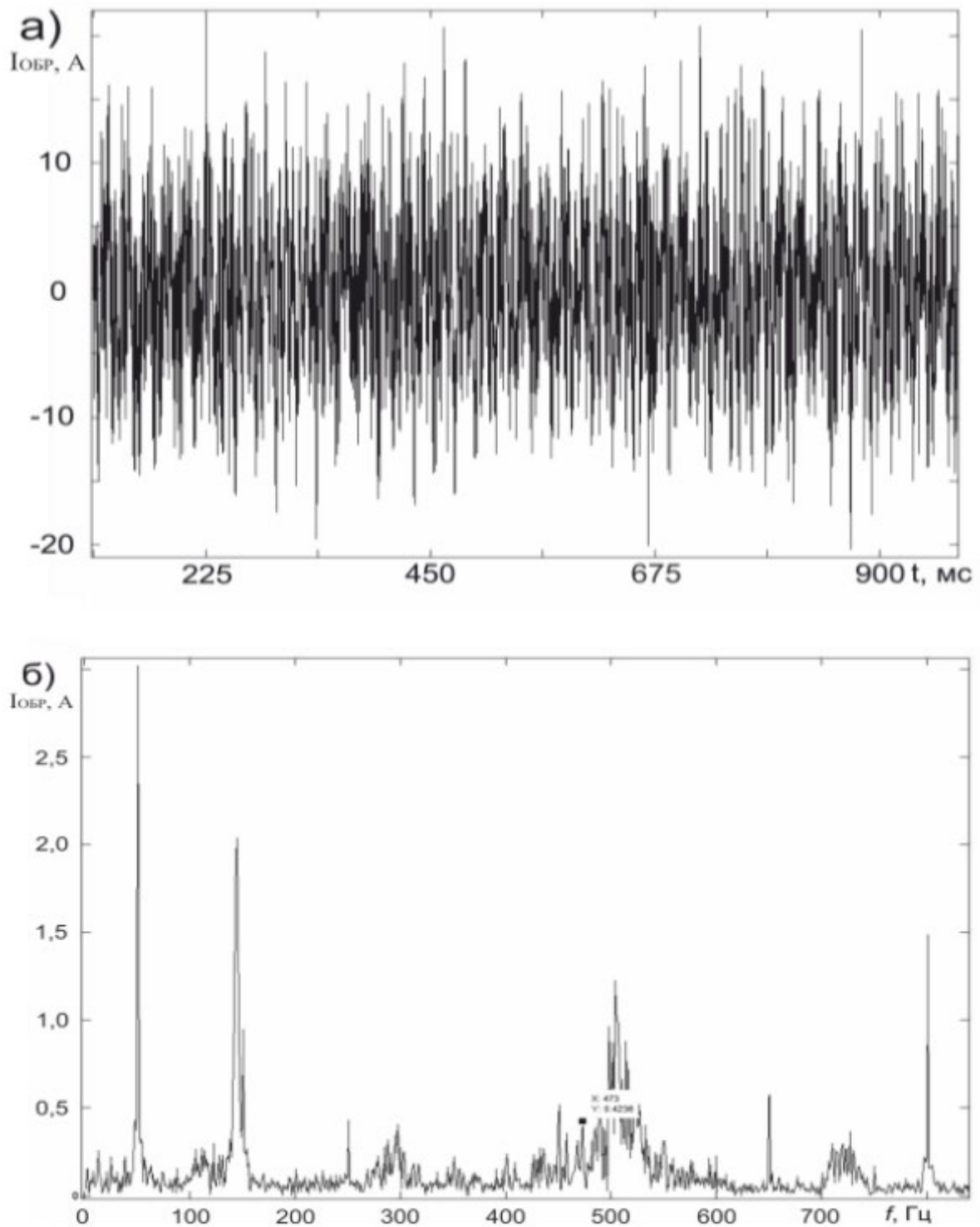


Рис.2.2.2 Співвідношення за часом (а) та аналіз спектра (б) зворотного тягового струму ЕПС під час негайного гальмування.

На вказаному спектрі (рис.2.2) показана завада частотою 480 Гц, яка перевищує граничні показання, не звертаючи уваги низькі показники тягового струму у напрямку 20 А.

Підбиваючи підсумки комп'ютерного аналізу вимірів всіх завод при переміщенні ЕПС в таблицях 2.2.2 і 2.2.3 вказані найвищі показники струму завод при частоті роботи РЦ в електротязі постійного і змінного струму в усіх режимах.

Гранична напруженість електромагнітних полів, що відбуваються під час перебування у нерухомому стані складу та під час його руху при частотах 0.15МГц...1ГГц показано на графіку 1 та 2.

Таблиця 2.2.2

Струм завод в РЦ в електротязі змінного струму

Частота, Гц	Діапазон частот, Гц	Максимально допустимий струм заводи, А	Максимальний вимірний струм заводи, А
25	21–29	1	1,41
420	408–432	0,35	0,37
480	468–492	0,35	0,40
580	568–592	0,35	0,55
720	708–732	0,35	0,12
780	768–792	0,35	0,52
4 545	4 508–4 583	0,2	0,50
5 000	4 963–5 038	0,2	0,15
5 555	5 518–5 593	0,2	0,13

Для визначення граничної напруженості поля електрорухомого складу, що знаходиться в нерухомому стані, існують вирази:

- при частотах 0.15 МГц... 30МГц

$$H = 55 - 21.73 \lg \left( \frac{f}{0.15} \right); \quad (2.2.4)$$

-при частотах 30МГц...1ГГц

$$E = 60 - 6.571 \lg \left( \frac{f}{30} \right), \quad (2.2.5)$$

де  $f$  – частота вимірів, МГц

Таблиця 2.2.3

Струм завод в РЦ при електротязі постійного струму

Частота, Гц	Діапазон частот, Гц	Максимально допустимий струм завади, А	Максимальний виміряний струм завади, А
25	21–29	1	0,39
50	46–54	1,3	0,10
420	408–432	0,35	0,42
480	468–492	0,35	0,48
580	568–592	0,35	0,36
720	708–732	0,35	0,06
780	768–792	0,35	0,38
4 545	4 508–4 583	0,2	0,12
5 000	4 963–5 038	0,2	0,30
5 555	5 518–5 593	0,2	0,13

У таблиці 2.2.4 представлені вирази для граничних показань напруженості поля завод, що створюється під час пересування ЕПС. Значення маркувань  $a$ ,  $b$ , з аналогічними значенням малюнків 2.3 та 2.4

За характером напруги, наведеного в контрольному колі кабельної лінії зв'язку визначають ступінь впливу, що заважає, на апаратуру зв'язку. Для рухомих одиниць психофотометричне граничне значення напруги, що заважає, яке з'являється в кабелі при цьому, складає 1мВ для електропоїздів і 1.2мВ для електровозів.

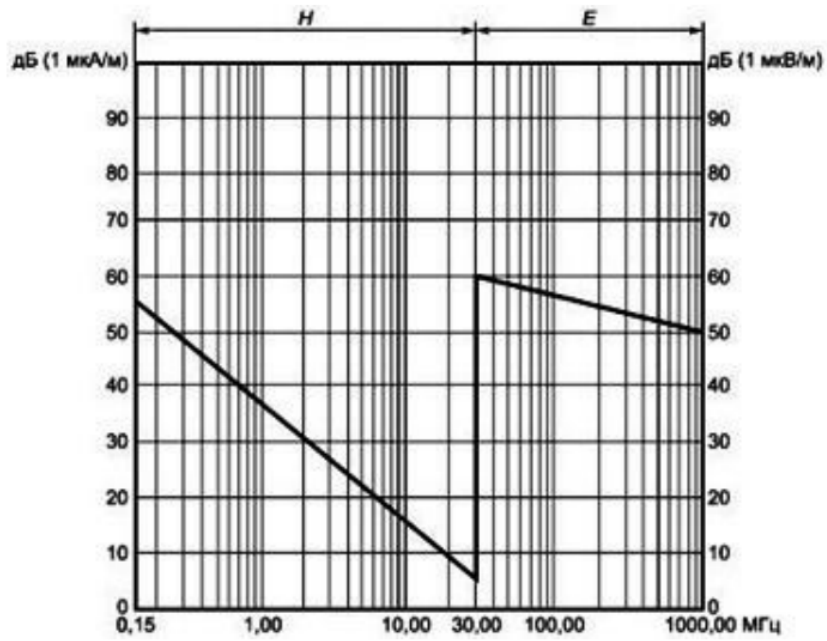


Рис.2.2.3 - граничні псевдопікові показання напруженості поля завад, які створені ЕПС у нерухомому стані.

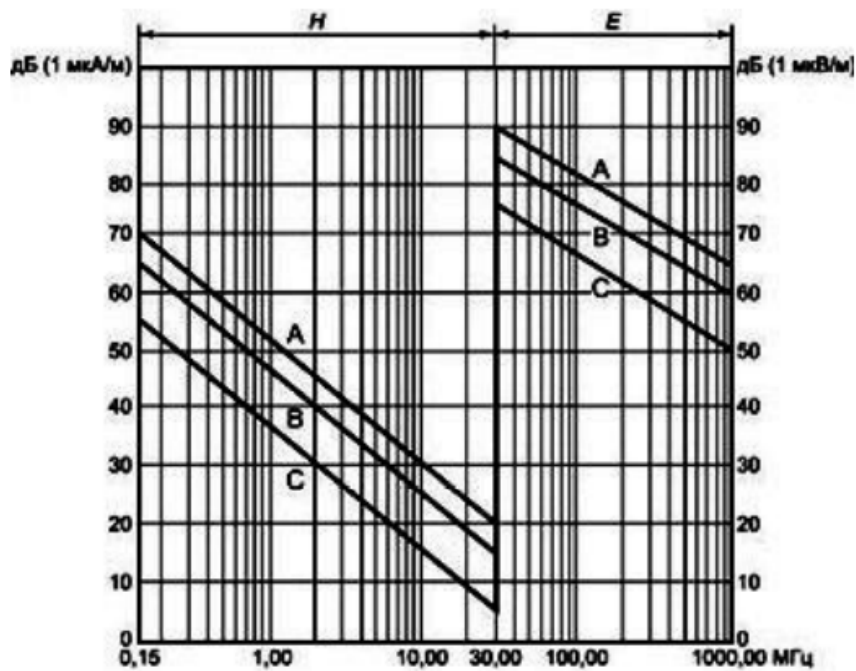


Рис 2.2.4 – граничні пікові показання напруженості поля завад, які створені електрорухомим складом під час споживання змінної напруги 25кВ(а), постійного 3кВ(в) або без тягового струму(с).

Таблиця 2.2.4

Вирази для заважає напруженості поля, що відбуваються під час руху ЕПС

Мітка	Показання напруженості для частоти	
	(0.15...30) МГц	(30...1000) МГц
А	$H_1 = 70 - 21.73 \lg\left(\frac{f}{0.15}\right)$ (2.6)	$E_1 = 90 - 16.42 \lg\left(\frac{f}{30}\right)$ (2.9)
В	$H_2 = 65 - 21.73 \lg\left(\frac{f}{0.15}\right)$ (2.7)	$E_1 = 85 - 16.42 \lg\left(\frac{f}{30}\right)$ (2.10)
С	$H_3 = 55 - 21.73 \lg\left(\frac{f}{0.15}\right)$ (2.8)	$E_1 = 75 - 16.42 \lg\left(\frac{f}{30}\right)$ (2.11)

За допомогою математичних розрахунків відбувається визначення впливу електрорухомого складу, що заважає. Спочатку відбувається обчислення напруги, індуковане контуром електропостачання електрорухомого складу в ланцюжку контрольної ділянки зв'язкового кабелю. Для розрахунку прийнято контрольний ділянкою кабелю виду МКПАБ 7x4x1.05+5x2x0.7+1x0.7 з відстанню примикання зв'язкової лінії до тягової мережі 25 кілометрів та довжини примикання тягової мережі до лінії 25 метрів, що впливає.

На ділянці, що розраховується, прийнято контрольне живлення двоколісної ділянки на плечі - 25 кілометрів. Питома провідність ґрунту дорівнює 0.025 див/м.

Заважаючу напругу розраховуємо за виразом:

$$U_{\text{шф}} = 0.5 \omega_f M_f I_f p_f \eta_f S_f 10^3 \text{ (мВ)}, \quad (2.2.6)$$

де  $\omega_f = 2\pi f$  - кутова частота,  $M_f$  - взаємна індуктивність між 2-ма однопровідними колами для складової струму ЕПК на частоті, яку розраховують за виразом:

$$M_f = 10^{-4} \ln \left( 1 + 6 \frac{10^5}{a^2 \sigma_f} \right) \text{ (Гн/км)}, \quad (2.2.7)$$

Таблиця 2.2.5

Граничні значення електромагнітних завад радіо каналного зв'язку частот 2,14 МГц та 153 МГц

Візок	Напруга у завад, дБ при 1мкВ			
	2,13 МГц	153,00 МГц	2,13 МГц	153,00 МГц
	Нерухливий стан		В дорозі	
Локомотив постійного струму	45	18	58	30
Локомотив змінного струму	46	26	60	46
Локомотив при автономній тязі та вагони.	30	14	40	26

де  $\eta_f$  - коефіцієнт чутливості двопровідного кола до завад для складової струму ЕПС на певній частоті, який прийнятий для кола магістрального неупізованого НЧ кабелю,  $P_f$  - коефіцієнт акустичної дії для складової струму ЕПС на певній частоті

$I_f$  - рівень складової струму ЕПС на певній частоті,  $S_f$  - результуючий коефіцієнт екрануючої дії для складової струму ЕПС, знаходиться за виразом:

$$S_f = S_{обф} S_p S_T, \quad (2.2.8)$$

де  $S_p = 0,34$  - коефіцієнт екрануючої дії рейок для двоколіїної ділянки для довжини зближення 25 метрів,  $S_{обф}$  - коефіцієнт захисної дії оболонки кабелю на

певній частоті,  $S_T = 0,58$  - коефіцієнт екрануючої дії тросів заземлення та питомому опорі землі рівним 40 Омм.

Таблиця 2.2.6

Граничні величини гармонійних складових струму під час експлуатації електрорухомого складу

Система ЕНС	Полоса частот, Гц	Номінальна частота, Гц	Допустимий струм, А
3 кВ, пост. струм	19-21	25	11,6
	21-29		1,0
	29-31		11,6
	40-46	50	5,0
	46-54		1,3
	54-60		5,0
25 кВ, 50 Гц	15-21	25	4,1
	21-29		1,0
	29-35		4,1
	65-85	75	4,1
3 кВ пост. струм та 25 кВ 50 Гц	167- 184	175	0,4
	408- 432	420	0,35
	468- 492	480	0,35
	568- 592	580	0,35
	708- 732	720	0,35
	768- 792	780	0,35

За розмірами гармонік струму електрорухомого складу і вагона з перетворювачем високої напруги проводять моніторинг заважаючого впливу, граничні значення якого наведені в таблиці 2.2.5 для електрорухомого складу і в таблиці 2.8 для вагонів з перетворювачем високої напруги.

Таблиця 2.2.7

Граничні значення гармонійних складових струму, які створені під час експлуатації електрорухомого складу

Частота сигнального струму, Гц	Смуга частот, Гц	Допустимий рівень завад, мА
25	19-21	240
	21-29	60
	29-31	240
50	42-46	100
	46-54	24
	54-58	100
175	167-184	40
420	408-432	50
480	468-492	50
580	568-592	50
720	708-732	50
780	768-792	50

При цьому граничні величини гармонійних складових струму електрорухомого складу розраховані для всього діаназону гармонійних значень, які спостерігаються в обумовленій тривалості часу в 0.3 секунди.

Вимірвальні роботи ведуться під час експлуатації апаратури ЕПС у всіх задокументованих технічних умовах як стоянці, так і в русі.

### 2.3 Моделювання розподілу зворотнього тягового струму в рейковій лінії

Для створення математичної моделі, яка розкриває розподіл гармонійних складових тягового струму при роботі кількох ЕПС у фідерній зоні рейкової лінії ділянки двоколійної дороги були зроблені наступні кроки.

Для моделювання взято ділянку двоколійної дороги з тяговими підстанціями постійного струму 3кВ, які розподілені на відстані приблизно на 15–20 кілометрів та тяговими підстанціями змінного струму 25кВ, які розподілені приблизно на відстані 40-60 кілометрів. Маркування координат локомотивів на першій колії -  $x_{1j}$ , а на другій колії -  $x_{2j}$ .

У кожній нитці тягова мережа складалася з контактного проводу, двох електрично об'єднаних між собою і землею рейок і несучого троса. Ця система може бути змодельована за допомогою теорії багатопровідних ліній із розподіленими параметрами.

Оскільки до ліній апаратури підключені рейкові кола та локомотиви система поздовжньо неоднорідна.

Тому еквівалентна схема системи електроживлення сформульована у вищезгаданому вираженні як послідовно включені багатополіусники, які представляються як однорідні ділянки лінії, і двополіусники, які включені між вищезазначеними багатополіусниками, які подаються у вигляді апаратури рейкових кіл та локомотивів, підключеними між контактними проводами.

На еквівалентній схемі контактну мережу, яка складається з несучого троса і контактного дроту представили як один провід з еквівалентним погонним повним опором:

$$\underline{Z}_{KM} = \frac{\underline{Z}_K \underline{Z}_T - \underline{Z}_{KT}^2}{\underline{Z}_K + \underline{Z}_T - 2\underline{Z}_{KT}}, \quad (2.3.1)$$

де  $\underline{Z}_{KT}$  - повний взаємний опір між несучим тросом та контактним проводом.

$\underline{Z}_K, \underline{Z}_T$  - повний опір контактного дроту та несучого троса.

Ділянка двоколісної тягової мережі показана на еквівалентній схемі як багатопровідна система, побудована з двох рейок і одного дроту, контактної мережі, для кожної колії. Маркування цих ліній таке: 1,2 – рейкові лінії однієї колії; 3,4 - рейкові лінії іншої колії; 5,6 - рейкові кола і тієї та іншої лінії; 0 - еквівалентна лінія, яка дорівнює електропровідності землі. Ця система – система з розподіленими параметрами, оскільки відбувається перерозподіл електроенергії між лініями, оскільки існує провідність між рейок і ґрунтів із взаємною зв'язком індуктивного характеру між кабелями.

Напруги та струми на кінцях багатополісників та двополісників обчислені методом вузлових потенціалів за прийнятою еквівалентною схемою.

Для пошуку розподілу напруг і струмів у багатопровідній лінії були сформульовані рівняння. Поздовжній імпеданс ліній та поперечний адмітанс між лініями записали у вигляді прямокутних матриць. Діагональний елемент матриці імпедансів  $Z_{ii}$  відповідав власному імпедансу  $i$ -ї лінії, а недіагональні елементи взаємному імпедансу між  $i$  і  $j$  лініями. Очевидно  $Z_{ij} = Z_{ji}$  внаслідок симетрії системи. Власний імпеданс лінії включає три компоненти: внутрішній імпеданс лінії  $Z_{Cii}$ , зовнішній імпеданс лінії  $Z_{Eii}$  та імпеданс, що вноситься землею  $Z_{Gii}$ .

$$Z_{ii} = Z_{Cii} + Z_{Eii} + Z_{Gii} . \quad (2.3.2)$$

Внутрішній імпеданс рейкової лінії  $Z_{Cii}$  ( $i = 1, 2, 4, 5$ ) визначали з урахуванням скін-ефекту в рейковій сталі:

$$Z_{Cii}(\omega) = R_{Cii}'(T) + R_{Cii}''(\omega) + jX_{Cii}(\omega) , \quad (2.3.3)$$

де  $R_{Cii}'(T)$  - активний опір рейкової нитки при заданій температурі

$$R_{Cii}''(\omega) = \frac{1}{u} \sqrt{\mu_0 \mu_s \rho_s \omega},$$

$$X_{Cii} = \frac{0.6}{u} \sqrt{\mu_0 \mu_s \rho_s \omega},$$
(2.3.4)

Де  $u$  - еквівалентний периметр перерізу рейки,  $\mu_s$  - магнітна проникність рейкової сталі,  $\rho_s$  - питома провідність рейкової сталі. Вираз для власного імпедансу  $i$ -ї лінії  $Z_{Gii}$  та взаємного імпедансу між  $i$  та  $j$  лініями  $Z_{Gij}$  у присутності землі як зворотного дроту отримано Карсоном:

$$Z_{Gii} = \frac{j\omega\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{2h_i}{r_i}\right) + Z'_{Gii},$$
(2.3.5)

$$Z_{Gij} = \frac{j\omega\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{\sqrt{(h_i + h_j)^2 + d_{ij}^2}}{\sqrt{(h_i - h_j)^2 + d_{ij}^2}}\right) + Z'_{Gij},$$
(2.3.6)

$$Z'_{Gii} = \frac{j\omega\mu}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\exp(-2h_i\xi)}{\xi + \sqrt{\xi^2 + j\omega\mu\sigma}} d\xi,$$
(2.3.7)

$$Z'_{Gij} = \frac{j\omega\mu}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\exp[-(h_i + h_j)\xi]}{\xi + \sqrt{\xi^2 + j\omega\mu\sigma}} \cos(\xi d_{ij}) d\xi$$
(2.3.8)

де  $j$  - висота проводів,  $h_i, h_j$  - висота підвісу  $i$ ,  $r_i$  - радіус провода,  $\omega = 2\pi f$  - циклічна частота,  $d_{ij}$  - відстань по горизонталі між проекціями двох ліній,  $\mu_0$  - магнітна постійна.

Рівняння Карлсона складається з інтегралів із комплексними аргументами. Для визначення спочатку був обраний метод розкладання в нескінченні ряди з обмеженням числа членів ряду. Але потім, через неточність результату, було проведено апроксимацію для взаємного та власного імпедансу провідників, які розташовані над поверхнею землі у вигляді зворотного проводу з питомою провідністю  $\sigma$

$$\underline{Z}_{Gii} = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \ln \left[ \frac{2(h_i + p)}{r_i} \right] \quad (2.3.9)$$

$$\underline{Z}_{Gij} = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \ln \left( \frac{\sqrt{(h_i + h_j + 2p)^2 + d_{ij}^2}}{\sqrt{(h_i - h_j)^2 + d_{ij}^2}} \right) \quad (2.3.10)$$

де  $p$  - комплексна глибина шару землі, в якому протікає зворотний струм,

$$p = (j\omega\mu_0\sigma)^{-1/2} \quad (2.3.11)$$

Відповідно до прийнятої індексації ліній  $\underline{Y}_{i0}$  ( $i=1..6$ ) – адмітанс між  $i$ -ю лінією і землею, а  $\underline{Y}_{ij}$  ( $i, j=1..6$ ) – адмітанс (н.е.д.) між  $i$  та  $j$  лініями. Діагональні елементи матриці імпедансів  $\underline{Y}_{ii}$  ( $i=1..4$ ) рівні сумі повних провідностей між  $i$ -м рейкою і всіма іншими рейками, а також між  $i$ -м рейкою і землею:

$$\underline{Y}_{ii} = \sum_{j=0}^4 \underline{Y}_{ij} \quad (2.3.12)$$

Оскільки між рейками та контактним проводом значення адмітансу прибуває до нульового, то компоненти його матриці ми зрівняємо з нулем:

$$\underline{Y}_{5i} = \underline{Y}_{i5} = 0, \quad \underline{Y}_{6i} = \underline{Y}_{i6} = 0 \quad (i=1..4)$$

Синусоїдальний струм у стаціонарному режимі рівняння для поширення гармонік тягового струму певною частотою в рейкових лініях описується відомими з теорії багатопровідних ліній передач диференціальними рівняннями в матричному вигляді

$$\frac{\partial}{\partial x} \underline{\dot{V}}(f, x) = -\underline{Z} \underline{I}(f, x), \quad (2.3.13)$$

$$\frac{\partial}{\partial x} \underline{I}(f, x) = -\underline{Y} \underline{\dot{V}}(f, x), \quad (2.3.14)$$

де  $\dot{I}(f,x)$  - вектор комплексного струму з певною частотою в лініях.  $\dot{V}(f,x)$  - вектор комплексної напруги гармоніки певною частотою між землею та лінією.

Граничні умови сформовані у вигляді напруги на шинах тягових підстанцій для ниток:

$$\dot{V}(x=0) = \dot{V}(x=D_1) = \dot{V}_1 - \text{для однієї нитки,}$$

$$\dot{V}(x=0) = \dot{V}(x=D_2) = \dot{V}_2 - \text{для іншої.}$$

Граничні умови сформовані також у вигляді струмів локомотива  $\dot{I}_k(x_{ki})$ .

Виходячи з усього вищезгаданого, було створено комп'ютерну програму і було зроблено моделювання розподілу гармонік тягового струму вздовж рейкових ліній від кількох ЕПС, які експлуатуються в зоні впливу фідера. У вигляді змінних було зазначено кількість ЕПС на нитках, дистанції між тяговими підстанціями, місцезнаходження ЕПС, коефіцієнти гармонійних коливань струму локомотивів, коефіцієнт асиметрії в рейковій лінії, опір ізоляції рейкової лінії. Для моделювання проводився вибір значень, які були зафіксовані під час тестової роботи локомотива. Формула коефіцієнта гармонік бралася така:

$$K_f = \frac{I_f}{I_o}, \quad (2.3.15)$$

де  $I_f$  - струм гармоніки певної частоти,  $I_o$  - струм тяги.

Вироблена модель експлуатувалася для дослідження поширення гармоніки тягового струму від локомотива змінного струму з асинхронним тяговим двигуном.

Результуюча картина представлена у вигляді моделювання поширення гармонійних коливань зворотного тягового струму частотою 25 Гц у рейковій лінії при рандомному числі ЕПС (1...5) у різному місці (6, 13, 20, 27, 34 кілометри), які знаходилися в зоні дії мережі змінного струму 25кВ та довжині міжпідстанційної зони у 40 кілометрів. У цьому коефіцієнт гармонічних коливань частоти 25Гц  $K_f = 10^{-2}$  а струми ЕПС прирівняні до 100 А.

Провідність землі  $S_g$  була прийнята в діапазоні негативних 2 та 3 ступенів См/км.

Вищі граничні показання струму гармонійних завад можна побачити поряд з фідером тягової підстанції, що відсмоктує, а тому результати моделювання показані для дистанції міжпідстанційної зони від 0 до 6 кілометрів. Залежність діючого значення струму гармоніки частотою 25 Гц у зворотній тяговій мережі від координати  $x$  на ділянці  $x \in [0, 6]$  км при різних показаннях опору землі  $S_g$  для одного, двох та п'яти локомотивах у фідерній зоні з координатами, відповідно, 6, 13, 20, 27 та 34 км представлені на рис. 2.5.

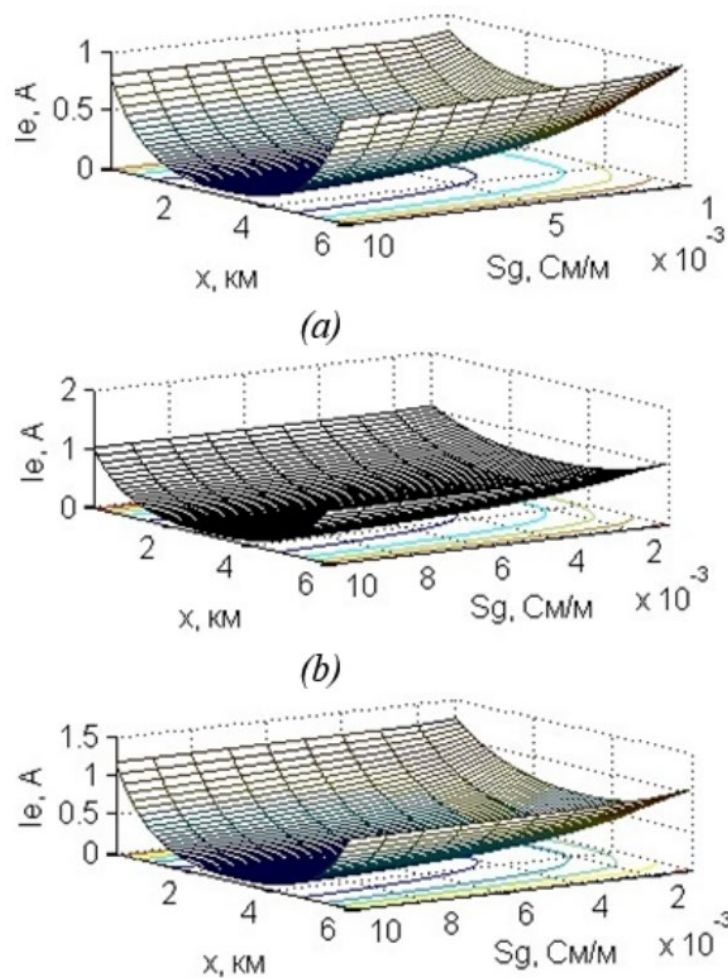


Рис. 2.3.1 Залежність гармонійного струму частоти 25 Гц в рейковій лінії від розташування ЕПС при різних показаннях опору землі для одного (а), двох (b) та п'яти (с) ЕПС

Судячи з малюнку, гармонійний струм завади 25 Гц у зворотній тяговій мережі зростає при зростанні кількісного значення ЕПС у фідерній зоні та при зниженні опору землі. Далі була розроблена модель розповсюдження гармонійних завад від електрорухомого складу у несиметричній рейковій лінії з використанням примітивізованих рівнянь для струму в рейках та реалізація на базі розробленої моделі проектування впливу поздовжньої та поперечної асиметрії рейкової лінії на розподіл в ній різницевих струмів гармонійних завад від електрорухомого складу.

### 3. ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛІЗУ ТЯГОВОГО СТРУМУ

#### 3.1 Віконне Перетворення Фур'є

Дискретне перетворення Фур'є - це перетворення, у якому як  $X(f)$  так і  $x(t)$  є дискретними, а межі підсумовування є остаточними:

$$X(k) = T \sum_{i=0}^{N\Gamma_1} x(i) e^{j2\pi k/N}, \quad (3.1.1)$$

$$x(i) = b \sum_{k=0}^{N\Gamma_1} X(k) e^{j2\pi k/N} \quad (3.1.2)$$

Параметри дискретних частот залежить від кінцівки часового ряду. Умовимося, що зменшення обсягу роботи приймемо такі значення як  $x(i)$  замість  $x(iT)$  і  $X(k)$  замість  $X(bk)$ . Значення  $b$  має залежність від інтервалу дискретизації

$$b = (NT)^{\Gamma_1}.$$

Нехай  $x(i)=0$  для  $i < 0$  та  $i > (N-1)$ , тоді визначимо дискретні значення частот так:  $f_k = bk$ , тому запишемо:

$$\begin{aligned} X(f_k) = X(bk) = X(k) &= T \sum_{i=0}^{N\Gamma_1} x(i) e^{j2\pi f_k T} = T \sum_{i=0}^{N\Gamma_1} x(i) e^{j2\pi i k/N}, \\ x(i) &= \sum_{k=0}^{N\Gamma_1} X(f_k) e^{j2\pi f_k i T} = b \sum_{k=0}^{N\Gamma_1} X(k) e^{j2\pi k/N}. \end{aligned}$$

(3.1.3)

Існують властивості дискретного перетворення Фур'є, які необхідно знати для застосування та створення алгоритму комп'ютерного розрахунку.

За теоремою Найквіста, частота Найквіста є граничною частотою в спектрі:

$$F_n = (2T)^{\Gamma_1}, \quad (3.1.4)$$

а тому параметри  $k$  у виразі знаходяться за такою формулою:

$$\frac{k}{NT} = \frac{1}{2T} \quad k = \frac{N}{2}, \quad (3.1.5)$$

оскільки  $f_k = F_n$ .

Частота Найквіста дорівнює значенню на середині послідовності  $X(k)$

Звідси прийнято вважати, що значення індексів  $k$  в діапазоні  $0, \dots, N/2$  відповідають частотам, які значно вищі за частоту Найквіста. Цим величинам відповідають негативні частоти ( $k$  змінено на  $-p$ ):

$$X(-p) = T \sum_{i=0}^{N\Gamma_1} x(i) e^{j2\pi i(\Gamma p)/N}. \quad (3.1.6)$$

Потім потрібно перемножити експоненту на 1, яка записана як:  $e^{j2\pi i N/N}$

$$\begin{aligned} X(-p) &= T \sum_{i=0}^{N\Gamma_1} x(i) e^{j2\pi i(\Gamma p)/N} e^{j2\pi i N/N} = \\ &= T \sum_{i=0}^{N\Gamma_1} x(i) e^{j2\pi i(N\Gamma p)/N} = X(N-p), \end{aligned} \quad (3.1.7)$$

А саме  $X(-p) = X(N-p)$ . Як бачимо, у спектрі наскільки можна побачити частоти з негативним знаком, наявність яких визначається в реальному спектрі, та його візуальне присутність як і безперервному, і у дискретному випадках є результатом математичних процесів перетворення Фур'є [3]

Також дискретне перетворення Фур'є має періодичний характер. Нехай  $i = pN + q$ , де  $p, q$  - це цілі числа при  $0 \leq q \leq N-1$ . Тоді увімкнемо параметр  $i$  у формулу зворотного перетворення Фур'є:

$$\begin{aligned} x(i) = x(pN + q) &= b \sum_{k=0}^{N\Gamma_1} X(k) e^{j2\pi k(pN+q)/N} = \\ &= b \sum_{k=0}^{N\Gamma_1} X(k) e^{j2\pi kq/N} e^{j2\pi kpN/N} = x(q). \end{aligned} \quad (3.1.8)$$

Результат вийшов такий через рівність до одиниці множника  $e^{j2\pi k p N/N}$ . Подібну відповідь можна отримати і для функції  $X(k)$ . При подальшому обчисленні параметрів  $k > N$  отримані значення  $X(k)$  будуть аналогічні тим, які ми вже маємо:  $X(k + N) = X(k)$

Тому для розрахунку функцій  $x(i)$  і  $X(k)$ , які не перебувають у безлічі значень  $0, \dots, (N-1)$  потрібно брати до уваги показання їх індексів за модулем  $N$

У дискретній галузі явища, що мають відношення до кінцевої довжини реалізації, мають назву ефекти витоків. Існує можливість ці ефекти нівелювати, за особливого вибору довжини часового ряду, кроку дискретизації. Існує спектральна функція тимчасового ряду. Нехай вона має такий вигляд: гармонічна функція  $x(i) = A \cos(2\pi i f_0)$ , частота  $f_0 = m/(NT)$ , де  $N$  – це довжина низки, а  $T$  – це період дискретизації. При цьому тривалість  $P = NT$  тимчасового ряду складається з  $m$  періодів косінусоїди: коли як формула дискретної функції виглядає як:

$$X_P(f_k) = \frac{A}{2} \left[ \frac{\sin(\pi(f_k - f_0)P)}{\pi(f_k - f_0)} + \frac{\sin(\pi(f_k + f_0)P)}{\pi(f_k + f_0)} \right], \quad f_k = \frac{k}{NT}. \quad (3.1.9)$$

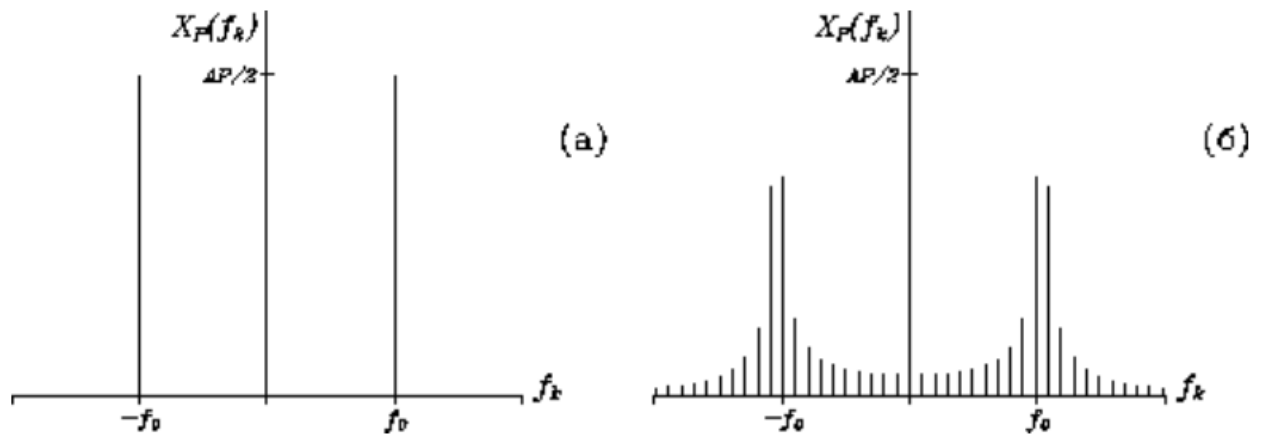
Далі знайдемо тривалість часового ряду  $P$  через  $T$  і  $N$ , а також  $N$  значення частот  $f_k, f_0$  та отримаємо рівняння такого типу:

$$X_P(f_k) = \begin{cases} AP/2, & k = \pm m, \\ 0, & k \neq \pm m. \end{cases} \quad (3.1.10)$$

Як видно, функція спектра існує тільки на частоті косінусоїди, тоді як ефект розмивання спектра не спостерігається (рис 3.1.1 а).

Далі збільшимо тривалість на половину періоду гармонійної функції, спектр функції якої можна побачити на рис. 3.1.1 б. На ньому можна спостерігати нові бічні явища при зменшеній довжині пікових значень. Тому можна зробити

висновок про втрату енергії з піку косінусоїди. За умови присутності додаткової косінусоїди енергія, яка впливала з частот  $\pm f_0$  приєдналася б до енергії цієї косінусоїди, тобто втекла. Так і виглядає ефект витоку.



Мал. 3.1.1 Ряд, який складається з дискретних показань функції косинуса при: а – тривалості, кратній кількості періодів косінусоїди, б – тривалості, не кратній числу періодів косінусоїди.

Його можна спостерігати за відсутності монолітних циклів періодичних компонентів, які організують тимчасовий ряд, або за відсутності будь-яких зв'язків між кроком дискретизації та періодом цих компонентів у співвідношенні

$$f_0 = m/(NT).$$

Для неперіодичних та квазіперіодичних рядів явище витоку усунути не можна.

Ефект витоку відбувається через наявність просвітів кінців на часовому ряду, що є результатом остаточної довжини запису. Отримання обмеженої довжини ряду відбувається за допомогою прямокутного вікна. Наслідки чого можна спостерігати коливання типу у спектрі. Вони показують остаточної розмір піку на частоті роботи сигналу, ховають слабкі компоненти гармоніки, модифікують місця сусідніх спектрів та їхню амплітуду. Явища витоку зменшують свою силу внаслідок збільшення частоти відліку, оскільки відбувається зростання значення спектрального дозволу. А так само, якщо

згладити просвіти кінців тимчасового ряду, станеться падіння коливань спектральної функції. Подібне пом'якшення просвітів можна реалізувати помноживши потрібну функцію  $w(i)$  на наш тимчасовий ряд  $x(i)$  у часовій області:

$$x_w(i) = x(i)w(i). \quad (3.1.11)$$

де  $w(i)$  Це тимчасове вікно. Теорема про згортку свідчить, що множенню функцій у часовій області аналогічна згортку спектральної функції  $X(f)$  із спектральним вікном  $w(f)$  у частотній області:

$$X_w(f) = X(f) * W(f). \quad (3.1.12)$$

Прямокутне вікно означає з послідовності ряд  $x(i)$  с довжиною  $N$ , яке виглядає так:

$$w_r(i) = \begin{cases} 1, & 0 \leq i \leq N-1, \\ 0, & i < 0, i > N-1, \end{cases} \quad (3.1.13)$$

$$W_r(f) = T e^{j2\pi fT(N-1)} \frac{\sin(\pi fTN)}{\sin(\pi fT)}. \quad (3.1.14)$$

На рис. 3.1.2 та в табл. 3.1.1 показані дискретно-часові вікна, що використовуються в практичних цілях, у яких спектральні характеристики позначені шляхом спектральної ілюстрації прямокутного вікна.

У табл. 3 представлені показники, необхідні співвідношення результативності використання обраного тимчасового вікна.

Друга – ширина смуги на рівні половинної енергії. [5]

Що перша, що друга характеристики так само нормуються на частотну роздільну здатність дискретного перетворення Фур'є  $\Delta f = 1/(NT)$ . Крім цих характеристик, існує ще пара: перша – граничний рівень бічних масивів, яким

оцінюють просочування вікна, друга - асимптотична швидкість спадання рівня бічних масивів граничних значень зі збільшенням числа отсчетов.

Таблиця 3.1.1

Використовувані в практичних цілях дискретно-часові вікна, у яких спектральні характеристики позначені шляхом спектральної ілюстрації прямокутного вікна.

Назва вікна	Тимчасове подання $w(i)$	Спектральна характеристика $W(f)$
Прямокутне	$w_r(i)$	$W_r(f)$
Трикутне (вікно Барлетта)	$1 - 2 t(i) $ (3.1.15)	$(2/N)W_r^2(f/2)$ (3.1.19)
Косинусквадратне (вікно Ханна)	$\cos^2(\pi t(i))$ (3.1.16)	$0.5W_r(f) + 0.25W_r(f - \Delta f) + 0.25W_r(f + \Delta f)$ (3.1.20)
Піднятий косинус (вікно Хеммінгу)	$0.54 + 0.46 \cos(2\pi t(i))$ (3.1.17)	$0.54W_r(f) + 0.23W_r(f - \Delta f) + 0.23W_r(f + \Delta f)$ (3.1.21)
Зважені косинуси (вікно Наттолла, )	$\sum_{r=0}^R a_r \cos(2\pi r t(i))$ , где $a_r$ -- параметри (3.1.18)	$\sum_{r=0}^R 0.5a_r (W_r(f - r\Delta f) + W_r(f + r\Delta f))$ (3.1.22)

Частотна роздільна здатність реферується шириною смуги частот основного масиву. Для отримання результату в хід йдуть кілька характеристик:

$B_e$  и  $B_w$ . Перша є еквівалентною шириною смуги.:

$$B_e = \int_{\Gamma_{1/(2T)}}^{1/(2T)} \frac{X(0)}{X_w(f)} df. \quad (3.1.24)$$

У нашому випадку, у самого непоказного на вигляд масиву частотна характеристика має прямокутну форму, але при цьому вона показує високий

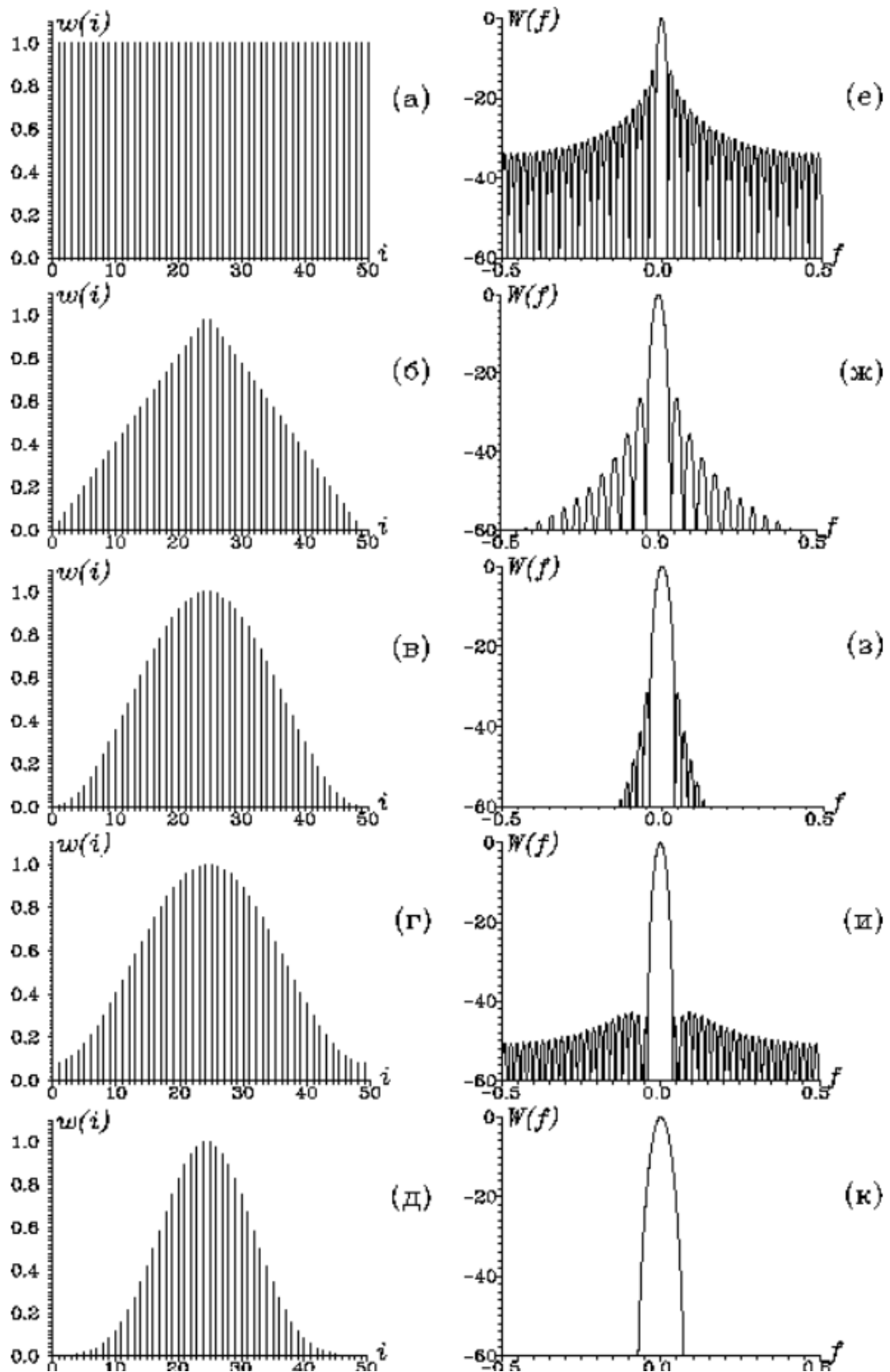


Рис 3.1.2 Дискретно-тимчасове (а, б, в, г, д) та спектральне (е, ж, з, і, к) уявлення вікон: прямокутного (а, е), трикутного (б, ж), Ханна (в, з), Хеммінга (г, і), Наттолла (д, к)

рівень бічних відгалужень. Вікно Наттолла характеризується найменшою висотою бічних відгалужень, проте він має велику головну гілку.

Таблиця 3.1.2

Показники, необхідні співвідношення результативності використання обраного тимчасового вікна.

Назва вікна	Ширин а головного сплеску за рівнем половинної енергії, $B_w$	Еквівалентн а ширина головного сплеску, $B_e$	Максимальний рівень бічних сплесків, дБ	Асимптотичн а швидкість спадання бічних сплесків, дБ
Прямокутне	0.89	1.00	-13.3	-6
Трикутне	1.28	1.33	-26.5	-12
Ханна	1.44	1.50	-31.5	-18
Хеммінга	1.30	1.36	-43	-6
Наттолла	1.70	1.80	-98	-6

Використання віконних функцій шляхом множення часового ряду на віконну функцію до операції перетворення Фур'є дає можливість зменшити висоту бічних відгалужень по відношенню до прямокутних вікон. Зменшення бічних відгалужень призводить до зниження рівня зсуву спектральних піків, що знаходяться поруч. Але цей результат виходить досягти ціною збільшення ширини головного відгалуження, що приносить погіршення спектрального

дозволу. Таким чином, слід знайти найбільш вигідну позицію між шириною головного відгалуження та висотою бічних відгалужень.

При неслабких компонентах гармонік часового ряду, які знаходяться в безпосередній близькості і далеко від несильної компоненти, варто вибрати вікно з рівномірним рівнем бічних відгалужень для забезпечення невеликого зміщення слабкої компоненти. За наявності однієї сильної компоненти, яка знаходиться на значному відділенні від слабкої, варто використовувати вікно з бічними відгалуженнями, що зменшуються по периметру, так як висота головного відгалуження ні на що не впливає. Але якщо потрібно створити умови великого дозволу сусідніх компонент за відсутності віддалених компонент, можна обійтися і виглядом вікна, що залишився. Причому при повній рівномірності спектра часового ряду не слід застосовувати жодне вікно взагалі. Для того, щоб розглянути головне відгалуження в таких випадках, завжди можна додати рандомну компоненту.

Віконне перетворення Фур'є – це перетворення Фур'є, яке виглядає таким чином:

$$F(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) W(\tau - t) e^{-i\omega\tau} d\tau, \quad (3.1.25)$$

де  $W(\tau - t)$  - віконна функція

У світі використовується величезна кількість виразів, що згладжують частотний спектр на віконному просвіті. Для цього застосовуються перетворення: синус в 4-му ступені, трикутне (Барлетта), синус у кубі, синус-вікно, перетворення Парзена, Хеннінга, Гауса, Уелча, Чебишева, з пульсаціями, Блекмана-Харріса, піднятий косинус (Хеммінга), , горизонтальне та з плоскою вершиною. Крім всього цього, так само використовується метод взаємного перекриття вікон, при якому береться кілька семплів і усереднюється з потрібним вікном.

У житті немає здійсненості прийому сигналу в нескінченному інтервалі, оскільки немає можливості дізнатися про характер сигналу до роботи

пристрою прийому і яким буде характер сигналу після роботи пристрою. Лімітування оцінного діапазону сигналу прийнято рівним добутку вихідного сигналу прямокутну віконну функцію. Тому оцінку проводять виключно за спектром добутку сигналу та віконної функції, після чого отримуємо явище, яке називається розтіканням сигналу спектра. Найнебезпечніше, що може загрожувати – це перекриття слабших сигналів потужними бічними сплесками енергії. Основним інструментом протистояння розстіканню спектра є використання рівномірної віконної функції, яка має найбільш широкий основний енергетичний сплеск і найменш потужні бічні сплески. Отриманий результаті перетворення спектр називається згорткою спектра вихідного ідеального сигналу і спектра віконної функції.

Викривлення, що відбуваються при експлуатації вікон, зумовлені їхньою формою та розмірами вікон. Існують такі параметри віконних функцій, як: ширина головної пелюстки за нульовим рівнем, ширина головної пелюстки за рівнем -3 дБ, максимальний рівень бічних пелюсток, коефіцієнт ослаблення віконної функції.

Віконне перетворення Фур'є найчастіше використовується створення частотних фільтрів.

Фактично неможливо здійснити відмінну роздільну здатність по частоті і часу віконного перетворення. Чим ширше вікно, тим вища частотна роздільна здатність і нижча тимчасова. Це дуже впливає на кінцевий результат низки завдань, у яких важлива інформація про частоти розташовується нерівномірним чином. Тому для цього ряду завдань гарною альтернативою є вейвлет-перетворення, в якому тимчасова роздільна здатність збільшується зі зниженням частоти.

Існують такі віконні функції як:

Вікно Ханна (Хеннінга)

$$w(n) = 0.5 \left( 1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) \right) \quad (3.1.26)$$

де  $N$  - ширина вікна. Рівень бічних сплесків:  $-31.5$  дБ.

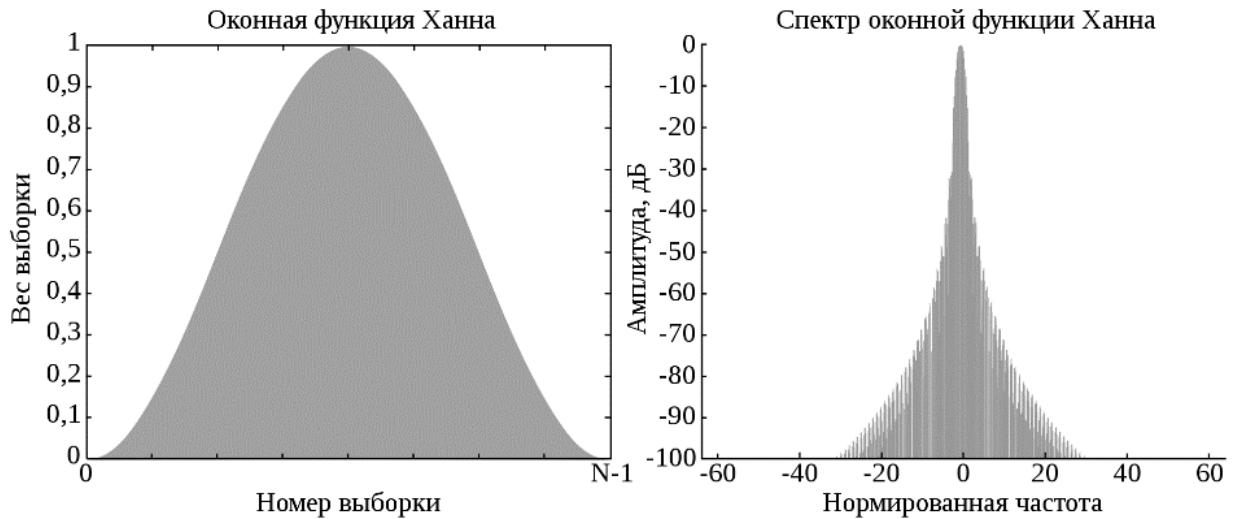


Рис. 3.1.3 Вікно Ханна;  $V = 1.50$

### Прямокутне вікно

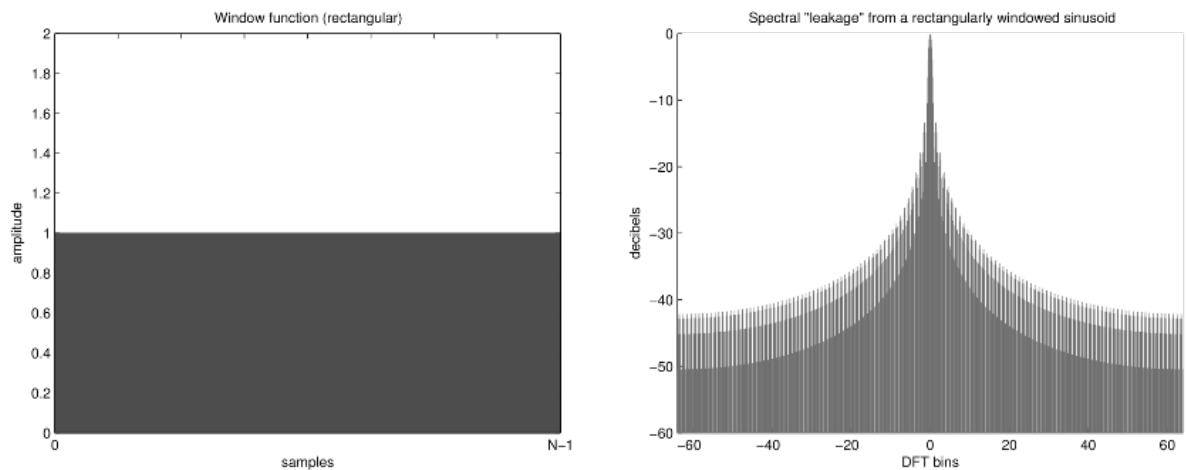


Рис. 3.1.4 Прямокутне вікно;  $V=1.00$

$$w(n) = \begin{cases} 1, & n \in [0, N - 1] \\ 0, & n \notin [0, N - 1] \end{cases} \quad (3.1.27)$$

Виходить сам за обмеження вибірки  $N$  відліками. Граничний рівень бічних сплесків частотної характеристики:  $-13$  дБ.

Вікно Хеммінга

$$w(n) = 0.53836 - 0.46164 \cos\left(\frac{2\pi n}{N - 1}\right) \quad (3.1.28)$$

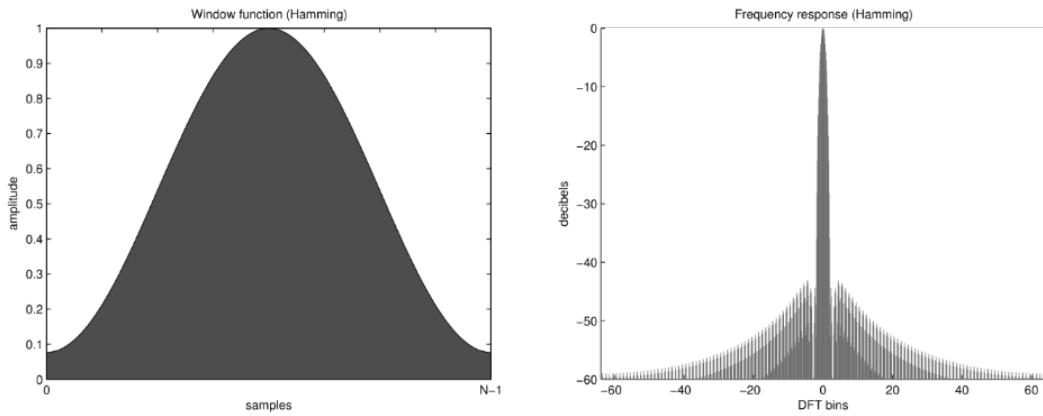


Рис. 3.1.5 Вікно Хеммінга

Рівень бічних сплесків: -42 дБ.

Вікно Кайзера

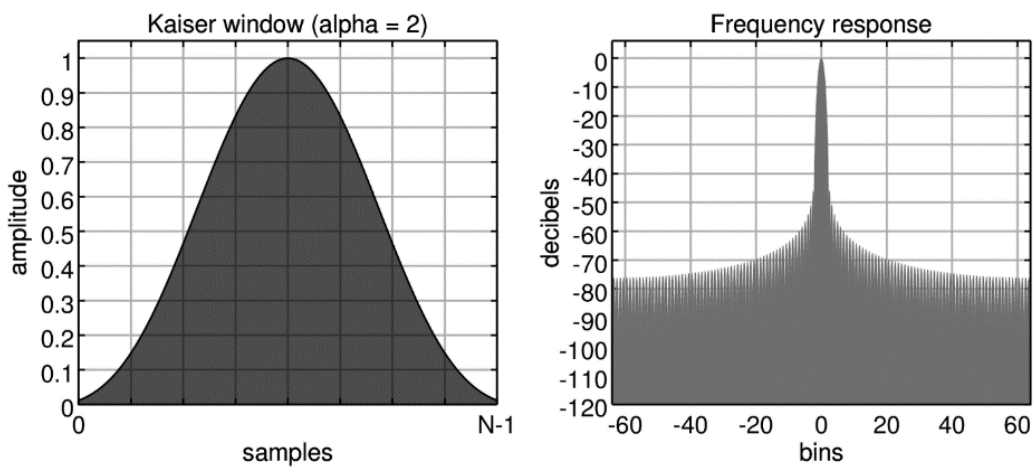


Рис 3.1.6 Вікно Кайзера,  $\alpha=2$ ;  $\beta=1.5$

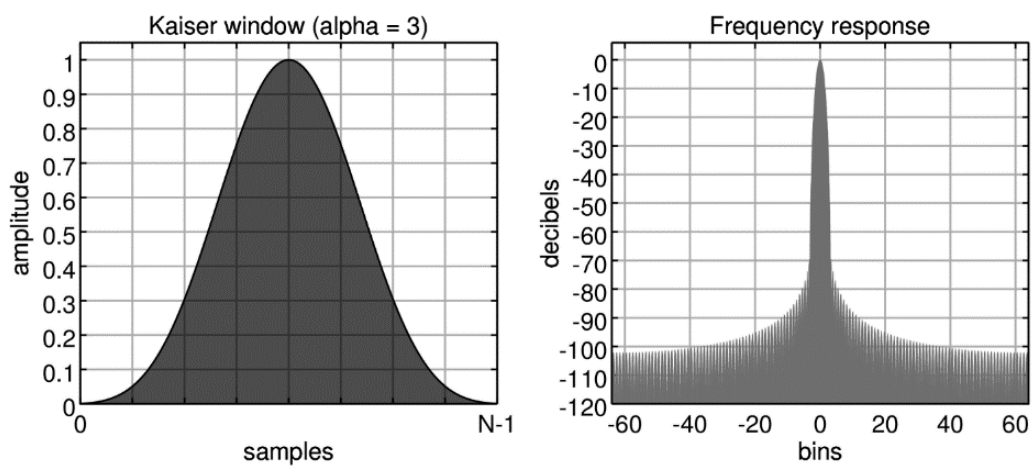


Рис 3.1.7 Вікно Кайзера,  $\beta=3$ ;  $V=1.8$

$$w(n) = \frac{|I_0\left(\beta\sqrt{1 - \left(\frac{2n-N+1}{N-1}\right)^2}\right)|}{|I_0(\beta)|} \quad (3.1.29)$$

де  $I_0$  — модифікована функція Бесселя першого роду нульового порядку;  $\beta$  — коефіцієнт, що показує частину енергії, що у головному сплеску спектра віконної функції. Чим більше  $\beta$  тим більше та частина енергії, і тим ширше головний сплеск, і менше рівень бічних сплесків. Насправді використовуються значення від 4 до 9.

### Вікно Блекмана

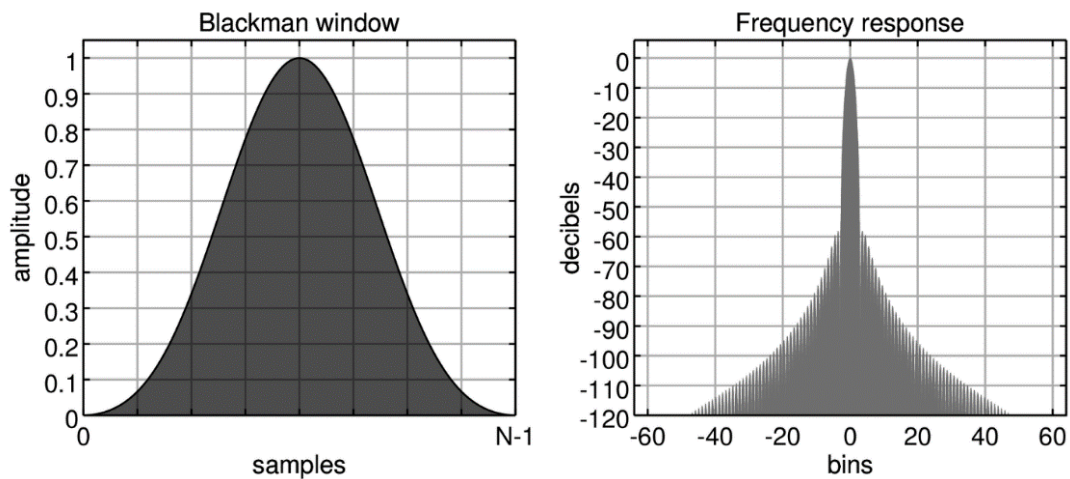


Рис 3.1.8 Вікно Блекмана;  $\alpha = 0.16$ ;  $V=1.73$

$$w(n) = a_0 - a_1 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) + a_2 \cos\left(\frac{4\pi n}{N-1}\right)$$

$$a_0 = \frac{1-\alpha}{2}; \quad a_1 = \frac{1}{2}; \quad a_2 = \frac{\alpha}{2} \quad (3.1.30-3.1.33)$$

Рівень бічних сплесків: -58 дБ ( $\alpha=0.16$ ).

Крім цього, у цифровому вигляді може бути використане еквівалентне підсумовування відгуків перетворення Фур'є. Наприклад, якщо зважити за допомогою вікна Ханна можемо отримати такий вираз:

$$w = \frac{U_1 + \beta U_2 + U_3}{\beta}, \quad (3.1.34)$$

Де  $w$  - результат віконного перетворення  $U_1, U_2, U_3$  - вихідні відгуки перетворення Фур'є,  $\beta = 0.53836/0.23082$  одно вікну Хеммінга, а  $\beta = 2$  вікна Ханна. Порівняння мас у перетвореннях Фур'є проводиться у режимі ковзного вікна по масиву відгуків.

### 3.2 Вибір параметрів перетворення Фур'є для спектрального аналізу тягового струму

Для підвищення точності спектрального аналізу тягового струму, необхідне провадити вибір віконної функції з урахуванням специфіки тягового струму.

Тяговий струм має значний динамічний діапазон (до 70..80 дБ) і частотний діапазон що простирається від одиниць до десятків кілогерц, а також супроводжується значними перепадами струму, комутаційними короткочасними сплесками струму.

Внаслідок нестационарності тягового струму для спектрального аналізу необхідно використовувати КЧПФ 6. КЧПФ відповідно до принципу невизначеності не дозволяє одночасно збільшувати роздільну здатність у частотній і часовій області 4, 6-9. Тому при виборі раціональних параметрів КЧПФ необхідно знаходити компроміс між точністю визначення роздільної здатності КЧПФ у часовій і частотній області.

Взаємозалежність СКЗ граничної максимальної до мінімальної гармонійної частоти називається динамічним діапазоном ТС:

$$D = 20 \log_{10} \left( \frac{I_o}{I_{\min}} \right), (dB). \quad (3.2.1)$$

де  $I_o$ ,  $I_{\min}$  СКЗ базової гармоніки найбільшої амплітуди і гармоніки з найменшою амплітудою.

Динамічний діапазон згідно технічної документації був визначений на рівні 60дБ частотних інтервалів ТРЦ-4(4462-4538Гц, 4962-5038 Гц, 5462-5538 Гц), на рівні 55дБ частотних інтервалів ТРЦ-3(408–432 Гц, 468-492 Гц, 568-592 Гц, 708-732 Гц, 768-792 Гц), і на рівні 46дБ при струмі тяги 200А частоти 50Гц

Звеличення показників струму тяги також збільшуються показники динамічного діапазону.

Також, аналіз спектру ТС повинен мати потрібну роздільність частотної і часової просторів.

Частотний простір згідно технічної документації обирається рівним 10. Часовий простір має роздільність залишається більшим за 0.3.

За наступною формулою знаходиться дискретне перетворення Фур'є дискретної функції:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \exp\left(-j \frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (3.2.2)$$

де  $N$  - кількість відліків функції  $x(n)$ .

Короткочасне перетворення Фур'є (КЧПФ) знаходиться таким чином:

$$X_m(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) w(n - mR) e^{-j\omega n} \quad (3.2.3)$$

де  $w(n)$  - віконна функція довжини  $M$ ,  $X_m(\omega)$  - образ функції  $x(n)$  у частотному середовищі, яке створене швидким перетворенням Фур'є добутку функції  $x(n)$  та віконної функції  $w(n)$ , яка центрована у часовому проміжку  $mR$ ; де  $R$  - це довжина зміщення щілини.

Знедавна у світовій практиці використовуються декілька видів віконних функцій.

Остаточне рішення у використанні певної функції лежить у проблематиці виконання певного завдання.

Віконна функція застосовується заради зниження рівня розмиття спектрів під час оперування перетворенням Фур'є.

Серед базових вимірів, які відносять до віконної функції, треба брати до уваги наступні чотири, а саме: найбільша гранична межа бічних сплесків відносно головної  $\gamma_{\max}$ , ROR - стрімкість зниження рівнів бічних сплесків і частоти;  $\Delta F_0$  - стабілізована довжина найбільшого сплеску АЧХ біля нуля;  $\Delta F_{3\text{dB}}$  - стабілізована

довжина найбільшого сплеску АЧХ біля -3дБ;  $\Delta F_{6дБ}$  - стабілізована довжина найбільшого сплеску АЧХ біля -6дБ; ENBW – відповідна ширина діапазону шумових хвиль;  $\beta$  - коефіцієнт послаблення ШПФ.

Діагностика спектру струму тяги потребує динамічного діапазону більшого за 84дБ, точності, роздільності.

Динамічний діапазон у віконній функції має вигляд залежності амплітуд найпершого сплеску і найбільшого сплеску у частотному діапазоні, причому, він повинен мати вищі виміри, аніж виміри тягового струму.

Серед усіх віконних функцій найбільше домінуючі параметри має функція Блекмана, проте Хамінг і Хан також мають можливість бути залучені в розрахунку спектральної діагностики струму тяги, але з певними обмеженнями.

Заради компенсації небажаних завад, викликаних використанням будь якої віконної функції, виконують корекцію за допомоги коефіцієнтів.

Плинність діапазону дискретної функції з N-відліком зображується:

$$\Delta t = N / SR, \quad (3.2.4)$$

де  $SR$  - це частотою вибірки.

Згідно особливостей ШПФ отримане:

$$\Delta f = SR / N_{Bin} = SR / N \quad (3.2.5)$$

Звеличення роздільності частотної і часової реінкарнації Фур'є не є здатним до існування, так як вищевказані значення перекреслюють один одного, так як збільшення роздільності часової області сприяє зниженню значень частотної області, тому  $\Delta f \Delta t$  має обмежений діапазон параметрів і має необхідність деякого компромісу вищевказаних значень.

Роздільність ШПФ за часом  $\Delta t$  швидкоплинного перетворення Фур'є віконної функції  $w(t)$  має вигляд:

$$\Delta t^2 = \frac{\int t^2 |w(t)|^2 dt}{\int |w(t)|^2 dt} \quad (3.2.6)$$

Крім того, частотна роздільність  $\Delta f$  виглядає так:

$$\Delta f^2 = \frac{\int f^2 |W(f)|^2 df}{\int |W(f)|^2 df} \quad (3.2.7)$$

де  $W(f)$  - це образ віконної функції  $w(t)$  за частотним діапазоном.

Роздільність за частотою  $\Delta f_w$  має відношення до довжини головного сплеску функції  $B_w$ :

$$\Delta f_w = B_w SR / N_w, \quad (3.2.8)$$

де  $B_w$  - це довжина основного сплеску віконної функції з  $N_w$ -відліками.

Таблиця 3.2.1

Значення основних віконних функцій

Назва вікна	$\gamma_{\max}$ , дБ	ROR (дБ/ октава)	$\Delta F_0$	$\Delta F_{3\text{дБ}}$	$\Delta F_{6\text{дБ}}$	ENBW	$\beta$ , дБ
Прямокутне	-13	-6	2	0,88	1.21	1	0
Барлетта	-26,5	-12	4	1,3	1.78	1.33	6.02
Ханна	-31,5	-18	4	1,44	2.00	1.5	6.02
Хамминга	-42	-6	4	1,3	1.81	1.36	6.02
Блекмана	-58	-18	6	1,7	2.3	1.73	7.54
Блекмана — Харриса	-92		8	1,9	2.72	2.0	8,91
З плоскою верхівкою	-44		10	2,04	3.56	5.76	0

Коли у двох гармонік рівень частот  $\Delta f$  більший за роздільність віконної ШПФ частотної області  $\Delta f_w$  ( $\Delta f > \Delta f_w$ ), вони мають можливість бути сепаровані у спектрі. Точність знаходження показань плинності гармонік ТС, полос частот, середньоквадратичного струму були оцінені за допомоги ШПФ з залученням чотирьох вікон середньо-високої роздільності.

Заради співставлення результуючих даних було обрано вікно прямокутної форми, яке характеризується монотонною амплітудою за всією широтою плинної підрядності вікна.

Мала ширина основного сплеску дає можливість прямокутному вікну залучатись у спектральний аналіз ТС високої роздільності частотної полоси, проте бокові сплески володіють значним амплітудним значенням відносно головного вікна та мають дуже довгий час затухання за частотою. Один боковий сплеск має менші значення за головного тільки на 13дБ, коли як всі ті, що залишились, згасають десь на 6дБ октави. Похибка виміру амплітудної величини сигналів складає 36%

Через осередню роздільність по амплітудно-часовому діапазоні на практиці використовують функції Ханнінга і Ханна, якщо піддослідні функції не мають апріорних показників. Найбільш широкий боковий сплеск у Ханна на 32дБ менший за головний сплеск. Всі інші бокові сплески зменшуються десь на 6дБ за октаву. За Ханна відносна помилка знаходження амплітуди становить до 16%.

За Ханнінга вікна володіють найбільш малою висотою бокового сплеску із всіх видів віконних функцій Діріхле трьохчленного типу. Найбільш високий боковий сплеск десь на 42 дБ менша головного. Швидкоплинність зниження всіх інших бокових сплесків рівна десь 6дБ за октаву.

За Блекмана виконується п'ятичленна функція Діріхле, а тому зменшення висоти бокових сплесків ще помітніші. За Блекмана створюється добротне знесилення бічного сплеску десь на 58дБ, а бокові сплески знижують свою висоту десь на 18дБ/октава. Як правило, вікно Блекмана використовується при великих

завадах у полосі піддослідних частот сигналу. Проте коли треба отримати більшу роздільність, використовують вікно Хамінга через велику довжину основного сплеску.

Аналіз коректності виміру показань плинності гармонік ТС, полоси частот, середьоквадратичного струму, залучаючи ШПФ чотирьох віконних функцій, був створений синтетичний дослідний сигнал з характеристиками, які відповідають характеристикам існуючого на залізниці тягового струму, виміри котрого проводились під час дослідів відповідності електрорухомого складу щодо електромагнітної сумісності з пристроями СЦБ. У піддослідному сигналі були прийняті такі значення СКЗ струму гармонійних завад, які гранично затверджені для створення безпеки руху потягів і роботи пристроїв СЦБ. З залученням віконного ШПФ і піддослідному синтетичному сигналу є можливість дати оцінку точності спектрального аналізу тягового струму. Характеристики СКЗ піддослідного струму були обрані на рівні 200А, 50 Гц. Величина частоти дискретизації обрана на межі 27500 Гц відповідно до теореми Найквіста  $F_s = 5 \cdot f_{\max}$  за довжини вікна у 32678 відліків згідно діючих нормативів. Причому, роздільність ШПФ для Блекмана – 0.81Гц, Хамінга і Хана – 0.54, а для прямокутного – 0.27.

Збільшуючи комфорт, співставлення результуючих значень тягового струму рівне одиниці, коли як характеристики всіх гармонійних значень були перетворені у залежні від тягового струму, одиниці.

Отримані пікові значення на спектрі мають нечіткий характер через розливу спектру. Найменша гранична роздільність була знайдена за прямокутного вікна, найбільша – за Блекмана, бо для цього віна найменша висота бічного сплеску на рівні 58дБ.

Якщо роздільність стає вищою, то і відносна похибка частоти знижується, при цьому залежність від виду використаного вікна майже відсутня. За прямокутного вікна похибка найбільша, у всіх інших вона менша. За Блекмана

вона найменша, проте все ще не прийнятна для дослідницького користування. Ця похибка виникає через розлив діапазону і піковою неточністю у спектрі.

Для вікон вищої широти можна побачити покращення частотної роздільності через оберненому співвідношенню роздільності за часом і частотою. Другий крок – створення комп'ютерної моделі для аналізу точності віконного FFT для вікон тривалістю 1 с.

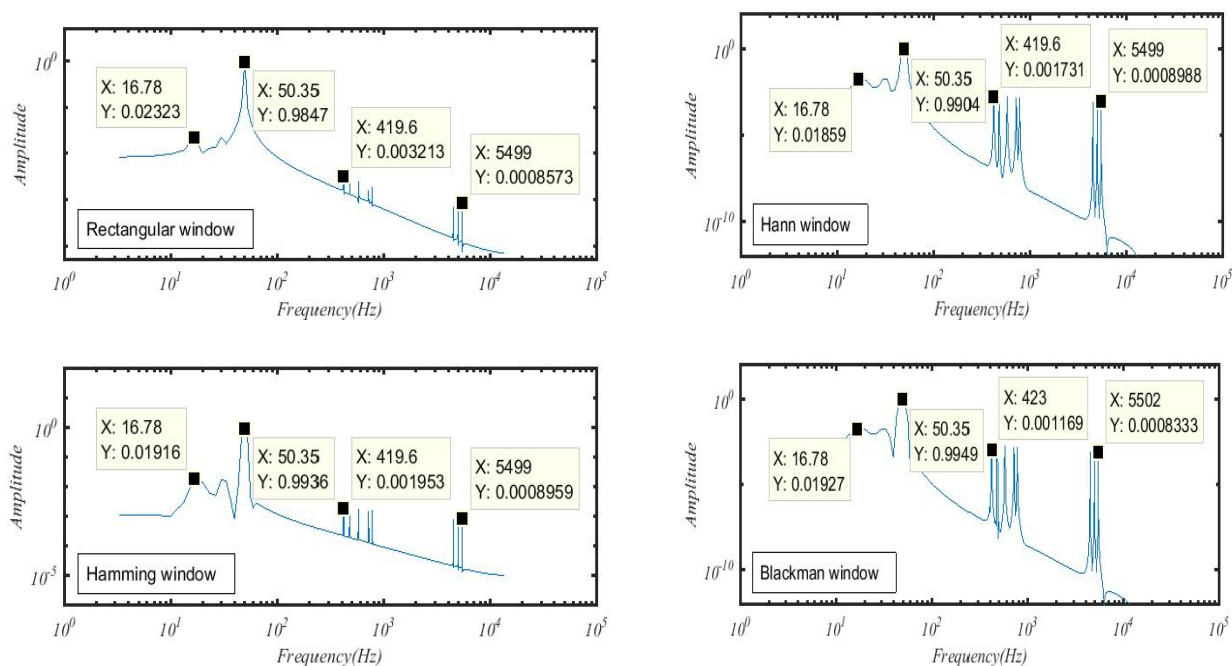
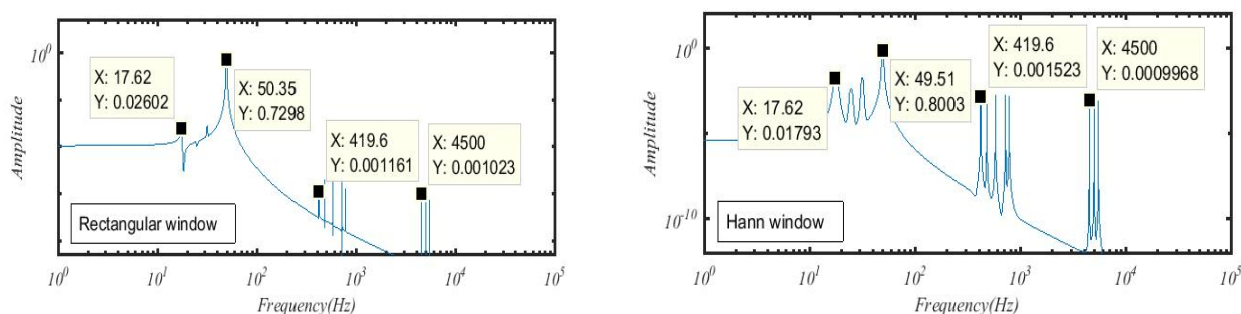


Рис. 3.2.1 Спектри сигналу для вікон: прямокутне, Ханна, Хаммінга, Блекмана довжиною 0.3 с.



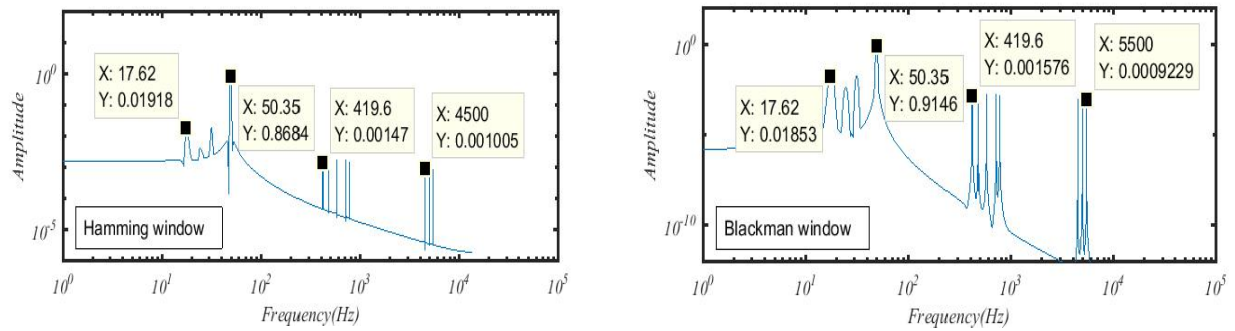


Рис. 3.2.2 Спектри сигналу для вікон: прямокутне, Ханна, Хаммінга, Блекмана довжиною 1 с.

Роздільність знаходження частоти гармонік ТС для вікон тривалістю 1с краща за 0.3 с, коли як відносна помилка знаходження гармонійного струму менша. Проте точність все ще не дотягує до необхідної.

Як висновок треба зазначити, що під віконну функцію треба обрати величину часу гармоніки

Коли має значення чіткість значень амплітуди кожного елементу, тоді краще брати вікно в довгим основним сплеском. Коли спектр рівний, тоді краще за всього експлуатувати вікно прямокутної форми. У цьому випадку Хан підходить з 95% шансом. Плaska характеристика вікна володіє високою точністю, але низьку роздільність частотної області і значне розмиття спектру.

Технічна документація має стійкі рамки щодо розділення діапазонів спектру. Збільшення роздільності сусідніх діапазонів спектра здобувається тим, що збільшується кількість бінів ( $nfft$ ) швидкоплинного перетворення Фур'є. Під час оцінки спектру  $nfft$  показує кількість частотних діапазонів вікон. Підвищення характеристикних параметрів  $nfft$  не веде до надмірності даних, так як допоміжним бінам, які не вміщаються у вікно ШПФ, асоціюють нікчемні значення амплітуд. Збільшення кількості діапазонів також веде до підвищення частотної роздільності.

Вивчення взаємодії  $nfft$  і роздільності в частотній полосі біля 25Гц виконувалося за допомоги комп'ютерного моделювання з дослідним сигналом, який включає в себе пару сигналів 21, 25Гц з рівними амплітудами, 1 А. Частота вибірки – 475Гц. Було застосовано пара видів віконних функцій, а саме прямокутну і Хана. Після моделювання було визначено, що при підвищенні  $nfft$  до 1024 з 256 частоти дискретизації  $SR = 475 \text{ Гц}$ , ширини вікна  $M = 256$  роздільність підвищується.

Роздільність КЧПФ за часом можна дрібно збільшити потрібним обранням характеристики зсуву вікна, після чого підвищується кількість полос, якими дробиться сигнал за часом. Число сегментів  $k$ , на які ділиться дискретна послідовність  $x(n)$  довжиною  $N_x$  при КЧПФ має вигляд:

$$k = \frac{N_x - Nov}{N_w - Nov} \quad (3.2.9)$$

де  $N_w$  - це ширина вікна у відліках,  $Nov$  - це ширина перекриття вікон у відліках.

Проблема електромагнітної сумісності (ЕМС) між залізничними підсистемами привертає увагу вчених останнім часом через широке поширення швидкісного залізничного перевезення. Одне з основних джерел електромагнітного впливу в електрифікованих ділянках залізниці є рухомий склад і тяга системи в цілому. Нові види рухомого складу повинні бути перевірені на ЕМС із системами залізничної сигналізації, перш ніж вони будуть допущені до роботи. Також слід періодично проводити моніторинг електромагнітних завад у сигнальних колах протягом усього періоду їх функціонування згідно з графіком. Максимально допустимі значення електромагнітні перешкоди, які можуть бути вироблені електрообладнанням з рухомого складу, описані в стандартах і нормах.

Значення RMS ЕМІ тягового струму (ТС) у частотних діапазонах, які визначені стандартами, можна виміряти за допомоги фільтрації тягового струму

паралельними фільтрами із заданими діапазонами частот або за допомогою швидкого перетворення Фур'є.

Амплітуда і частота гармонік тягового струму в цілому змінюються за часом і, отже, ШПФ у класичній формі не може точно визначити спектральні характеристики тягового струму. Для спектрального аналізу нестационарних сигналів Денніс Габор запропонував «короткочасне перетворення Фур'є» (STFT), до якого застосовується ШПФ-сигнал, розділений на відрізки певної довжини (за допомогою розсувних вікон), де сигнал може бути прийнятим як стаціонарний.

Оскільки електромагнітні перешкоди в сигнальних лініях, зокрема на залізничних лініях, можуть викликати небезпечні збої в поїзних системах контролю, до них застосовуються суворі вимоги точності інтерференції вимірювальних пристроїв.

Таблиця 3.2.2

Середні відносні похибки амплітуди і частоти гармонік ТС

f Гц	Середнє значення відносної похибки вимірювання струму і частоти при довжині вікна 0.3 с							
	Прямокутне вікно		Вікно Ханна		Вікно Хаммінга		Вікно Блекмана	
	$\delta f, \%$	$\delta I, \%$	$\delta f, \%$	$\delta I, \%$	$\delta f, \%$	$\delta I, \%$	$\delta f, \%$	$\delta I, \%$
1 8	1.75	13.3	3.75	2.3	3.65	2.1	2.15	1.8
2 5	2.00	12.7	3.00	2.7	3.10	2.4	2.02	1.7
3 2	1.58	12.3	3.58	2.3	3.58	2.2	2.21	1.8
4 20	0.50	8.4	1.80	2.4	1.50	2.2	1.43	1.7
4 80	0.51	7.6	1.81	2.6	1.81	2.3	1.77	1.6

5 80	0.52	6.5	1.82	2.5	1.72	2.2	1.44	1.9
7 20	0.54	9.4	1.84	2.3	1.77	2.2	1.45	1.8
7 80	0.55	9.6	1.85	2.2	1.75	2.1	1.55	1.7
4 545	0.45	9.1	1.79	2.6	1.69	2.1	1.48	1.7
5 000	0.49	12.2	1.79	2.7	1.69	2.1	1.41	1.7
5 555	0.49	10.2	1.80	2.6	1.70	2.1	1.41	1.7

Методика спектрального аналізу STFT має деякі обмеження, і одне з них пов'язане з компромісом між довжиною вікна ШПФ і смугою частот.

За принципом невизначеності добуток роздільної здатності часу та частоти обмежений таким чином:

$$\Delta t \Delta f \geq \frac{1}{4\pi}, \quad (3.2.10)$$

де  $\Delta t$  і  $\Delta f$  - роздільна здатність за часом і частотою відповідно.

Ще одне обмеження STFT пов'язане з рівністю бічних сплесків вікна в частотній області, що призводить до зменшення в виміряному значенні середньоквадратичного струму гармоніки і в деяких випадках може навіть приховати слабкі гармоніки на тлі сильної гармоніки. Для підвищення точності спектрального аналізу тяги струму, необхідно правильно вибрати параметри віконного ШПФ.

Таблиця 3.2.3

#### Якісні характеристики вікон

Тип вікна	Точність визначення	Точність визначення	Розтікання
-----------	---------------------	---------------------	------------

	амплітуди	частоти	спектру
Прямокутне	Погана	Найкраща	Значне
Ханна	Хороша	Хороша	Незначна
Хаммінга	Хороша	Хороша	Незначна
Блекмана	Хороша	Хороша	Найкраща
З плоскою верхівкою	Найкраща	Погана	Незначна

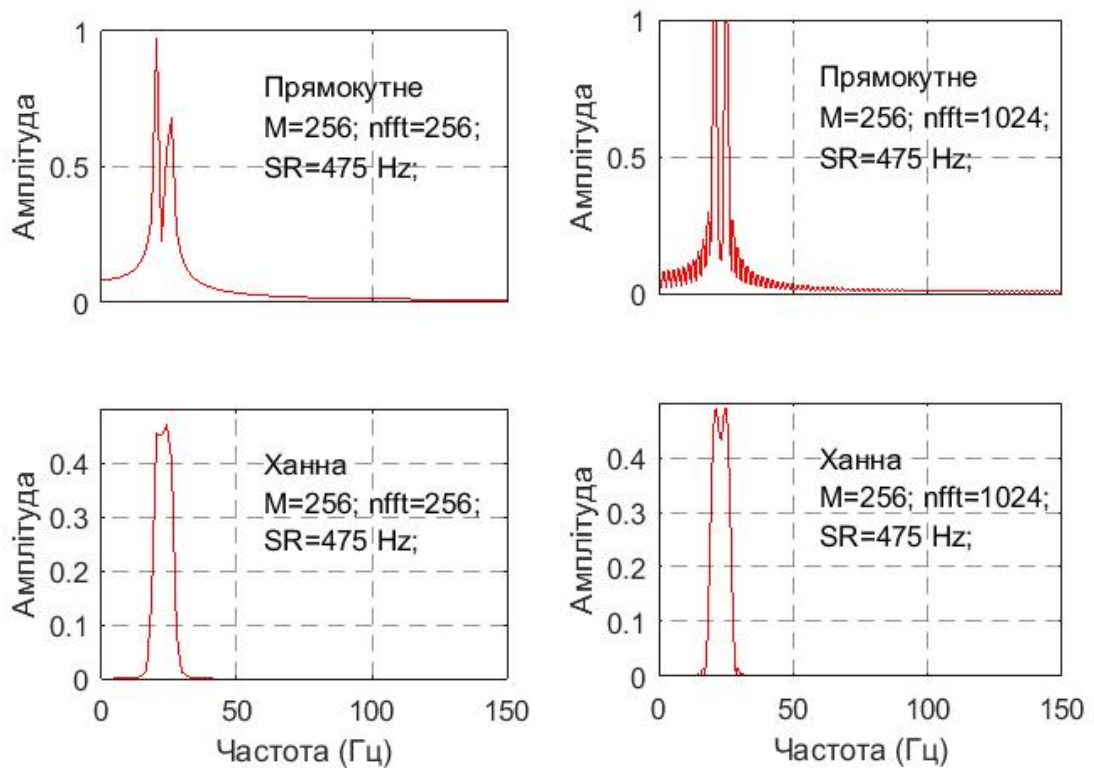


Рис. 3.2.3 Спектр тестового сигналу для прямокутного вікна і вікна Ханна при різних значеннях параметрів ШПФ.

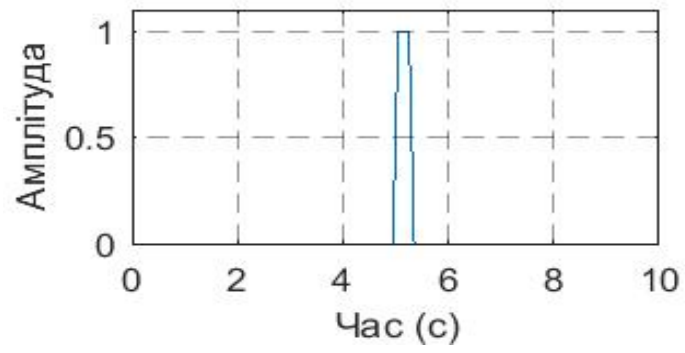


Рис. 3.2.4 Спектр тестового сигналу тривалістю 0.3 с.

### 3.3 Точність визначення гармонік тягового струму віконним ШПФ

Динамічний діапазон тягового струму гармоніки визначають як відношення рівня основної гармоніки (для АС ТС це гармоніка 50 Гц) до рівня найслабшої гармоніки. Визначається це співвідношення для всіх гармонік, тобто обчислюється значення динамічного діапазону для кожної гармоніки з номінальною частотою:

$$D_f = 20 \log_{10} \left( \frac{I_o}{I_f} \right), \text{ (in dB)}. \quad (3.3.1)$$

де  $I_o$  - є середньоквадратичними значення основної гармоніки та гармоніки з номінальною частотою  $f$ .

В результаті динамічний діапазон для АС ТС при середньоквадратичному струмі 200 А становить 46 дБ для діапазону частот 21-29 Гц, 55 дБ для діапазонів частот 408-432, 468-492, 568-592, 708-732, 768- 792 Гц і 60 дБ для діапазонів частот 4462- 4538, 4962-5038, 5462-5538 Гц. Очевидно, що динамічний діапазон гармонік у цих діапазонах частот досягає вищих значень, коли тяговий струм отримує вищі значення.

Отримані значення динамічного діапазону мають достатньо високі значення, і вони повинні враховуватися при виборі типу вікна.

Вимоги тривалості гармонік не можуть перевищувати 0,3 с разом з обмеженням на значення частоти та часової роздільності, також слід враховувати, під час вибору типу вікна, особливо в діапазоні частот від 19 Гц до 58 Гц, які містять дуже близько розташовані гармоніки, визначені стандартом.

Згідно з критерій Найквіста, частота дискретизації FS має бути щонайменше вдвічі більшою за максимальну частоту потрібної гармоніки. Перед копуванням сигналу необхідно встановити згладжуючий фільтр, що використовується для зменшення частотних складових при і вище половини частоти дискретизації до рівня нижче динамічного діапазону аналого-цифрового перетворювача (АЦП). У відповідності з динамічним діапазоном, розрахований

вище для тягового струму 200 А, не менше 10 розрядів. Для оцифрування ТС необхідно використовувати АЦП. Для вищих значень тягового струму, 12-розрядний АЦП необхідно використовувати конвертер.

Для кожного конкретного часу  $t$  над сигналом виконується короткочасне перетворення Фур'є  $x(t)$  за допомогою функції розсувного вікна  $w(t)$  по центру вчасно. Відповідно, вікно переміщується за  $\Delta t$  вздовж лінії часу, і ще раз виконується перетворення Фур'є. Тому, STFT виконується шляхом зсуву вікна постійного розміру вздовж осі часу сигналу, так що сигнал розбивається на сегменти в який він вважається нерухомим, а потім, можна застосувати ШПФ. В результаті різноманітні частотні складові в різний час можуть бути вирішені для нестационарного сигналу.

Звичайне математичне визначення STFT для вибіркового сигналу де  $x(n)$  є вхідним сигналом у момент часу  $n$ ,  $w(n)$  є ШПФ віконних дат, центрованих у часі  $mR$ ,  $R$  – розмір опору у зразках між послідовними ШПФ.

За останні кілька десятиліть було запропоновано різні види віконних функцій, і правильний вибір типу вікна та його параметрів відповідно до аналізованого сигналу є важливим завданням для отримання правильного результату аналізу.

Вікна використовуються для зменшення спектру витоків при виконанні перетворення короткочасного Фур'є, але вони не можуть повністю усунути витік, а лише змінюють форму витікання. Кожен тип вікон впливає на спектр по-різному. Для кожної конкретної програми найкращий тип вікна слід вибрати відповідний до нього.

Вікно ШПФ характеризується певними параметрами, які необхідно враховувати для правильного вибору вікна, наприклад: половина ширини основної частки  $B$  фактор амплітудної корекції  $\beta$  максимальна бічна частка

рівень  $\gamma_{\max}$  і згортання бічних часток. Останнім є асимптотична швидкість розпаду піків бічні частки, виражені в децибелах на декаду частота.

Вибір типу і параметрів вікон слід вибирати з урахуванням конкретного застосування. До спектрального аналізу тягового струму необхідний тип вікон високої амплітуди, часу та частоти.

Динамічний діапазон вікна ШПФ визначається як відношення амплітуди головного пелюстка до амплітуда першого бічного пелюстка в частотній області і слід вибирати більше, ніж динамічний діапазон тягового струму, що аналізується.

Саме вікно спотворює як амплітуду, так і енергію сигналу, і, отже, це призводить до спотворення амплітуди та частоти гармоніки. Щоб компенсувати наслідки застосування вікна до даних, необхідно використовувати коефіцієнти корекції вікна. Їх значення визначаються типом вікна, яке було застосовано.

Для забезпечення а компроміс між ними. Роздільна здатність часу  $\Delta t$  може бути представлена функція вікна аналітично як

$$\Delta t^2 = \frac{\int t^2 |w(t)|^2 dt}{\int |w(t)|^2 dt}. \quad (3.3.2)$$

Аналогічно роздільна здатність по частоті  $\Delta f$  визначається як

$$\Delta f^2 = \frac{\int f^2 |W(f)|^2 df}{\int |W(f)|^2 df}, \quad (3.3.3)$$

де  $W(f)$  є перетворенням Фур'є функція вікна  $w(t)$ .

Можливість роздільної здатності по частоті  $\Delta \omega_w$  для певного вікна залежить від ширини основної лопатки вікна  $B_w$

$$\Delta\omega_W = \frac{B_W F_S}{N_W}, \quad (3.3.4)$$

де  $F_S$  частота дискретизації і  $N_W$  це розмір вікна.

Дві гармоніки можна розділити в спектрі, якщо їхня різниця частот  $\Delta\omega_s$  є більше, ніж здатність роздільності по частоті  $\Delta\omega_W$ .

$$\Delta\omega_s > \Delta\omega_W. \quad (3.3.5)$$

Роздільна здатність у часі залежить від тривалості вікна, визначеного

$$T_W = \frac{N_W}{F_S}. \quad (3.3.6)$$

Для STFT з вікнами, що перекриваються зразок серії довжини  $\mathcal{X}$  ділиться на  $k$  сегменти, де  $k$  визначається як

$$k = \frac{N_x - Nov}{N_W - Nov}. \quad (3.3.7)$$

де  $N_x$  є довжиною  $\mathcal{X}$ -серія зразків,  $Nov$  являє собою ряд перекриваються зразків.

Оцінити точність визначення середньоквадратичні значення гармонік ТС, їх тривалість та діапазони частот за допомогою віконного ШПФ було чотирьох різних типів вікон високої та середньої роздільної здатності обраний (таблиця 2). Прямокутне вікно (або «невіконне», або рівномірне вікно) має значення 1,0 поперек весь час вимірювання і є найпростішим вікном, яке відрізає сегмент сигналу взагалі без будь-яких інших модифікацій, які призводить до розривів на кінцях.

Це було обрано в роботі для проведення порівняння з результатами, отриманими для інших вікон. Головна частка вузька, але бічні частки є дуже великі і скочуються досить повільно. Перша бічна пелюстка лише на 13 дБ нижче основної пелюстки, а інші бічні частки відпадають на близько 6 дБ на октаву 18.

Основна частка є досить округлою і може вносити великі похибки вимірювань. Вікно прямокутне може мати похибки амплітуди до 36%

Часто використовуються вікна Ханна (або Ханнінга) з випадковими даними, оскільки вони мають помірні вплив на частотну роздільну здатність і точність амплітуди результуючого частотного спектру, особливо в порівнянні з ефектами інших вікон. Найвища бічна частка на 32 дБ нижче, ніж у головній пелюстці. Решта сторін частки падають приблизно на 60 дБ/октаву. Це Вікно є найбільш корисним для пошукових операцій, де потрібна хороша роздільна здатність по частоті, але точність амплітуди не важлива. Вікно Ханнінга матиме похибки амплітуди до 16%.

Вікно Хеммінга має найнижчий можливий рівень бічних лепестків серед усіх вікон на трьох ядрах Діріхле. Найвища сторона пелюстка на 48 дБ нижча, ніж основна пелюстка. The бічні пелюстки спадають приблизно на 6 дБ/октаву.

У вікні Блекмана використовується п'ять Діріхле ядра, тим самим знижуючи рівень бічних часток далі. Вікно Blackman пропонує добре загасання бічних пелюсток, близько до -58 дБ і бічні пелюстки згортаються приблизно на 18 дБ за октава. Тому вікно Блекмана слід вибрати, якщо сигнал містить сильний перешкоди поблизу частоти, що цікавить. Увімкнено з іншого боку, основна ширина частки в Вікно Блекмана ширше, ніж у Хеммінга, тому, якщо спектральна роздільна здатність має вирішальне значення, найкращим вибором буде вікно Хеммінга.

Для віконного спектрального аналізу ШПФ, використовувався аналітично синтезований сигнал з відомими амплітудними та частотними параметрами гармонік, значення яких були прийняті відповідно до допустимих параметрів гармонік. Знання параметрів сигналу дає можливість оцінити точність спектрального аналізу тягового струму за допомогою а вікно FFT з вибраними параметрами.

Основна частота сигналу була прийнята за 50 Гц, а середньоквадратичне значення – 200 А.

Для зручності середньоквадратичні значення гармонік у синтезованому сигналі були перераховані у відносні одиниць для того, щоб ефективно значення осі гармоніки були рівні єдності ( $I_{50}=1$ ).

Частота вибірки для сигналу була обрана як 27500 Гц відповідно до вимоги до частоти Найквіста, і якнайкраще, якщо він буде обраний з певним запасом рівним  $F_s = 5 \cdot f_{max}$ . Довжина вікон була відібрана як 32768 зразків відповідно до вимоги, що максимально дозволений час для збурень становить 0,3 с. Роздільну здатність частоти можна розрахувати як 0,27 Гц для прямокутного вікна, 0,54 Гц для Ханна і Хеммінга windows і 0,81 Гц для вікна Блекмана. Такі значення частотної роздільної здатності є задовільними для спектрального аналізу ТС.

Спектри синтезованого сигналу, отримані віконним ШПФ з довжиною вікон 0,3 с показано на рис. 1. Отримані середньоквадратичні значення струму та частоти гармонік позначені на рис. 1. Усі піки в спектрі є розмазується через витік спектру, а його частотна роздільна здатність мінімальна для прямокутної вікна і максимальна для вікна Блекмана оскільки останній має найнижчий рівень бічних часток -58 дБ.

Частота збільшується з роздільною здатністю гармонік і, відповідно, похибка співвідношення частоти зменшується зі збільшенням частоти. Тип використовуваних вікна незначно впливає на частоту роздільності гармонік ТС.

Таблиця 3.3.1

Параметри вікон

Тип вікна	B	$\gamma_{max}$ , dB	$\beta$ , dB
Прямокутне	2	-13	0
Ханн	4	-31.5	-6
Хеммінга	4	-42	-5.37
Блекмен	6	-58	-7.54

Значення похибки співвідношення середньоквадратичних гармонічних струмів вищі для прямокутного вікна порівняно з Вікна Ханна, Хеммінга та Блекмана та значення помилки співвідношення зменшуються в послідовності від прямокутного до вікна Блекмана, але навіть для останнього точність для деякі частоти не задовольняють вимогам практичного застосування. Високі значення похибки співвідношення пояснюються спектром протікання і викривлення

Завдяки обернено пропорційному зв'язку між частотою сигналу і часом роздільної здатності, збільшення роздільної здатності по частоті можна досягти для вікон більших довжина. Тому комп'ютерне розслідування віконної точності ШПФ виконано для вікон довжиною 1 с.

У цьому випадку роздільна здатність гармонік ТС була кращою (рис. 2), а похибка співвідношення середньоквадратичного струму та гармоніки частоти набагато нижчі, ніж для вікон з тривалістю 0,3 с (таблиця 2). Але навіть у цьому точність для деяких частот не задовольняють вимогам практичного застосування.

Щоб забезпечити необхідну точність спектрального аналізу тягового струму з використанням віконного ШПФ, треба забезпечити правильний вибір параметрів спектрального аналізу з урахуванням необхідних параметрів тягового струму. Беручи до уваги широкий діапазон частот тяговий струм, методика зі зміни довжини вікна та частоти дискретизації для різних частин спектра є перспективною для використання.

## ВИСНОВКИ

Велика кількість різнорідних систем сигналізації та електроживлення вимушують виконувати велику кількість дослідницької роботи на предмет електричної сумісності, що доволі суттєво в матеріальному плані впливає на вартість впровадження нових рухомих одиниць на залізницях нашої країни. Особливо болісно ця проблема стосується впливу електромагнітних перетворювачів на рейкові колійні давачі. Для бюджетного виконання цієї дослідницької роботи було запропоновано метод знаходження показників заважаючого струму, який згенерований електрорушійною одиницею, виконуючи апаратну обробку отриманого результату з використанням сучасної обчислювальної техніки і фізичного моделювання.

Була виконана розробка математичної моделі, яка враховує гармонійний характер розтікання тягового струму у рейковій лінії двоколійної ділянки за присутності різної кількості локомотивів у різноманітних станах в межах фідерної зони. На базі цієї математичної моделі була створена комп'ютерна програма, в якій був змодельований процес гармонійного розтікання тягового струму за частоти 25 Гц зворотної тягової мережі відповідно до кількості локомотивів у фідерній зоні.

Подібне моделювання гармонійного розтікання завад у рейковій лінії дає змогу знаходження завад, визначити їх рівні, привід їх виникнення і виконати, базуючись на отриманій інформації, вибір у користь того чи іншого методу зменшення злякисного впливу. Класичні методи, запропоновані у технічній документації, засновані на розрахунках гармонійних характеристиках струму у рейках, коли як найбільше значення для безпеки руху потягів мають саме диференційні показники струму у рейках. Крім того, класичні методи пропонують використовувати надмірні і складні рішення моделей несиметричних рейкових ліній з великою кількістю припущень, неточностей,

коли як у даній роботі представлена значно простіша у виконанні чітка математична модель.

У дипломному проекті представлений аналіз впливу КЧПФ щодо роздільності і правильності у спектральній діагностиці тягового струму. Так як струм тяги характеризується нестационарністю, то для спектрального аналізу був використаний метод короткочасного перетворення Фур'є. Проаналізувавши прореферовану інформацію, було заключено, що реалізація потрібної точності знаходження гармонійної амплітуди і потрібного динамічного діапазону проходить зі зниженням роздільності частотної і часової областей. Через існування принципу невизначенності, який обрізає нижню межу похибок плинності і частоти додатку, практично немає можливості покращити роздільність і за частотою і за часом.

Виконання дослідницької роботи проводилось, залучаючи синтезований струм, приближений за параметрами до фактичного струму тяги, при показниках гармонійних завад рівним найбільшим граничним. Це дозволило провести дослідження похибки спектрального аналізу, спираючись на апріорні дані синтетичного струму.

Під час діагностики було виявлено, що струмова відносна похибка гармонійних завад являється найбільшою при використанні прямокутного вікна, коли як при інших методах похибка зменшується за рядом: Хан, Хемінг, Блекман. Проте ні один із методів не дає потрібної точності. Ця неточність виникає через розтікання полос і піковими спотвореннями у спектрі.

Підвищення ширини вікна збільшує роздільність і одночасно зменшує похибку відносно початкових досліджень.

Підвищення кількості бінів в області частот швидкого перетворення Фур'є за сталих показників частоти дискретизації і ширини вікна веде до покращення роздільності ШПФ для сусідніх гармонік тягового струму.

Визначено, що покращення роздільності КЧПФ за часом досягається підбором характеристик вікна через збільшення діапазонів сигналу у часовій області.

У проекті було представлено наукове обґрунтування раціоналізації щодо підбору властивостей системних об'єктів АПК щодо вимірювання гармонійних характеристик тягового струму по показникам виконання згідно потрібної роздільності і правильності амплітуди, тривалості, частоти гармонік, чії показники були представлені у вимогах до забезпечення необхідної електромагнітної сумісності пристроїв СЦБ зі струмом тяги. Для цього було діагностовано показники підбору характеристик апаратно-програмного комплексу, дію його характеристик на точність знаходження характеристик гармонік. Базова відносна похибка апаратно-програмного комплексу ідентифікується як СКЗ від відповідних похибок, які створюються в відповідних комірках приладу у разі, якщо похибки підсистем комплексу не залежать один від одного.

В роботі розглянуто похибки, що виникають внаслідок аналогово-цифрового перетворення. Розглянуто критерії вибору параметрів і характеристик АЦП, зокрема для забезпечення необхідної частоти дискретизації і динамічного діапазону вимірювання за умов забезпечення необхідної точності і роздільної здатності в часовій і частотній області відповідно до вимог галузевих нормативних документів по забезпеченню електромагнітної сумісності тягового струму з рейковими колами та іншими пристроями сигналізації та зв'язку на залізниці.

Дослідження впливу параметрів АЦП на його динамічні властивості було проведено на моделі з використанням синтезованого тестового змінного струму частотою 50 Гц з діючими значеннями струму гармонійних зава, антологічних реальному тяговому струму з максимально допустимі рівнями завад. Отримані в модельному експерименті значення порогу шумів для АЦП з

розрядністю 10 і 12 біт є занадто великими для забезпечення необхідної точності визначення значень гармонік тягового струму.

У роботі коротко розглянуто правильний вибір віконних параметрів ШПФ для досягнення необхідного часового та частотного дозволу спектрального аналізу тягового струму відповідно до вимог нормативних документів та досліджено вплив параметрів ШПФ на точність. проведено визначення параметрів гармонік (таких як ефективний струм, частота, тривалість). Для оцінки точності визначення середньоквадратичного значення струму та частоти гармонік було проведено комп'ютерне дослідження за допомогою синтезованого струму з відомими параметрами гармонік, значення яких вибиралися відповідно до допустимих значень параметрів, визначених нормативною документацією. норми та стандарти. Для спектрального аналізу тягового струму було обрано чотири типи вікон: прямокутні, вікна Ханна, Хеммінга та Блекмана тривалістю 0,3 і 1 с.

Результати спектрального аналізу тягового струму показали, що частотна роздільна здатність гармонік і відповідно відносна похибка визначення частоти та середньоквадратичного значення гармонік є нижчими для високих частот у спектрі.

Використаний тип вікон незначно впливає на точність визначення частоти гармонік. Відносна похибка ефективного значення гармонічного струму була вищою для прямокутного вікна, а відносна похибка зменшилася в рядку від прямокутного вікна до вікна Блекмана. Значення відносної похибки середньоквадратичного значення струму для кількох частот гармонік не відповідали вимогам, необхідним для практичного використання методу, що пов'язано з витокм спектру та скобою. Для вікон довжиною 1 с частотна роздільна здатність тягового струму була вищою. ніж для вікон довжиною 0,3 с, і відносна похибка середньоквадратичного струму і частот гармонік були значно нижчими, але навіть у цьому випадку відносна похибка була високою для окремих частот. Для забезпечення необхідної точності спектрального

аналізу тягового струму з використанням віконного ШПФ необхідний правильний вибір параметрів спектрального аналізу з урахуванням параметрів тягового струму. Враховуючи широкий діапазон частот тягового струму, перспективним для використання є методика зі змінною довжиною вікна та частотою дискретизації для різних частин спектра.

## ЛІТЕРАТУРА

1. Гаврилюк, В. І. «Розробка математичної моделі для дослідження електромагнітних завад від тягових перетворювачів з асинхронним двигуном» / В. І. Гаврилюк, В. І. Щека // Віс. Дніпр. Нац. у-ту заліз. транс. ім. ак. В. Лазаряна. – Дніпро, 2010. – Випус. 31. – С. 150–155.

2. Гаврилюк, В. І., Щека, В.І. «Розробка математичної моделі для дослідження електромагнітних завад від тягових перетворювачів з асинхронним двигуном» / В. І. Гаврилюк, В. І. Щека // Віс. Дніпр. Нац. у-ту заліз. транс. ім. ак. В. Лазаряна. – Дніпро, 2010. – Випус. 31. – С. 200–221.

3. Гаврилюк, В. І., Завгородній О. В. «Ймов. модель впливу тяг. стр. на РК» / В. І. Гаврилюк, О. В. Завгородній // «Інф.-кер. сист. на зал. трансп.» 2010.– № 4.– С. 71–73.

4. Анохов, І.В. «Про електромагнітну сумісність електрифікованих ліній постійного струму» / І. В. Анохов, М. П. Бадьор, В. І. Гаврилюк, В. Г. Сиченко // «Залізничний транспорт України» – 2000. – № 2. – С. 8-9.

5. Гаврилюк, В.І. «Аналіз впливу тягового електропостачання на роботу рейкових кіл» / В. І. Гаврилюк, А. В. Завгородній // «Залізничний транспорт України» – 2005. – № 2. С. 13-15.

6. Гаврилюк, В. І. «Ймовірнісна модель впливу тягового струму на рейкові кола» / В. І. Гаврилюк., О. В. Завгородній // «"Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті» – 2010. – №. 4. – С. 51-52. Гаврилюк, В. І. «Ел.-магн. сумісн. та безпека на залізн.транс.» – 2017. – № 13.

7. Сиченко, В. Г. «Електроживлення систем залізничної автоматики» / В. Г. Сиченко, В. І. Гаврилюк.–Д.: Видавництво Маковецький, 2009. – 372 с.

8. Гаврилюк В. І. «Раціональний вибір параметрів-трів апаратно-програмного комплексу для спектрального аналізу тягового струму» / В. І. Гаврилюк, В. В. Мелешко // «Електро-магнітна сумісність та безпека на залізничному транспорті», 2019. - № 17. С. 3-4