



International Science Group
ISG-KONF.COM



ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ПРОТИЗАВАДНИХ ЗАСОБІВ У СИСТЕМАХ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ З ВИСОКОЧАСТОТНИМИ ТРАНЗИСТОРНИМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ

ISBN 979-8-89504-795-8

DOI 10.46299/979-8-89504-795-8

В.О. Павловський, В.К. Гурін, О.М. Юрченко

**ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ
ПРОТИЗАВАДНИХ ЗАСОБІВ У СИСТЕМАХ
ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ З ВИСОКОЧАСТОТНИМИ
ТРАНЗИСТОРНИМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ**

МОНОГРАФІЯ

2024

УДК 621.391

Reviewers:

А. Ф. Жаркін, заступник директора з наукової роботи Інституту електродинаміки НАН України, академік НАН України.

Ю.О. Денісов, доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри електроніки, автоматики, робототехніки та мехатроніки НУ «Чернігівська політехніка».

Рекомендовано до видання
Вченою радою Інституту електродинаміки
(Протокол засідання №10 від 3 вересня 2024 р).

Павловський В.О., Гурін В.К., Юрченко О.М. Підвищення ефективності протизавадних засобів у системах електроживлення з високочастотними транзисторними перетворювачами. Monograph. – Primedia eLaunch, Boston, USA, 2024. – 159 p.

Library of Congress Cataloging-in-Publication Data

ISBN – 979-8-89504-795-8

DOI – 10.46299/979-8-89504-795-8

Монографія присвячена підвищенню ефективності засобів забезпечення електромагнітної сумісності у системах електроживлення з високочастотними транзисторними перетворювачами за рахунок дослідження, розробки та впровадження нових схемотехнічних та конструктивних методів їх побудови.

У монографії розглянуті сучасні високочастотні транзисторні перетворювачі як генератори електромагнітних завад в діапазоні частот від сотень кілогерц до десятків і сотень мегагерц і проведений критичний аналіз засобів зменшення згаданих завад до рівнів, регламентованих вітчизняними та міжнародними стандартами у галузі електромагнітної сумісності.

Запропоновано методи підвищення ефективності традиційних засобів зменшення завад з використанням електромережних протизавадних фільтрів і розглянуто безфільтровий метод зменшення завад.

Окремим розділом представлені дослідження, спрямовані на захист транзисторних перетворювачів напруги від дії високовольтних короткочасних сплесків напруги в мережі електроживлення.

В роботі наведено результати електронного моделювання та експериментальних досліджень, які підтвердили адекватність створених моделей та ефективність запропонованих методів зменшення завад.

UDC 621.391

ISBN – 979-8-89504-795-8

© Павловський В.О., Гурін В.К.,
Юрченко О.М.

ЗМІСТ

ПЕРЕДМОВА.....	6
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	11
РОЗДІЛ 1 ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ЗАВАДИ ТА ТРАДИЦІЙНІ ЗАСОБИ ЇХ ЗМЕНШЕННЯ У СУЧАСНИХ ТРАНЗИСТОРНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ НАПРУГИ.....	14
1.1 Причини утворення електромагнітних завад та способи їх зменшення.....	14
1.2 Загальні відомості про електромагнітні завади у колах електроживлення.....	17
1.3 Сучасні перетворювачі напруги як генератори ЕМЗ та нормативна база в галузі ЕМС.....	20
1.4 Критичний огляд протизавадних засобів у сучасних перетворювачах напруги.....	27
Висновки до розділу 1.....	35
РОЗДІЛ 2 ПРОТИЗАВАДНІ ФІЛЬТРИ У КОЛАХ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЯК ЗАСІБ ПОКРАЩЕННЯ ПОКАЗНИКІВ ЕМС.....	37
2.1 Власні та взаємні паразитні параметри протизавадних фільтрів	37
2.2 Вплив магнітного зв'язку між індуктивностями виводів вхідних та вихідних конденсаторів у протизавадних фільтрах на внесене загасання фільтрів.....	42
2.3 Компенсація паразитної ємності обмотки дроселя у протизавадних фільтрах.....	52
2.4 Ефективність компенсації паразитної ємності обмоток при неідеальному магнітному зв'язку між обмотками.....	56
2.5 Особливості ефективного притлумлення ЕМЗ від сучасних транзисторних перетворювачів напруги.....	63
Висновки до розділу 2.....	67

РОЗДІЛ 3 БЕЗФІЛЬТРОВІ МЕТОДИ ЗМЕНШЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД ВІД ТРАНЗИСТОРНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ.....	69
3.1 Еквівалентна схема перетворювача з АККП як генератора несиметричних завад.....	69
3.2 Генерування негативної ємності Т-ланкою фільтра нижніх частот з сильним магнітним зв'язком між обмотками та зустрічним увімкненням обмоток.....	73
3.3 Компенсація паразитної ємності перетворювача у несиметричному колі та рівень електромагнітних завад генерованих перетворювачем з АККП: електронне моделювання	76
3.4 Безфільтровий протизавадний засіб із гальванічною розв'язкою.....	82
Висновки до розділу 3.....	87
РОЗДІЛ 4 ВПЛИВ ПАРАЗИТНИХ ТА КОНСТРУКТИВНИХ ПАРАМЕТРІВ СХЕМИ КОМПЕНСАЦІЇ ПАРАЗИТНОЇ ЄМНОСТІ ПЕРЕТВОРЮВАЧА У НЕСИМЕТРИЧНОМУ КОЛІ НА РІВЕНЬ ЙОГО ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД.....	88
4.1 Міжвиткова ємність та ВЧ втрати накопичувального дроселя..	88
4.2 Індуктивність виводів та опір високочастотних втрат компенсуючого конденсатора у схемі компенсації паразитної ємності перетворювача у несиметричному колі.....	97
4.3 Внутрішній опір еквівалентної схеми перетворювача як генератора електромагнітних завад.....	101
4.4 Ступінь магнітного зв'язку між обмотками дроселя схеми компенсації паразитної ємності у несиметричному колі. Математична модель ПН з АККП і схемою компенсації для довільного магнітного зв'язку між обмотками дроселя.....	105
Висновки до розділу 4.....	111

РОЗДІЛ 5 ЕКСПЕРЕМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ КОМПЕНСАЦІЇ ПАРАЗИТНОЇ ЄМНОСТІ У НЕСИМЕТРИЧНОМУ КОЛІ ПЕРЕТВОРЮВАЧА НА РІВЕНЬ ЙОГО ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД.....	113
5.1 Експериментальний зразок перетворювача напруги.....	113
5.2 Методи та апаратура експериментальних досліджень.....	117
5.3 Результати експериментальних досліджень та їх аналіз.....	119
Висновки до розділу 5.....	122
РОЗДІЛ 6 ЗАХИСТ ТРАНЗИСТОРНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НАПРУГИ ВІД ДІЇ ВИСОКОВОЛЬТНИХ КОРОТКОЧАСНИХ СПЛЕСКІВ НАПРУГИ В МЕРЕЖІ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ.....	123
6.1 Мережа електроживлення як джерело високовольтних короткочасних сплесків напруги і нормування параметрів таких сплесків.....	123
6.2 Критичний огляд засобів зменшення високовольтних короткочасних сплесків напруги в мережі електрожив.....	127
6.3 Аналіз електромагнітних процесів у колі «обмежувач напруги - фільтр нижніх ча-стот» за дії високовольтної імпульсної завади мікросекундного діапазону тривалостей з мережі електроживлення.....	132
6.4 Підвищення ефективності захисту транзисторних перетворювачів від високоволь-тних короткочасних сплесків напруги в мережі електроживлення.....	138
Висновки до розділу 6.....	144
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ.....	146
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	148

ПЕРЕДМОВА

Монографія присвячена підвищенню ефективності засобів забезпечення електромагнітної сумісності у системах електроживлення з високочастотними транзисторними перетворювачами за рахунок дослідження, розробки та впровадження нових схемотехнічних та конструктивних методів їх побудови.

Актуальність даного наукового напрямку визначається тим фактом, що чим досконаліші стають методи перетворення електричної енергії щодо мінімізації втрат, тобто чим менший час перемикання силових ключів перетворювача, тим вищий рівень електромагнітних завад перетворювачі генерують у мережу електроживлення в діапазоні частот, який досягає 30 МГц і вище. Тому підвищення ефективності засобів забезпечення електромагнітної сумісності у системах електроживлення з транзисторними перетворювачами – це проблема, яка самозагострюється.

Одно - та трифазні системи електроживлення з високочастотними транзисторними перетворювачами набули широкого використання у сучасній силовій електроніці та електротехніці завдяки своїм високим енергетичним показникам. Важливе місце серед них займають перетворювачі з активною корекцією коефіцієнта потужності (АККП), оскільки вони покращують форму вхідного струму та збільшують коефіцієнт потужності до значень, близьких до одиниці. Однак високий рівень електромагнітних завад, генерованих такими перетворювачами в діапазоні частот від сотень кілогерц до десятків і сотень мегагерц, вимагає застосування ефективних засобів зменшення згаданих вище завад з метою забезпечення вимог міжнародних стандартів в області електромагнітної сумісності (ЕМС) для таких перетворювачів.

Для вирішення цієї важливої науково-технічної проблеми застосовують різні технічні рішення. Традиційним і широко розповсюдженим засобом є електромережні протизавадні фільтри (ЕПФ), через які подають електроживлення на вхід перетворювача. Разом з тим проведені дослідження показують, що ЕПФ складають до 30 % об'єму, маси та вартості перетворювача.

Крім того, наявність ЕПФ на вході перетворювача зменшує електробезпеку останнього, спричинену струмом витoku ЕПФ, а проектування та виготовлення ЕПФ з малим струмом витoku за умови забезпечення заданого загасання фільтра у регламентованому діапазоні частот додатково збільшує масу, габарити і вартість перетворювача.

Тому дослідження методів, які дозволяють зменшити вимоги до протизавадних фільтрів або навіть зовсім обійтись без них, є важливими і актуальними з точки зору економії матеріальних ресурсів, підвищення електробезпеки перетворювачів тощо.

Було проведено аналіз ЕПФ як засобу зменшення електромагнітних завад у сучасних перетворювачах з АККП, а саме – принципів побудови ЕПФ, особливостей їх функціонування, основних переваг і недоліків.

Проведені в роботі дослідження показали, що загасання, яке вносить електромережний протизавадний фільтр, обмежують, перш за все, його власні та взаємні паразитні параметри. До власних паразитних параметрів, головним чином, належать паразитні індуктивності виводів конденсаторів фільтра та паразитна міжвиткова ємність його дроселя. До взаємних паразитних параметрів належать індуктивні та ємнісні паразитні зв'язки між різними елементами одного і того ж протизавадного фільтра, які зменшують загасання фільтра для напруги завади.

Дослідження впливу магнітного зв'язку між паразитними індуктивностями виводів вхідних та вихідних конденсаторів у ЕПФ на внесене фільтром загасання показали, що на частотах більше 20 МГц магнітний зв'язок між індуктивностями згаданих виводів спричиняє зростання індуктивності цих виводів в 10...100 разів. Це, в свою чергу, значно зменшує загасання, внесене ЕПФ на високих частотах. Перпендикулярне розташування цих конденсаторів відносно один одного зменшує магнітний зв'язок між выводами і збільшує загасання, внесене ЕПФ в діапазоні частот 1..20 МГц, приблизно на 20 дБ.

Компенсація паразитної ємності обмоток дроселя у ЕПФ за допомогою схеми компенсації з двома однаковими обмотками, які увімкнені послідовно та

узгоджено і охоплені сильним магнітним зв'язком, дозволяє збільшити загасання, внесені ЕПФ на високих частотах.

Проведені дослідження методу компенсації паразитної ємності обмотки дроселя у ЕПФ для випадку неідеального зв'язку між обмотками схеми компенсації дозволили одержати вираз для оптимального значення ємності конденсатора у схемі компенсації в залежності від ступеню магнітного зв'язку між згаданими обмотками, а також вирази для граничної частоти та мінімально допустимого коефіцієнта магнітного зв'язку. Одержані співвідношення забезпечують ефективну компенсацію згаданої вище паразитної ємності в реальних умовах, коли коефіцієнт магнітного зв'язку є меншим за одиницю.

Вперше доведено ефективність компенсації паразитної ємності обмотки дроселя ЕПФ для випадку неідеального магнітного зв'язку між згаданими обмотками та встановлено прямий зв'язок між коефіцієнтом магнітного зв'язку між цими обмотками та граничною частотою, до якої ефективно працює компенсація паразитної ємності обмотки. Це дозволило сформулювати конкретні технічні вимоги до ступеню магнітного зв'язку між обмотками реального дроселя для ЕПФ і до конструкції згаданого дроселя.

Одним з перспективних напрямків ефективного зменшення завад у перетворювачах з АККП є дослідження та розробка таких методів і відповідних їм засобів, які дозволяють спростити та здешевити схему і конструкцію ЕПФ і зменшити його струм витoku, або навіть зовсім обійтися без використання ЕПФ. Умовно такі методи і засоби можна назвати безфільтровими.

Аналіз еквівалентної схеми перетворювача з АККП як генератора несиметричних завад показав, що основний шлях для проходження електромагнітних завад (ЕМЗ) від джерела завад створює паразитна ємність, яка утворюється між корпусом приладу та стоком силового ключа і що для зменшення рівня завад генерованих перетворювачем цю ємність потрібно всіляко зменшувати.

Було проведено критичний аналіз безфільтрового методу зменшення несиметричних завад від ключових перетворювачів з АККП, зокрема

теоретичний розгляд генерування «негативної» ємності Т-ланкою фільтра нижніх частот з сильним магнітним зв'язком між обмотками та зустрічним увімкненням обмоток.

В результаті аналізу Т-ланки ФНЧ з сильним магнітним зв'язком між зустрічно увімкненими неоднаковими обмотками було показано, що така ланка генерує негативну ємність з боку більшої обмотки, завдяки чому може відбутись повна компенсація паразитної ємності і як наслідок зменшення рівня ЕМЗ генерованих перетворювачем.

Отримані співвідношення, які пов'язують ємність схеми компенсації і паразитну ємність між стоком силового транзистора і заземленим корпусом. Ці співвідношення забезпечують максимально ефективну роботу схеми компенсації паразитної ємності, коли відбувається повна компенсація паразитної ємності між стоком силового транзистора і заземленим корпусом.

Електронне моделювання роботи схеми компенсації паразитної ємності підтвердило правильність математичних розрахунків компонентів схеми компенсації.

Теоретичний розгляд впливу паразитних та конструктивних параметрів реальних компонентів схеми компенсації паразитної ємності перетворювача з АККП у несиметричному колі на рівень його електромагнітних завад, зокрема ступеню магнітного зв'язку між обмотками накопичувального дроселя, міжвиткової ємності та опору втрат згаданого дроселя, а також індуктивності виводів та опору високочастотних втрат компенсувального конденсатора схеми компенсації дав можливість одержати співвідношення для кількісної оцінки впливу паразитних параметрів схеми компенсації на ефективність її роботи.

Вперше визначено необхідні умови ефективної компенсації паразитної ємності між стоком (колектором) силового ключа і корпусом («землею») в транзисторних перетворювачах з АККП для випадку неідеального магнітного зв'язку між обмотками накопичувального дроселя та встановлено прямий зв'язок між ємністю конденсатора схеми компенсації, ступенем магнітного

зв'язку і згаданою вище паразитною ємністю перетворювача. Це дозволило мінімізувати напругу несиметричних завад від таких перетворювачів, що, в свою чергу, дозволяє спростити вимоги до схеми, конструкції та вартості ЕПФ, а в деяких випадках досягти регламентованих значень електромагнітних завад без застосування ЕПФ.

Вперше встановлено прямий зв'язок між опором високочастотних втрат згаданого вище конденсатора і напругою несиметричних завад від перетворювачів з АККП; це дозволяє сформулювати конкретні технічні вимоги до параметрів та типу згаданого вище конденсатора.

Розроблено нову математичну модель перетворювача з АККП як джерела несиметричних завад зі схемою компенсації його паразитної несиметричної ємності для випадку неідеального магнітного зв'язку між обмотками накопичувального дроселя перетворювача, що дозволило безпосередньо оцінити вплив паразитних та конструктивних параметрів згаданої вище схеми компенсації з реальними компонентами на рівень несиметричних завад, генерованих перетворювачем.

Результати теоретичних досліджень було перевірено електронним моделюванням безфільтрового методу зменшення несиметричних завад від перетворювача з АККП з використанням пакета програм PSpice. Моделювання підтвердило результати аналітичних досліджень, похибка між результатами не перевищувала 5 %.

Для експериментальної перевірки отриманих результатів було розроблено та виготовлено лабораторний макет перетворювача напруги з АККП разом зі схемою компенсації паразитної ємності; в макеті був використаний комп'ютерний блок живлення типу HPU-4K580. Порівняльний аналіз результатів електронного моделювання з експериментальними даними підтвердив адекватність створених моделей.

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

АККП – активний коректор коефіцієнта потужності;
АКБ – акумуляторна батарея;
АСУ – автоматизована система керування;
АЧХ – амплітудо частотна характеристика;
ВЧ – високочастотний;
ВІЗ – високовольтна імпульсна завада;
ДВЕЖ – джерело вторинного електроживлення;
ІБЖ – імпульсний блок живлення;
ІНРЗ – індустриальні радіозавади;
ЕПО – еквівалентний паралельний опір;
ЕПС – еквівалентна паралельна ємність;
ЕМЗ – електромагнітна завада;
ЕМП – електромагнітне поле;
ЕМС – electromagnetic compatibility, електромагнітна сумісність;
ЕРС – електрорушійна сила;
ЕПФ – електромережні протишумні фільтри;
НЗ – несиметрична завада;
ПН – перетворювач напруги;
ПСЕ – пристрій силової електроніки;
РЗ – радіочастотні завади;
СЗ – симетрична завада;
СК – схема керування;
КЗ – коротке замикання;
ККД – коефіцієнт корисної дії;
КП – коефіцієнт потужності;
МЕК – Міжнародна електротехнічна комісія;
НДС – навмисна силова дія;
НПП – наносекундна імпульсна перешкода;

ПН – перетворювач напруги;
ФНЧ – фільтр нижніх частот;
IGBT – insulated-gate bipolar transistor, біполярний транзистор із ізольованим затвором;
MOSFET – metal-oxide-semiconductor field-effect transistor, польвий уніполрний транзистор з ізольованим затвором;
 VT – транзистоний ключ;
 Δt – проміжок часу;
 U_L – напруга на індукторі;
 T – період
 λ – довжина хвилі
 $k_{зв}$ – коефіцієнт магнітного зв'язку;
 U_{C3} – напруга симетричної завади;
 C_a – паразитна ємність;
 C_i – паразитна міжвиткова ємність;
 $C_{комп}$ – компенсуюча ємність;
 $C_{обм\ сим}$ – паразитна ємність обмоток;
 $C_{сим\ др}$ – паразитна міжвиткова ємність дроселя $L_{сим}$;
 $C_{сим\ 1,2}$ – ємність конденсаторів $C_{сим1}$ та $C_{сим2}$ для зменшення симетричних завад;
 C_D – паразитна ємність р-п переходу діода;
 $L_{др}$ – індуктивність дроселя;
 $L_{вив\ 1,2}$ – індуктивність виводів конденсаторів $C_{сим1}$ та $C_{сим2}$;
 $L_{сим}$ – індуктивність дроселя для зменшення симетричних завад;
 R – опір високочастотних втрат дроселя $L_{сим}$;
 $R_{вив}$ – опір виводів конденсаторів $C_{сим}$;
 $R_{нар}$ – активний опір обмоток дроселя;
 R_f – опір паразитних високочастотних втрат;
 K_{n2} – коефіцієнт передачі;
 f_P – частота послідовного резонансу;
 f_r – резонансна частота дроселя;

f_{gp} – гранична частота;

$f_{pCимдр}$ – резонансна частота паралельного коливального контура;

$I_{вх}$ – вхідний струм;

I_D – джерело струму;

τ_i – тривалість імпульсу;

Z_n – навантаження фільтра;

Z_i – внутрішній імпеданс;

Z_n – вхідний імпеданс;

Z_e – еквівалентний повний опір;

РОЗДІЛ 1

ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ЗАВАДИ ТА ТРАДИЦІЙНІ ЗАСОБИ ЇХ ЗМЕНШЕННЯ У СУЧАСНИХ ТРАНЗИСТОРНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ НАПРУГИ

1.1. Причини утворення електромагнітних завод та способи їх зменшення

Використання електроенергії у сучасному світі характеризується значною різноманітністю та специфічністю споживачів електричної енергії. Різні споживачі вимагають нестандартних параметрів електроенергії: частоти, напруги, кількості фаз, форми напруги тощо. У розвинених країнах близько 40% всієї електроенергії, що виробляється, перед споживанням зазнає перетворення [1].

Разом з тим практичне застосування ключових методів перетворення напруги з використанням ланки напруги постійного струму [2] показало, що такі методи мають серйозні недоліки. Так, типова ланка містить структуру «вхідний випрямляч-ємнісний фільтр-високочастотний перетворювач постійної напруги». Відомо, що в такому випадку від електричної мережі будуть споживатися імпульсні струми несинусоїдальної форми, а в самій мережі електроживлення виникають вищі гармоніки напруги та струму споживання, що погіршує енергетичні показники споживачів, під'єднаних до електромережі, та електромагнітну сумісність (ЕМС) цих споживачів [3-6].

Зважаючи на діапазон частот, в якому проявляються наведені вище негативні процеси, (від 50 Гц до декількох кілогерц), ЕМС у цьому діапазоні частот можна умовно назвати «низькочастотною ЕМС».

Одним з ефективних напрямків вирішення цієї проблеми є використання транзисторних перетворювачів вхідної напруги змінного струму у напругу постійного струму з примусовим формуванням наближеної до синусоїди форми вхідного струму. При цьому покращується не тільки форма вхідного струму, але також зростає вхідний коефіцієнт потужності (КП) до значень, близьких до

одиниці. Такі перетворювачі називають перетворювачами з активною корекцією коефіцієнта потужності (АККП) [7, 8].

Ключові перетворювачі напруги з АККП, так само як і інші типи перетворювачів, що використовують «швидкі» силові ключі на основі IGBT або MOSFET, мають серйозний недолік – вони є генераторами інтенсивних електромагнітних завад у діапазоні частот від десятків кілогерц до десятків і сотень мегагерц [2, 9-12,].

ЕМС на таких високих і дуже високих частотах можна умовно назвати «високочастотною ЕМС», щоб відрізнити її від низькочастотної ЕМС, про яку згадувалося вище.

Проблемами високочастотної ЕМС глибоко і плідно займались І.С. Гурвіч, О.С. Бландова, Henry W. Ott, Donald R.J. White, Shuo Wang, Fred. C. Lee, Willen Gerhardus Odentaal, Jacobus Daniel Van Wyk та ін., а також вітчизняні вчені – Пілінський В.В., Темніков В.О., Швайченко В.Б., Родіонова М.В., Іванов В.О., П'яних Б.Є., Павловський В.О. та інші.

У розвинених країнах жорстко лімітують рівень напруги завад у діапазоні частот від 150 кГц до 30 МГц на електромережному вході будь-якого електро- та радіоелектронного обладнання, яке під'єднане до мережі електроживлення, та рівень електромагнітного поля завад, які випромінює таке обладнання, у діапазоні частот від 30 МГц до 1000 МГц [11]. В Україні теж діють жорсткі норми на рівень високочастотних завад від електротехнічного обладнання та радіоелектронної апаратури [13].

Щодо класу перетворювачів з АККП, про які згадувалося вище, то дослідження показують, що рівень високочастотних завад від цих перетворювачів може досягати 95 дБмкВ [14]. В той же час згадані вище нормативні документи обмежують гранично допустимий рівень таких завад значеннями 60 дБмкВ на частотах від 150 до 500 кГц, та значенням 52 дБмкВ на частотах від 500 кГц до 2 МГц. Це означає, що якщо не вживати спеціальних заходів для зменшення згаданих завад, то їх рівень перевищує гранично допустимий на 35...43 дБмкВ, або, іншими словами, приблизно в 50...150 разів.

Проблемам високочастотної ЕМС у ключових перетворювачах напруги та методам зменшення високочастотних завад від таких перетворювачів присвячено дуже багато робіт. З фундаментальних можна відмітити роботи [14-16].

Аналіз показує, що, для зменшення ЕМЗ, в ПН широко використовують електромережні протизавадні фільтри (ЕПФ). Вони являються “останнім рубежем”, що зменшує завади від перетворювачів у мережі електроживлення до дозволених рівнів.

ЕПФ повинні відповідати цілій низці специфічних і часто суперечливих вимог. Так, робоча напруга фільтра складає 220/380 В, через нього протікає робочий струм від одиниць до сотень ампер, що споживається перетворювачем від мережі, і при цьому падіння напруги промислової частоти (50 або 400 Гц) на контактах фільтра не повинно перевищувати кількох вольт. Одночасно такий фільтр повинен вносити велике і достатньо рівномірне загасання на частотах від десятків кГц до десятків МГц і вище. При цьому бажано, щоб такий фільтр не займав багато місця, був би нескладним у виготовленні та монтажі, невибагливим та надійним у експлуатації.

Вищенаведений аналіз основних показників та параметрів ЕПФ свідчить, що останній складає помітну частину об'єму, маси та вартості перетворювача. Проведені дослідження [17] показали, що вона може сягати 30 %. Крім того, наявність ЕПФ на вході перетворювача зменшує електробезпеку перетворювача, спричинену струмом витоку [18]. Більше того, чинний в Україні стандарт з електробезпеки обмежує струм витоку значенням 0,25 мА для електро- та електронного обладнання, яке не має захисного заземлення або контакту [19].

Проектування та виготовлення ЕПФ з такими малими значеннями струму витоку за умови забезпечення заданих значень внесеного загасання в заданому діапазоні частот додатково збільшує масу, габарити та вартість ЕПФ. Тому з метою економії матеріальних ресурсів актуально і важливо дослідити ефективність таких методів та відповідних їм засобів зменшення завад у перетворювачах

ключового типу, які дозволяють спростити та здешевити схему і конструкцію ЕПФ або навіть зовсім обійтись без використання останніх.

1.2. Загальні відомості про електромагнітні завади у колах електроживлення

Згідно з визначеннями національного стандарту України [20], термін «електромагнітна завада» означає електромагнітне збурення, яке погіршує характеристики обладнання, каналу передавання чи системи. В свою чергу, термін «електромагнітне збурення» означає будь-яке електромагнітне явище, яке може погіршити характеристики пристрою, обладнання чи системи або несприятливо вплинути на живу та неживу матерію.

ЕМЗ діють у вигляді напруги та струмів кондуктивних завад та у вигляді електромагнітного поля завад і характеризуються АЧХ завади, а також діапазоном частот, в якому вони діють [14, 16].

ЕМЗ, які виникають у колах електроживлення, можна розділити на дві категорії - природні (статична електрика, грози, космічне випромінювання, сонячний вітер, тощо) та штучні, до яких можна віднести: індустриальні завади, імпульсні завади, тощо [21-24].

У колах електроживлення основними джерелами ЕМЗ є пристрої, в яких відбувається комутація силового струму, наприклад релейні установки, пускачі, електротранспорт, цехове електрообладнання і станки, а також радіопередавачі, засоби радіонавігації тощо. Під час комутації силового струму виникає швидка зміна струмів і напруг, що, веде до появи електромагнітних завад. Також джерелами ЕМЗ можуть виступати: системи запалювання, зварювальні апарати, медичне обладнання, освітлювальні пристрої, мережеві електродвигуни, ключові перетворювачі напруги та струму, потужні перемикачі, тощо [16].

Основний завадний вплив спричиняють складові спектра ЕМЗ, які діють в тій же смузі частот, що і робочі сигнали електронного пристрою (мікропроцесорного керування, тощо). І без спеціального захисту від ВЧ ЕМЗ

такі завади безперешкодно проходять через вхідні фільтри і далі можуть бути сприйняті як корисний сигнал, в результаті чого підвищується число помилок в каналі передачі інформації, або системах авто керування; такі ЕМЗ можуть спричинити навіть фізичне пошкодження елементів сигнального тракту, або пристрою в цілому [23].

Завадовий вплив на внутрішні кола апаратури спричиняють також зовнішні електромагнітні поля. Така ситуація зазвичай виникає при відсутності у апаратури екрануючого корпусу, або коли екрануючих властивостей такого корпусу недостатньо. При цьому згідно із законом електромагнітної індукції у внутрішніх контурах апаратури наводиться ЕРС завади. Якщо ця ЕРС завади досить велика (наприклад, вище порога, що відокремлює рівень «нуль» від рівня «одиниця» в цифрових системах), в такому випадку можливе порушення функціонування апаратури, або навіть більш серйозні наслідки.

Окремим випадком ЕМЗ, розглянутих вище, є радіочастотні завади (РЗ), тобто електромагнітне збурення, спектральні складники якого містяться у смузі радіочастот, і яке погіршує приймання корисного сигналу [20].

Частина пристроїв генерує РЗ, які мають дискретний спектр, відповідно до свого функціонального призначення (високовольтні установки, гетеродини радіоприймальних пристроїв, апаратура зв'язку і т. п.) [1].

Подібні елементи, що створюють завади, містяться як у механізмах та приладах, в яких комутаційні елементи виконують корисні функції, так і у електроприладах та мережах з електричними дефектами (неякісними контактами, пробиттями та замиканнями кіл, перегоранням запобіжників, світильників і т. п.).

Серед названих є джерела з довготривалою дією або частим повторенням коротких завад (електричні машини, дзвінки з електромагнітними переривачами, телефонні станції тощо) і найбільш масові джерела з одиничними спрацьовуваннями пристроїв (контактні групи реле, перемикачі, замикачі, комутатори, ключі, пересувні струмомічачі, магнітні станції, рубильники та

автомати, вимикачі освітлювальних мереж, штепсельні роз'єми, терморегулятори і т. п.).

Виділення в електричній схемі електропристрою елемента, який утворює заваду, та точок вмикання ЕРС завади дозволяє зобразити джерело завади у вигляді двополюсника з ЕРС E та внутрішнім імпедансом Z_i (активний опір, індуктивність та ємність контактів), навантаженого на Z_n - вхідний імпеданс так званої первинної мережі, що несе заваду, тобто електричної мережі, гальванічно зв'язаної з елементом, який створює заваду.

Така гранично спрощена схема, представляє собою практичний інтерес, оскільки дозволяє оцінити заваду в її первинному вигляді на затискачах елемента, який створює заваду.

Первинна мережа з приєднаними до неї споживачами, які генерують завади, виявляється розподіленою на дві ділянки. Перша ділянка (обмотки електричних машин та реле, внутрішній монтаж пристрою) входить до складу джерела завад, і її високочастотні характеристики враховуються при визначенні внутрішнього імпедансу цього джерела. Друга ділянка є зовнішньою по відношенню до джерела і здійснює або безпосереднє перенесення завади до схеми рецептора, або збуджує складну систему провідників, металевих конструкцій та предметів (вторинні мережі, що несуть завади), які передають енергію завад. Звідси випливає, що приймачем і генератором ЕМЗ можуть виступати як мережа електроживлення, так і пристрої, які до неї підключені.

Кондуктивні завади підрозділяють на симетричні («провід-провід») та несиметричні («провід-земля»).

Характеристики завад, які діють в мережі електроживлення (інтенсивність та їх розподіл за частотою), значною мірою залежать від багатьох чинників – наприклад, від кількості елементів, які підключені до мережі електроживлення і утворюють завади, від характеру завад, що генеруються такими елементами і т. д. Теоретичним та експериментальним дослідженням характеристик завад присвячено надзвичайно багато робіт. З основних можна відмітити роботи [8, 14, 24-31].

Імпеданс Z_i мережі електроживлення на високих частотах є важливим чинником, який значною мірою впливає на рівень завад, які діють у цій мережі. Він залежить від багатьох чинників: довжини електропроводки та площі перерізу дротів, від кількості споживачів, які підключені до мережі електроживлення, і вхідного імпедансу кожного із споживачів. Численні виміри показали, що в діапазоні радіочастот (від 0,15 до 30 МГц) імпеданс мережі електроживлення знаходиться в межах від 30 до 150 Ом [16].

1.3. Сучасні перетворювачі напруги як генератори ЕМЗ та нормативна база в галузі ЕМС

Вище зазначалося, що ключові перетворювачі напруги є джерелом інтенсивних ЕМЗ [32].

ЕМЗ в ключових транзисторних перетворювачах виникають в моменти переходу кожного ключа з закритого стану у відкритий і навпаки. Тобто струм через ключ VT , який відкривається, починає протікати через провід з індуктивністю L_1 ; і при цьому струм змінюється від нуля до робочого (десятьсотні ампер) за проміжок часу $\Delta t \approx 0,01 \dots 0,1$ мкс.

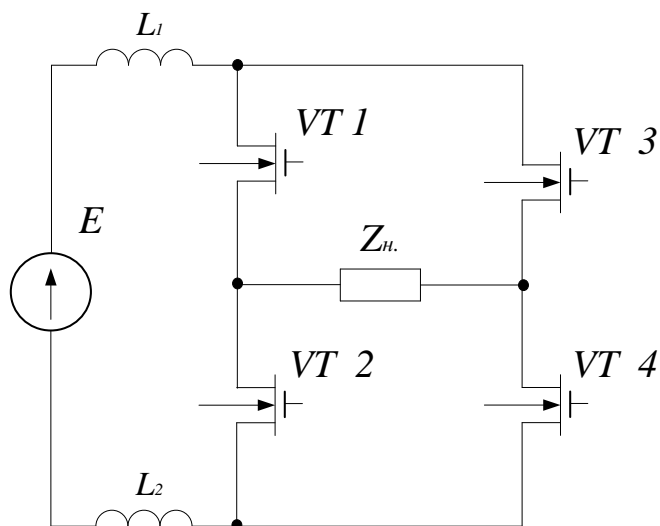


Рис.1.1. Спрощена функціональна схема перетворювача.

При цьому на провіді з індуктивністю L_1 рис.1.1 виникає миттєва напруга

$$U_L = L_1 \cdot \frac{di}{dt} \approx L_1 \cdot \Delta i / \Delta t. \quad (1.1)$$

При типових значеннях $\Delta i = 10 \dots 100$ А, $\Delta t = 0,01 \dots 0,1$ мкс і $L_1 = 0,1 \dots 1$ мкГ напруга U_L буде складати від 10 В до 10 кВ, в залежності від конкретних значень L_1 , Δi та Δt .

Ця напруга, або, точніше, перенапруга, прикладається послідовно з напругою E електроживлення перетворювача до ключа, який закривається, тобто діє між колектором та емітером транзисторного ключа, і таке явище повторюється при кожному відкриванні або закриванні ключа, тобто з тактовою частотою перетворювача.

Отже, періодичний сплеск перенапруги на кожному транзисторному ключі і на проводах електроживлення кожного ключа дають підставу розглядати високочастотний транзисторний перетворювач як генератор електромагнітних завад [33].

Численні дослідження згаданої вище перенапруги показали, що вона має форму періодичної послідовності імпульсів, кожен з яких являє собою два-три періоди згасаючої синусоїди (рис.1.2).

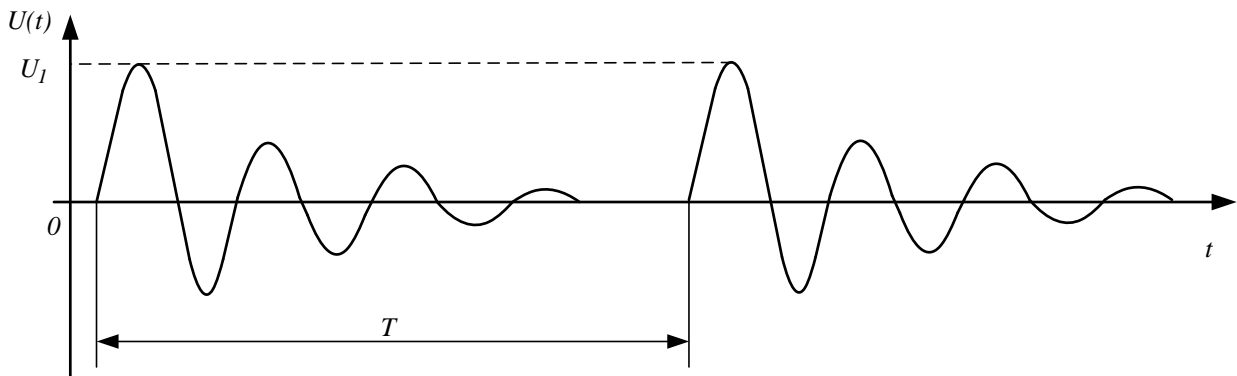


Рис. 1.2. Послідовність імпульсів перенапруги.

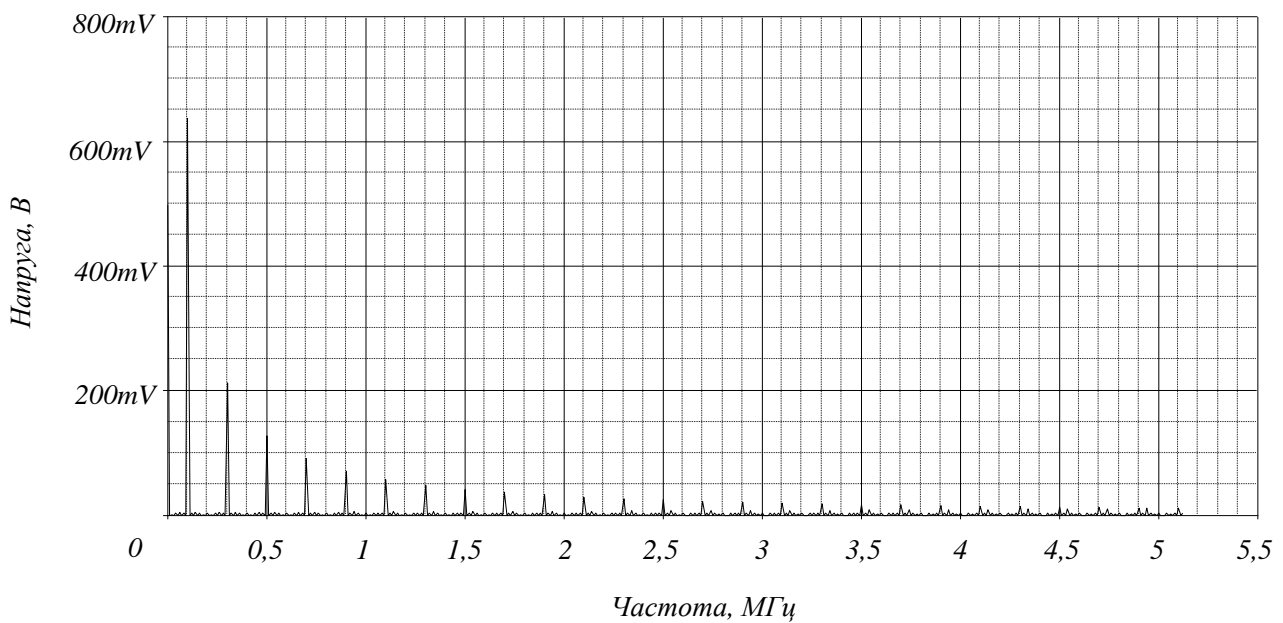


Рис. 1.3. Спектр згасаючого імпульсу зображеного на рис.1.2

Період T являє собою величину, зворотну тактовій частоті перетворювачів; вона зазвичай складає одиниці-десятки кГц, хоча є перетворювачі з тактовою частотою до 1 МГц.

Частота f_0 згасаючої синусоїди складає, як правило 1...10 МГц; ця частота великою мірою залежить від паразитних та конструктивних параметрів перетворювача.

Спектр коливання, зображеного на рис. 1.3 з наведеними вище значеннями T і f_0 має в своєму складі гармоніки з частотами від одиниць-десятків кГц до сотень МГц. Високочастотні гармоніки (з частотами > 100 кГц) легко проникають на вхід перетворювача, приєднаний до мережі електроживлення, і на вихід, приєднаний до споживача. Каналом передачі їм слугують паразитні і конструктивні ємності, які неминуче є в кожній реальній конструкції перетворювача.

Відстань по частоті між сусідніми гармоніками дорівнює тактовій частоті ПН. Гармоніки мають максимальну амплітуду в низькочастотному кінці діапазону, починаючи з тактової частоти ПН, їх амплітуда з підвищенням частоти спадає зі швидкістю приблизно 20 дБ / декаду [34].

Крім «швидких» силових транзисторів, джерелами кондуктивних ЕМЗ в ПН є також діоди силових випрямлячів, тиристорні випрямлячі та регулятори напруги. Спектр генерованих ними кондуктивних ЕМЗ сягає рівнів 120 дБ мкВ і навіть вище на частотах 150...300 кГц; при зростанні частоти інтенсивність завад зменшується зі швидкістю приблизно 20 дБ/октаву [34].

Таким чином, сучасні ПН з точки зору електромагнітної сумісності виступають як джерела інтенсивних ЕМЗ; частоти останніх знаходяться в діапазоні від десятків кГц до десятків МГц і вище.

Дослідження показують, що рівень індустриальних завад від ПН може досягати 100-110 дБмкВ [35]. В той же час чинні нормативні документи обмежують гранично допустимий рівень індустриальних радіозавод значенням 65 дБ на частотах від 150 до 500 кГц, та значенням 60 дБ на частотах від 500 кГц до 30 МГц [13, 38]. Це означає, що, якщо не вживати спеціальних заходів для зменшення індустриальних радіозавод від ПН, то рівень цих завад перевищує гранично допустимий рівень на 40-50 дБ, або, іншими словами, в 100-300 разів.

Отже, високочастотний транзисторний перетворювач можна розглядати з точки зору ЕМС як систему багатьох елементарних генераторів високочастотної напруги (так звані „кондуктивні завади”) і одночасно як систему багатьох елементарних випромінювачів електричного і магнітного поля (так звані „електромагнітні завади”).

Джерела ЕМЗ випромінювання

Різкі перепади напруги на виході ключових елементів ПН та стрибки струму в їхніх колах спричиняють розповсюдження ЕМЗ випромінювання в навколишньому середовищі. Ці завади проявляються у вигляді наведень, причому не тільки в апаратурі, що живиться від даного ПН, але й у апаратурі, гальванічно не зв'язаної з ним. Такі наведення можуть порушити нормальну роботу апаратури і навіть створити аварійну ситуацію.

При розповсюдженні ЕМЗ випромінювання в просторі розрізняють ближню, проміжну та дальню зони, в залежності від співвідношення між r

(відстань від джерела завад до точки, що розглядається) та $\lambda/2\pi$ (λ - довжина хвилі).

Ближня зона, протяжність якої, являє найбільший інтерес при оцінці рівнів ЕМЗ випромінювання, які генеруються ПН. Це пояснюється тим, що в радіусі 2 м від джерела ЕМЗ випромінювання зазвичай розміщена достатньо велика кількість вузлів та блоків іншої апаратури, гальванічно не зв'язаних з даним ПН, але таких, що реагують на вплив наведень від цього ПН. У ближній зоні вплив електричної та магнітної складової електромагнітного поля розглядають окремо, оскільки інтенсивність кожної з цих складових по-різному залежить від відстані між джерелом ЕМЗ випромінювання та точки простору, яку аналізують. В залежності від того, перепади струмів або напруг превалюють у джерелі ЕМЗ випромінювання, переважаючим у ближній зоні є, відповідно, магнітне або електричне поле.

Як приклад джерело ЕМЗ випромінювання – провідник довжиною 4 см зі струмом 10 мА частотою $f = 1$ МГц наводить у рецепторі – провіднику довжиною 1 см, розташованому на відстані 0,5 м від джерела, $ЕРС_{e_e} = 4$ мВ, а у рецепторі – витку площею 1 см^2 - $e_m = 88$ мВ [13]. Якщо взяти до уваги, що у вхідних каскадах чутливої апаратури зазвичай діє напруга порядку одиниць-десятків мкВ, то стає очевидним що наведені вище значення e_e та e_m можуть серйозним чином порушити нормальну роботу такої апаратури.

Нормативна база в галузі ЕМС

Згідно міжнародної класифікації стандарти в галузі ЕМС [16, 37 - 41] поділяють на чотири класи:

1. Базові (Basic EMC standards);
2. Родові (загальні) (Generic EMC standards);
3. Для групи виробів (Product family EMC standards);
4. Для конкретного виробу (Product EMC standards).

Відповідно до визначення ЕМС, як композиції двох складових (несприйнятливості та емісії), випробування і вимірювання проводять, відповідно, на емісію і несприйнятливість.

За способом енергозабезпечення та шляхами поширення високочастотної енергії обладнання поділяють на класи і групи. (табл. 1.1).

Таблиця 1.1

Класифікація обладнання за способом енергозабезпечення та шляхами поширення високочастотної енергії.

Класи, групи	Види мереж, шлях поширення високочастотної енергії
Клас А	обладнання підключене до виробничих і адміністративних мереж
Клас В	обладнання підключене до мереж житлових будинків
Група 1	високочастотна енергія розповсюджується в середині обладнання
Група 2	високочастотна енергія розповсюджується поза обладнанням

У деяких нормативних документах та стандартах контроль значень високочастотних ЕМЗ в силових електромережах обмежують діапазоном частот від 10 кГц до 1000 МГц. В інших стандартах контролю підлягають ЕМЗ у вузькому діапазоні – від 0,15 до 30 МГц. В Табл. 1.2. показані такі базові стандарти в галузі ЕМС.

Таблиця 1.2

Базові міжнародні та європейські стандарти в галузі ЕМС

Міжнародний стандарт	Європейський стандарт	Опис
IEC 61000-4-1	EN 61000-4-1	Загальні зауваження по випробуванням на завадостійкість

IEC 61000-4-6	EN 61000-4-6	Стійкість до кондуктивних завад, наведених радіочастотними електромагнітними полями
IEC 61000-4-16	EN 61000-4-16	Стійкість до кондуктивних завад в діапазоні частот 0-150 КГц
IEC61000-6-1	EN61000-6-1	Стійкість до електромагнітних завад для технічних засобів, які застосовуються в житловій, торговій і промисловій середі
IEC61000-6-2	EN61000-6-2	Стійкість до електромагнітних завад для технічних засобів, які застосовуються в промислових зонах

Таблиця 1.3

Базові вітчизняні стандарти в галузі ЕМС

ДСТУ CISPR 23:2007	Електромагнітна сумісність. Визначення норм для промислового, наукового та медичного обладнання
ДСТУ EN 55022:2014	Обладнання інформаційних технологій. Характеристики радіозавад. Норми та методи вимірювання
ДСТУ IEC 61000-2-4-2002	Електромагнітна сумісність. Частина 2. Електромагнітне оточення. Секція 4. Рівні сумісності для промислового обладнання щодо низькочастотних кондуктивних завад
ДСТУ 3639-97	Сумісність технічних засобів електромагнітна. Фільтри протизавадні. Загальні технічні умови
ДСТУ 3593-97	Сумісність технічних засобів електромагнітна. Джерела електроживлення. Методи випробування на кондуктивні радіозавади
ДСТУ 2793-94	Сумісність технічних засобів електромагнітна. Стійкість до потужних електромагнітних завад. Загальні положення

ДСТУ 3593-97	Сумісність технічних засобів електромагнітна. Джерела електроживлення. Методи випробування на кондуктивні радіозавади
ДСТУ ІЕС/TR 61000-2-3:2008	Електромагнітна сумісність. Частина 2. Електромагнітне оточення та обстановка. Секція 3. Опис електромагнітного оточення та обстановки. Випромінювані та кондуктивні завади, не пов'язані з частотою електромережі (ІЕС/TR 61000-2-3:1992, IDT)

1.4. Критичний огляд протизавадних засобів у сучасних перетворювачах напруги

До основних шляхів та способів зменшення кондуктивних завад та ЕМЗ випромінювання у сучасних перетворювачах напруги (ПН) можна віднести схемотехнічні та конструктивні способи виконання згаданих ПН [33, 42]. Схемотехнічні способи включають в себе такі схемні рішення, які, забезпечуючи всі технічні характеристики та параметри ПН, забезпечують мінімальні рівні його кондуктивних завад та ЕМЗ випромінювання. Яскравим прикладом слугують схеми з т.з. “жорсткою” або “м’якою” комутацією силових ключів ПН.

У жорсткому методі перемикання ключа здійснюється при повній нарузі, що прикладена до ключа, або під час протікання максимального силового струму через ключ. У другого методу комутація ключа виконується в проміжок часу, коли напруга на ключі або струм, що протікає через ключ, близькі до нуля.

Історично перший зі згаданих методів перемикання ключа з’явився раніше і набув широкого розвитку та розповсюдження. До переваги цього методу можна віднести простоту схемної реалізації. Але із збільшенням швидкості перемикання більш нових силових ключів та із зростанням значень напруги, що перемикається ключем, “жорстка” комутація породжує низку проблем, і перш за все – імпульс перенапруги на виході ключа, який залежить від паразитної індуктивності проводів, що підводять живлення до силового ключа. Імпульс

перенапруги повторюється з тактовою частотою перетворювача напруги, тому він спричиняє ЕМЗ значної інтенсивності. Крім того, цей імпульс може вивести з ладу силовий ключ та сусідні з ключем компоненти схеми ПН.

Протягом останніх років широкого використовуються резонансні перетворювачі [43-50], що обумовлено їхніми перевагами порівняно зі звичайними перетворювачами із жорсткими режимами перемикання, а саме: вищою ефективністю, меншим розміром та ваги пасивних компонентів, а також меншим проблем з електромагнітними перешкодами. Завдяки м'яким режимам комутації транзисторів в резонансних перетворювачах, генеровані електромагнітні завади таких перетворювачів є меншими, тому можливі дуже високі частоти перемикань.

Методи керування, які використовуються в перетворювачах, також впливають на електромагнітні завади. Наприклад, широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) є широко використовуваним методом керування в силовій електроніці, який може генерувати електромагнітні перешкоди через, обумовлені різкими фронтами при перемиканні транзисторів. Однак інші методи керування, такі як фазовий метод керування [51] та модуляція щільності імпульсів [52-55], або методи на їх основі [56], можуть зменшити електромагнітні перешкоди завдяки тому, що перемикання транзисторів перетворювача відбувається при нульовій напрузі та/чи нульовому струмі.

Важливим є забезпечення плавного пуску транзисторного перетворювача, з метою зменшення генерованих завад. З цієї причини, розробляються різні підходи при проектуванні перетворювачів, які враховують особливості топологій перетворювачів їх способи керування в залежності від застосувань перетворювача [57-59].

Компонування друкованої плати та схема заземлення також впливають на електромагнітні перешкоди. Погано спроектоване розташування або заземлення може спричинити небажаний зв'язок між різними компонентами, що призведе до підвищення рівня електромагнітних перешкод. Належна ізоляція та

екранування чутливих компонентів також можуть допомогти зменшити електромагнітні перешкоди.

Система фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) може мати як позитивний, так і негативний вплив на електромагнітні перешкоди у резонансних транзисторних перетворювачах. Позитивним є те, що належним чином розроблена та реалізована ФАПЧ може допомогти зменшити електромагнітні перешкоди, забезпечуючи точне керування частотою перемикання перетворювача [60, 61]. Це може допомогти уникнути перемикання на частотах, які можуть спричинити перешкоди іншим електронним пристроям або системам. З іншого боку, погано спроектована або реалізована ФАПЧ може фактично збільшити електромагнітні перешкоди в системі. Загалом, вплив ФАПЧ на електромагнітні перешкоди в транзисторному перетворювачі залежатиме від конкретної конструкції та реалізації ФАПЧ, а також від характеристик схеми перетворювача та навколишнього середовища.

Ефективним схемотехнічним методом зменшення рівня ЕМЗ від ПН з АККП є так званий безфільтровий метод зменшення завад, [12]. Автори показали, що для широкого класу перетворювачів напруги основною причиною несиметричних завад є паразитна ємність C_a між силовими колами перетворювача і його металевим корпусом, і що можна створити такий накопичувальний дросель НД, який буде генерувати від'ємну ємність заданого значення між точками, де діє згадана вище паразитна ємність, і таким чином значною мірою компенсувати паразитну ємність. Це значно зменшить струм несиметричної завади і, як наслідок, напругу завади на електромережному вході перетворювача.

З цією метою автори пропонують виконати НД перетворювача у вигляді двох послідовно з'єднаних обмоток з неоднаковою кількістю витків; обмотки мають бути охоплені сильним магнітним зв'язком (коефіцієнт магнітного зв'язку $k_{зв} \rightarrow 1$) і увімкнені зустрічно, а між точкою з'єднання обмоток і корпусом перетворювача необхідно увімкнути конденсатор ємністю C .

У згаданій вище роботі показано, що для $C=C_a(n-1)$, де n – відношення витків більшої котушки індуктивності до витків меншої котушки індуктивності, $k_{зв} = 1$ і відсутності втрат у конденсатора C відбувається повна компенсація паразитної ємності C_a , внаслідок чого розривається електричне коло для протікання струму завади через вхідний опір вимірювача завад і напруги завад зменшується практично до нуля у всьому регламентованому діапазоні частот. Це означає, що за допомогою такого простого схемотехнічного методу, який потребує лише одного-двох додаткових витків на стандартному НД і конденсатора ємністю $C \approx 1,5...2\text{нФ}$, можна різко зменшити рівень несиметричних завад, генерованих ключовим перетворювачем з НД на вході без використання ЕПФ.

Разом з тим необхідно відмітити, що автори одержали високу ефективність зменшення рівня несиметричних завад від ПН для гранично можливого $k_{зв}$ та ідеального конденсатора без високочастотних втрат.

Зважаючи на простоту і ефективність цього методу зменшення завад, він заслуговує на більш глибокий і детальний розгляд.

Конструктивні методи [62-66] зменшення кондуктивних завад та ЕМЗ випромінювання включають в себе раціональний з точки зору ЕМС монтаж схеми ПН, правильну організацію шляху, яким силовий струм повертається в джерело живлення, правильне заземлення функціональних вузлів та самого ПН [8].

Так, наприклад, ефективним конструктивним засобом зменшення кондуктивних завад є правильне з точки зору ЕМС підведення напруги до силового ключа, або, іншими словами, мінімізація індуктивності проводів, які підводять напругу до ключа.

Річ у тім, що, як згадувалось вище, напруга U_L , яка виникає на кінцях провідника при перемиканні струму, дорівнює:

$$U_L = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (1.2)$$

При заданій швидкості зміни струму (вона визначається швидкодією ключа та характером навантаження) напруга U_L пропорційна індуктивності провідника.

Відомо, що індуктивність провідника прямо пропорційна його довжині та залежить від форми провідника: максимальну індуктивність мають провідники круглої форми, мінімальну індуктивність – плоскі провідники, коли ширина провідника значно перевищує його товщину.

З цих властивостей випливає ще один метод зменшення кондуктивних завад – при конструюванні ПН потрібно розташовувати ключі якомога ближче до клем вхідної напруги, а під'єднувати ключі до джерела напруги потрібно не круглими дротами, а широкими та плоскими шинами.

При такій формі провідників можна здійснити ще один конструктивний захід, який відчутно зменшить індуктивність провідників: наблизити один до одного провідник, по якому струм підтікає до ключа, і провідник, по якому струм повертається в джерело живлення.

Як відомо, сумарна індуктивність системи з двох проводів, розташованих на близькій відстані один від одного, є значно меншою, ніж індуктивність кожного з цих проводів. З фізичної точки зору це пояснюється тим, що магнітне поле одного з провідників, яке виникає завдяки протіканню струму по провіднику від джерела струму до навантаження в значній мірі компенсується магнітним полем, яке виникає навколо другого провідника, оскільки в другому провіднику протікає той самий струм в протилежному напрямі (від навантаження до джерела струму). “Залишкова” індуктивність L_s згаданої вище системи проводів визначається тим, що частина магнітного поля навколо першого та другого провідників не взаємодіє між собою, а розповсюджується в навколишнє середовище. Чим менша відстань між провідниками, тим більша частина магнітного поля взаємно компенсується, і тим меншою стає “залишкова” індуктивність L_s системи проводів. Типове значення L_s для провідників плоскої форми з шириною $b \geq 15$ мм та відстанню h між провідниками $h \leq 2$ мм складає $L_s = 20 - 100$ нГ.

Для сучасних типів польових транзисторів та IGBT такий спосіб підведення напруги до силових ключів ПН є найбільш придатним.

Основним методом зменшення завад випромінювання від ПН є екранування елементів перетворювача [67-71], що створюють завади, та використання трансформаторів з екраном між обмотками [8].

Розрізняють екранування магнітного поля, електричного поля та електромагнітне екранування. Методи екранування в кожному з вказаних випадків різні, тому при розробці екранів для вузлів, що створюють завади, ПН треба мати інформацію про вид поля завад ПН.

Так, екранування магнітного поля потребує наявності безперервної замкненої металевої поверхні навкруги джерела магнітного поля завад. При цьому магнітне поле, що падає на металеву поверхню, створює в ній струми, які, в свою чергу, створюють магнітне поле з протилежним напрямком силових ліній. Результируюче поле залежить від того, яким шляхом потече струм, утворений первинним магнітним полем. За наявності в екрані щілин, отворів, стиків з великим опором, струм, утворений магнітним полем, змушений відхилитися від початкової траєкторії. Це призводить до того, що конфігурація вторинного магнітного поля відрізняється від конфігурації первинного поля, тому повної компенсації вихідного магнітного поля не відбудеться. Як наслідок, навкруги екрану з'явиться залишкове магнітне поле, і екранування буде неповним.

При екрануванні електричного поля замкненість металевого екрану не обов'язкова. Важливо лише, щоб екран мав нульовий потенціал, і щоб еквівалентна ємність "вузол завад – екран" була набагато більшою за еквівалентну ємність "екран – приймач завади". У такому випадку заряди електричного поля завади будуть виходити від джерела завади та входити у металевий екран, не займаючи приймач завади.

Ефект електромагнітного екранування базується на тому, що хвиля електромагнітного поля, яка зустрічає на своєму шляху лист металу, виходить з листа послабленою. Це виникає внаслідок двох чинників:

1) хвиля, що падає на екран, частково відбивається від поверхні екрану, у відповідності з законами заломлення на межі двох серед з неоднаковими значеннями магнітної та діелектричної проникності;

2) проходячи через товщу екрану, електромагнітне поле створює в ньому вихореві струми, що нагрівають матеріал екрану, внаслідок чого виникають так звані втрати на поглинання.

У реальній конструкції ПН іноді важко забезпечити якісне екранування вузлів, що створюють завади. В цьому випадку доцільно помістити в екран всі чутливі до полів завад функціональні вузли – датчики струму, компаратори напруги, кола зворотних зв'язків і т. п. Усі принципи екранування залишаються такими самими, як для вузлів утворення завад ПН.

Поряд з вищенаведеними методами зменшення завад від ПН, широке використання одержали також електромережні протизавадні фільтри [72-73] (ЕПФ). Вони є “останнім рубежем”, що зменшує завади від ПН у мережі електроживлення.

До електромережних фільтрів ставиться ціла низка специфічних і часто суперечливих вимог. Так, фільтр працює під напругою 220/380 В, через нього протікає робочий струм від одиниць до сотень А, який споживається ПН від мережі, і при цьому падіння напруги промислової частоти (50 або 400 Гц) на затискачах фільтра не повинно перевищувати кількох вольт. Одночасно такий фільтр повинен вносити велике і достатньо рівномірне затушення на тих частотах, де завади ПН можуть порушити нормальну роботу радіоприймальних пристроїв, схем контролю та керування - від десятків кГц до десятків МГц і вище. При цьому бажано, щоб такий фільтр не займав багато місця, був нескладним у виготовленні та монтажі, невибагливим та надійним в експлуатації.

Тому проектування та виготовлення ЕПФ є достатньо складним і трудомістким завданням.

Елементи ЕПФ (конденсатори та котушки індуктивності) повинні мати якомога менші паразитні параметри. Так, паразитна індуктивність виводів конденсатора не повинна перевищувати десятків нГн, а міжвиткова ємність

катушки індуктивності – не більше кількох пФ. Це пов'язане з тим, що робочий діапазон частот ЕПФ досягає десятків МГц і вище.

До ємності конденсаторів ЕПФ, які включаються у коло “фаза – корпус”, також пред'являються взаємно протилежні вимоги. З одного боку, чим більша ємність, тим більше загасання вносить ЕПФ у заваду від ПН на низькочастотному кінці діапазону частот, який захищають від завад. Однак при цьому збільшується так званий струм витoku ЕПФ, тобто струм, який може протікати в колі “незаземлений корпус ЕПФ – заземлення”. Цей струм представляє собою небезпеку для людини при одночасному торканні незаземленого корпусу ЕПФ та заземленого обладнання. Тому зазвичай сумарну ємність ЕПФ по колу “фаза – корпус” (таку ємність часто називають несиметричною) обмежують значенням 0,02 - 0,05 мкФ. Слід відзначити, що струм витoku фільтра зменшує електробезпеку пристрою, який одержує електроживлення через фільтр.

Індуктивні елементи ЕПФ для ПН також повинні задовольняти суперечливі вимоги. Так, для збільшення протишумових властивостей ЕПФ слід збільшувати індуктивність його дроселів, що досягається перш за все збільшенням кількості витків. Однак із збільшенням кількості витків зростає міжвиткова ємність дроселя, що призводить до погіршення частотних властивостей індуктивних елементів ЕПФ і до зменшення протишумових властивостей на високих частотах.

Для збільшення індуктивності катушки при відносно невеликій кількості витків використовують намотування катушки на феромагнітне або магнітодіелектричне осердя. Застосування такого осердя дозволяє вирішити деякі проблеми, пов'язані із збільшенням індуктивності, однак при цьому виникають інші проблеми.

До них можна віднести дві головні - частотні властивості матеріалу осердя та насичення осердя під час протікання через катушку з осердям струму вище певного значення.

Перша з названих властивостей не дозволяє використовувати для котушок ЕПФ осердя з трансформаторної сталі або пермалою, хоча ці матеріали мають дуже велике значення початкової та діючої магнітної проникності (від кількох тисяч до десятків тисяч відносних одиниць). Разом з тим таку високу магнітну проникність ці матеріали демонструють на частотах від десятків Гц до десятків кГц.

Значно кращі частотні властивості мають ферити: нікель-марганцеві, які працюють до одиниць МГц, нікель-цинкові – до десятків МГц.

Феритам значною мірою властивий другий з вказаних недоліків. Через невелику індукцію насичення (порядку 0,3...0,4 Тл) такі осердя швидко насичуються при протіканні не дуже значних струмів. Це є великим недоліком котушок на феритових осердях, оскільки вище відмічалось, що за своїм функціональним призначенням ЕПФ для ПН являє собою фільтр нижніх частот, у якого індуктивний елемент ввімкнений послідовно в лінію живлення ПН і по котушці індуктивного елемента протікає весь робочий струм, який споживається ПН від мережі електроживлення.

Для того, щоб запобігти насиченню осердя при протіканні через котушку робочого струму від ПН, в якості індуктивних елементів ЕПФ використовують дроселі з компенсацією робочого струму. Вона досягається зустрічним включенням котушок, по яких протікає робочий струм ПН.

Слід також відзначити, що правильна робота ЕПФ, у якому застосовані дроселі без компенсації робочого струму, вимагає врахування особливостей реакції дроселя фільтра на форму цього струму. Без такого врахування ЕПФ може перетворитися на генератор завад [74].

Висновки до розділу 1

1. Критичний аналіз інформації щодо електромагнітних завад у колах електроживлення, показав, що ЕМЗ є електромагнітним збуренням, яке погіршує характеристики обладнання, каналу передавача чи системи. ЕМЗ діють у вигляді напруги та струмів кондуктивних завад і у вигляді електромагнітного поля завад.

У колах електроживлення основними джерелами ЕМЗ є пристрої, в яких відбувається комутація силового струму.

2. Проведений аналіз досліджень і публікацій вітчизняних та закордонних вчених, присвячених проблемам ЕМЗ, які виникають в процесі роботи ПН, показав, що ключові перетворювачі напруги є генераторами інтенсивних електромагнітних завад в діапазоні частот від десятків кілогерц до десятків та сотень мегагерц. Рівень цих завад може досягти 100-110 дБмкВ. Чинні нормативні документи обмежують значення допустимого рівня завад значенням 65 дБмкВ на частотах від 150 до 500 кГц, і значенням 60 дБмкВ на частотах від 500 кГц до 30 МГц.

3. Ефективність традиційних протизавадних засобів, якими є ЕПФ, обмежена власними паразитними параметрами і перш за все міжвитковою ємністю дроселя. Крім того, ЕПФ займають помітну частину об'єму, маси та вартості перетворювача і зменшують його електробезпеку. Ефективним протизавадним засобом є так званий безфільтровий метод зменшення завад. Він значно спрощує вимоги до ЕПФ, а багатьох випадках дозволяє зовсім обійтись без використання фільтрів.

РОЗДІЛ 2

ПРОТИЗАВАДНІ ФІЛЬТРИ У КОЛАХ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЯК ЗАСІБ ПОКРАЩЕННЯ ПОКАЗНИКІВ ЕМС

2.1 Власні та взаємні паразитні параметри протизавадних фільтрів

Вище було показано, що перетворювачі напруги в системах силового електроживлення працюють в ключовому режимі і генерують інтенсивні кондуктивні завади зі спектром, який простягається від частот перемикання до 30 МГц і вище. Щоб зменшити рівень цих завад до прийняттого, часто необхідне застосування одно - або дволанкових протизавадних фільтрів. Тому в приладах силової електроніки фільтр електромагнітних завад (протизавадний фільтр) є необхідною проміжною ланкою між силовою мережею та джерелами електроживлення. Типовий одноланковий протизавадний фільтр, який застосовується для однофазних джерел електроживлення, показаний на рис.2.1. [75].

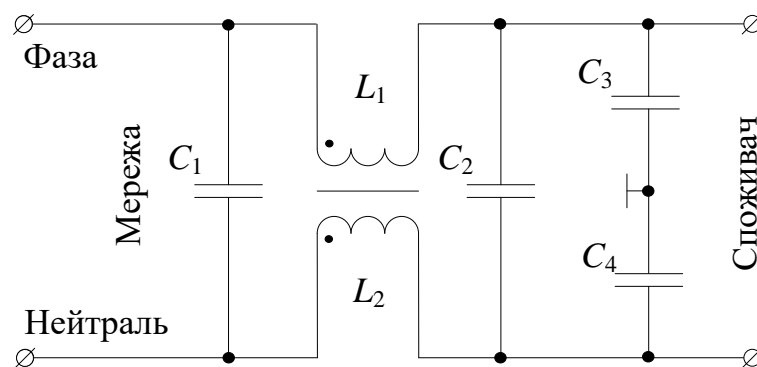


Рис. 2.1. Принципова схема одноланкового протизавадного фільтра.

На рис. 2.1 C_1 і C_2 – конденсатори для зменшення симетричних завад; C_3 і C_4 – конденсатори для зменшення несиметричних завад; L_1 і L_2 – обмотки двопровідного дроселя.

Дві обмотки дроселя намотані на двох половинах кільцевого осерддя з фериту, що має високу магнітну проникність. Обмотки мають рівну кількість витків і намотані так, що магнітні потоки, які спричиняє струм несиметричної

завади, у обох обмотках мають однакові миттєві значення і напрямки. Ємність конденсаторів C_1 і C_2 на рис. 2.1 вибрана такою, щоб на робочій частоті фільтра ємнісний опір цих конденсаторів був значно меншим за індуктивний опір котушок індуктивності L_1 та L_2 ; отже, для подальшого аналізу схеми на рис. 2.1 можна наближено замінити конденсатори C_1 і C_2 звичайними перемичками (рис. 2.2). Тому індуктивність $L_{НС}$ для несиметричної завади є індуктивністю двох магнітно пов'язаних обмоток L_1 та L_2 , увімкнених узгоджено і паралельно (рис. 2.2).

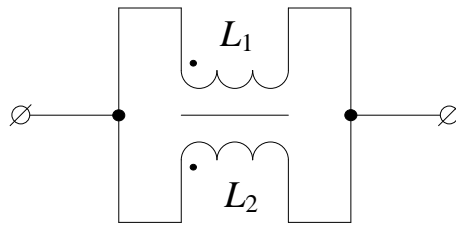


Рис. 2.2 Індуктивність $L_{НС}$.

Визначимо еквівалентну індуктивність двополюсника, зображеного на (рис. 2.2).

В роботі [76] проаналізовано випадок паралельного з'єднання двох обмоток з магнітним зв'язком між ними, увімкнених узгоджено. Показано, що еквівалентний повний опір Z_e цього двополюсника дорівнює

$$Z_e = \frac{Z_1 \cdot Z_2 - Z_M^2}{Z_1 + Z_2 - 2 \cdot Z_M}, \quad (2.1)$$

де з формули Z_1 і Z_2 – відповідно, повні опори першої та другої котушок індуктивності, $Z_M = j\omega M$ - повний опір взаємної індукції.

Неважко показати, що при сильному магнітному зв'язку між обмотками:

$$Z_M = j\omega M \rightarrow j\omega L, \quad (2.2)$$

де $L = L_1 = L_2$ індуктивність кожної з двох однакових обмоток.

Справді, з виразу для коефіцієнта магнітного зв'язку $k_{зв}$ між двома магнітно пов'язаними контурами з індуктивностями L_1 та L_2 і взаємною індуктивністю M [77]

$$k_{3\phi} = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}, \quad (2.3)$$

де з формули 2.3 витікає, що при $L = L_1 = L_2$, звідки

$$k_{3\phi} = \frac{M}{L} \quad (2.4)$$

Оскільки при сильному магнітному зв'язку $k_{3\phi} \rightarrow 1$ [77], то це означає, що при цьому $M \rightarrow L$, отже вираз (2.4) є справедливим.

Повернувшись до виразу 2.1 розглянемо його для випадку коли $Z_1 = Z_2 = Z = R + j\omega L$.

Підставивши ці дані у вираз 2.1, після нескладних перетворень одержимо:

$$Z_e = 0,5R + j\omega L. \quad (2.5)$$

З виразу (2.5) витікає, що при сильному магнітному зв'язку між обмотками індуктивна складова X_e повного опору Z_e двополюсника

$$X_e \rightarrow X_M = X_L = j\omega L. \quad (2.6)$$

Це означає, що еквівалентна індуктивність двополюсника, зображеного на рис. 2.2, наближається до значення L індуктивності кожної з обмоток.

Отже, в колі несиметричної завади буде діяти повна індуктивність обмоток $L_{не} = L_1 = L_2$ (рис. 2.1).

В той же час для струму симетричної завади, так само, як і для силового струму, обмотки увімкнені зустрічно. Тому магнітні потоки, спричинені таким струмом, взаємно компенсуються, і сумарна індуктивність $L_{сим}$ для зменшення симетричної завади є лише індуктивністю розсіювання цих обмоток.

Відомо, [26, 78-82], що існують два типи паразитних параметрів у схемах фільтрів: власні паразитні та взаємні паразитні параметри. Власні паразитні параметри елементів, такі як еквівалентна індуктивність виводів конденсаторів $L_{вив}$ та еквівалентна паразитна міжвиткова ємність котушок індуктивності $C_{обм}$, визначають характеристики цих елементів на високих частотах. Взаємні паразитні параметри існують між будь-якими елементами фільтра та доріжками друкованих плат, а також між різними доріжками друкованої плати. Для фільтра, зображеного на рис. 2.1, показані еквівалентні схеми для зменшення симетричної

рис. 2.3, а) та несиметричної рис. 2.3,б) завод; крім того, на цих схемах показані паразитні параметри фільтрів.

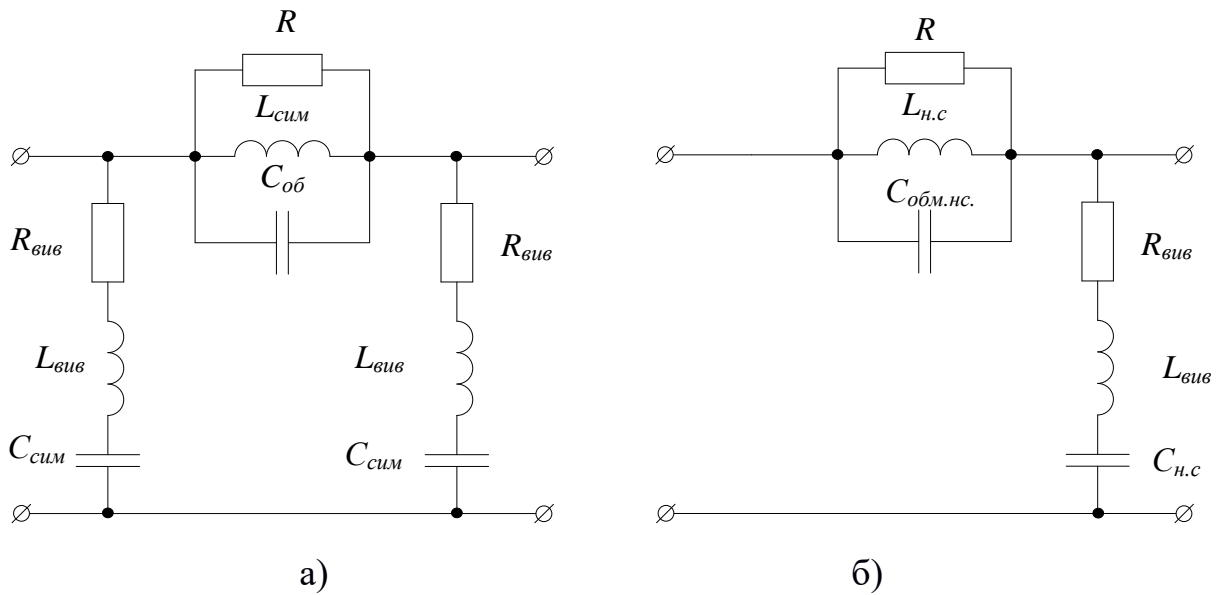


Рис. 2.3. Еквівалентні схеми для зменшення: а) симетричних, б) несиметричних завод.

На рис. 2.4 показані графіки коефіцієнта передачі (у дБ) фільтра для несиметричних завод в діапазоні частот 100 кГц ... 30 МГц [79].

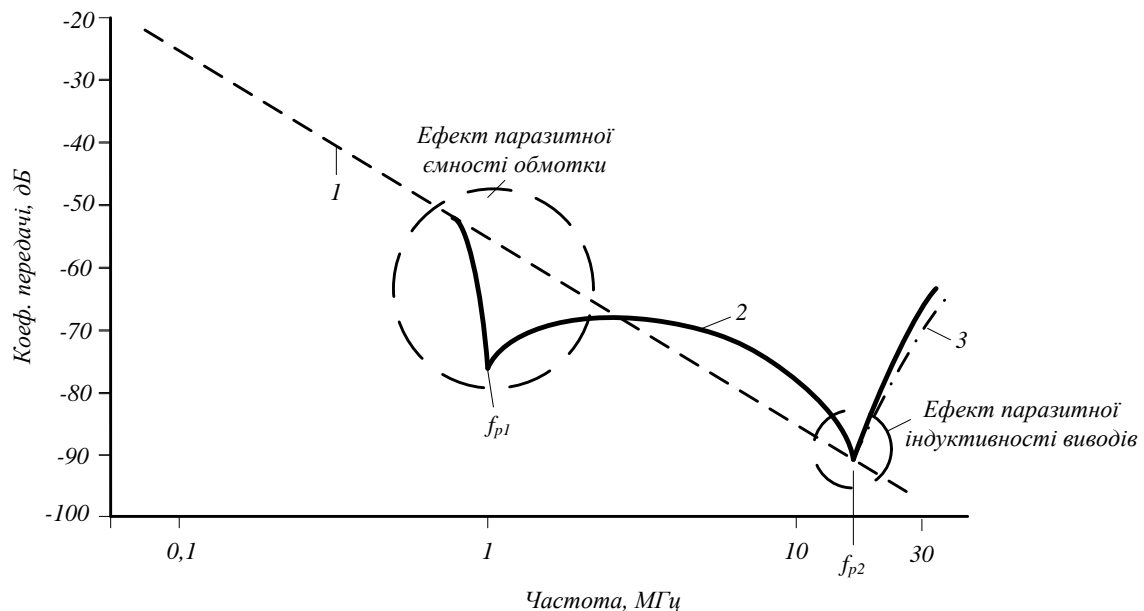


Рис. 2.4. Графіки коефіцієнта передачі фільтра для несиметричних завод в діапазоні частот 100 кГц ... 30 МГц.

На рис. 2.4 лінія 1 показує коефіцієнт передачі фільтра з ідеальними конденсаторами та котушкою індуктивності ($C_{обм} = 0, L_{вив} = 0$); лінія 2 – результат моделювання за допомогою пакета програм PSpice з урахуванням власних паразитних параметрів: $C_{обм\ нс}$ у котушці індуктивності $L_{нс}$, та $L_{обм\ нс}$ у конденсаторі $C_{нс}$; лінія 3 – результат вимірів коефіцієнта передачі реального фільтра для несиметричних завод.

З порівняння кривих 2 і 3 на рис. 2.4 видно, що виміряні значення коефіцієнта передачі в діапазоні частот до 30 МГц добре узгоджуються з результатами електронного моделювання при врахуванні власних паразитних параметрів компонентів фільтра для несиметричних завод. Розрахунки показують, що частота f_{P1} рис. 2.4 є частотою паралельного резонансу між індуктивністю $L_{нс}$ дроселя та паразитною ємністю $C_{обм\ нс}$ обмотки цього дроселя, а частота f_{P2} – це частота послідовного резонансу між еквівалентною ємністю $2C$ у двох несиметричних конденсаторів C_3 і C_4 рис. 2.4 та еквівалентною індуктивністю $L_{обм\ нс}/2$ рис. 2.3, б). Це свідчить про те, що в діапазоні частот до 30 МГц внесене фільтром загасання для несиметричної завади визначають його власні паразитні параметри. Для збільшення внесеного загасання фільтра на високих частотах вище частоти f_{P1} на рис. 2.4 потрібно зменшувати ємність $C_{обм}$ обмотки дроселя.

На рис. 2.5 показані графіки коефіцієнта передачі фільтра для симетричних завод (див. рис. 2.3, а).

На цих графіках лінія 1 показує коефіцієнт передачі фільтра з ідеальними конденсаторами та котушкою індуктивності; лінія 2 – результат моделювання за допомогою пакета програм PSpice з урахуванням власних паразитних параметрів: $C_{обм\ сим}$ у котушці індуктивності $L_{сим}$ та індуктивності виводів $L_{обм\ сим}$ у конденсаторі $C_{сим}$ див. рис. 2.3, а); лінія 3 – результати вимірів коефіцієнта передачі фільтра для симетричних завод.

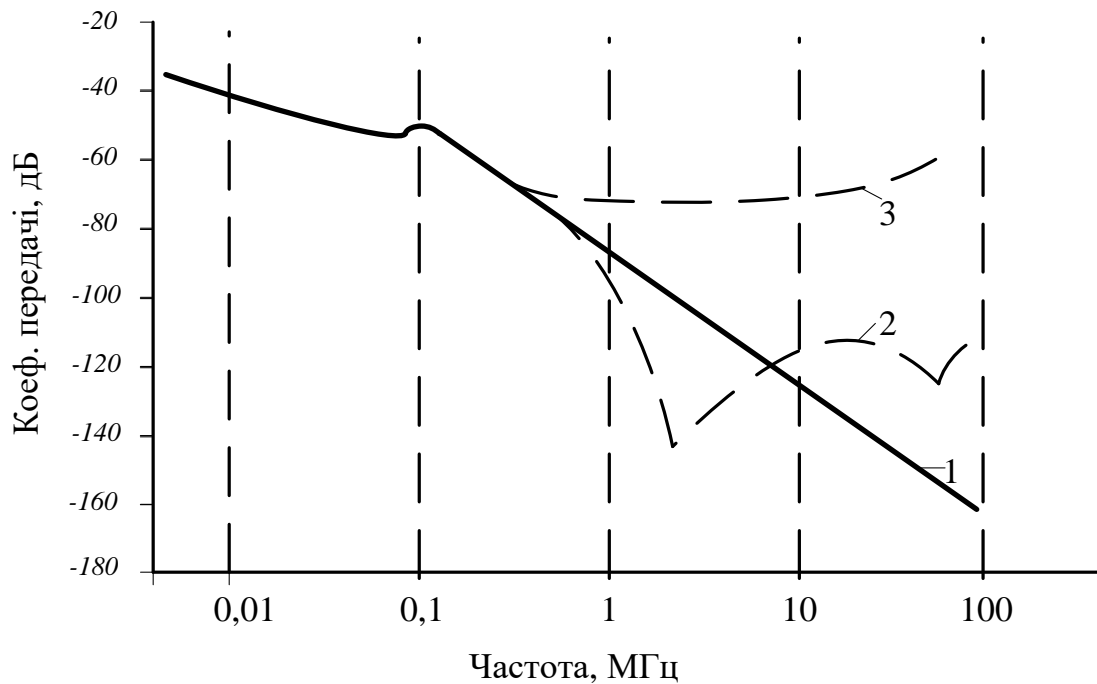


Рис. 2.5. Графіки коефіцієнта передачі фільтра для симетричних заводів.

З порівняння кривих 2 і 3 на рис. 2.5 видно, що виміряні значення коефіцієнта передачі значно відрізняються від значень, одержаних шляхом електронного моделювання, на частотах, вищих за 400 ... 500 кГц.

Це означає, що внесене фільтром загасання для симетричної завади визначають взаємні паразитні параметри. Тому для покращення роботи цього фільтра на частотах вищих за 400 ... 500 кГц треба в першу чергу зменшувати паразитні взаємні зв'язки, після чого слід зменшити паразитну індуктивність виводів конденсаторів.

2.2. Вплив магнітного зв'язку між індуктивностями виводів вхідних та вихідних конденсаторів у протишумних фільтрах на внесене загасання фільтрів

Як відомо, основними показниками протишумного фільтра є загасання, внесене фільтром у симетричну та несиметричну заваду, а також діапазон частот, в якому ефективно працює протишумний фільтр [75]. В підрозділі 2.1 було

показано, що обидва згадані показники залежать від власних та взаємних паразитних параметрів елементів протизавадних фільтрів.

Значний негативний вплив на загасання, внесене протизавадним фільтром у симетричну заваду, спричиняє також магнітний зв'язок M_3 між індуктивностями виводів вхідного та вихідного конденсаторів фільтра $C_{сим1}$ та $C_{сим2}$ (рис. 2.6).

Розглянемо це питання більш детально.

На рис. 2.6 показані ідеалізована схема фільтра для зменшення симетричних завад (рис. 2.6, а), та його еквівалентна схема з урахуванням паразитних параметрів (рис. 2.6, б). На вході фільтра діє напруга U_{C3} симетричної завади.

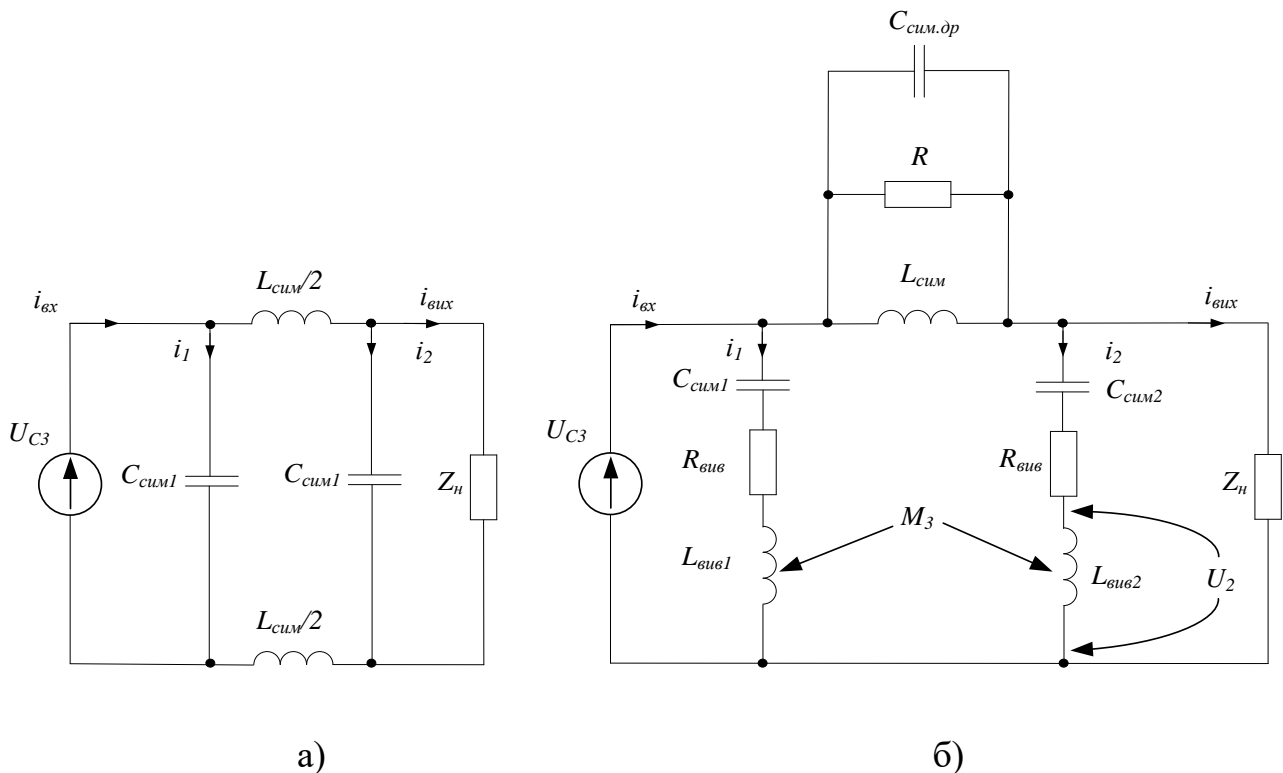


Рис. 2.6. Ідеалізована схема фільтра для зменшення симетричних завад а), еквівалентна схема з урахуванням паразитних параметрів б).

На рис. 2.6 прийняті такі позначення:

U_{C3} – напруга симетричної завади;

$C_{сим.др}$ – паразитна міжвиткова ємність дроселя $L_{сим}$;

$C_{сим1,2}$ – ємність конденсаторів $C_{сим1}$ та $C_{сим2}$ для зменшення симетричних завад;

$L_{\text{вив}1,2}$ – індуктивність виводів конденсаторів $C_{\text{сим}1}$ та $C_{\text{сим}2}$;

$L_{\text{сим}}$ – індуктивність дроселя для зменшення симетричних завад;

R – опір високочастотних втрат дроселя $L_{\text{сим}}$;

$R_{\text{вив}}$ – опір виводів конденсаторів $C_{\text{сим}}$;

$Z_{\text{н}}$ – навантаження фільтра.

У відповідності до законів, які діють у електричних колах з індуктивним зв'язком [83], напругу U_2 можна записати у вигляді:

$$\dot{U}_2 = j\omega \dot{I}_2 \cdot L_{\text{вив}2} \pm \dot{I}_1 j\omega M_3, \quad (2.7)$$

де з формули \dot{I}_1 – комплекс струму i_1 (рис. 2.6); \dot{I}_2 – комплекс струму i_2 , який протікає по гілці $C_{\text{сим}2} - R_{\text{вив}} - L_{\text{вив}2}$ під дією джерела напруги U_{C3} при відсутності магнітного зв'язку M_3 (рис. 2.6, б).

Знак перед другим доданком у виразі (2.7) залежить від узгодженого чи зустрічного напрямку струмів \dot{I}_1 та \dot{I}_2 .

Вираз (2.6) можна записати так:

$$\dot{U}_2 = j\omega \dot{I}_2 (L_{\text{вив}2} \pm \dot{I}_1 / \dot{I}_2 M_3) \quad (2.8)$$

З виразу (2.8) витікає, що при наявності магнітного зв'язку M_3 еквівалентна індуктивність L_{e2} виводів конденсатора $C_{\text{сим}2}$ (2.7, б) зміниться:

$$L_{e2} = L_{\text{вив}2} \pm \dot{I}_1 / \dot{I}_2 M_3 \quad (2.9)$$

Розглядаючи співмножник \dot{I}_1 / \dot{I}_2 як комплекс, маємо:

$$\dot{I}_1 / \dot{I}_2 = \pm \text{Re} \left(\dot{I}_1 / \dot{I}_2 \right) \pm j \text{Im} \left(\dot{I}_1 / \dot{I}_2 \right) \quad (2.10)$$

Провівши нескладні перетворення виразу (2.8) з урахуванням (2.10) одержимо вираз:

$$L_{\text{екв.вив}2} = L_{\text{вив}2} \pm \text{Re} \left(\dot{I}_1 / \dot{I}_2 \right) \cdot M_3 \quad (2.11)$$

Знак перед другим доданком у виразі (2.11) залежить від знаку перед виразом $\text{Re}\left(\dot{I}_1/\dot{I}_2\right)$ та від знаку M_3 (узгоджене чи зустрічне увімкнення котушок індуктивності $L_{\text{вив}1}$ та $L_{\text{вив}2}$).

Якщо M_3 та $\text{Re}\left(\dot{I}_1/\dot{I}_2\right)$ – однакові, тоді перейдемо до виразу:

$$L_{\text{екв.вив}2} = |M_3| \cdot \left| \text{Re}\left(\dot{I}_1/\dot{I}_2\right) \right| \quad (2.12)$$

1. Визначення магнітного зв'язку M_3

Два симетричних конденсатори $C_{\text{сим}1}$: $C_{\text{сим}2}$, розташовані на друкованій платі на відстані x один від одного, з точки зору магнітного зв'язку M_3 між індуктивностями їх виводів $L_{\text{вив}1}$, $L_{\text{вив}2}$ (рис. 2.6, б) на частотах, вищих за резонансну частоту конденсаторів, можна спрощено представити так (рис. 2.7):

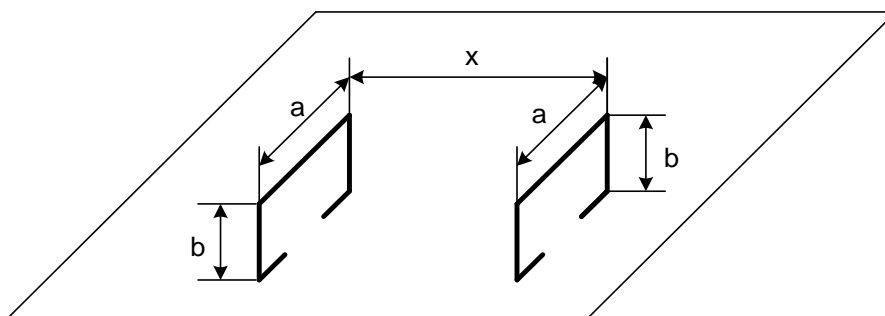


Рис. 2.7. Спрощене представлення конденсаторів.

На рис. 2.7 буквами a та b позначено геометричні розміри конденсаторів, відповідно довжина та висота конденсаторів $C_{\text{сим}1}$ і $C_{\text{сим}2}$; x – відстань між центрами конденсаторів $C_{\text{сим}1}$ і $C_{\text{сим}2}$;

У роботі [84] розглянуто такий випадок і наведено вираз для взаємної індуктивності M :

$$M = \frac{\mu_0}{\pi} \left[a \cdot \ln\left(\frac{a+d_1}{a+D} \cdot \frac{d_2}{x}\right) + b \cdot \ln\left(\frac{a+d_2}{a+D} \cdot \frac{d_2}{x}\right) + 2(D-d_1-d_2+x) \right], \quad (2.13)$$

де a і b – сторони прямокутників на рис.2.7;

$$d_1 = \sqrt{a^2 + x^2}; \quad d_2 = \sqrt{b^2 + x^2}; \quad D = \sqrt{a^2 + b^2 + x^2};$$

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ – абсолютна магнітна проникність вакууму.

Якщо у вираз (2.13) підставити типові геометричні розміри конденсаторів $C_{сим1}$ та $C_{сим2}$ ($a = 17\text{мм}$, $b = 15\text{ мм}$) та типову відстань $x = 25\text{ мм}$ між конденсаторами, то після нескладних обчислень одержимо, що магнітний зв'язок

$$M = M_3 \approx 0,59\text{ нГ}.$$

2. Визначення співмножника $\text{Re}\left(\dot{I}_1/\dot{I}_2\right)$.

З розгляду схеми на рис. 2.6, б видно, що вона складається з двох послідовних резонансних контурів і паралельного резонансного контура, який увімкнений між послідовними контурами. Тому математичний запис виразів для комплексів струмів \dot{I}_1 та \dot{I}_2 у загальному вигляді для всього діапазону частот від 100 кГц до 30 МГц буде дуже громіздким і мало придатним для подальшого аналізу. З метою спрощення виразів для комплексів струмів \dot{I}_1 та \dot{I}_2 доцільно розбити згаданий діапазон частот на декілька піддіапазонів, і тоді в кожному з піддіапазонів еквівалентна схема фільтра, зображеного на рис. 2.6, значно спроститься.

Аналіз показує, що доцільно весь діапазон частот розбити на такі піддіапазони:

$$1) 100\text{кГц} < f < f_{pCимдр} = 1..2\text{ МГц}, \quad (2.14)$$

де $f_{pCимдр}$ - резонансна частота паралельного коливального контура на схемі рис. 2.6, б;

$$2) f_{pCсимдр} < f < f_{pCсим}, \quad (2.15)$$

де $f_{pCсим}$ - резонансна частота послідовних контурів на схемі 2.8 б; зазвичай цей піддіапазон простягається від 1..2МГц до 10..20 МГц;

$$3) f_{pCсим} < f \leq 30\text{ МГц}. \quad (2.16)$$

Піддіапазон $100\text{ кГц} < f < f_{pCимдр}$ є малоцікавим для дослідження, оскільки на таких частотах паразитні зв'язки між елементами схеми, зображеної на, рис.2.6, б, практично не проявляються. Тому зосередимо нашу увагу на розгляді струмів та у піддіапазонах (2.15) та (2.16).

2.1. Піддіапазон частот $f_{pCимдр} < f < f_{pCсим}$

В такому діапазоні частот схему на рис.2.6 можна спростити:

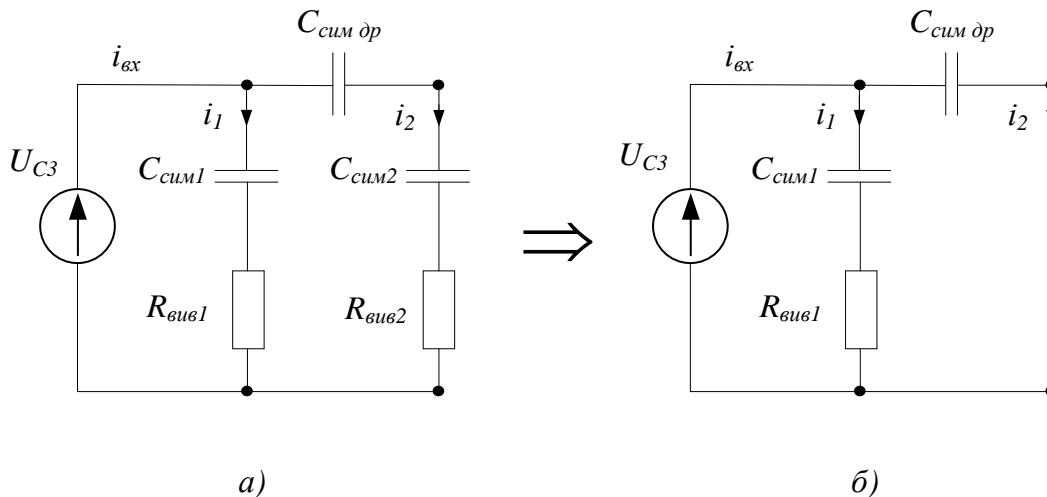


Рис. 2.8. Спрощення еквівалентної схеми (перехід від схеми а до схеми б).

Спрощення еквівалентної схеми фільтра можливе через те, що на частотах, більших від частоти паралельного резонансу у дроселі фільтра, згаданий дросель можна наближено замінити паразитною ємністю його обмотки $C_{симдр}$. В той же час на частотах, менших від частоти послідовного резонансу у конденсаторах $C_{сим1}$ і $C_{сим2}$ ці конденсатори можна наближено замінити колами з послідовно з'єднаних елементів $C_{сим}$ та $R_{вув}$ (див. рис. 2.8, а). Крім того, оскільки, як правило, у фільтрах виконуються нерівність $C_{симдр} \ll C_{сим}$ та, $\frac{1}{\omega \cdot C_{симдр}} \gg R_{вув2}$, то послідовне з'єднання конденсаторів $C_{симдр}$, $C_{сим2}$ і резистора $R_{вув2}$ у схемі на рис.2.8, а) можна без великої похибки замінити одним конденсатором з ємністю $C_{симдр}$ (див. рис. 2.8, б).

Провівши нескладний розрахунок схеми на рис. 2.8, б, одержимо, що

$$\dot{I}_1 / \dot{I}_2 = \frac{1 - j\omega R_{вув1} \cdot C_{сим1} \cdot \frac{C_{сим1}}{C_{симдр}}}{1 + \omega R_{вув1} \cdot C_{сим1}} \quad (2.17)$$

Знайдемо $\text{Re}(\dot{I}_1 / \dot{I}_2)$, яке буде дорівнювати:

$$\text{Re}(\dot{I}_1 / \dot{I}_2) = \frac{1}{1 + (\omega R_{вув1} \cdot C_{сим1})} \cdot \frac{C_{сим1}}{C_{симдр}} \quad (2.18)$$

Підставивши у вираз (2.18) типові значення для $C_{сим1}$, $C_{симдр}$, можемо одержати для діапазона частот (2.15) числове значення $\text{Re}\left(\dot{I}_1/\dot{I}_2\right)$. Так, наприклад, для типових значень $C_{сим1} = 100\text{нф}$, $C_{симдр} = 100\text{пФ}$, $R_{виѳ1} = 1\text{ Ом}$ одержимо, що в діапазоні частот вираз (2.18) буде мати значення:

$$\text{Re}\left(\dot{I}_1/\dot{I}_2\right) = 137\dots443 \quad (2.19)$$

Повертаючись до виразу (2.8), бачимо, що таке значення $\text{Re}\left(\dot{I}_1/\dot{I}_2\right)$ у сотні разів збільшує паразитну індуктивність $L_{виѳ2}$ у конденсаторі $C_{сим2}$.

2.2. Діапазон частот $f_{pCсим} < f \leq 30\text{ МГц}$

Застосувавши підхід, аналогічний п.2.1, одержимо спрощену еквівалентну схему фільтра у діапазоні частот $f_{pCсим} < f \leq 30\text{ МГц}$ (рис. 2.9, а):

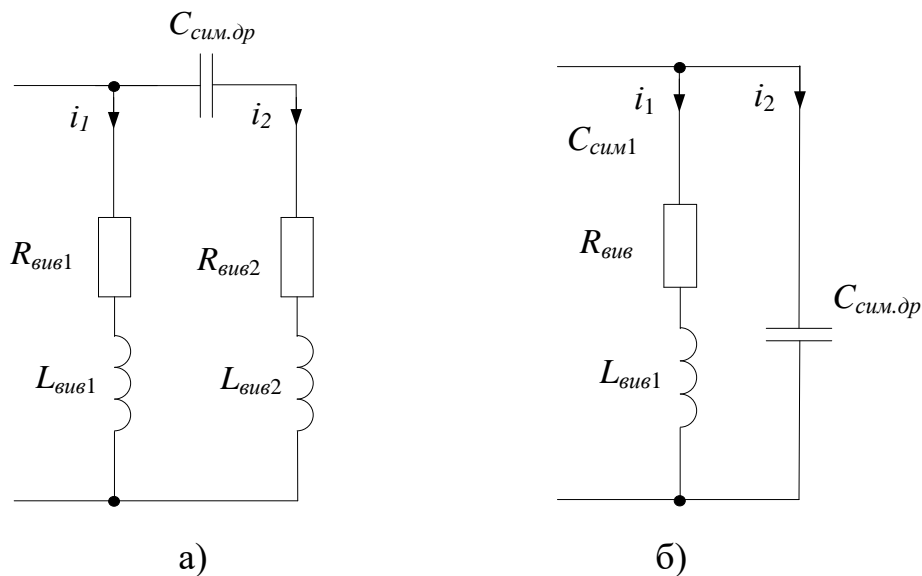


Рис. 2.9. Спрощення еквівалентної схеми фільтра для діапазону частот $f_{pCсим} < f \leq 30\text{ МГц}$ показаний перехід від схеми а) до схеми б).

З розгляду рис. 2.9, а) видно, що права гілка є послідовний резонансний контур. Для типових значень $C_{симдр} = 60\dots300\text{ пФ}$, $L_{виѳ2} = 1\dots10\text{ нГ}$ резонансна частота $f_{0 посл.}$ цього контуру буде знаходитись у межах $f_{0 посл.} = 53\dots290\text{ МГц}$. Це означає, що на частотах, які не перевищують 30 МГц , схему на рис. 2.9, а) можна додатково спростити (рис. 2.9, б).

З розгляду рис. 2.9, б) видно, що це є паралельний резонансний контур, у якому резистор $R_{ви62}$ замінений короткою, оскільки на частотах до 30 МГц виконується нерівність:

$$\frac{1}{\omega \cdot C_{сим.др}} \gg R_{ви62}. \quad (2.20)$$

Аналіз схеми на рис.2.9, б) показує, що:

$$\left| \operatorname{Re} \left(\dot{I}_1 / \dot{I}_2 \right) \right| = \frac{\omega_0^2}{\omega^2 + \left(\frac{R_{ви61}}{L_{ви61}} \right)^2}, \quad \text{де} \quad \omega_0^2 = \frac{1}{\sqrt{L_{ви61} \cdot C_{сим.др}}} - \text{частота резонансу між}$$

індуктивністю виводів $L_{сим1}$ конденсатора $C_{сим1}$ і паразитною ємністю $C_{сим др}$ дроселя $L_{сим}$ (див. схему на рис. 2.6); $\omega = 2\pi f$.

В діапазоні частот, наприклад, 20..30МГц для типових значень $C_{сим др} = 100$ пФ, $L_{ви61} = 1..10$ нГ, $R_{ви61} = 1$ Ом одержимо, що:

$$\left| \operatorname{Re} \left(\dot{I}_1 / \dot{I}_2 \right) \right| = 10..100 \quad (2.21)$$

Повертаючись до виразу (2.8), бачимо, що таке значення $\left| \operatorname{Re} \left(\dot{I}_1 / \dot{I}_2 \right) \right|$ у десять-сто разів збільшує вплив магнітного зв'язку збільшує паразитну індуктивність $L_{ви62}$ у конденсаторі $C_{сим2}$.

Для вивчення дії зв'язку M_3 в роботі [79] був описаний експеримент, який включав у себе два вимірювання коефіцієнта передачі K_n фільтра, схема електрична принципова якого зображена на рис.2.6.

При першому вимірюванні визначили коефіцієнт передачі K_{n1} фільтра на схемі рис. 2.6 у діапазоні частот від 100кГц до 30МГц. Перед проведенням другого вимірювання від схеми фільтра від'єднали котушку індуктивності $L_{сим}$ рис. 2.6; при цьому магнітне осердя з обмотками залишився розміщене на друкованій платі між конденсаторами $C_{сим1}$ та $C_{сим2}$, оскільки згадане осердя впливає на конфігурацію магнітного поля. Після цього знову виміряли коефіцієнт передачі K_{n2} у схемі фільтра з від'єднаними обмотками котушок індуктивності.

Треба відмітити, що після від'єднання дроселя у схемі рис.2.6. високочастотна енергія зі входу на вихід фільтра може передаватись, в основному, лише завдяки магнітному зв'язку M_3 , оскільки після від'єднання дроселя гальванічний або електричний зв'язок між конденсаторами $C_{сум1}$ та $C_{сум2}$ втрачається.

Результати обох вимірів показані на рис. 2.10. З розгляду двох кривих на рис. 2.10 видно, що вони практично збігаються на частотах, вищих за 1 МГц. Це свідчить про те, що високочастотний струм завади проникає зі входу на вихід фільтра, через індуктивний зв'язок M_3 замість того, щоб проходити через котушку індуктивності $L_{сум}$ (рис.2.6).

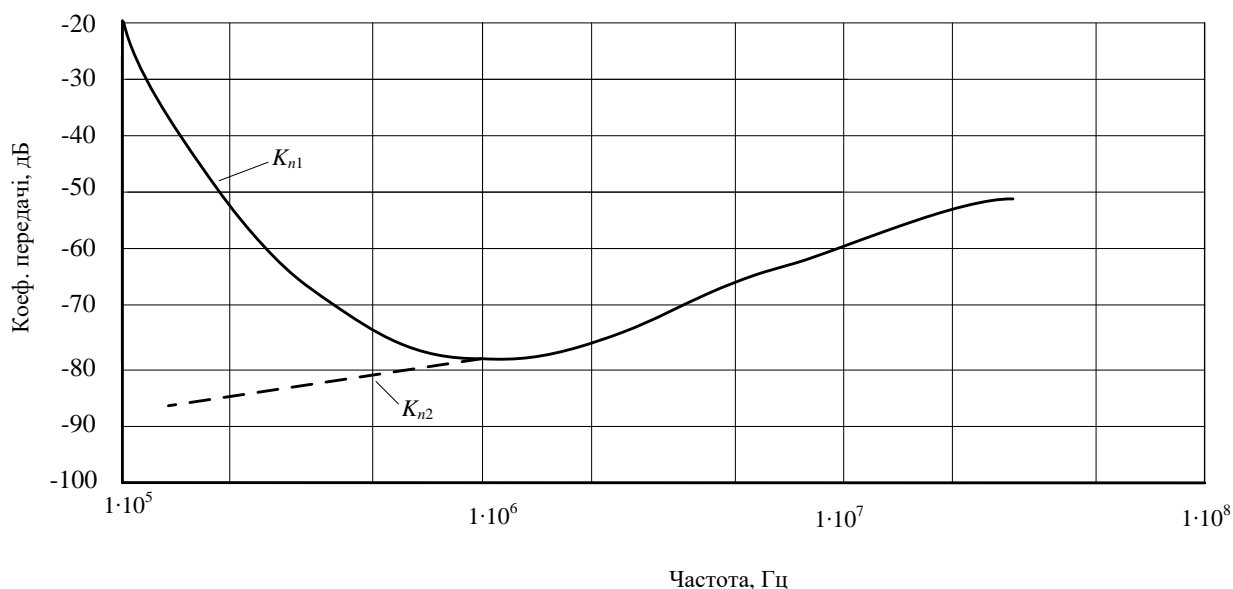


Рис. 2.10. Коефіцієнти передачі фільтра, схема якого зображена на рис. 2.6.

Для зменшення індуктивного зв'язку M_3 можна застосувати різні конструктивні рішення. Одне з таких є розташування конденсаторів $C_{сум1}$ і $C_{сум2}$ (рис.2.6) взаємно перпендикулярно, як це показано на рис. 2.11.

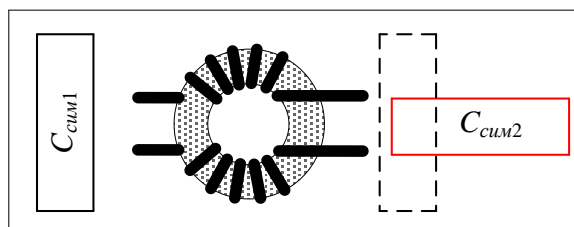


Рис. 2.11. Схема позиційного розташування на платі конденсаторів $C_{сум1}$ і $C_{сум2}$.

На рис. 2.12 показані коефіцієнти передачі фільтра, схема якого зображена на рис. 2.6, з паралельним розташуванням конденсаторів $C_{сум1}$ і $C_{сум2}$ (крива 1), та з перпендикулярним розташуванням згаданих конденсаторів (крива 2).

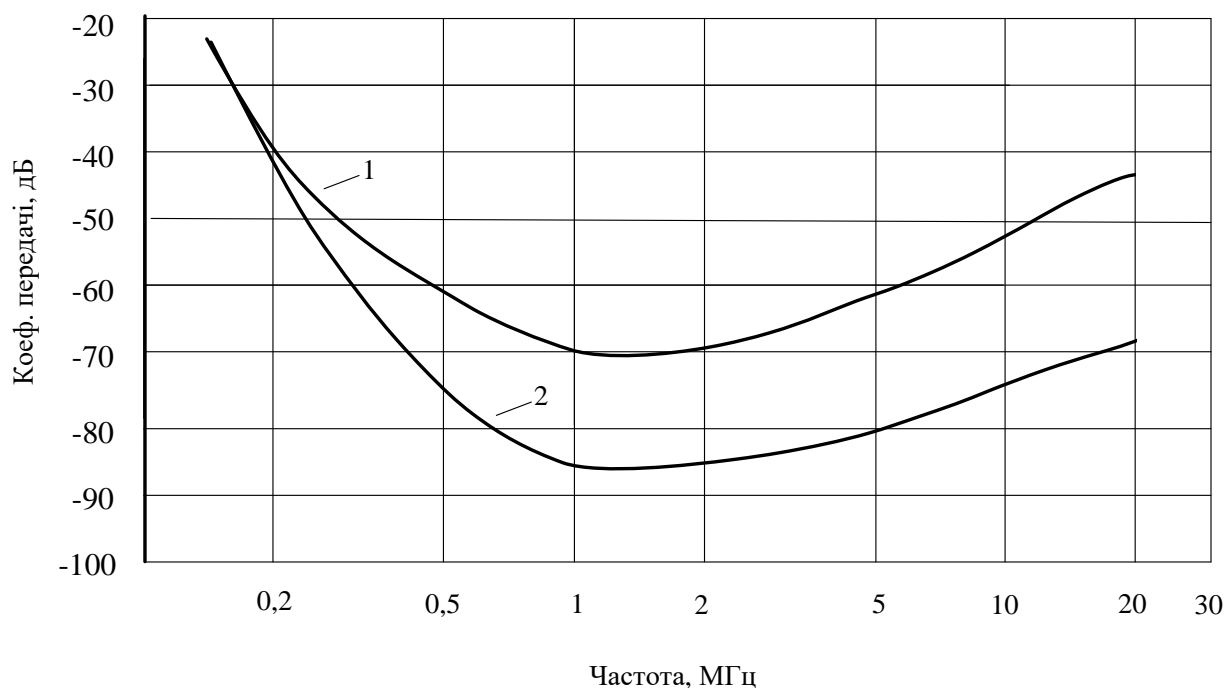


Рис. 2.12. Коефіцієнти передачі фільтра, схема якого зображена на рис. 2.6.

З порівняння кривих видно, що таке просте конструктивне рішення дозволяє збільшити загасання, внесені фільтром в діапазоні частот 1..20 МГц, приблизно на 20дБ, тобто у 10 разів.

2.3 Компенсація паразитної ємності обмотки дроселя у протизавадних фільтрах

Як було зазначено в підрозділі 2.1, ефективність роботи електромережного протизавадного фільтра (ЕПФ) зменшують його власні та взаємні паразитні параметри. Одним з основних паразитних параметрів є конструктивна міжвиткова ємність дроселя, який входить до складу ЕПФ. Ця ємність увімкнена паралельно котушці індуктивності фільтра і разом з останньою утворює паралельний резонансний контур. Внаслідок цього на частотах, вищих за резонансну частоту цього контуру, зменшується загасання, яке фільтр вносить у заваду. Тому для покращення цієї характеристики фільтра на високих частотах міжвиткову паразитну ємність потрібно всіляко зменшувати.

Так, у роботі [79] запропонована схема компенсації згаданої вище паразитної ємності. Ця схема показана на рис. 2.12.

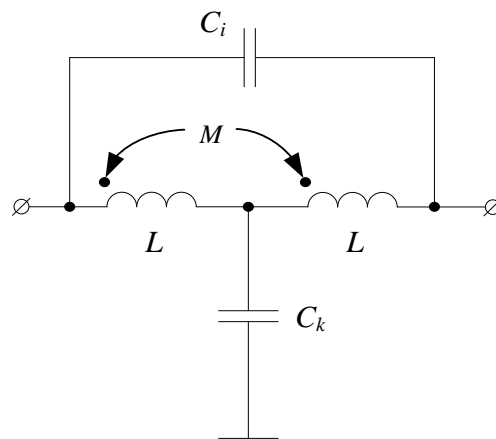


Рис. 2.12. Схема компенсації паразитної ємності C_i .

На рис. 2.12 прийняті такі позначення: L – індуктивність обмотки дроселя; C_i – паразитна міжвиткова ємність дроселя; C_k – конденсатор схеми компенсації; M – взаємна індуктивність між двома обмотками дроселя.

У роботі [79] показано, що конденсатор C_k схеми компенсації під'єднаний до точки з'єднання двох однакових обмоток, які увімкнені узгоджено, і якщо ємність цього конденсатора пов'язана з міжвитковою ємністю дроселя простим співвідношенням:

$$C_k = 4C_i, \quad (2.22)$$

то відбувається повна компенсація паразитної міжвиткової ємності дроселя.

У згаданій вище роботі співвідношення (2.22) дано практично без виводу, тому з метою перевірки цього співвідношення розглянемо властивості Т-ланки фільтра нижніх частот з сильним магнітним зв'язком і узгодженим увімкненням обмоток за допомогою відомих методів теоретичної електротехніки [83]. Для цього магнітно «розв'яжемо» дві обмотки дроселя L , який зображений на рис. 2.12; тоді схема на рис. 2.12 набуде вигляду, показаного на рис. 2.13.

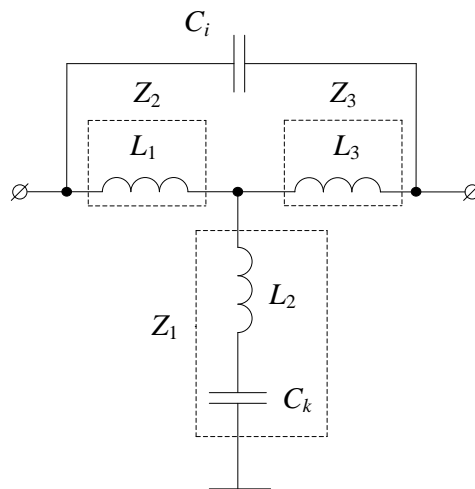


Рис. 2.13. Магнітно «розв'язана» схема.

На рис.2.13 прийняті такі позначення: $L_1 = L_3 = L + M$; $L_2 = L - M$.

Відомо, що коефіцієнт магнітного зв'язку між обмотками $k_{зв} = M / \sqrt{L_1 \cdot L_3}$, і для $L_1 = L_3 = Lk_{зв} = M/L$; звідси

$$M = L \cdot k_{зв} \quad (2.23)$$

Підставивши (2.23) у вирази для L_1 , L_2 та L_3 , одержимо, що:

$$L_1 = L_3 = (1 + k_{зв})L; \quad (2.24)$$

$$L_2 = (1 - k_{зв})L. \quad (2.25)$$

Для максимально можливого значення коефіцієнта магнітного зв'язку $k_{зв} = 1$, $L_1 = 2L$; $L_2 = 0$.

Далі, застосуємо до Т-подібної частини схеми на рис. 2.23 формули переходу від «зірки» до «трикутника» [83], і перетворимо її у П-подібну схему, яка показана на рис. 2.14.

Відомо, що:

$$Z_{12} = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_3}; \quad Z_{23} = Z_2 + Z_3 + \frac{Z_2 \cdot Z_3}{Z_1}; \quad Z_{31} = Z_3 + Z_1 + \frac{Z_3 \cdot Z_1}{Z_2};$$

де Z_1, Z_2, Z_3 – елементи “зірки”, а Z_{12}, Z_{23}, Z_{31} – елементи “трикутника”.

Зі схеми зображеної на рис. 2.13, видно що: $Z_1 = \frac{1}{j\omega C_k} - j\omega L$; $Z_2 = Z_3 = 2j\omega L$.

Відповідно з цим:

$$Z_{12} = 2j\omega L + \left(\frac{1}{j\omega C_k} - j\omega L \right) + \frac{\left(\frac{1}{j\omega C_k} - j\omega L \right) \cdot 2j\omega L}{2j\omega L} = \frac{2}{j\omega C_k}; \quad (2.26)$$

$$Z_{23} = 2j\omega L + 2j\omega L + \frac{2j\omega L \cdot 2j\omega L}{\frac{1}{j\omega C_k} - j\omega L} = 4j\omega L + \frac{4(j\omega L)^2}{\frac{1}{j\omega C_k} - j\omega L}; \quad (2.27)$$

$$Z_{31} = 2j\omega L + \left(\frac{1}{j\omega C_k} - j\omega L \right) + \frac{\left(\frac{1}{j\omega C_k} - j\omega L \right) \cdot 2j\omega L}{2j\omega L} = \frac{2}{j\omega C_k}. \quad (2.28)$$

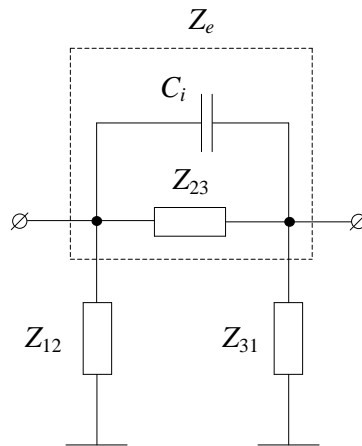


Рис. 2.14. П-подібна схема.

Зі схеми на рис. 2.14 неважко знайти Z_e , як паралельне з’єднання C_i і Z_{23} :

$$\begin{aligned}
Z_e &= \frac{Z_{23} \cdot C_i}{Z_{23} + C_i} = \frac{\left(4j\omega L + \frac{4(j\omega L)^2}{\frac{1}{j\omega C_k} - j\omega L} \right) \cdot j\omega C_i}{4j\omega L + \frac{4(j\omega L)^2}{\frac{1}{j\omega C_k} - j\omega L} + \frac{1}{j\omega C_i}} = \\
&= \frac{\frac{4j\omega L}{j\omega C_k} - 4(j\omega L)^2 + 4(j\omega L)^2}{-4j\omega^2 L \cdot C_i \cdot \left(\frac{1 - j\omega L \cdot j\omega C_k}{j\omega C_k} \right) - 4j\omega^3 L^2 \cdot C_i + \frac{1 - j\omega L \cdot j\omega C_k}{j\omega C_k}} = \\
&= \frac{\frac{4j\omega L}{j\omega C_k}}{\frac{-4Lj\omega^2 C_i + 4L\omega^2 C_i \cdot j\omega L \cdot j\omega C_k - 4j\omega^3 L^2 C_i \cdot j\omega C_k + 1 + \omega^2 L C_k}{j\omega C_k}} = \frac{4j\omega L}{1 + \omega^2 L C_k - 4L\omega^2 C_i}
\end{aligned} \tag{2.29}$$

Вираз (2.29) повністю збігається з виразом для Z_e , який наведений в роботі [79], отже, вираз (2.22) для ємності конденсатора схеми компенсації є правильним.

Таким чином, при наявності граничного індуктивного зв'язку між обмотками (коли коефіцієнт індуктивного зв'язку $k_{зв} = 1$), та при виконанні умови $C_k = 4C_i$ схема на рис. 2.12 еквівалентна П – подібній ланці ідеального фільтра нижніх частот ФНЧ типу k [83], у якого дросель L_e не має міжвиткової ємності (рис. 2.26).

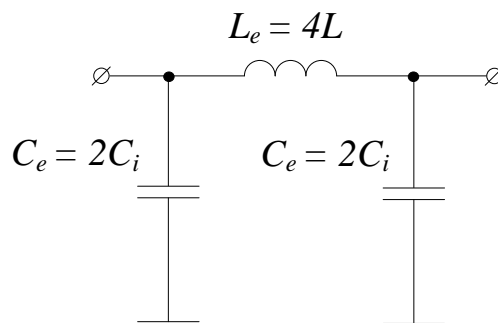


Рис. 2.15. П - подібна ланка ідеального ФНЧ.

Це, в свою чергу, означає, що Т - ланка фільтра нижніх частот з сильним магнітним зв'язком між обмотками та узгодженим увімкненням обмоток може компенсувати паразитну міжвиткову ємність обмоток.

2.4. Ефективність компенсації паразитної ємності обмоток при неідеальному магнітному зв'язку між обмотками

Коефіцієнт магнітного зв'язку $k_{3\phi} = 1$ є математичною ідеалізацією; на практиці можна забезпечити лише $k_{3\phi} < 1$, тому важливо дослідити ефективність роботи схеми компенсації (рис. 2.16) для умов, коли $k_{3\phi} < 1$, і визначити мінімально допустиме значення $k_{3\phi}$, яке забезпечить ефективну компенсацію паразитної ємності C_i у заданому діапазоні частот.

З цією метою проведемо аналіз схеми компенсації, зображеної на рис. 2.16, для довільного значення $k_{3\phi}$. По аналогії з попереднім підрозділом магнітно «розв'яжемо» дві обмотки дроселя за допомогою відомих методів теоретичної електротехніки [83]; тоді схема на рис. 2.16 набуде вигляду, показаного на рис. 2.17. На цьому рисунку прийняті позначення: $L_1 = L_3 = L + M$; $L_2 = L - M$.

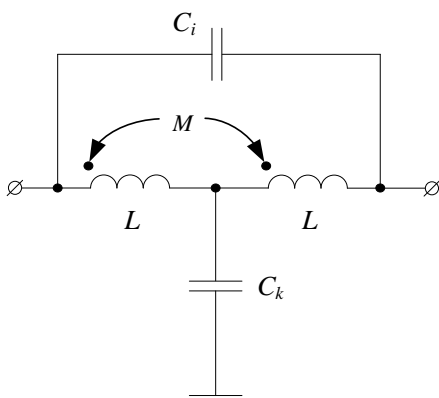


Рис. 2.16

Схема компенсації паразитної ємності.

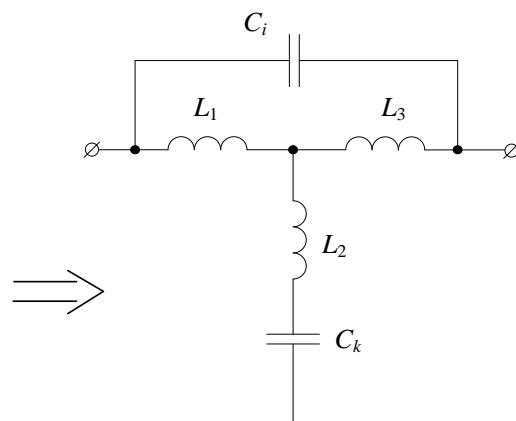


Рис. 2.17

Магнітно «розв'язана» схема.

Відомо [83], що: $k_{3\phi} = M / \sqrt{L_1 L_3}$, і для $L_1 = L_3 = L$; $k_{3\phi} = M/L$; звідси M

$$M = Lk_{3\phi} \quad (2.30)$$

Підставивши (2.30) у вирази для L_1 , L_2 та L_3 , одержимо, що:

$$L_1 = L_3 = (1 + k_{3\phi})L; \quad (2.31)$$

$$L_2 = (1 - k_{3\phi})L. \quad (2.32)$$

Далі, застосуємо до Т-подібної частини схеми на рис.2.17 формули переходу від «зірки» до «трикутника», і перетворимо її у П - подібну схему, яка показана на рис. 2.32. Проведені перетворення (з урахуванням паралельного з'єднання ємності C_i та Т-подібної частини схеми на рис. 2.17), показують, що

$$Z_{e1} = Z_{e3} = j\omega L(1-k_{3\theta}) - j\frac{2}{\omega C_k}; \quad (2.33)$$

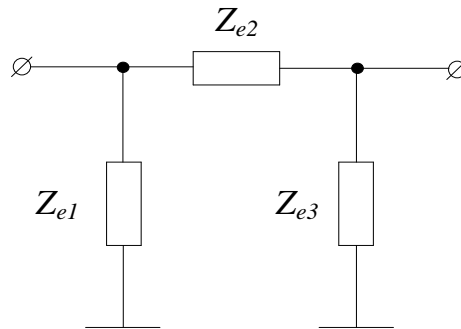


Рис. 2.18. П - подібна схема.

$$Z_{e2} = \frac{j\omega L(k_{3\theta} + 1) \left[2 - \omega^2 LC_k(1 - k_{3\theta}) \right]}{1 + k_{3\theta}\omega^2 LC_k - (k_{3\theta} + 1)\omega^2 LC_i \left[2 - \omega^2 LC_k(1 - k_{3\theta}) \right]}, \quad (2.34)$$

де $\omega = 2\pi f$ – кругова частота.

Аналіз виразу (2.34) показує, що при виконанні умови

$$\omega^2 LC_k(1 - k_{3\theta}) \ll 2; \quad (2.35)$$

вираз (2.34) спрощується і стає таким:

$$Z_{e2} \approx \frac{j2\omega L(k_{3\theta} + 1)}{1 + k_{3\theta}\omega^2 LC_k - 2(k_{3\theta} + 1)\omega^2 LC_i} \quad (2.36)$$

Далі, аналіз виразу (2.36) показує, що для:

$$C_k = \frac{k_{3\theta} + 1}{k_{3\theta}} 2C_i, \quad (2.37)$$

вираз (2.36) набуде вигляду:

$$Z_{e2} \approx j2\omega L(k_{3\theta} + 1) \quad (2.38)$$

З розгляду останнього виразу видно, що він описує комплексний опір ідеальної індуктивності L_e , де

$$L_e = 2L(k_{3\theta} + 1), \quad (2.39)$$

тобто відбувається ефективна компенсація паразитної ємності C_i дроселя, зображеного на рис. 2.16.

Якщо для перевірки підставити у вираз (2.39) значення $k_{3\phi} = 1$, то одержимо, що $L_e = 4L$; це аналогічно значенню для L_e з роботи [79]; підставивши значення $k_{3\phi} = 1$ у вираз (2.37), нескладно переконатися, що $C_k = 4C_i$, як було одержано в тій же роботі. Отже, вирази (2.37) і (2.39) є правильними.

Підставивши (2.37) у (2.33), після проведення нескладних перетворень одержимо, що

$$Z_{e1} = Z_{e3} = j\omega L_{e1} - \frac{1}{j\omega C_{e1}}, \quad (2.40)$$

де $L_{e1} = L(1 - k_{3\phi})$, $C_{e1} = C_i \frac{k_{3\phi} + 1}{k_{3\phi}}$. З розгляду виразу (2.40) видно, що комплексні опори Z_{e1} та Z_{e3} є послідовним з'єднанням котушки індуктивності L_{e1} та конденсатора ємністю C_{e1} . Отже, вирази (2.38) - (2.40) показують, що коли виконуються умови (2.35) і (2.37), то схема на рис. 2.18 є П-подібною ланкою ідеального ФНЧ типу m [83], яка показана на рис. 2.19. На цьому рисунку прийняте позначення: $L_{e2} = 2L(k_{3\phi} + 1)$.

Розглянемо детальніше умову (2.35), яка визначає справедливість схеми на рис.2.19. Підставивши (2.37) у (2.35), після нескладних перетворень одержимо, що

$$\omega^2 L \left(\frac{1}{k_{3\phi}} - k_{3\phi} \right) C_i \ll 1, \text{ тобто}$$

$$(2\pi f)^2 \left(\frac{1}{k_{3\phi}} - k_{3\phi} \right) LC_i \leq K; \quad (2.41)$$

$$K \leq 0,1.$$

Якщо, наприклад, $K = 0,1$, то виконання нерівності (2.41) спричиняє появу похибки $\delta \leq 10\%$ у подальших обчисленнях; якщо $K = 0,01$, то похибка $\delta \leq 1\%$, і т.д. З цих міркувань виберемо $K = 0,01$; тоді:

$$(2\pi f)^2 \left(\frac{1}{k_{3\phi}} - k_{3\phi} \right) LC_i \leq 0,01 \quad (2.42)$$

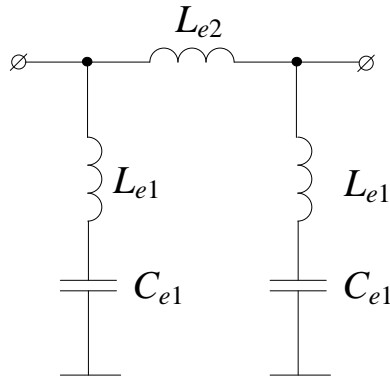


Рис. 2.19. П - подібна ланка ФНЧ типу *m*.

З нерівності (2.42) можна визначити мінімальне значення коефіцієнта індуктивного зв'язку $k_{36}^{(\min)}$, яке забезпечить ефективну компенсацію паразитної ємності дроселя у схемі рис.2.16.

З цією метою перетворимо нерівність (2.42) у рівність; після нескладних перетворень одержимо квадратне рівняння виду

$$k_{36}^2 + \frac{0,01}{A} k_{36} - 1 = 0, \quad (2.43)$$

$$A = (2\pi f)^2 LC_i \quad (2.44)$$

Корені квадратного рівняння (2.43):

$$k_{36\ 1,2} = -\frac{0,01}{2A} \pm \sqrt{\left(\frac{0,01}{2A}\right)^2 + 1}, \quad (2.45)$$

Аналіз показує, що для типових значень L і C_i та частот вище 1 МГц, на яких починає себе проявляти паразитна ємність C_i , доданок $(0,01/2A)^2$ під коренем у виразі (2.45) значно менший за одиницю. Тому після простих перетворень можемо записати, що

$$k_{36\ 1,2} \approx -\frac{0,01}{2A} \pm 1. \quad (2.46)$$

Відомо [83], що $k_{36} \geq 0$, тому, враховуючи, що в (2.44) $A > 0$, запишемо (2.46) у вигляді

$$k_{36} \approx 1 - \frac{0,01}{2(2\pi f)^2 LC_i} \approx 1 - \frac{1,267 \cdot 10^{-4}}{LC_i f^2}. \quad (2.47)$$

Тоді, повертаючись до нерівності (2.42), можна записати, що з похибкою $\delta \leq 1$ %

$$k_{3\phi}^{(\min)} \geq 1 - \frac{1,267 \cdot 10^{-4}}{LC_i f_{2p}^2}, \quad (2.48)$$

де f_{2p} – гранична частота, нижче якої повинна відбуватись ефективна компенсація паразитної ємності C_i .

Нерівність (2.42) можна також вирішити відносно частоти f_{2p} , і тоді така нерівність матиме вигляд

$$f_{2p} \leq \frac{0,1}{2\pi \sqrt{LC_i \left(\frac{1}{k_{3\phi}} - k_{3\phi} \right)}}, \quad (2.49)$$

$$0 \leq k_{3\phi} \leq 1$$

З розгляду виразу (2.49) видно, що коли $k_{3\phi} = 0$ (що відповідає відсутності індуктивного зв'язку між обмотками дроселя), то $f_{2p} \leq 0$, тобто компенсація паразитної ємності дроселя неможлива навіть на дуже низьких частотах. Якщо $k_{3\phi} = 1$, то $f_{2p} = \infty$, тобто згадана вище компенсація буде відбуватися на всіх частотах.

Для перевірки правильності одержаних виразів авторами були проведені розрахунки загасання, внесеного схемою на рис. 2.16, за допомогою програми електронного моделювання PSpice [85]. Розрахунки були виконані для регламентованого діапазону частот від 100 кГц до 30 МГц і типових значень елементів схеми: $L_1 = L_2 = L = 1$ мГн; $C_i = 1$ пФ. Оптимальне значення $C_k^{(opt)}$ ємності C_k обчислювали у відповідності з виразом (2.37). Високочастотні втрати у схемі враховувалися шляхом шунтування кожної обмотки дроселя резистором з опором 50 кОм. Внесене загасання $d_{\text{вн}}$ [дБмкВ] визначалося згідно з відомим виразом [14] ($d_{\text{вн}}$ [дБмкВ]) = $20 \lg(U[\text{мкВ}]/1\text{мкВ})$. Виходячи з верхньої частоти регламентованого діапазону $f_e = 30$ МГц, гранична частота f_{2p} була прийнята рівною 10 МГц; тоді згідно з виразом (2.48), для наведених вище параметрів $L_1 =$

$L_2 = L$, C_i та $f_{зр}$, мінімально допустимий коефіцієнт індуктивного зв'язку $k_{зв}^{(min)} \approx 0,999$.

На рис. 2.20 показані криві внесеного загасання для схеми, зображеної на рис. 2.16, при варіації ємності конденсатора C_k на $\pm 25\%$ відносно оптимального значення $C_k^{(opt)}$ та $k_{зв} = 0,999$.

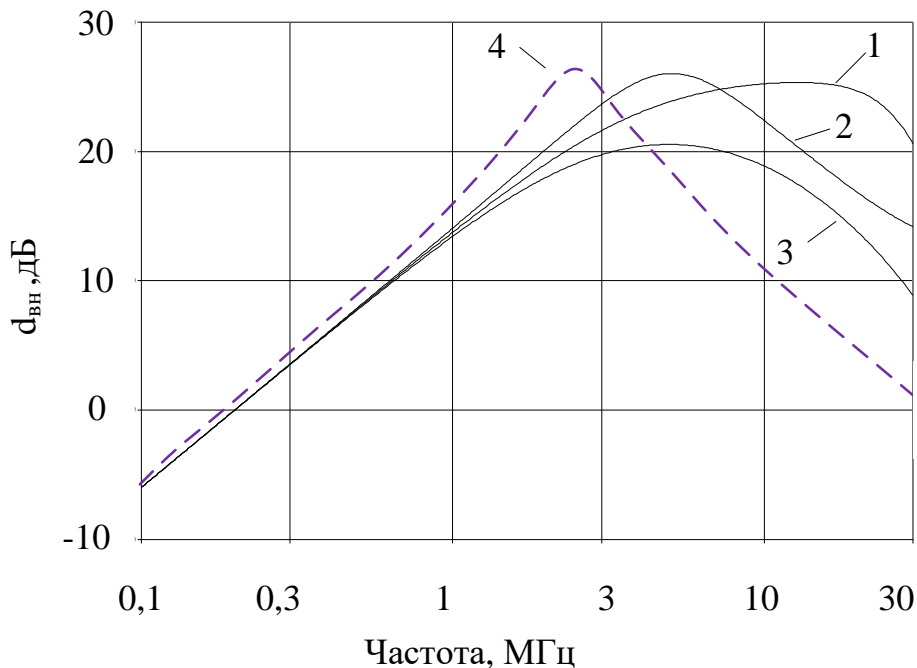


Рис. 2.20. Внесене загасання схеми для різних значень C_k .

Крива 1 – це загасання, внесене схемою, коли ємність $C_k = C_k^{(opt)}$; крива 2 – загасання, коли ємність $C_k = C_k^{(opt)} - 25\%$; крива 3 – загасання, коли ємність $C_k = C_k^{(opt)} + 25\%$; 4 – рівень загасання без схеми компенсації.

З розгляду рис. 2.20 видно, що коли ємність конденсатора C_k відрізняється всього на $\pm 25\%$ від оптимальної, тоді внесене загасання схеми швидко зменшується на частотах вище 5 МГц, від декількох дБ до 10 дБмкВ, тобто більше, ніж втричі відносно загасання згаданої схеми, коли $C_k = C_k^{(opt)}$. Це свідчить про те, що вираз 2.37, який визначає оптимальне значення ємності C_k , є правильним.

На рис. 2.21 показані криві внесеного загасання для схеми, зображеної на рис. 2.16, які показують ефект від введення компенсації паразитної ємності дроселя та від ступеня індуктивного зв'язку між обмотками дроселя. Крива 1 – це загасання схеми без компенсації паразитної ємності C_i ; крива 2 – загасання схеми при $k_{зв} = k_{зв}^{(min)} = 0,999$; крива 3 – загасання схеми при $k_{зв} = 0,9$.

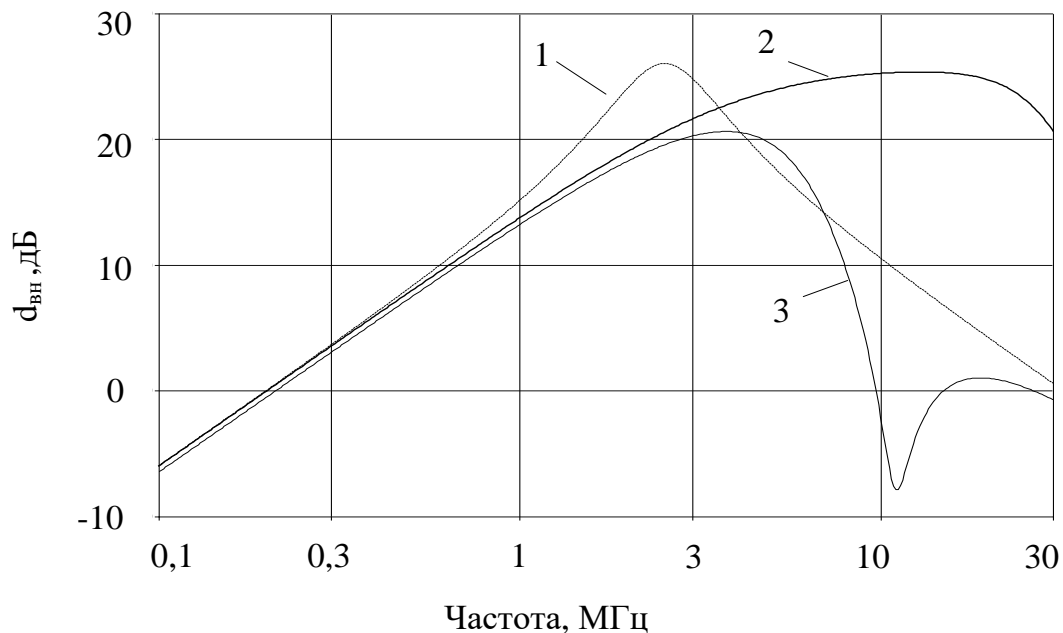


Рис. 2.21. Внесене загасання схеми при змінній $k_{зв}$.

З розгляду кривих на рис. 2.21 видно, що без компенсації паразитної ємності дроселя загасання схеми на частотах вище 3 МГц швидко зменшується; коли в режимі компенсації $k_{зв} < k_{зв}^{(min)}$, тоді загасання згаданої схеми на частотах вище 3 МГц також швидко зменшується; коли $k_{зв} = k_{зв}^{(min)}$, тоді загасання монотонно зростає до частоти $f_{зр} = 10$ МГц, а вище частоти 20 МГц загасання починає зменшуватися. Останнє пояснюється тим, що, як зазначалося вище, для моделювання на PSpice була задана гранична частота $f_{зр} = 10$ МГц, вище якої ефективність компенсації паразитної ємності дроселя у схемі рис. 2.16 при заданому значенні коефіцієнта індуктивного зв'язку зменшується. Отже, вигравш у внесеному загасанні на частотах від 3 до 30 МГц для режиму ефективної

компенсації паразитної ємності C_i (крива 2) у порівнянні з режимом без такої компенсації (крива 1) та з режимом компенсації, коли $k_{3\phi} < k_{3\phi}^{(\min)}$ (крива 3) складає від декількох дБмкВ до 20 дБмкВ і більше. Це свідчить про те, що вираз 2.48 для мінімального значення коефіцієнта індуктивного зв'язку $k_{3\phi}^{(\min)}$, яке забезпечить ефективну компенсацію паразитної ємності дроселя у схемі рис. 2.16, та вираз 2.49 для граничної частоти, нижче якої повинна відбуватись ефективна компенсація паразитної ємності C_i , є правильними.

Отже проведені дослідження дозволили одержати вирази для оптимального значення ємності конденсатора у схемі компенсації в залежності від ступеню магнітного зв'язку між обмотками дроселя схеми компенсації, граничної частоти та мінімально допустимого коефіцієнта магнітного зв'язку. Одержані співвідношення забезпечують ефективну компенсацію згаданої вище паразитної ємності в реальних умовах, коли коефіцієнт магнітного зв'язку є меншим за одиницю. Результати електронного моделювання підтвердили правильність одержаних виразів.

2.5. Особливості ефективного притлумлення ЕМЗ від сучасних транзисторних перетворювачів напруги

Як відомо [14, 16], транзисторні перетворювачі напруги є генераторами неумисних кондуктивних електромагнітних завад (НКЕМЗ), які поступають в мережу електроживлення та до споживача, що живиться від перетворювача. Для перевірки «електромагнітної екологічності» перетворювача необхідно виміряти рівень НКЕМЗ, генерованих перетворювачем, і якщо рівень завад на тих чи інших частотах регламентованого діапазону перевищує «планку» гранично допустимого рівня, вжити необхідних заходів для зменшення напруги НКЕМЗ.

Методика вимірювання НКЕМЗ та гранично допустимий рівень завад описані в багатьох технічних та нормативних документах, зокрема в національному стандарті України [36]. Ця методика передбачає використання стандартних еквівалента мережі (ЕМ) та вимірювача завад.

Особливість стандартного ЕМ полягає в тому, що він подає на вхід вимірювача сумарний рівень НКЕМЗ, який складається з арифметичної суми симетричної та несиметричної напруг завади у разі синфазності цих напруг [14], або, у більш загальному випадку, являє собою модуль сумарної напруги $U_{\text{вих}}^{(\Sigma)}$, якщо згадані напруги є вузькосмуговими, квазігармонічними та незалежними випадковими процесами [86], тобто:

$$U_{\text{вих}}^{(\Sigma)} = \sqrt{[U_{\text{вих}}^{(\text{сим})}]^2 + [U_{\text{вих}}^{(\text{нс})}]^2}, \quad (2.50)$$

де $U_{\text{вих}}^{(\Sigma)}$ – середньоквадратичне значення сумарної напруги НКЕМЗ на електромережних контактах перетворювача; $U_{\text{вих}}^{(\text{сим})}$ та $U_{\text{вих}}^{(\text{нс})}$ – середньоквадратичні значення напруги, відповідно, симетричної і несиметричної складових НКЕМЗ на тих же контактах.

Якщо вимірне значення $U_{\text{вих}}^{(\Sigma)}$ перевищує згадану вище «планку», то необхідно зменшувати цю напругу. Але проблема полягає в тому, що, як видно з виразу (2.50), одній і тій же напрузі $U_{\text{вих}}^{(\Sigma)}$ можуть відповідати три зовсім різні співвідношення між $U_{\text{вих}}^{(\text{сим})}$ та $U_{\text{вих}}^{(\text{нс})}$: $U_{\text{вих}}^{(\text{сим})} \ll U_{\text{вих}}^{(\text{нс})}$, $U_{\text{вих}}^{(\text{сим})} \approx U_{\text{вих}}^{(\text{нс})}$, $U_{\text{вих}}^{(\text{сим})} \gg U_{\text{вих}}^{(\text{нс})}$.

Для кожного з цих співвідношень потрібен спеціалізований засіб зменшення НКЕМЗ. Як правило, в якості такого засобу використовують електромережний протизавадний фільтр (ЕПФ); тоді для першого співвідношення потрібен ЕПФ, який ефективно зменшує напругу несиметричної завади, для другого – ЕПФ, який ефективно зменшує напругу обох її складових, для третього – ЕПФ, який ефективно зменшує напругу симетричної завади. Відомо [14, 75], що ЕПФ для кожного з цих випадків має свою власну структуру, схему ЕЗ і конструкцію. Тому для гарантованого зменшення сумарної завади від конкретного транзисторного перетворювача до рівня, регламентованого нормативними документами, необхідно, крім сумарної напруги, додатково знати симетричну та несиметричну складові цієї завади, але згадані складові неможливо одержати в результаті вимірів НКЕМЗ по стандартній методиці.

Для синфазних напруг симетричної та несиметричної завод у роботі [14] запропоновано спосіб їх визначення шляхом доповнення стандартного ЕМ резистивною або трансформаторною схемами притлумлення симетричної або несиметричної складових сумарної заводи від перетворювача. Проте якщо обидві складові заводи є випадковими процесами з випадковими початковими фазами, то резистивні або трансформаторні схеми притлумлення, які працюють на арифметичному додаванні або відніманні двох гармонічних напруг, можуть різко зменшити притлумлення одної або другої складової сумарної заводи, що значно збільшить похибку визначення цих складових. Крім того, доповнення стандартного ЕМ згаданими вище схемами притлумлення перетворює його у нестандартний пристрій і потребує подальшої метрологічної легалізації. Тому в якості схеми притлумлення симетричної або несиметричної складової доцільно використовувати пристрої, притлумлення яких не залежить від початкових фаз напруг і використання яких не потребує вносити зміни у схему та конструкцію стандартного ЕМ.

Такими пристроями є ЕПФ. Відносно нескладно розробити та виготовити ЕПФ_{сим} для притлумлення напруги тільки симетричної заводи, або ЕПФ_{нс} для притлумлення напруги тільки несиметричної заводи. Тоді стандартну методику вимірювання завод від перетворювача доцільно доповнити ще двома вимірами; першим - з ЕПФ_{сим} між ЕМ та перетворювачем, і другим – з ЕПФ_{нс} між тими ж пристроями; в результаті одержимо шукані складові $U_{\text{вих}}^{(\text{сим})}$ і $U_{\text{вих}}^{(\text{нс})}$ сумарної заводи $U_{\text{вих}}^{(\Sigma)}$. Зрозуміло, що додаткові виміри потрібно проводити тільки на тих частотах, де зафіксовано перевищення сумарної напруги заводи над «планкою» гранично допустимого рівня.

Знаючи симетричну та несиметричну складові сумарної заводи, можна сформулювати вимоги до загасання, яке ЕПФ повинен вносити у згадані складові напруги заводи від перетворювача; така інформація дасть змогу побудувати ЕПФ, який гарантовано зменшить сумарну НКЕМЗ від перетворювача до необхідного рівня.

З цією метою проаналізуємо вираз (2.50).

Якщо у цьому виразі тим чи іншим способом зменшити напругу симетричної завади у $d_{\text{сим}}$ разів, то зменшена напруга цієї завади $U_{\text{зм}}^{(\text{сим})} = U_{\text{вих}}^{(\text{сим})}/d_{\text{сим}}$; якщо у $d_{\text{нс}}$ разів зменшити напругу несиметричної завади, то зменшена її напруга $U_{\text{зм}}^{(\text{нс})} = U_{\text{вих}}^{(\text{нс})}/d_{\text{нс}}$.

Поставимо умову, щоб зменшена напруга завад від перетворювача на вході вимірювача не перевищувала допустимий нормативними документами граничний рівень $U_{\text{пл}}$ сумарної НКЕМЗ від перетворювача. Тоді вираз (2.50) можна записати у вигляді

$$U_{\text{пл}} \geq \sqrt{\left[U_{\text{вих}}^{(\text{сим})} \right]^2 / d_{\text{сим}}^2 + \left[U_{\text{вих}}^{(\text{нс})} \right]^2 / d_{\text{нс}}^2}. \quad (2.51)$$

У нерівності (2.51) є дві невідомі величини - $d_{\text{сим}}$ і $d_{\text{нс}}$. Перетворимо цю нерівність у рівняння і поставимо додаткову умову, щоб $U_{\text{вих}}^{(\text{сим})}/d_{\text{сим}} = U_{\text{вих}}^{(\text{нс})}/d_{\text{нс}}$. Ця умова є логічною, бо вона означає, що більшу напругу завади потрібно притлумлювати більше, і навпаки. В результаті одержимо систему з двох рівнянь з двома невідомими:

$$\begin{cases} U_{\text{пл}} = \sqrt{\left[U_{\text{вих}}^{(\text{сим})} \right]^2 / d_{\text{сим}}^2 + \left[U_{\text{вих}}^{(\text{нс})} \right]^2 / d_{\text{нс}}^2}, \\ U_{\text{вих}}^{(\text{сим})} / d_{\text{сим}} = U_{\text{вих}}^{(\text{нс})} / d_{\text{нс}}. \end{cases} \quad (2.52)$$

Вирішивши цю систему рівнянь відносно $d_{\text{сим}}$ і $d_{\text{нс}}$, одержимо, що

$$d_{\text{сим}} = U_{\text{вих}}^{(\text{сим})} \sqrt{2} / U_{\text{пл}}, \quad (2.53)$$

$$d_{\text{нс}} = U_{\text{вих}}^{(\text{нс})} \sqrt{2} / U_{\text{пл}}. \quad (2.54)$$

Якщо напруги завад і «планки» виразити у відносних одиницях [дБмкВ], у яких значенню 0 дБ відповідає напруга $U = 1$ мкВ [14], загасання $d_{\text{сим}}$ та $d_{\text{нс}}$ - також у логарифмічних одиницях, і врахувати нерівність (2.51), то вирази (2.53) і (2.54) можна записати у вигляді

$$d_{\text{сим}} [\text{дБ}] \geq U_{\text{вих}}^{(\text{сим})} [\text{дБмкВ}] - U_{\text{пл}} [\text{дБмкВ}] + 3,01; \quad (2.55)$$

$$d_{\text{НС}}[\text{дБ}] \geq U_{\text{НС}}^{(\text{сим})}[\text{дБмкВ}] - U_{\text{пл}}[\text{дБмкВ}] + 3,01. \quad (2.56)$$

Методика вимірів загасання, внесеного ЕПФ, наведена, зокрема, в національному стандарті України [87] та роботах [14, 75].

Важливість виразів (2.55) і (2.56) в тому, що вони визначають вимоги до мінімального загасання, яке ЕПФ повинен вносити в напруги окремо симетричної та окремо несиметричної складових сумарної завади від конкретного перетворювача для зменшення згаданої завади до рівня «планки». Тому ЕПФ, побудований з урахуванням вищенаведених вимог до внесеного загасання, не тільки гарантовано зменшує НКЕМЗ до необхідного рівня, але, крім того, найкращим чином відповідає конкретній структурі завади від конкретного перетворювача, а тому є оптимальним з точки зору мінімізації матеріальних та фінансових затрат, необхідних для виготовлення такого ЕПФ.

Таким чином, запропоноване у роботі удосконалення стандартної методики вимірів НКЕМЗ від перетворювачів дає можливість створювати ЕПФ для ефективного зменшення завад до регламентованого нормативними документами рівня з мінімальними витратами матеріалів і коштів. Це робить такі фільтри економічно ефективними і конкурентними на світовому ринку фільтрів і «електромагнітно екологічних» перетворювачів.

На практиці такий підхід показав економію масогабаритних показників та вартості фільтра на (20..25)% порівняно з типовими ЕПФ на такі самі напругу, силу струму і діапазон робочих частот.

Висновки до розділу 2

1. Проведений аналіз загасання внесеного ЕПФ на високих частотах показав, що цей рівень обмежують власні та взаємні паразитні параметри його компонентів. Тому для покращення роботи ЕПФ на частотах вищих за 400... 500 кГц треба зменшувати його паразитні взаємні зв'язки, зокрема паразитну індуктивність виводів конденсаторів ЕПФ.

2. Дослідження впливу магнітного зв'язку між паразитними індуктивностями виводів вхідних та вихідних конденсаторів у ЕПФ на внесене

фільтром загасання показали, що на частотах більше 20МГц магнітний зв'язок між індуктивностями згаданих виводів спричиняє зростання індуктивності цих виводів в 10...100 разів. Це в свою чергу, значно зменшує загасання, внесене ЕПФ на високих частотах. Перпендикулярне розташування цих конденсаторів відносно один одного зменшує магнітний зв'язок між виводами і збільшує загасання, внесене ЕПФ в діапазоні частот 1..20 МГц, приблизно на 20 дБ.

3. Компенсація паразитної ємності обмоток дроселя у ЕПФ за допомогою схеми компенсації з двома однаковими обмотками, які увімкнені послідовно та узгоджено і охоплені сильним магнітним зв'язком, дозволяє збільшити загасання, внесене ЕПФ на високих частотах.

4. Проведені дослідження методу компенсації паразитної ємності обмотки дроселя у ЕПФ для випадку неідеального зв'язку між обмотками схеми компенсації дозволили одержати вираз для оптимального значення ємності конденсатора у схемі компенсації в залежності від ступеню магнітного зв'язку між згаданими обмотками, а також вирази для граничної частоти та мінімально допустимого коефіцієнта магнітного зв'язку. Одержані співвідношення забезпечують ефективну компенсацію згаданої вище паразитної ємності в реальних умовах, коли коефіцієнт магнітного зв'язку є меншим за одиницю.

5. Запропоноване у цьому розділі удосконалення стандартної методики вимірів НКЕМЗ від перетворювачів дає можливість створювати ЕПФ для ефективного зменшення завад до регламентованого нормативними документами рівня з мінімальними витратами матеріалів і коштів.

РОЗДІЛ 3

БЕЗФІЛЬТРОВІ МЕТОДИ ЗМЕНШЕННЯ ЕМЗ ВІД ТРАНЗИСТОРНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НАПРУГИ

3.1 Еквівалентна схема перетворювача з АККП як генератора несиметричних завод

Для аналізу еквівалентної схеми перетворювача з АККП як генератора несиметричних завод розглянемо спрощену схему такого перетворювача разом зі схемою вимірів напруги його завод. Ця схема показана на рис. 3.1.

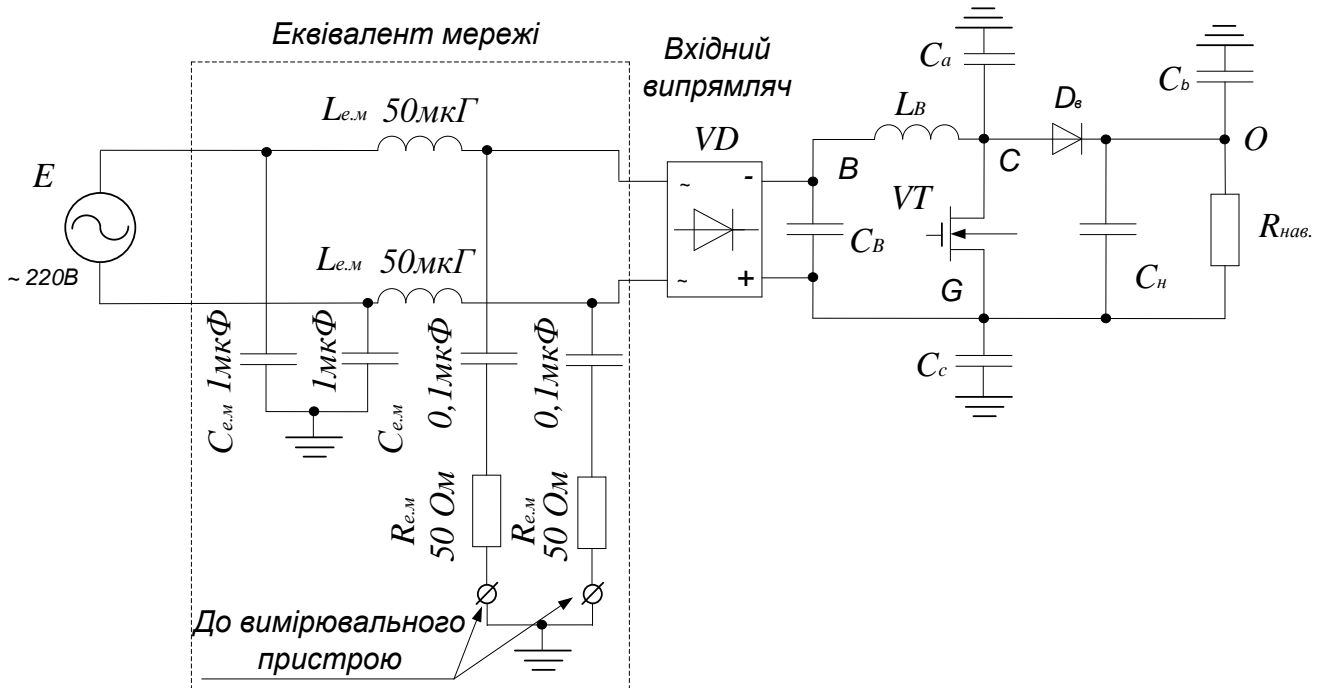


Рис. 3.1. Спрощена схема АККП з позначенням паразитних параметрів його елементів.

На схемі рис. 3.1 прийняті такі позначення:

C_a – паразитна ємність між стоком силового ключа і “землею”; в якості землі виступає металевий корпус перетворювача;

C_b – паразитна ємність між катодом діода D_B і “землею”;

C_c – паразитна ємність між витокм силового ключа і “землею”.

L_B – накопичувальний дросель перетворювача напруги.

На рис. 3.2 схематично зображений силовий транзистор з ізольованим від корпусу радіатора колектором або стоком (за допомогою теплопровідної електроізоляційної прокладки). Таке технічне рішення забезпечує охолодження силового транзистора, але одночасно утворює паразитну ємність між колектором або стоком транзистора і заземленим радіатором. Можливий також варіант конструктивного виконання (в ДВЕЖ малої та середньої потужності), коли силовий транзистор VT_1 встановлений на радіаторі, який не має електричного контакту з корпусом.

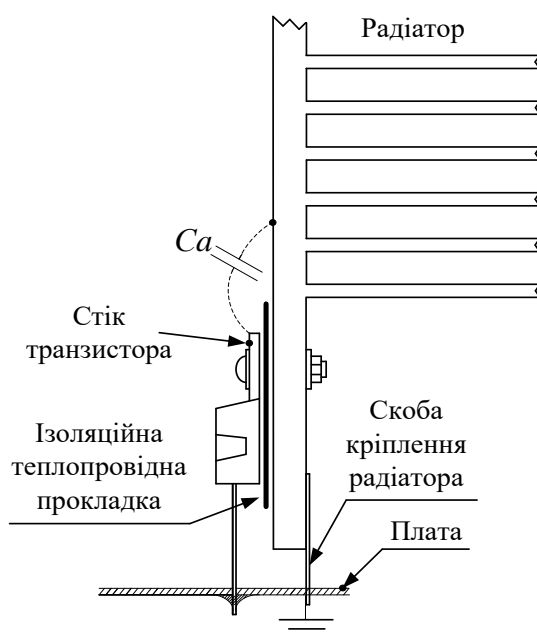


Рис. 3.2. Силовий транзистор з радіатором.

Паразитна ємність C_a складається з двох частин [12]. Перша частина – це паразитна ємність між стоком транзистора та землею, а друга частина – ємність між доріжками друкованої плати і землею. C_b – включає в себе: паразитні ємності між катодом діода D_b і землею, а також паразитну ємність між навантаженням і землею. C_c – включає в себе паразитну ємність між друкованою платою і “землею”, паразитну ємність між навантаженням і заземленим корпусом.

Схема зображена на рис. 3.1 – достатньо складна і неочевидна для подальшого її аналізу і досліджень, тому для спрощення розрахунків, перейдемо до більш простої еквівалентної схеми [88], зображеної на рис. 3.3 з урахуванням

паразитних параметрів елементів, на якій: ЕПО – еквівалентний паралельний опір накопичувального дроселя перетворювача, ЕПС – еквівалентна паразитна ємність обмотки дроселя, СК – схема керування затвором силового транзисторного ключа К.

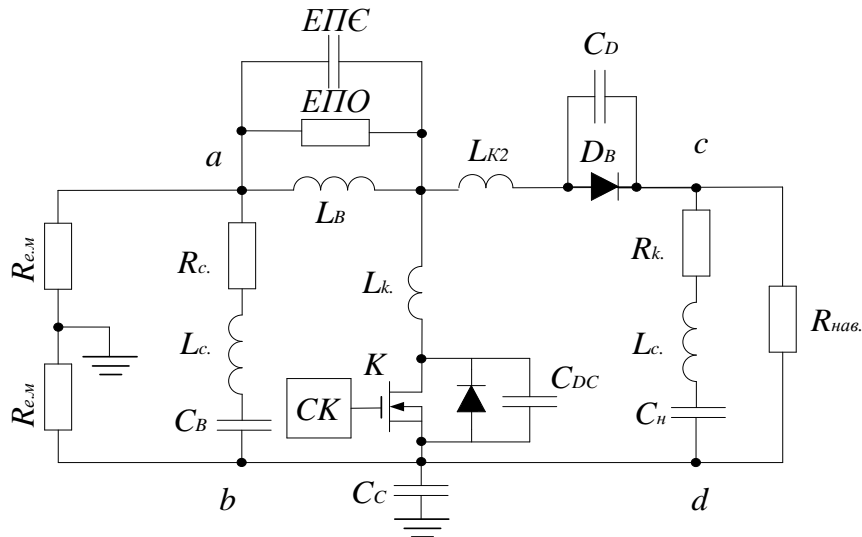


Рис. 3.3. Еквівалентна схема перетворювача напруги за АККП.

На схемі рис. 3.3 прийняті такі позначення:

C_D – паразитна ємність р-п переходу діода D_B .

C_{DC} – паразитна ємність між стоком і витком польового транзистора K .

Також на рис. 3.3 показана паразитна індуктивність виводів конденсаторів, силового ключа та діода D_B відповідно: L_c , L_k , та L_{k2} , а R_c і R_k активні опори виводів конденсатора.

У розділі 1.2 було показано, що причиною виникнення електромагнітних завад у транзисторному перетворювачі напруги є перемикання силових ключів перетворювача. Тому силовий транзисторний ключ K на рис. 3.3 можна замінити еквівалентним генератором напруги несиметричних завад U_c , вхідну напругу перетворювача – еквівалентним генератором напруги, діод – еквівалентним генератором струму I_D і вихідну напругу перетворювача – еквівалентним генератором напруги, як показано на рис. 3.4.

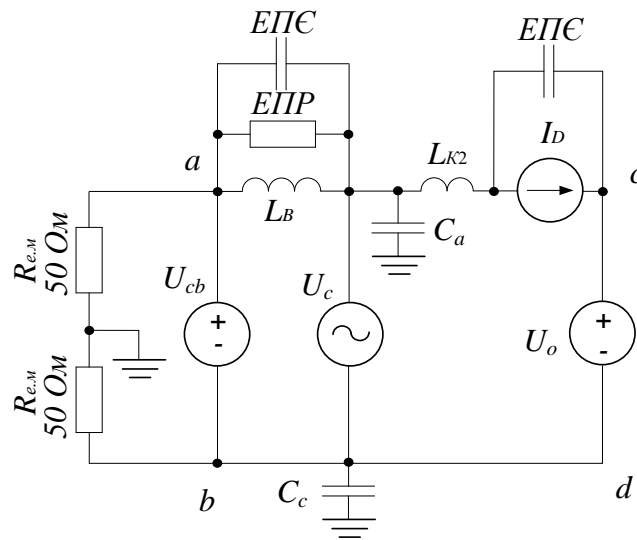


Рис. 3.4. Спрощена еквівалентна схема перетворювача напруги з АККП.

На схемі рис. 3.4 прийняті такі позначення:

U_{cb} – еквівалентне джерело напруги між точками a і b ;

U_o – еквівалентне джерело напруги між точками c і d .

Для подальшого спрощення цієї схеми залишимо на ній тільки ті паразитні елементи, які відіграють найбільш важливу роль у створенні завад. Тоді одержимо еквівалентну схему перетворювача як генератора несиметричних завад, яка зображена на рис. 3.5.

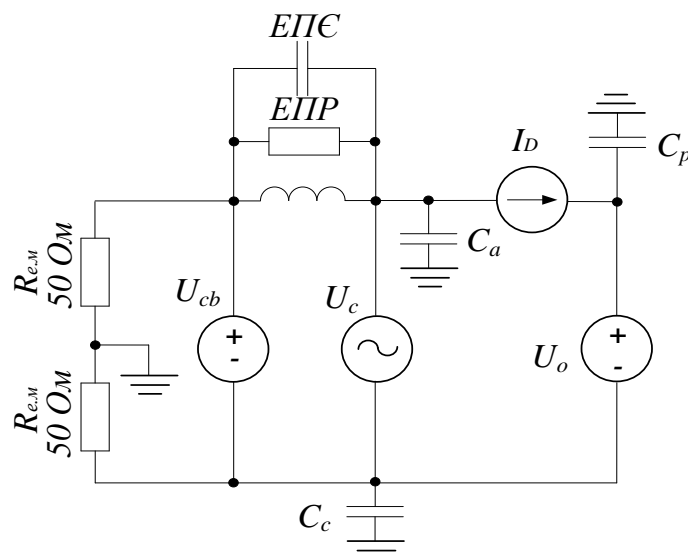


Рис. 3.5. Спрощена еквівалентна схема перетворювача напруги з АККП.

Застосувавши принцип суперпозиції для цієї схеми, можна виділити ту її частину, яка буде найбільше впливати на рівень завад від перетворювача.

Аналіз завад від еквівалентних джерел напруги U_{cb} і U_o показав, що ці джерела ЕМЗ не відіграють помітної ролі в утворенні несиметричних завад перетворювача, тому їх можна виключити з його еквівалентної схеми. Джерело струму I_D так само не створює значних ЕМЗ. Таким чином, спрощена еквівалентна схема перетворювача зображена на рис. 3.6. На цьому рисунку джерело напруги U_c , позначає напругу, яка виникає внаслідок перемикавання силового транзистора перетворювача.

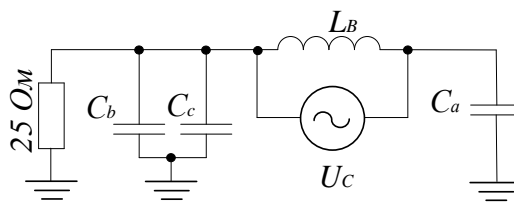


Рис. 3.6. Спрощена еквівалентна схема перетворювача напруги з АККП.

З розгляду цієї схеми добре видно, що основний шлях для проходження ЕМЗ від джерела U_c створює паразитна ємність C_a , яка утворюється між корпусом ПН, та стоком високочастотного ключа K , або між доріжками друкованої плати та корпусом ПН. З цього випливає, що ємність C_a потрібно всіляко зменшувати.

3.2 Генерування негативної ємності Т- ланкою фільтра нижніх частот з сильним магнітним зв'язком між обмотками та зустрічним увімкненням обмоток

Ефективним методом зменшення паразитної ємності C_a , яка була детально розглянута у підрозділі 3.1, є метод компенсації [12]. Цей метод реалізує схема, показана на рис. 3.7 а.

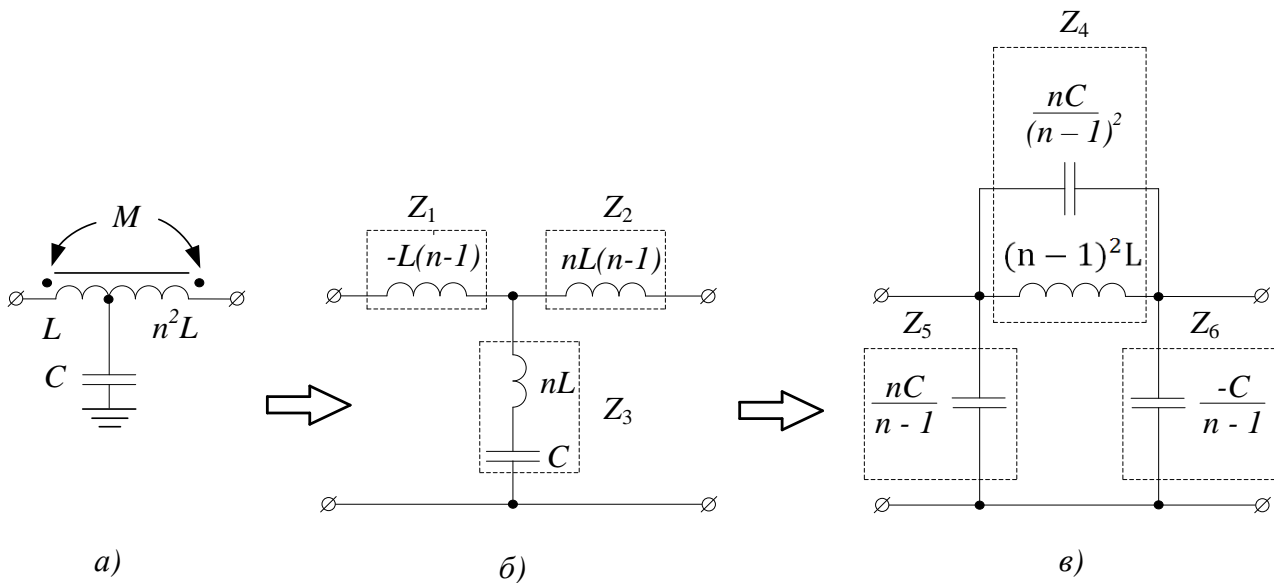


Рис. 3.7. Еквівалентне перетворення схеми компенсації.

Вона представляє собою дві послідовно з'єднані обмотки з різною кількістю витків і сильним магнітним зв'язком, які увімкнені зустрічно, а також конденсатор певної та відносно невеликої ємності, включений між точкою з'єднання обмоток і корпусом.

На схемі рис. 3.7 а) прийняті позначення: L – індуктивність меншої обмотки дроселя, n^2L – індуктивність більшої обмотки дроселя; $n = W_1/W_2$, де W_1 – кількість витків 1-ї обмотки, W_2 – кількість витків 2-ї обмотки, C – ємність конденсатора схеми компенсації.

Для спрощення подальших розрахунків магнітно розв'яжемо котушки індуктивності на схемі рис. 3.7 а), застосувавши правила розв'язки електричних кіл з магнітним зв'язком [83]; схема без магнітного зв'язку між котушками показана на рис. 3.7 б).

Відомо, що коефіцієнт зв'язку між обмотками $k_{зв} = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}$, тоді для $k_{зв} = 1$

$M = nL$. Для обмоток, увімкнених зустрічно, отримаємо:

$$Z_1 = L - nL = -L(n-1); \quad Z_2 = nL(n-1); \quad Z_3 = nL + C.$$

До схеми на рис. 3.7 б) застосуємо перетворення зірки в трикутник (Т - П перетворення) [83]. Після перетворення П - подібна схема показана на рис. 3.7 в). У відповідності з формулами Т - П перетворення:

$$Z_4 = -j\omega L(n-1) + j\omega nL(n-1) + \frac{-j\omega L(n-1) \cdot j\omega nL(n-1)}{j\omega nL + \frac{1}{j\omega C}} \quad (3.1)$$

Після нескладних перетворень, маємо:

$$Z_4 = \frac{(n-1)^2}{j\omega nC + \frac{1}{j\omega L}}. \quad (3.2)$$

Відомо, що комплексна провідність індуктивності $y_L = -jb_L = \frac{1}{j\omega L}$, а

комплексна провідність ємності $y_C = jb_C = j\omega C$, тоді з (3.1) отримаємо:

$$Y_{\text{еквC}} = \frac{j\omega nC}{(n-1)^2}, \quad Y_{\text{еквL}} = \frac{1}{j\omega L(n-1)^2}. \quad (3.3, 3.4)$$

З виразу (3.2) видно що він описує комплексну провідність двох паралельно з'єднаних реактивних двополюсників – конденсатора та котушки індуктивності.

Вони мають відповідні значення:

$$C_{\text{екв4}} = \frac{nC}{(n-1)^2}, \quad L_{\text{екв4}} = L(n-1)^2.$$

Тепер обчислимо комплексний опір Z_5 у відповідності з формулами Т-П перетворення

$$Z_5 = \frac{n-1}{nC}. \quad (3.7)$$

З виразу (3.7) видно, що $C_{\text{екв5}} = \frac{nC}{n-1}$. (3.8)

Далі знайдемо комплексний опір Z_6 . У відповідності з формулами Т-П перетворення

$$Z_6 = \frac{-j\omega C}{(n-1)}, \quad (3.9)$$

З виразу (3.9) видно, що $C_{екв.б} = \frac{-C}{(n-1)}$. (3.10)

Повертаючись до рис. 3.7, можна побачити, що конденсатор на схемі рис. 3.7 а перетворюється у три конденсатори (рис. 3.7в). Залежно від значення n , два конденсатори на боках П - подібної схеми можуть мати або позитивну ємність, тобто ємність у класичному розумінні, або негативну ємність (3.8, 3.10). Негативна ємність буде завжди генеруватись з боку більшої обмотки. Ця ємність відрізняється від позитивної тим, що при однаковій миттєвій напрузі струм через ємність направлений протилежно струму позитивної ємності.

Таким чином, зустрічне увімкнення обмоток дроселя на схемі рис. 3.7 а спричиняє генерування негативної ємності на одному боці П - подібної схеми, зображеної на рис. 3.7.

Варто також зауважити, що при $n=1$ ми отримуємо зустрічне увімкнення двох однакових обмоток, і результуюча індуктивність накопичувального дроселя буде дорівнювати нулю. Отже, для збереження накопичувальних властивостей згаданого дроселя під час генерування негативної ємності у несиметричному колі потрібно, щоб $n \neq 1$.

3.3 Компенсація паразитної ємності перетворювача у несиметричному колі та рівень електромагнітних завад генерованих перетворювачем з АККП: електронне моделювання

Як зазначалося вище, основною причиною розповсюдження ЕМЗ до вхідних контактів перетворювача є паразитна ємність C_a , між стоком силового ключа перетворювача і “землею” (в якості “землі” виступає заземлений металевий корпус перетворювача).

Застосувавши описаний в підрозділі 3.1 підхід до еквівалентної схеми перетворювача як генератора напруги несиметричних завад, і замінивши штатний дросель перетворювача схемою, яка генерує негативну ємність у несиметричному колі, але при цьому зберігає функції звичайного

накопичувального дроселя у симетричному колі (див. підрозділ 3.2), отримаємо схему, зображену на рис. 3.8. У цій схемі знайдемо співвідношення між ємністю компенсуючого конденсатора та індуктивностями обмоток дроселя і паразитною ємністю C_a при магнітному зв'язку між обмотками $k_{зб} = 1$.

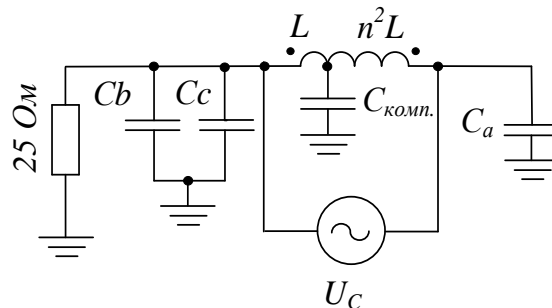


Рис. 3.8. Спрощена схема перетворювача напруги з АККП разом зі схемою компенсації паразитної паразитної ємності C_a .

Після магнітного розв'язування обмоток накопичувального дроселя отримаємо еквівалентну схему перетворювача показану на рис. 3.9.

Для проведення подальших перетворень був застосований метод контурних струмів.

Згідно з цим методом виберемо довільні напрямки струмів у схемі (рис. 3.9) і складемо систему рівнянь (3.10).

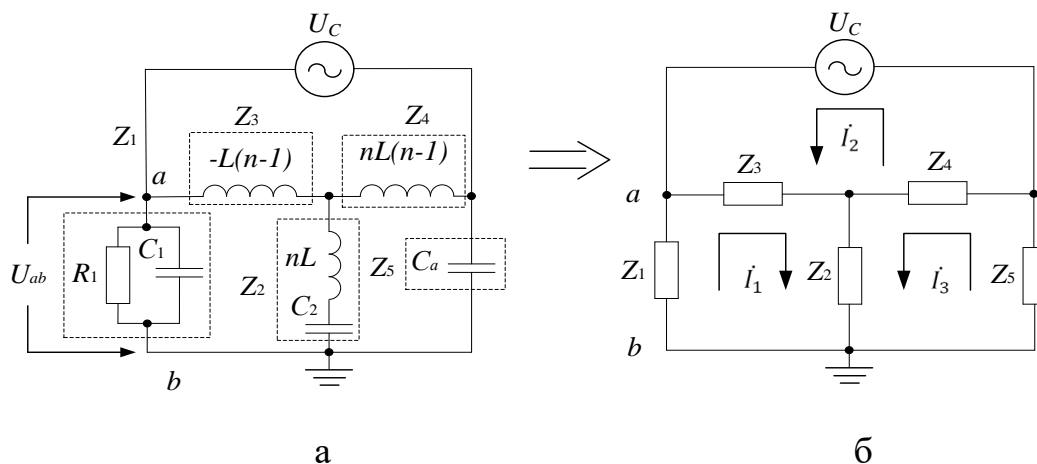


Рис. 3.9. Еквівалентне перетворення схеми перетворювача напруги з АККП і схемою компенсації паразитної ємності C_a .

$$\begin{cases} (Z_1 + Z_2 + Z_3) \cdot \dot{I}_1 + Z_3 \dot{I}_2 + Z_2 \dot{I}_3 = 0; \\ Z_3 \dot{I}_1 + (Z_3 + Z_4) \dot{I}_2 - Z_4 \dot{I}_3 = U_C; \\ Z_2 \dot{I}_1 - Z_4 \dot{I}_2 + (Z_2 + Z_4 + Z_5) \cdot \dot{I}_3 = 0; \end{cases} \quad (3.10)$$

Із системи рівнянь (3.10) методом підстановки знайдемо струм \dot{I}_1

$$\dot{I}_1 = \frac{-U_C Z_2 Z_3 + U_C Z_2 Z_4 + U_C Z_2 Z_4 + U_C Z_3 Z_5}{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_3 Z_4 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_1 Z_4 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_4 Z_5 + Z_3 Z_4 Z_5}. \quad (3.11)$$

З рис. 3.11 видно, що напруга $\dot{U}_{ab} = Z_1 \dot{I}_1$, де Z_1 – паралельне з'єднання резистора R_1 і конденсатора C_1 ; підставивши значення для Z_1 та \dot{I}_1 , отримаємо:

$$\dot{U}_{ab(p)} = \frac{C_a \dot{U}_c R_1 p + \dot{U}_c R_1 p C_{\text{комп}} - C_a \dot{U}_c R_1 n p}{n - R_1 p C_{\text{комп}} - C_1 R_1 p - C_a R_1 p + C_1 R_1 n p + C_a R_1 n p + R_1 n p C_{\text{комп}} - 1}. \quad (3.12)$$

При повній компенсації паразитної ємності напруга \dot{U}_{ab} повинна дорівнювати нулю; з одержаного рівняння можемо знайти шукане співвідношення між ємностями:

$$C_a \dot{U}_c R_1 p + \dot{U}_c R_1 p C_{\text{комп}} - C_a \dot{U}_c R_1 n p = 0 \quad (3.13)$$

Спростивши формулу (3.13), отримаємо:

$$C_{\text{комп}} = C_a (n - 1) \quad (3.14)$$

Підставивши значення $C_{\text{комп}}$ у вираз (3.12), нескладно переконатись, що при цьому $\dot{U}_{ab(p)}$ буде дорівнювати нулю, а це означає що знайдений вираз порахований правильно.

Отже, вибравши у схемі, зображеній на рис. 3.10 а, ємність компенсуючого конденсатора $C = C_{\text{комп}}$, отримаємо повну компенсацію паразитної ємності C_a , а значить напруга U_{ab} у всьому діапазоні частот буде дорівнювати нулю.

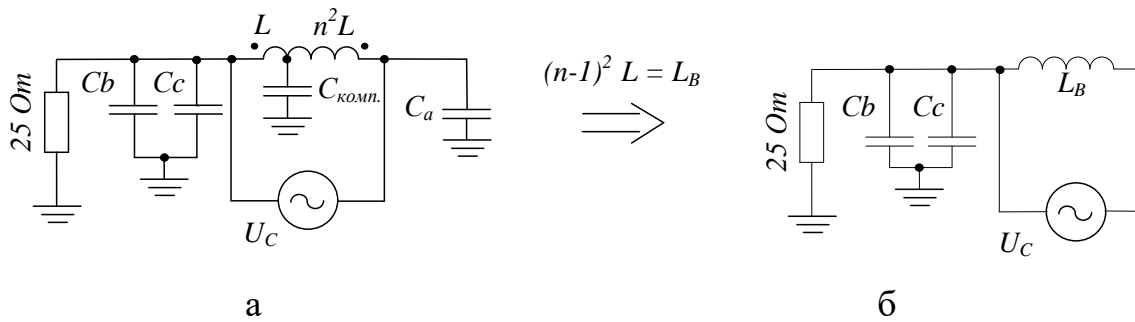


Рис. 3.10. Еквівалентне перетворення схеми перетворювача напруги з АККП і схемою компенсації паразитної ємності C_a .

Це означає, що відбувається розрив електричного кола між правим виводом джерела напруги U_C і корпусом (рис. 3.10 б), отже зникає шлях для протікання струму несиметричної завади від джерела U_C через резистор «25 Ом», тобто через входні кола вимірювача завад.

Для перевірки результатів математичних розрахунків, було проведено електронне моделювання методу компенсації паразитної ємності C_a в програмному пакеті схемо-технічного моделювання orCAD (PSpice) схеми зображеної на рис. 3.9 а, при цьому джерелом завад U_C був гармонічний сигнал з амплітудою 1 В. Результат електронного моделювання зображений на рис. 3.11. Як видно з рисунка напруга U_{ab} практично дорівнює нулю (не нульова напруга спричинена точністю обчислення програми PSpice), тобто відбувається повна компенсація паразитної ємності C_a .

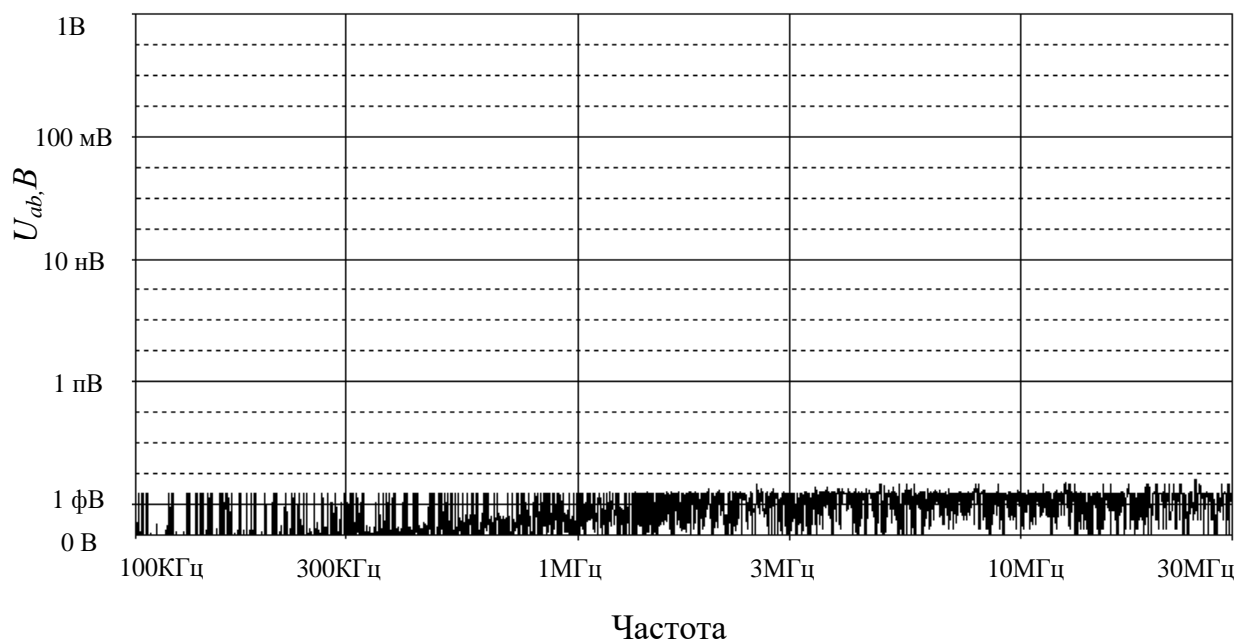


Рис. 3.11. АЧХ напруги завад на вході перетворювача з АККП і схемою компенсації паразитної ємності C_a при гранично можливому коефіцієнті магнітного зв'язку між обмотками дроселя L_B .

Ефективність роботи схеми компенсації паразитної ємності C_a була також досліджена для випадку, коли джерелом завади є напруга U_C (рис. 3.9), яка по формі близька до меандру. Така форма напруги наближує моделювання схеми компенсації до реальних умов її роботи [12].

Результат електронного моделювання із схемою компенсації паразитної ємності C_a та без такої компенсації показаний на (рис. 3.12).

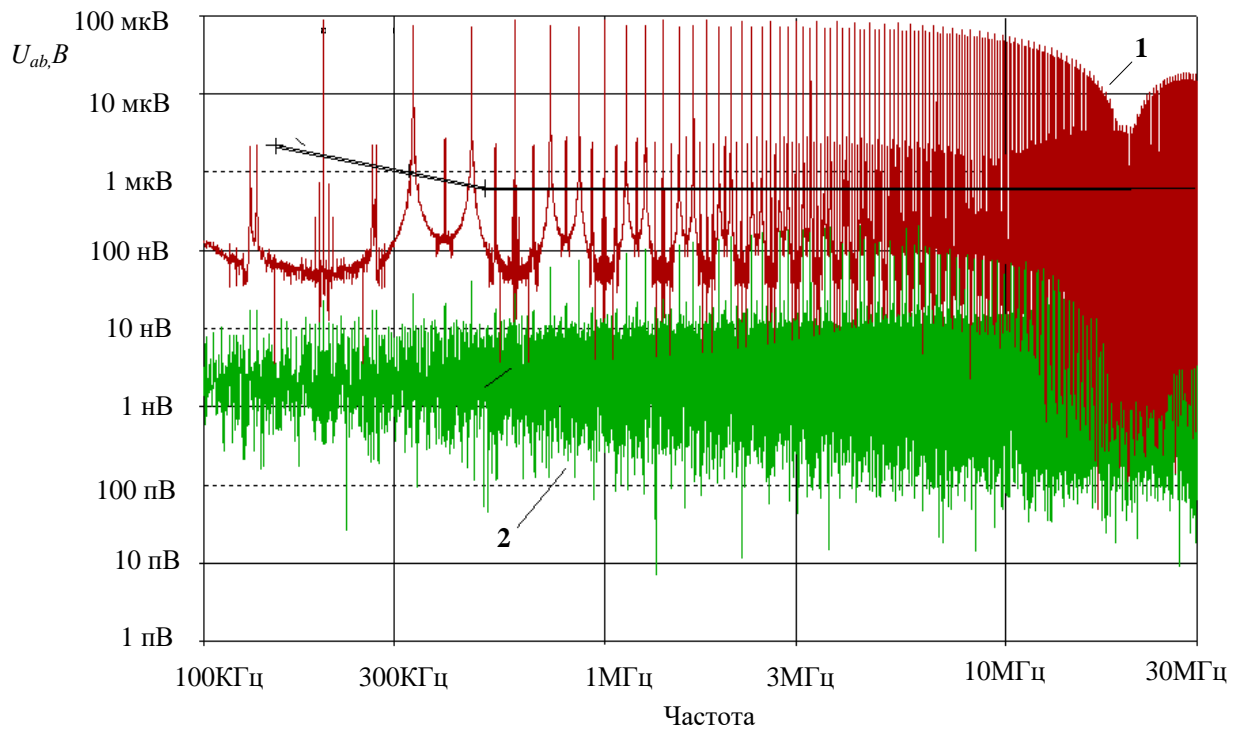


Рис. 3.12. Рівень завад на вході перетворювача.

1 – рівень завад без схеми компенсації паразитної ємності C_a .

2 – рівень завад зі схемою компенсації паразитної ємності C_a .

Моделювання завад було проведене для таких значень параметрів схеми та генератора завад: напруга U_c – трапецеїдальний сигнал у якого тривалість імпульсу $\tau_i = 7 \mu\text{с}$, така тривалість імпульсу вибрана із розрахунку, що частота повторення імпульсів 67кГц . Амплітуда трапецеїдального сигналу $U_m = 400 \text{В}$, тривалість фронту/зрізу $\tau = 50 \text{нс}$ і періодом повторення $T = 15 \mu\text{с}$; $C_a = 34 \text{пФ}$; $C_b = C_c = 25 \text{пФ}$; $L_B = 860 \text{мкГ}$; $L = L_B / (n-1)^2$; $n = 55$; $L_1 = L$; $L_2 = n^2 \cdot L$; $C = C_a \cdot (n/k_{з\phi} - 1)$; $k_{з\phi} = 0,9$; U_{ab} – шукана напруга завади на резисторі R_1 .

З розгляду рис. 3.12 видно, що запропонований вище метод компенсації паразитної ємності C_a в сотні разів зменшує інтенсивність несиметричних завад в діапазоні частот від 100кГц до 10МГц , генерованих перетворювачем напруги з накопичувальним дроселем на вході.

3.4. Безфільтровий протизавадний засіб із гальванічною розв'язкою

Інноваційний спосіб забезпечення гальванічної розв'язки електромережі від споживача [89-90]. Запропоноване технічне рішення базується на розробці завадозахисного пристрою з релейною гальванічною розв'язкою від мережі електроживлення, що виключає прямий електричний контакт електромережі зі споживачем, а це, в свою чергу, забезпечить високий рівень захисту від усіх видів кондуктивних електромагнітних завад. Гальванічна розв'язка забезпечується завдяки розривом контактів релейного пристрою. Таке технічне рішення захищає споживача від перенапруги та аварій в електромережі, які можуть бути викликані природними або людськими факторами.

Під час функціонування такого пристрою споживач, який підключений до електромережі, повинен безперебійно отримувати електроенергію від електромережі і водночас бути захищеним від кондуктивних електромагнітних завад, які можуть генеруватися цією електромережею.

Така функціональність досягається за рахунок відсутності кондуктивного зв'язку між мережею та споживачем, що дозволяє досягти високого рівня захисту від електромагнітних завад і забезпечити високий рівень електробезпеки.

Поставлена задача вирішується тим, що для забезпечення високого і постійного рівня захисту від кондуктивних електромагнітних завад в протизавадному пристрої використовується повна гальванічна розв'язка рис. 3.13.

Така розв'язка досягається за допомогою керованих перемикачів, які розривають шлях для кондуктивних електромагнітних завад відповідно до певного алгоритму схеми керування. Для забезпечення безперебійної роботи споживача використовуються накопичувачі електричної енергії – акумуляторні батареї.

Опис складових протизавадного пристрою та принцип їх дії.

Функціональна схема запропонованого протизавадного пристрою (рис. 3.13) включає: двоканальний зарядний пристрій на основі АС/DC перетворювача, який живиться від стандартного джерела живлення V1 - 220V 50Hz; перемикачі K1 - K8, якими керує схема керування, для перемикання цих перемикачів згідно з запрограмованим алгоритмом [90].

Комутаційні пари перемикачів (K1K2; K3K4; K5K6; K7K8) перемикаються синхронно. У центральній частині рис.3.13 показано підключення двох акумуляторів (батареї 1 і батареї 2), які через керовані комутаційні перемикачі K1-K8 підключаються до перетворювача АС/DC - зарядного пристрою, а також до перетворювача DC/DC. Батарея 1 і батарея 2 дозволяють забезпечити автономну передачу енергії споживачу.

Схема керування комутаторами контролює цикли заряду-розряду батареї 1 і батареї 2 таким чином, щоб забезпечити гальванічну розв'язку мережі від споживача в будь-який час і в той же час підтримувати стабільну передачу енергії від мережі до споживача.

Зазначимо, що DC/DC перетворювач містить зовнішній регулятор R1, який регулює рівень вихідної напруги, необхідний споживачу. До перетворювача DC/DC підключений стабілізатор вихідної напруги, функція якого полягає в установці рівня вихідної напруги V2. Діоди D1 і D2 захищають від взаємодії батареї 1 з батареєю 2 при їх паралельному підключенні до споживача. З діаграми, зображеної на рис. 3.13, видно, що пристрій захисту від завад конструктивно схожий на UPS (джерело безперебійного живлення). Основна відмінність полягає в тому, що алгоритм керування вимикачами забезпечує повну гальванічну розв'язку між електромережею та споживачем за рахунок фізичного розриву гальванічного шляху між ними; такий розрив утворюється завдяки розмиканням вимикачів у потрібний момент часу.

Робота протизавадного пристрою рис. 3.13 полягає в почерговому перепідключенні акумуляторів між мережею та споживачем за алгоритмом, який

видає схема керування. Такий алгоритм керування дозволяє розділити цикли заряду та розряду акумуляторів у часі так що при зарядці одного акумулятора від електромережі інший акумулятор повністю гальванічно розв'язаний від першого, і при цьому він віддає накопичену енергію споживачу.

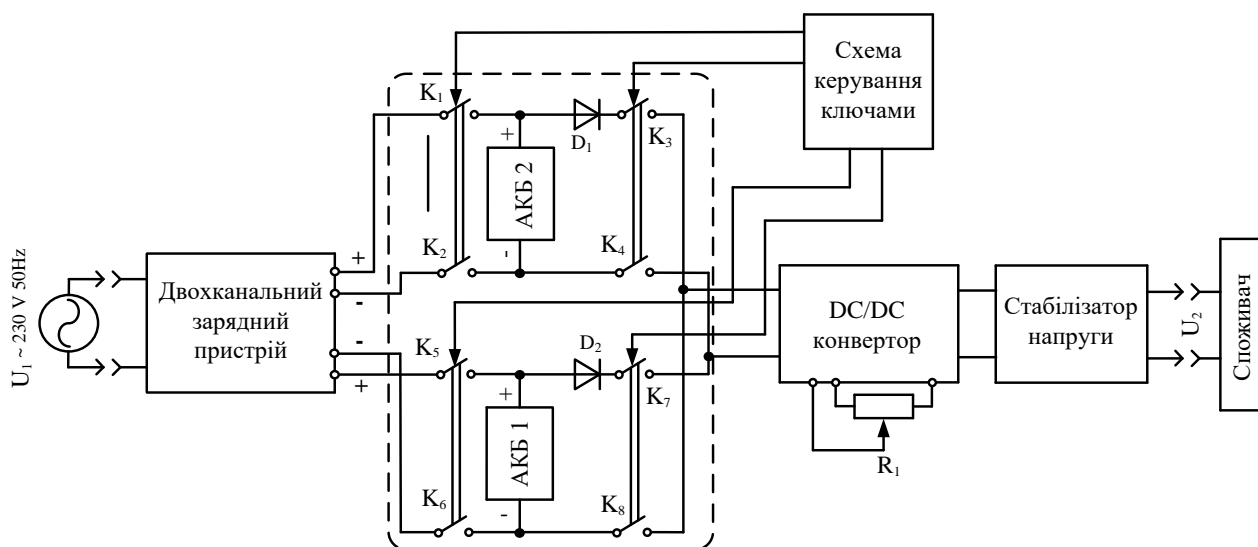


Рис. 3.13. Функціональна схема захисного пристрою з повною гальванічною розв'язкою.

Акумуляторні батареї (АКБ 1, АКБ 2) рис. 3.13 заряджаються незалежно одна від одної, а процес зарядки контролюється схемою керування перемикачами К1 - К8. АКБ 1 і АКБ 2 по чергові перемикаються між зарядним пристроєм та споживачем керуваними перемикачами К1 - К8 для забезпечення гальванічної розв'язки між мережею і споживачем в будь-який час, забезпечуючи стабільне і безперервне живлення споживача електроенергією під час зарядки акумулятора, який потребує підзарядки.

На рис. 3.14 показано режими перемикання восьми перемикачів К1 - К8, які керуються схемою керування. Тривалість заряду і розряду АКБ фіксується датчиками заряду-розряду АКБ 1 і 2 і передається в схему керування. Заряд-розряд АКБ 1 і 2 відбувається відповідно до алгоритму, розглянутому нижче.

У початковий момент часу, коли протизавадний пристрій не підключений до електромережі, всі перемикачі К1-К8 знаходяться у розімкненому стані, що забезпечує мінімальний розряд АКБ 1 і 2 в режимі очікування.

На рис. 3.14 (а) показаний режим I в перший момент часу, коли протизавадний пристрій підключений до електромережі; тоді схема керування (схема керування вимикачами) формує керуючий сигнал на замикання вимикачів К1; К2; К5; К6. У цьому режимі забезпечується одночасний заряд двох паралельно з'єднаних акумуляторів не менше ніж до 95% від повного заряду АКБ; перемикачі К3; К4; К7; К8 залишаються відкритими.

Під час заряду батарей 1 і 2 – (режим заряду АКБ) споживач відключений від них і не отримує енергію, поки одна з батарей не буде заряджена і готова віддавати свою енергію.

Після режиму I настає міжкомутаційна пауза. Це короткочасний режим, в якому один з акумуляторів відключається від зарядного пристрою перед підключенням АКБ до споживача. Цей режим забезпечує повну гальванічну розв'язку споживача від мережі на час перемикання АКБ між споживачем і зарядним пристроєм.

Після того, як АКБ 1 або 2 заряджена принаймні до 95% своєї ємності, та АКБ, яка швидше досягла рівня заряду 95%, першою від'єднується від зарядного пристрою та підключається до споживача.

На малюнку 3.14 (b) показаний режим II для ситуації, коли АКБ 1 першою досягла рівня заряду 95%. У цьому режимі розмикаються вимикачі К1 і К2, після чого замикаються вимикачі К3 і К4 і батарея 1 починає віддавати накопичену енергію споживачу. Вона віддає свою енергію до тих пір, поки не розрядиться до 5% своєї ємності; потім знову підключаються (перемикачі К5; К6 - розімкнуті, і К7; К8 - закриті) і споживач починає отримувати енергію від АКБ 2. Цей режим дозволяє безперервну передачу енергії споживачу із забезпеченням повної гальванічної розв'язки від мережі.

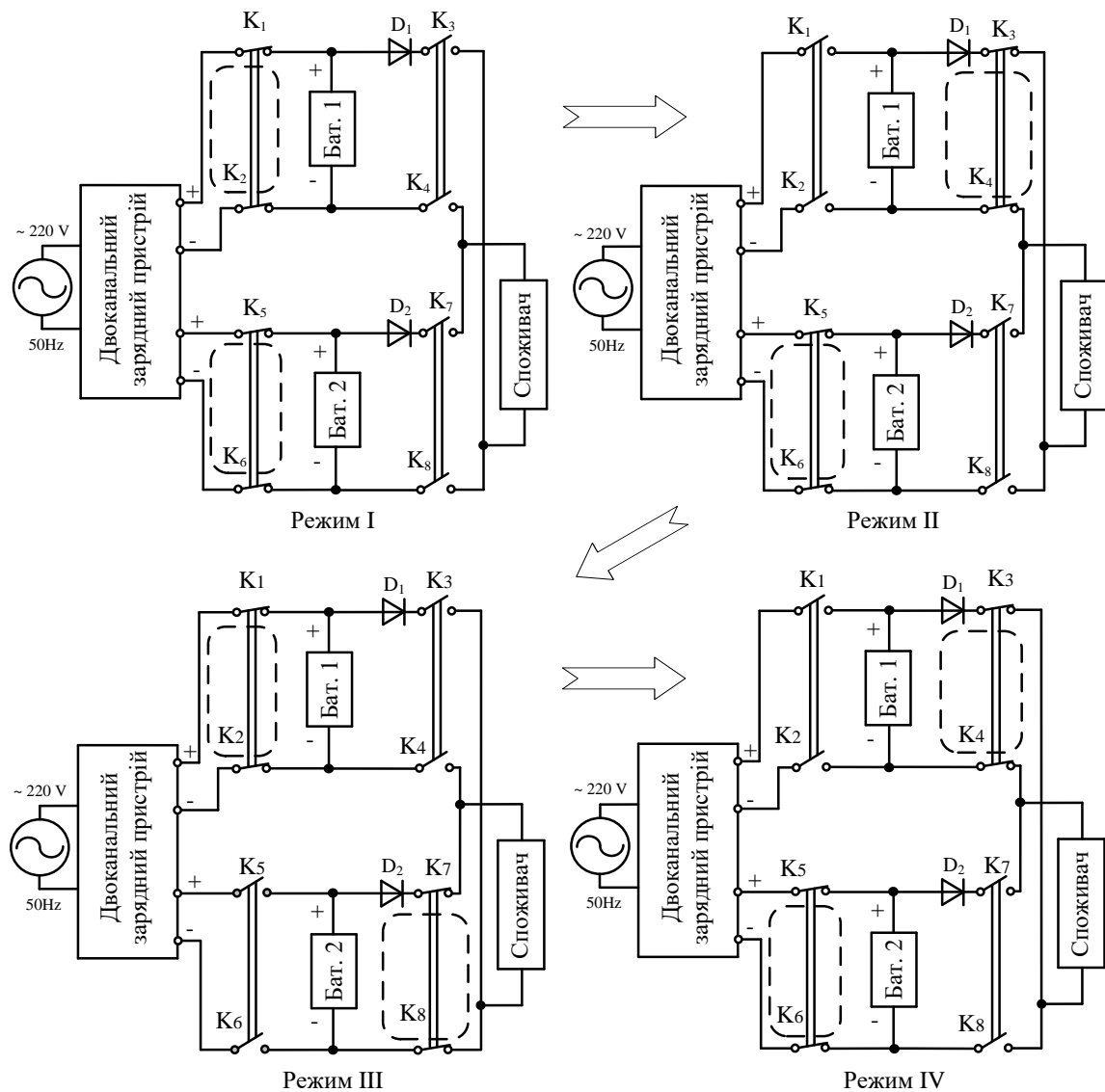


Рис. 3.14. Опис алгоритмів для керованих перемикачів.

Рис. 3.14 (с) описує режим III, під час якого перемикачі K1; K2; K7; K8 замкнуті, а перемикачі K3; K4; K5; K6 – розімкнені. У цьому режимі АКБ 1 підключається до зарядного пристрою, а АКБ 2 віддає накопичену енергію споживачеві, поки не розрядиться до 5% ємності батареї.

Після цього починається наступний режим міжкомутаційної паузи, перед підключенням до зарядного пристрою і АКБ 1 до споживача. У цьому режимі перемикачі K1; K2; K5; K6; K7; K8 розімкнені, а K3; K4 – замкнені. Це дозволяє забезпечити повну гальванічну розв'язку між мережею та споживачем під час перемикання перемикачів між АКБ.

Наступний режим IV (рис. 3.14 г), в якому перемикачі K1; K2; K7; K8 розмикаються, а перемикачі K3; K4; K5; K6 – замкнені. У цьому режимі живлення знову поступає до споживача, а АКБ 2 заряджається від зарядного пристрою, підключеного до мережі.

Так реалізується повний цикл заряд-розряд між мережею і споживачем.

Висновки до розділу 3

1. Аналіз еквівалентної схеми перетворювача з АККП як генератора несиметричних завад показав, що основний шлях для проходження ЕМЗ від джерела U_c створює паразитна ємність C_a , яка утворюється між корпусом приладу та стоком силового ключа.

2 . Аналіз Т-ланки ФНЧ з сильним магнітним зв'язком між зустрічно увімкненими неоднаковими обмотками показав, що така ланка генерує негативну ємність з боку більшої обмотки.

3. Отримані прості співвідношення, які пов'язують ємність схеми компенсації і паразитну ємність між стоком силового транзистора і заземленим корпусом. Ці співвідношення забезпечують максимально ефективну роботу схеми компенсації паразитної ємності, коли відбувається повна компенсація паразитної ємності між стоком силового транзистора і заземленим корпусом.

4. Електронне моделювання роботи схеми компенсації паразитної ємності підтвердило правильність математичних розрахунків компонентів схеми компенсації.

5. Завдяки застосуванню запропонованого протизавадного пристрою, який забезпечує повну гальванічну розв'язку між мережею та споживачем, що підключається до електромережі, досягається новий технічний результат порівняно з традиційними методами зниження рівнів кондуктивних електромагнітних завад – забезпечення повного захисту від взаємного проникнення кондуктивних завад між електромережею та споживачем та забезпечення високого рівня електробезпеки, який характеризується відсутністю витоку струму з незаземленого корпусу пристрою, що живиться від електромережі, на землю.

РОЗДІЛ 4

ВПЛИВ ПАРАЗИТНИХ ТА КОНСТРУКТИВНИХ ПАРАМЕТРІВ СХЕМИ КОМПЕНСАЦІЇ ПАРАЗИТНОЇ ЄМНОСТІ ПЕРЕТВОРЮВАЧА У НЕСИМЕТРИЧНОМУ КОЛІ НА РІВЕНЬ ЙОГО ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД

4.1 Міжвиткова ємність та ВЧ втрати накопичувального дроселя

Дросель у схемі компенсації паразитної ємності в ПН з АККП одночасно виконує дві функції: накопичує енергію в блоці АККП і в той самий час є основною частиною схеми компенсації паразитної ємності, яка була описана в розділі 3. Тому конструктивні та паразитні параметри такого дроселя можуть мати значний вплив на функціонування схеми компенсації і на рівень ЕМЗ, генерованих ПН.

Реальний дросель має, крім основної індуктивності та активного опору дроту його обмотки, високочастотні втрати і паразитну міжвиткову ємність. Спрощену еквівалентну схему такого дроселя показано на рис. 4.1.

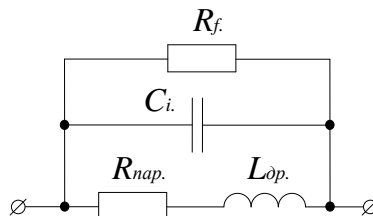


Рис. 4.1. Еквівалентна схема реального дроселя.

На рис. 4.1 прийняті позначення:

$R_{nap.}$ – активний опір обмоток дроселя;

R_f – опір паразитних високочастотних втрат;

C_i – паразитна міжвиткова ємність;

$L_{dp.}$ – індуктивність дроселя.

Як відомо [83], на частотах нижче частоти власного резонансу імпеданс реального дроселя, який має паразитну міжвиткову ємність, індуктивний, на

частотах близьких до резонансу в основному активний, а на частотах вищих за резонанс, реальний дросель поводить себе як ємнісний елемент з-за впливу його міжвиткової ємності.

Геометричні розміри котушки індуктивності, її форма та матеріал, з якого вона виготовлена, дають можливість для деяких простих геометричних форм розрахувати її міжвиткову ємність. Однак теоретичний розрахунок міжвиткової ємності не охоплює всіх можливих випадків, тому зазвичай міжвиткову ємність знаходять непрямым методом по відомій формулі Томсона, вимірявши індуктивність реального дроселя та його резонансну частоту:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_i}} \Rightarrow C_i = \frac{1}{\omega_r^2 L} = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 L}. \quad (4.1)$$

Тут C_i – паразитна міжвиткова ємність дроселя;

L – індуктивність обмотки дроселя;

f_r – резонансна частота дроселя.

Для подальшого аналізу розглянемо схему компенсації, в якій введено магнітне розв'язування двох обмоток накопичувального дроселя (рис. 4.2, а), на якій показані міжвиткові ємності C_1 і C_2 двох обмоток дроселя (див. підрозділ 3.3).

Менша обмотка дроселя $L(n-1)$ має зазвичай 1-2 витки [12], тому її міжвиткова ємність буде дуже малою і для спрощення розрахунків нею можна знехтувати, представивши схему компенсації у вигляді, зображеному на рис. 4.2, б).

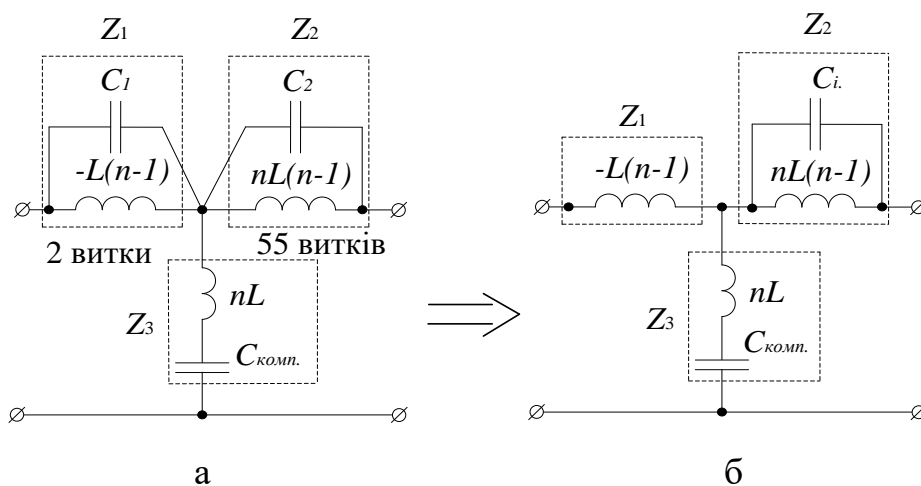


Рис. 4.2. Еквівалентні перетворення схеми компенсації.

Доповнивши схему рис. 4.2 б) джерелом завади U_c , паразитною ємністю C_a та вхідним опором вимірювача завад, отримаємо еквівалентну схему вимірів несиметричних завад досліджуваного перетворювача напруги (рис. 4.3).

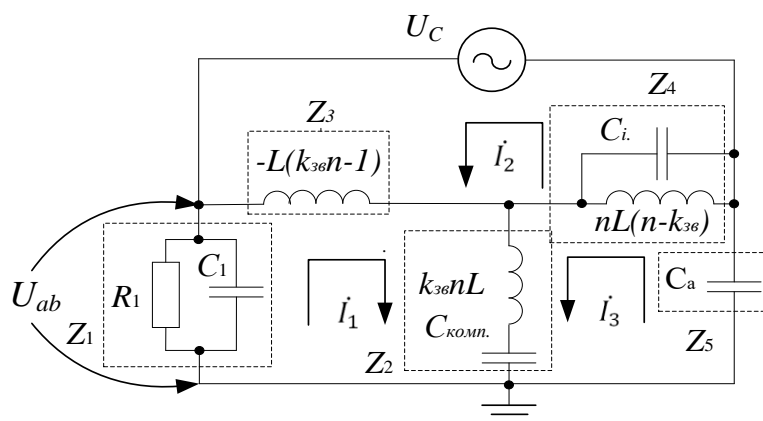


Рис. 4.3. Еквівалентна схема перетворювача з паразитним параметром C_i .

На рис. 4.3 прийняті позначення:

k_{36} – коефіцієнт магнітного зв'язку між обмотками.

n – співвідношення між кількістю витків двох зустрічно увімкнених обмоток.

У цій схемі аналітичним шляхом знайдемо вираз для такої ємності конденсатора $C_{\text{комп}}$, при якій напруга \dot{U}_{ab} завад на вхідних зажимах перетворювача буде мінімально можливою.

Застосувавши метод контурних струмів [83], складемо систему рівнянь:

$$\begin{cases} (Z_1 + Z_2 + Z_3) \cdot \dot{I}_1 + Z_3 \dot{I}_2 + Z_2 \dot{I}_3 = 0; \\ Z_3 \dot{I}_1 + (Z_3 + Z_4) \dot{I}_2 - Z_4 \dot{I}_3 = \dot{U}_c; \\ Z_2 \dot{I}_1 - Z_4 \dot{I}_2 + (Z_2 + Z_4 + Z_5) \cdot \dot{I}_3 = 0; \end{cases} \quad (4.2)$$

тут:

$$Z_1 = \frac{R_1 \frac{1}{pC_1}}{R_1 + \frac{1}{pC_1}}; \quad Z_2 = k_{36} npL + \frac{1}{pC}; \quad Z_3 = -pL(k_{36}n - 1); \quad Z_4 = \frac{npL(n - k_{36}) \cdot \frac{1}{pC_i}}{npL(n - k_{36}) + \frac{1}{pC_i}};$$

$$Z_5 = \frac{1}{pC_a};$$

де $p = j\omega$ – комплексна змінна перетворення Лапласа.

Із системи рівнянь (4.2) можна вивести вираз для знаходження струму \dot{I}_1 :

$$\dot{I}_1 = \frac{-\dot{U}_c Z_2 Z_3 + \dot{U}_c Z_2 Z_4 + \dot{U}_c Z_2 Z_4 + \dot{U}_c Z_3 Z_5}{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_3 Z_4 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_1 Z_4 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_4 Z_5 + Z_3 Z_4 Z_5}. \quad (4.3)$$

Напряга $\dot{U}_{ab} = Z_1 \cdot \dot{I}_1$, де Z_1 є паралельне з'єднання резистора R_1 і конденсатора C_1 (рис. 4.2); підставивши значення для Z_1 та \dot{I}_1 , отримаємо:

$$\dot{U}_{ab} = Z_1 \cdot \left[-\frac{U_c (Z_2 Z_3 + Z_2 Z_4 + Z_3 Z_4 + Z_3 Z_5)}{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_3 Z_4 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_1 Z_4 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_4 Z_5 + Z_3 Z_4 Z_5} \right] \quad (4.4)$$

Прирівнявши вираз (4.4) до нуля, з одержаного рівняння після перетворень знайдемо вираз для ємності $C_{комп}$, поклавши $k_{36} = 1$:

$$C_{комп} = \frac{4\pi^2 C_a C_i L f^2 n - 4\pi^2 C_a C_i L f^2 n^2 - C_a n + C_a}{16\pi^4 C_a C_i L^2 f^4 n^3 - 16\pi^4 C_a C_i L^2 f^4 n^2 - 4\pi^2 C_i L f^2 n^2 + 4\pi^2 C_i L f^2 n^2 + 1}; \quad (4.5)$$

після спрощень виразу (4.5) одержимо:

$$C_{комп} = C_a (n-1) \cdot \frac{(4\pi^2 C_i L n f^2 + 1)}{16\pi^4 C_a C_i L^2 f^4 n^3 - 16\pi^4 C_a C_i L^2 f^4 n^2 - 4\pi^2 C_i L f^2 n^2 + 4\pi^2 C_i L f^2 n^2 + 1}. \quad (4.6)$$

Для перевірки правильності одержаного виразу підставимо у нього значення $C_i = 0$; це відповідає схемі компенсації паразитної несиметричної ємності перетворювача, в якій накопичувальний дросель є ідеальним, тобто не має міжвиткової ємності. Така схема була розглянута у [12], і в цій роботі був одержаний вираз для компенсувальної ємності $C_{\text{комп}}$:

$$C_{\text{комп}} = C_a(n - 1).$$

Повертаючись до виразу (4.6), неважко переконатися, що при $C_i = 0$ він переходить у вираз: $C_{\text{комп}} = C_a(n - 1)$. Отже, вираз (4.6) є правильним.

У виразі (4.6) проаналізуємо співмножник

$$\frac{(4\pi^2 C_i L n f^2 + 1)}{16\pi^4 C_a C_i L^2 f^4 n^3 - 16\pi^4 C_a C_i L^2 f^4 n^2 - 4\pi^2 C_i L f^2 n^2 + 4\pi^2 C_i L f^2 n^2 + 1} \quad (4.7)$$

Діапазон частот, у якому відбувається ефективна компенсація паразитної ємності C_a , складає $0,1 \dots 1$ МГц, типові значення $C_a = 20 \dots 50$ пФ, типові значення n знаходяться у межах $25 \dots 30$, значення L – у межах $0,1 \dots 0,3$ мкГн. Щодо паразитної міжвиткової ємності C_i , то цей паразитний параметр можна знайти після вимірів резонансної частоти дроселя аналогічно тому, як це було показано вище. Так, для котушки індуктивності, яка містить 50 витків, типове значення паразитної ємності C_i буде знаходитись в межах $0,3 \dots 1$ пФ.

Підставивши наведені вище значення у вираз (4.7), нескладно переконатися, що це вираз дуже мало відрізняється від одиниці. Це означає, що вираз (4.6) можна записати так:

$$C_{\text{комп.}} \approx C_a(n - 1). \quad (4.8)$$

З виразу (4.8) випливає, що незалежно від паразитної міжвиткової ємності реального дроселя (див. схему на рис. 4.3), ємність конденсатора $C_{\text{комп}}$, обрахована згідно з (4.8), буде забезпечувати мінімально можливу напругу $U_{\text{аб}}$ несиметричної завади, генерованої перетворювачем.

Для перевірки правильності виразу (4.8) було промодельоване генерування завад еквівалентною схемою перетворювача, зображеною на рис. 4.3, за допомогою програми електронного моделювання orCAD-PSpice. Моделювання було проведене для таких значень елементів схеми: напруга U_C – синусоїдальної

форми, амплітудою 1В; частота f напруги U_C змінюється в межах від 100 кГц до 30 МГц; $R_1 = 25$ Ом; $C_1 = 25$ пФ; $C_a = 34,2$ пФ; $k_{3\phi} = 1$; $L = 0,295$ мкГн; $n = 55$; $n^2 L = 892$ мкГн; $C_{\text{КОМП}}^{(\text{НОМ})} = C_a(n-1) = 1836$ пФ; C_i – знаходиться в межах (0.3...1 пФ).

Результати моделювання показані на рис. 4.4. На цьому рисунку крива 1 позначає напругу U_{ab} при номінальній ємності компенсуючого конденсатора $C_{\text{КОМП}}^{(\text{НОМ})} = C_a(n-1)$, крива 2 – напругу U_{ab} при невеликому розкиді ($\pm \Delta$) ємності $C_{\text{КОМП}}$ відносно значення $C_{\text{КОМП}}^{(\text{НОМ})}$. Криві напруг U_{ab} для значення ємності $C_{\text{КОМП}1} = (C_{\text{КОМП}}^{(\text{НОМ})} + \Delta)$ та ємності $C_{\text{КОМП}2} = (C_{\text{КОМП}}^{(\text{НОМ})} - \Delta)$ збігаються.

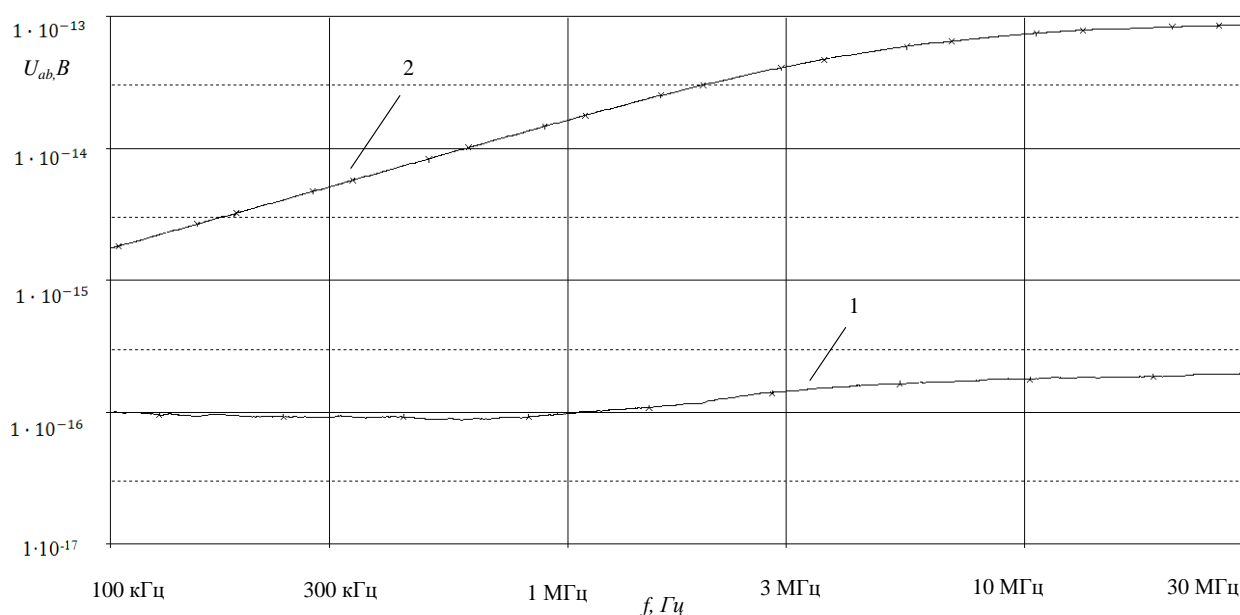


Рис.4.4. АЧХ напруги на виході перетворювача напруги.

Графіки на рис. 4.4, підтверджують, що формула (4.8) для розрахунку значення ємності $C_{\text{КОМП}}$ дає оптимальне значення цієї ємності, при якому напруга несиметричної завади U_{ab} на вході перетворювача $U_{ab} \rightarrow 0$.

Високочастотні втрати накопичувального дроселя

Як було показано на початку підрозділу, окрім паразитної міжвиткової ємності дросель має активний опір обмотки та високочастотні втрати. Для регламентованого діапазону частот (100 кГц...30 МГц) індуктивний опір обмотки, як правило, є набагато більшим за її активний опір, тому останнім

можна знехтувати. Високочастотні втрати дроселя представлені резистором R_f , увімкненим паралельно обмотці дроселя (рис.4.5).

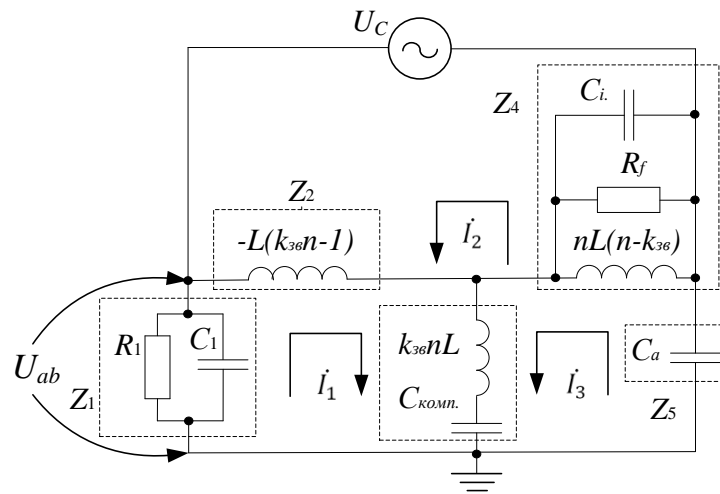


Рис. 4.5. Еквівалентна схема перетворювача напруги з паразитними параметрами C_i та R_f .

Знайдемо вираз для обчислення $C_{ком.}$ при врахуванні високочастотних втрат R_f паралельного контуру, утвореного паразитною ємністю C_i обмотки дроселя і індуктивністю його обмотки. Для вирішення цієї задачі можна скористатися системою рівнянь (4.2), якщо у двополіусник Z_4 додати резистор R_f , (рис. 4.5).

Після проведення розрахунків з урахуванням високочастотних втрат R_f в обмотці дроселя, отримаємо вираз для ємності $C_{ком.}$:

$$C_{ком.} = \frac{-4\pi^2 C_a C_i L f^2 n + 4\pi^2 C_a C_i L f^2 n^2 + 2i\pi C_a C_i R_f f n + C_a n - C_a - 2\pi C_a C_i R_f f i}{16\pi^4 C_a C_i L^2 f^4 n^3 - 16\pi^4 C_a C_i L^2 f^4 n^2 - 4\pi^2 C_i L f^2 n^2 + 4\pi^2 C_i L f^2 n + 1 + 2\pi C_i R_f f i} \quad (4.9)$$

Для перевірки правильності цього виразу підставимо у нього значення $R_f \rightarrow \infty, C_i = 0$; нескладно порахувати, що за цієї умови вираз (4.9) переходить у вираз (4.8), який був одержаний для $R_f \rightarrow \infty, C_i = 0$.

Це підтверджує правильність виразу (4.9).

Оскільки вираз (4.9) є громіздким і неочевидним для аналізу, спробуємо його спростити.

Діапазон частот, в якому відбувається ефективна компенсація паразитної ємності C_a , складає $0,1 \dots 1$ МГц, типові значення $C_a = 20 \dots 50$ пФ, типові значення L знаходяться у межах $0,2 \dots 0,5$ мкГн [91].

Щодо опору високочастотних втрат R_f , то цей паразитний параметр зручно знайти, виходячи зі значень добротності Q – (наприклад, $Q = 20, 50, 100$) і значень резонансних частот двополюсника Z_4 (наприклад, 1 МГц, 10 МГц, 100 МГц). Це пояснюється тим, що високочастотні втрати накопичувального дроселя R_f пов'язані з паразитною міжвитковою ємністю C_i паралельного коливального контуру та його добротністю Q відомим співвідношенням [88]:

$$R_f = \frac{1}{2\pi f_0 C_i} Q = 2\pi f_0 L Q. \quad (4.10)$$

Де f_0 – резонансна частота паралельного контуру.

L – індуктивність накопичувального дроселя.

Підставивши у вираз (4.9) вищенаведені значення параметрів, нескладно переконатися, що цей вираз стає значно простішим і набуває вигляду:

$$C_{\text{комп.}} \approx C_a (n - 1). \quad (4.11)$$

З виразу (4.11) випливає, що незалежно від високочастотних втрат R_f накопичувального дроселя, ємність конденсатора $C_{\text{комп.}}$ обрахована згідно з цим виразом, повинна забезпечувати мінімально можливу напругу U_{ab} несиметричної завади, генерованої перетворювачем.

Для перевірки такого висновку було проведено моделювання схеми компенсації паразитної ємності перетворювача, в якій враховані високочастотні втрати накопичувального дроселя (рис.4.5), за допомогою програми orCAD-PSpice. Моделювання проводились аналогічно тому, як це було зроблено при дослідженні впливу паразитної міжвиткової ємності дроселя на роботу компенсуючої схеми.

Моделювання було проведене для добротностей паралельного коливального контуру Z_4 $Q=100$, $Q=50$, $Q=20$ і резонансних частот 1 МГц, 10 МГц, 100 МГц цього контуру.

Результати моделювання показані на рис. 4.6. На цьому рисунку крива 1 позначає напругу U_{ab} при номінальній ємності компенсувального конденсатора $C_{\text{КОМП.}}^{(\text{НОМ})} = C_a(n-1)$, крива 2 – напругу U_{ab} при невеликому розкиді ($\pm \Delta$) ємності $C_{\text{КОМП}}$ відносно значення $C_{\text{КОМП.}}^{(\text{НОМ})}$; принагідно також можна зауважити, що моделювання показало відсутність залежності напруги U_{ab} від зміни добротності та резонансної частоти.

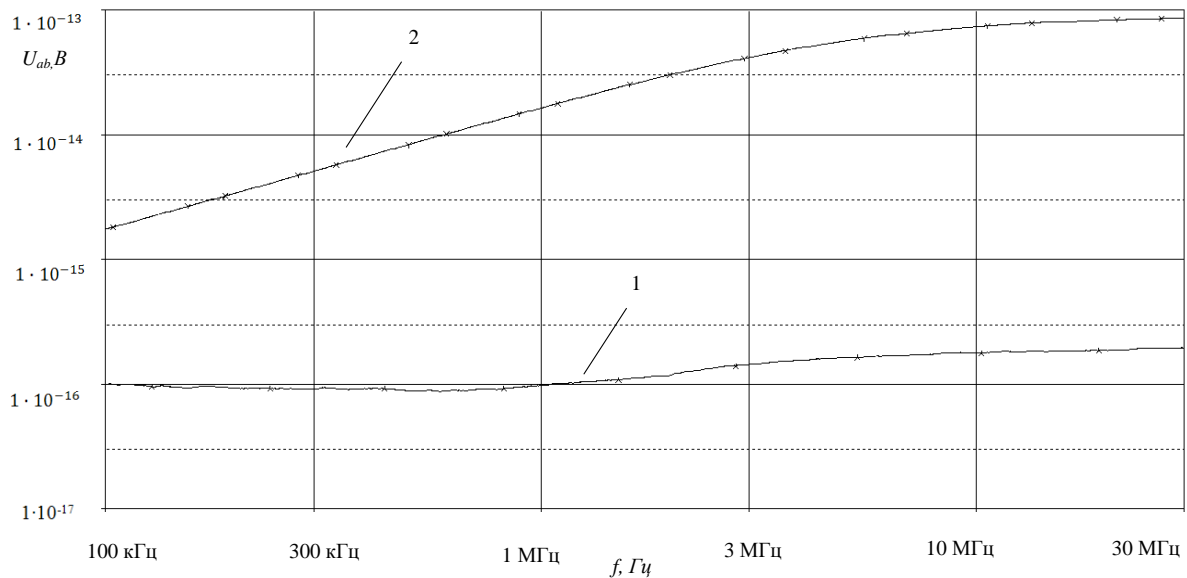


Рис. 4.6. АЧХ на виході перетворювача напруги.

З розгляду (рис. 4.6) видно, що незалежно від високочастотних втрат накопичувального дроселя, ємність компенсувального конденсатора $C_{\text{КОМП}}$, обрахована згідно з виразом (4.11), забезпечує мінімально можливу напругу завад U_{ab} порівняно з будь-яким іншим значенням ємності конденсатора $C_{\text{КОМП}}$.

Таким чином, проведені дослідження показали, що міжвиткова ємність обмоток дроселя та його високочастотні втрати практично не впливають на ефективність зменшення завад компенсувальною схемою.

4.2 Індуктивність виводів та опір високочастотних втрат компенсуючого конденсатора у схемі компенсації паразитної ємності перетворювача у несиметричному колі

Для практичної реалізації методу компенсації, розглянутого в розділі 3, важливо дослідити ефективність роботи схеми компенсації з реальним конденсатором, який має певні високочастотні втрати. З цією метою визначимо ємність реального конденсатора з довільними високочастотними втратами для схеми компенсації паразитної ємності перетворювача у несиметричному колі.

В попередньому підрозділі було зазначено, що на частотах, вищих власної резонансної частоти, імпеданс конденсатора визначають індуктивність його виводів та високочастотні втрати у діелектрику конденсатора.

Як відомо [14], індуктивність провідника прямолінійної форми прямо пропорційна його довжині (так звана погонна індуктивність), отже паразитна індуктивність виводів конденсатора буде залежати від довжини його виводів.

Для довгого провідника круглого перерізу ($r \ll l$, де l – довжина провідника, r – радіус круглого провідника) індуктивність виражається приблизною формулою [84].

$$L \approx \frac{\mu_0}{2\pi} l \left(\mu_e \ln \frac{l}{r} + \frac{1}{4} \mu_i \right), \quad (4.12)$$

де: $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ Гн/м – магнітна проникність вакууму;

μ_e – відносна магнітна проникність навколишнього середовища;

μ_i – відносна магнітна проникність провідника.

Для детальнішого аналізу впливу паразитної індуктивності виводів конденсатора схеми компенсації розглянемо еквівалентну схему на рис. 4.7, де показана схема компенсації паразитної ємності C_a з магнітно розв'язаними котушками індуктивності. З розгляду схеми видно, що паразитна індуктивність виводів конденсатора компенсуючої схеми включена послідовно з індуктивністю L_x . Нескладний розрахунок показує, що ця індуктивність має значення 16,22 мкГн. Як відомо, типова погонна індуктивність виводів

конденсатора складає приблизно $1,27 \text{ нГн/дюйм} = 0,05 \text{ нГн/мм}$ [14]; отже, при довжині виводів конденсатора $10..20 \text{ мм}$ індуктивність його виводів складатиме $13..26 \text{ нГн}$. Це означає, що у схемі компенсації паразитної ємності індуктивністю виводів конденсатора схеми компенсації можна знехтувати. Тому нижче буде розглядатися тільки вплив високочастотних втрат в конденсаторі схеми компенсації.

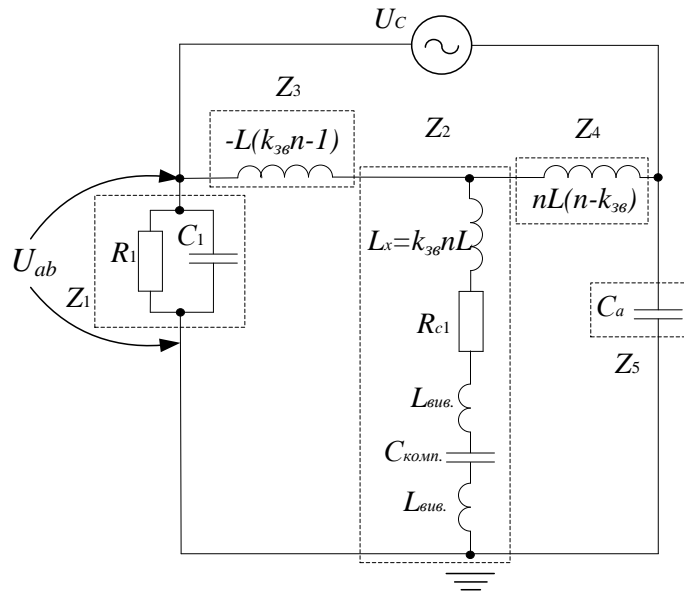


Рис. 4.7. Еквівалентна схема перетворювача, в якій конденсатор C_1 має високочастотні втрати R_{c1} і $L_{вив.}$

По аналогії з підходом, описаним в підрозділі 4.1, знайдемо вираз для такої ємності конденсатора $C_{комп.}$, при якій напруга \dot{U}_{ab} завад на входних контактах перетворювача буде мінімально можливою.

Для спрощення перетворень коефіцієнт зв'язку k_{38} між двома обмотками був прийнятий гранично можливим ($k_{38} = 1$).

Із системи рівнянь (4.2), можна вивести вираз для знаходження напруги U_{ab} аналогічно тому як це було показано в попередніх підрозділах.

$$U_{ab} = Z_1 \cdot \left[-\frac{U_c (Z_2 Z_3 + Z_2 Z_4 + Z_3 Z_4 + Z_3 Z_5)}{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_3 Z_4 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_1 Z_4 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_4 Z_5 + Z_3 Z_4 Z_5} \right] \quad (4.13)$$

Прирівнявши вираз (4.13) для напруги U_{ab} до нуля, з одержаного рівняння знайдемо вираз для ємності $C_{комп.}$:

$$C_{\text{комп}} = C_a(n-1) \cdot \frac{1}{C_a R_{c1} 2\pi f - C_a R_{c1} n 2\pi f + 1}. \quad (4.14)$$

З виразу (4.14) видно, що при $R_{c1} = 0$ він переходить у вираз: $C_{\text{комп}} = C_a(n-1)$, який був одержаний в роботі [13] для випадку, коли $R_{c1} = 0$.

У виразі (4.14) проаналізуємо співмножник

$$\frac{1}{C_a R_{c1} 2\pi f - C_a R_{c1} n 2\pi f + 1}. \quad (4.15)$$

Діапазон частот, у якому відбувається ефективна компенсація паразитної ємності C_a , складає 0,1...1 МГц, типові значення $C_a = 20...50$ пФ, типове значення n складає 55 [92]. Як відомо, для корпусних конденсаторів з виводами типове значення паразитного опору R_{c1} знаходиться в межах 0,2...0,3 Ом [93]; для без корпусних та безвыводних конденсаторів типу SMD, типове значення паразитного опору R_{c1} знаходиться в межах 0,2 Ом.

Підставивши наведені вище значення у вираз (4.15), нескладно переконатися, що цей вираз мало відрізняється від одиниці. Це означає, що вираз (4.14) при заданих вище умовах, можна записати так:

$$C_{\text{комп}} \approx C_a(n-1). \quad (4.16)$$

Отже, ємність конденсатора схеми компенсації, обрхована у відповідності з виразом (4.16), повинна забезпечити мінімальний рівень напруги завад U_{ab} від перетворювача з АККП порівняно з будь-яким іншим значенням цієї ємності незалежно від високочастотних втрат згаданого вище конденсатора.

Для перевірки правильності такого висновку ми змодельювали генерування завад еквівалентною схемою перетворювача, зображеною на рис. 4.7, за допомогою програми електронного моделювання PSpice.

Моделювання було проведене для таких значень елементів схеми: напруга U_c – синусоїдальної форми, амплітудою 1 В; частота f змінюється в межах від 100 кГц до 30 МГц; $R_{ex} = 25$ Ом; $C_b = C_c = 25$ пФ; $C_a = 34,2$ пФ; $R_{c1} = 1$ мкОм, 1 мОм, 1 Ом; $L = 0.295$ мкГн; $L_x = 892$ мкГн; $Z_4 = 876$ мкГн; $C_1 = C_a(n-1)$.

Результати моделювання показані на рис. 4.8. Суцільною лінією позначена залежність напруги U_{ab} від частоти для випадку, коли $C_{\text{комп.}} \approx C_a(n-1)$

пунктирною лінією позначена аналогічна залежність, коли ємність конденсатора $C_{комп}$ має невеликий розкид $\pm \Delta C_1$ відносно значення, обрахованого згідно з виразом (4.16).

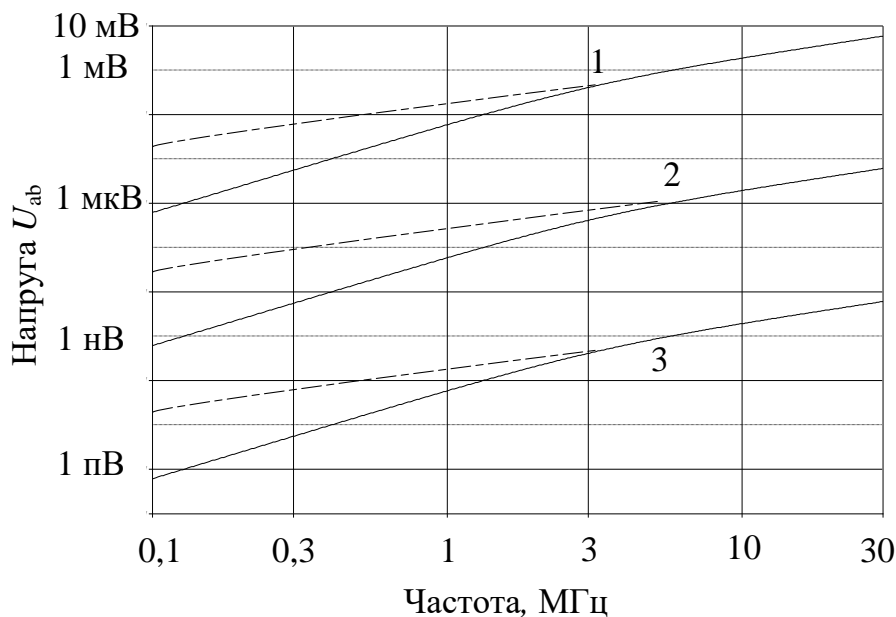


Рис. 4.8. Напруга завади на виході перетворювача.

Криві 1 на рис. 4.8 побудовані для $R_{c1} = 1 \text{ Ом}$, криві 2 – для $R_{c1} = 1 \text{ МОм}$, криві 3 – для $R_{c1} = 1 \text{ мкОм}$.

З розгляду рис. 4.8 видно, що незалежно від опору втрат конденсатора $C_{комп}$, ємність цього конденсатора, обрахована згідно з виразом (4.16), забезпечує мінімально можливу напругу завад U_{ab} порівняно з будь-яким іншим значенням ємності конденсатора $C_{комп}$. З рис. 4.8 також видно, що напруга завад U_{ab} є обернено пропорційною опору втрат R_{c1} конденсатора.

Таким чином, одержаний вираз дозволяє визначити ємність реального конденсатора з високочастотними втратами для схеми компенсації несиметричних завад, яка забезпечує мінімальну напругу завад від перетворювача з накопичувальним дроселем [92]. Для максимального зменшення несиметричних завад потрібно у схемі компенсації застосовувати конденсатор з мінімально можливими високочастотними втратами.

4.3 Внутрішній опір еквівалентної схеми перетворювача як генератора електромагнітних завад

В попередньому розділі була розглянута ідеалізована схема перетворювача як генератора напруги несиметричних завад, яка для спрощення розрахунків не включала в себе внутрішній опір еквівалентного джерела завад. Цей опір є конструктивним і, як правило, невідомим та неконтрольованим параметром схеми компенсації паразитної ємності перетворювача у несиметричному колі. Тому необхідно провести дослідження впливу згаданого вище опору на роботу схеми компенсації і одержати в результаті вираз для ємності $C_{ком}$ з врахуванням впливу внутрішнього опору еквівалентного джерела завад.

Розглянемо схему, зображену на рис. 4.9, аналогічно тому, як це було зроблено у підрозділах 3.3-4.2 і врахувавши внутрішній опір еквівалентного джерела завад R_i , визначимо напругу U_{ab} на входних зажимах перетворювача.

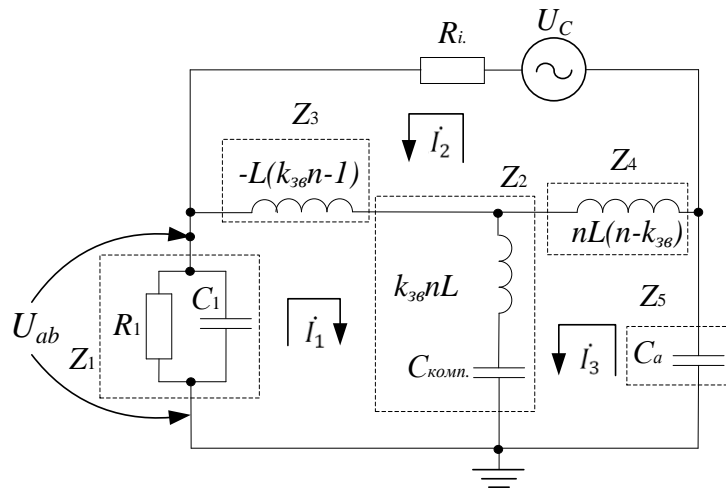


Рис. 4.9. Еквівалентна схема перетворювача напруги із внутрішнім опором R_i .

Застосувавши метод контурних струмів і вибравши напрямки цих струмів, складемо систему рівнянь (4.17).

Для спрощення перетворень коефіцієнт зв'язку k_{36} між двома обмотками був прийнятий гранично можливим ($k_{36} = 1$).

$$\begin{cases} (Z_1 + Z_2 + Z_3) \cdot \dot{I}_1 + Z_3 \dot{I}_2 + Z_2 \dot{I}_3 = 0; \\ Z_3 \dot{I}_1 + (Z_3 + Z_4 + R_{дж}) \dot{I}_2 - Z_4 \dot{I}_3 = U_C; \\ Z_2 \dot{I}_1 - Z_4 \dot{I}_2 + (Z_2 + Z_4 + Z_5) \cdot \dot{I}_3 = 0; \end{cases} \quad (4.17)$$

тут:

$$Z_1 = \frac{R_1 \cdot \frac{1}{pC_1}}{R_1 + \frac{1}{pC_1}}; \quad Z_2 = k_{зв} npL + \frac{1}{pC_{комн}};$$

$$Z_3 = -pL(k_{зв}n - 1);$$

$$Z_4 = npL(n - k_{зв}); \quad Z_5 = \frac{1}{pC_a}, \text{ де } p = j\omega.$$

Із системи рівнянь (4.17) знайдемо вираз для знаходження напруги \dot{U}_{ab} , – аналогічно тому, як це було зроблено в попередніх підрозділах.

Для цього із системи (4.17) методом підстановки знайдемо струм \dot{I}_1 :

$$\dot{I}_1 = -\frac{U_C(Z_2Z_3 + Z_2Z_4 + Z_3Z_4 + Z_3Z_5)}{Z_n}, \quad (4.18)$$

де $Z_n = Z_1Z_2R_i + Z_1Z_4R_i + Z_2Z_3R_i + Z_1Z_5R_i + Z_2Z_4R_i + Z_2Z_4R_i + Z_3Z_4R_i + Z_3Z_5R_i + Z_1Z_2R_i + Z_1Z_2Z_3 + Z_1Z_2Z_4 + Z_1Z_3Z_4 + Z_1Z_3Z_5 + Z_1Z_4Z_5 + Z_3Z_5R_i + Z_1Z_2R_i + Z_1Z_2Z_3 + Z_1Z_2Z_4 + Z_1Z_3Z_4 + Z_1Z_3Z_5 + Z_1Z_4Z_5 + Z_2Z_4Z_5 + Z_3Z_4Z_5$.

З рис.4.18 видно, що напруга $\dot{U}_{ab} = Z_1 \cdot \dot{I}_1$, тому після підстановки отримаємо:

$$\dot{U}_{ab} = Z_1 \frac{E(Z_2Z_3 + Z_2Z_4 + Z_3Z_4 + Z_3Z_5)}{Z_n} \quad (4.19)$$

Прирівнявши \dot{U}_{ab} до нуля у виразі (4.19), із одержаного рівняння можемо знайти вираз для знаходження $C_{комп}$.

Для того, щоб вираз (4.19) дорівнював нулю, потрібно, щоб його чисельник дорівнював нулю, а знаменник, не дорівнював нулю; тоді вираз (4.19) набуде вигляду:

$$0 = Z_1 E(Z_2Z_3 + Z_2Z_4 + Z_3Z_4 + Z_3Z_5). \quad (4.20)$$

Після нескладних перетворень виразу (4.20) одержимо вираз для ємності конденсатора схеми компенсації, при якій напруга $U_{ab} \rightarrow 0$:

$$C_{\text{комп.}} = C_a(n - 1) \cdot \frac{C_a n^2 - 2C_a kn + C_a}{4\pi^2 C_a L f^2 n^2 - 4\pi^2 C_a L f^2 k^2 n^2 + kn - 1} \quad (4.21)$$

Аналізуючи вираз (4.21), неважко переконатися, що внутрішній опір еквівалентного джерела завад R_i не входить до чисельника, отже, умова (4.20) буде виконуватися при будь-якому значенні R_i . Це, в свою чергу, означає, що внутрішній опір R_i не впливає на ефективність компенсації паразитної ємності перетворювача у несиметричному колі.

При заданій раніше умові $k_{зв} = 1$ з виразу (4.21) нескладно отримати такий вираз:

$$C_{\text{комп.}} = C_a(n - 1) \quad (4.22)$$

Для перевірки правильності цього рівняння було промодельоване генерування завад еквівалентною схемою перетворювача, зображеною на рис. 4.9, за допомогою програми електронного моделювання PSpice. Моделювання було проведене для таких значень елементів схеми: напруга U_c – синусоїдальної форми, амплітудою 1 В; частота f змінюється в межах від 100 кГц до 30 МГц; R_i приймає значення $R_i = 1 \text{ Ом}, 10 \text{ Ом}, 100 \text{ Ом}$; $C_b = C_c = 25 \text{ пФ}$; $C_a = 34,2 \text{ пФ}$; $L = 0.295 \text{ мкГн}$; $n = 55$, $C_{\text{комп}} = C_a(n-1)$ і $C_1 = C_{\text{комп}} \pm \Delta$, символом Δ позначений невеликий розкид відносно значення обрахованого по формулі 4.22.

Результати моделювання показані на рис. 4.10 – 4.12.

Крива 1 на рис. 4.10 – 4.12 побудована для $C_{\text{комп}} = C_a(n-1)$, крива 2 – для $C_{\text{комп}} \pm \Delta$.

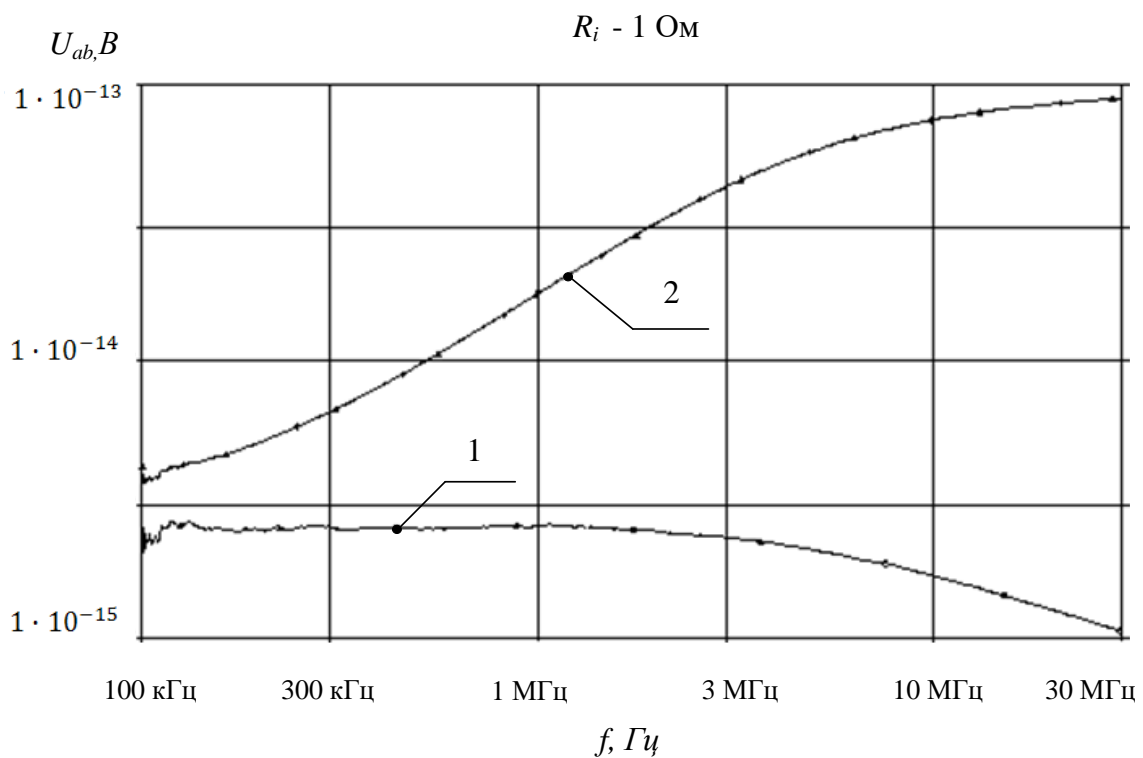


Рис. 4.10. Напряга на виході перетворювача напруги при $R_i = 1 \text{ Ом}$.

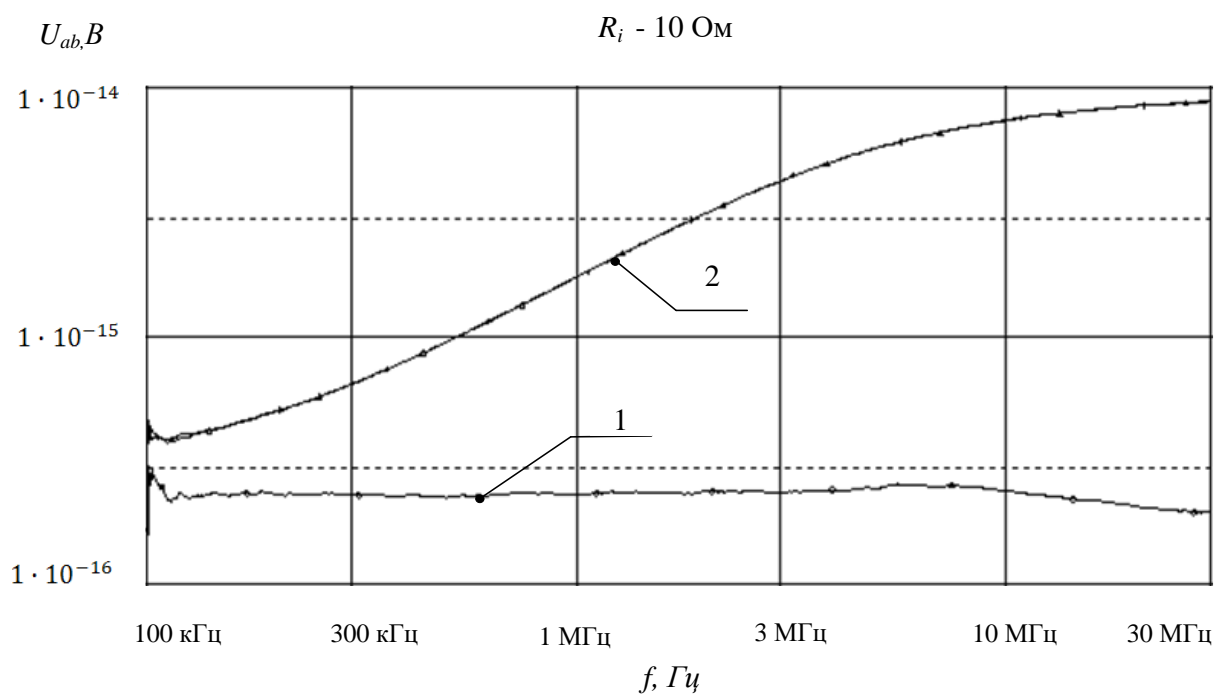


Рис. 4.11. Напряга на виході перетворювача напруги при $R_i = 10 \text{ Ом}$.

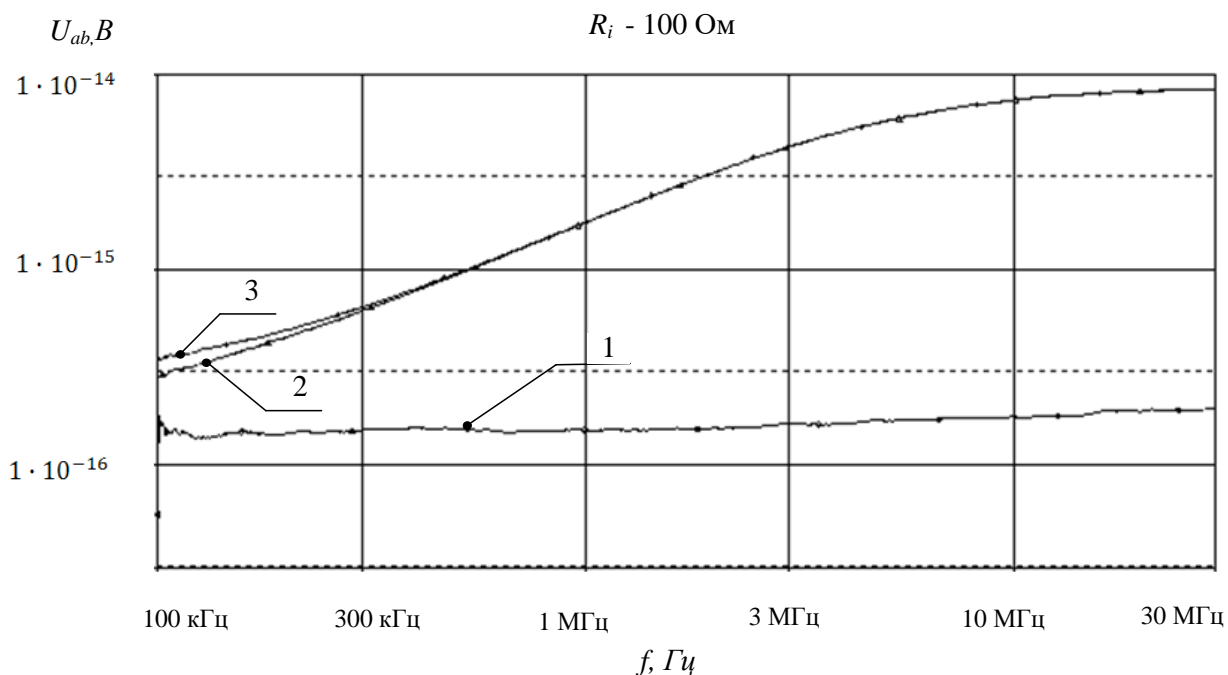


Рис. 4.12. Напряга на виході перетворювача напруги при $R_i = 100 \text{ Ом}$.

Графіки, зображені на рис. 4.10 – 4.12, підтверджують, що формула (4.22) для розрахунку значення ємності $C_{комп}$ дає оптимальне значення цієї ємності, при якому напруга несиметричної завади U_{ab} на вході перетворювача $U_{ab} \rightarrow 0$.

Також з рис. 4.10 – 4.12 видно, що, беручи до уваги дуже малі абсолютні значення напруги U_{ab} , внутрішній опір джерела живлення R_i практично не впливає на роботу схеми компенсації паразитної ємності перетворювача у несиметричному колі.

4.4 Ступінь магнітного зв'язку між обмотками дроселя схеми компенсації паразитної ємності у несиметричному колі. Математична модель ПН з АККП і схемою компенсації для довільного магнітного зв'язку між обмотками дроселя

Як було показано в підрозділі 3.3, при значенні компенсуючої ємності $C_{комп} = C_a \cdot (n-1)$ відбувається повна компенсація паразитної ємності C_a для випадку гранично сильного магнітного зв'язку ($k_{зв} = 1$) між обмотками накопичувального дроселя.

Недоліком одержаного виразу є те, що у накопичувальному дроселі з двома різко неоднаковими по кількості витків обмотками практично неможливо одержати $k_{3\phi} = 1$. Тому важливо дослідити ефективність компенсування паразитної ємності C_a для випадку, коли магнітний зв'язок між обмотками накопичувального дроселя менше граничного ($k_{3\phi} < 1$).

З цією метою проведемо аналіз еквівалентної схеми перетворювача з накопичувальним дроселем та схемою компенсації паразитної ємності C_a для випадку довільного коефіцієнта зв'язку між двома обмотками згаданого вище дроселя. При проведенні аналізу був використаний метод контурних струмів [83].

Магнітно розв'язавши схему перетворювача і врахувавши, що магнітний зв'язок $M = k_{3\phi} \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} = k_{3\phi} \cdot \sqrt{L \cdot n^2} = k_{3\phi} \cdot nL, k_{3\phi} \leq 1$, отримаємо схему, зображену на рис. 4.13.

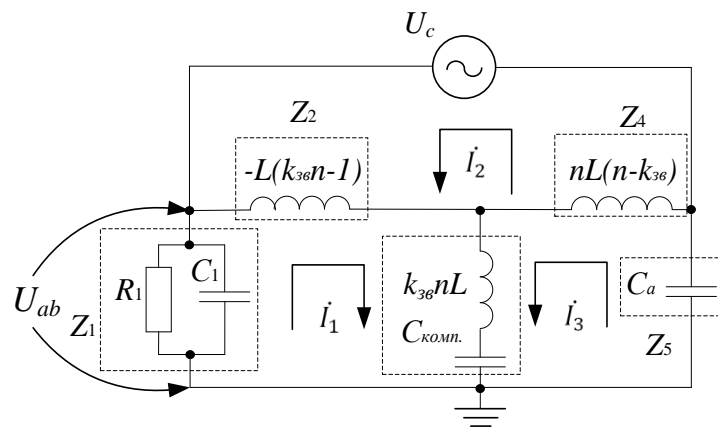


Рис. 4.13. Еквівалентна схема перетворювача напруги.

Застосувавши метод контурних струмів, складемо систему рівнянь:

$$\begin{cases} (Z_1 + Z_2 + Z_3) \cdot I_1 + Z_3 I_2 + Z_2 I_3 = 0; \\ Z_3 I_1 + (Z_3 + Z_4) I_2 - Z_4 I_3 = U_c; \\ Z_2 I_1 - Z_4 I_2 + (Z_2 + Z_4 + Z_5) \cdot I_3 = 0. \end{cases} \quad (4.23)$$

Тут

$$Z_1 = \frac{R_1 \cdot \frac{1}{pC_1}}{R_1 + \frac{1}{pC_1}}; \quad Z_2 = k_{3\phi} n p L + \frac{1}{pC_{\text{комп}}}; \quad Z_3 = -pL(k_{3\phi} n - 1);$$

$$Z_4 = n p L (n - k_{3\phi}); \quad Z_5 = \frac{1}{p C_a},$$

де $p = j\omega$.

Із системи рівнянь (4.23) можна вивести вираз для струму I_1 :

$$I_1 = \frac{-U_c Z_2 Z_3 + U_c Z_2 Z_4 + U_c Z_2 Z_4 + U_c Z_3 Z_5}{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_3 Z_4 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_1 Z_4 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_4 Z_5 + Z_3 Z_4 Z_5}. \quad (4.24)$$

Напруга завади від перетворювача $U_{ab} = Z_1 I_1$, де Z_1 є паралельне з'єднання резистора R_1 і конденсатора C_1 (рис. 4.13); підставивши значення для Z_1 та I_1 у вираз для U_{ab} , отримаємо:

$$U_{ab} = Z_1 \cdot \left[-\frac{U_c (Z_2 Z_3 + Z_2 Z_4 + Z_3 Z_4 + Z_3 Z_5)}{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_3 Z_4 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_1 Z_4 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_4 Z_5 + Z_3 Z_4 Z_5} \right]. \quad (4.25)$$

Якщо у виразі (4.25) замість Z_i ($i = 1 \dots 5$) підставити їхні значення, то після проведення необхідних перетворень одержимо:

$$|U_{ab}| = \frac{\left| \frac{1 - nk_{3\phi}}{n(n - k_{3\phi})} \left(\omega n^2 L - \frac{C + C_a}{\omega C C_a} \right) + \omega n L k_{3\phi} - \frac{1}{\omega C} \right|}{\sqrt{\left(K_1^{(M)} \cdot K_3^{(M)} - K_2^{(M)} \cdot K_4^{(M)} \right)^2 + a_{11}^2 \cdot \left[K_4^{(M)} \right]^2}} \cdot \frac{R_1}{\sqrt{1 + (\omega R_1 C_1)^2}}. \quad (4.26)$$

$$\text{де } K_1^{(M)} = \omega L \left[1 - nk_{3\phi} + \frac{n^2 - 2k_{3\phi} n + 1}{n(n - k_{3\phi})} \left(nk_{3\phi} - \frac{1}{\omega^2 L C} \right) \right], \quad (4.27)$$

$$K_2^{(M)} = \omega \left[L - \frac{R_1^2 C_1}{1 + (\omega R_1 C_1)^2} \right] - \frac{1}{\omega C} + \frac{1 - nk_{3\phi}}{n - k_{3\phi}} \left(\omega n L k_{3\phi} - \frac{1}{\omega C} \right); \quad (4.28)$$

$$K_3^{(M)} = \frac{1 - nk_{3\phi}}{n(n - k_{3\phi})} \left(\omega n^2 L - \frac{C + C_a}{\omega C C_a} \right) + \omega n L k_{3\phi} - \frac{1}{\omega C}; \quad (4.29)$$

$$K_4^{(M)} = \frac{\omega n^2 L - \frac{C_1 + C_a}{\omega C \cdot C_a}}{\omega n L (n - k_{3\phi})} \omega L (n^2 - 2k_{3\phi} n + 1) - \omega n L - (n - k_{3\phi}). \quad (4.30)$$

Іншими словами, вираз (4.26) є математичною моделлю ПН з АККП, як джерела несиметричних завад зі схемою компенсації паразитної несиметричної ємності. Ця модель математично описує залежність напруги несиметричних

завад, генерованих перетворювачем, від низки основних та паразитних параметрів самого перетворювача та згаданої вище схеми компенсації паразитної несиметричної ємності перетворювача. Вираз (4.26) є достатньо складним і неочевидним, тому для проведення подальших досліджень його доцільно спростити.

Після перетворень та спрощень одержимо, що напруга завади U_{ab} прямо пропорційна такому виразу:

$$U_{ab} \sim \frac{1-n \cdot k_{3\phi}}{n \cdot (n-k_{3\phi})} \left(\omega \cdot n^2 L - \frac{C+C_a}{\omega \cdot C \cdot C_a} \right) + \omega \cdot n \cdot k_{3\phi} - \frac{1}{\omega \cdot C}. \quad (4.31)$$

Тут $\omega = 2\pi f$ - кругова частота, $L = L_B/(n-1)^2$, L_B - задана індуктивність накопичувального дроселя.

У виразі (4.31) $n \cdot k_{3\phi} \gg 1$, тому що зазвичай $n = 20 \dots 50$ (див. [12]), а реальний коефіцієнт магнітного зв'язку $k_{3\phi} = 0,7 \dots 0,95$. Тоді вираз (4.31) можна додатково спростити:

$$U_{ab} \sim \frac{1}{\omega \cdot C} \left[\frac{k_{3\phi}}{n} \cdot \left(\frac{C}{C_a} + 1 \right) - 1 \right]. \quad (4.32)$$

З виразу (4.32) легко побачити, що для того, щоб $U_{ab} \rightarrow 0$, потрібно, щоб $\frac{k_{3\phi}}{n} \cdot \left(\frac{C}{C_a} + 1 \right) - 1 = 0$, звідки одержимо, що:

$$C_{комп} = C_a \cdot (n/k_{3\phi} - 1). \quad (4.33)$$

З виразу (4.33) випливає, що ємність $C_{комп}$ схеми компенсації паразитної ємності C_a прямо пропорційна останній та співвідношенню витків більшої та меншої обмоток накопичувального дроселя, і обернено пропорційна магнітному зв'язку між обмотками накопичувального дроселя.

Якщо у виразі (4.33) прийняти $k_{3\phi} = 1$, то він переходить у вираз, виведений у роботі [12] для $k_{3\phi} = 1$. Це підтверджує правильність виразу (4.33).

Електронне моделювання

Для перевірки ефективності компенсації паразитної ємності C_a з урахуванням магнітного зв'язку, ми дослідили коефіцієнт передачі по напрузі K_u схеми компенсації, зображеної на рис. 4.13, у діапазоні робочих частот від 100 кГц до 30 МГц за допомогою пакета програм електронного моделювання PSpice.

Моделювання було проведене для таких значень параметрів схеми: $C_a = 34$ пФ; $C_b = C_c = 25$ пФ; $L_B = 860$ мкГ; $L = L_B/(n-1)^2$; $n = 55$; $L_1 = L$; $L_2 = n^2 \cdot L$; $C_{комп} = C_a \cdot (n/k_{зв} - 1)$; $k_{зв} = 0,9$; $K_u = U_{ab}/U_C$. В якості напруги U_C виступала синусоїдальна напруга амплітудою 1 В, частота якої змінювалась від 100 кГц до 30 МГц.

На графіках рис. 4.14 показаний коефіцієнт передачі K_u для таких трьох випадків:

- 1) компенсація відсутня;
- 2) ємність компенсуючого конденсатора $C_{комп} = C_a \cdot (n-1)$ для коефіцієнта магнітного зв'язку $k_{зв} = 0,9$;
- 3) ємність компенсуючого конденсатора $C_{комп} = C_a \cdot (n/k_{зв} - 1)$.

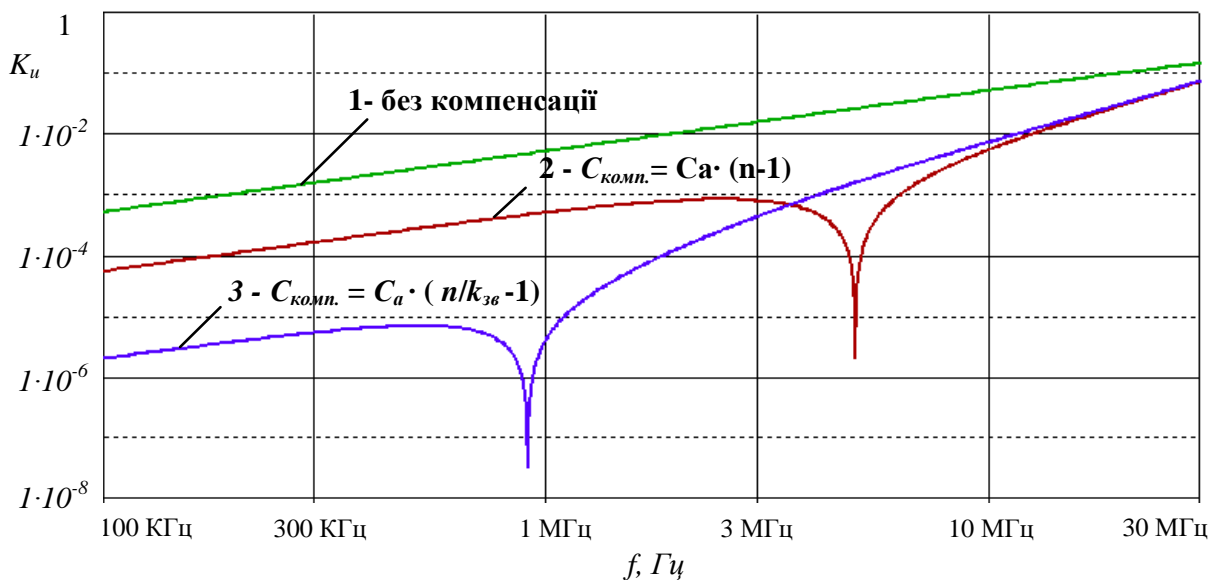


Рис. 4.14. АЧХ напруги на виході перетворювача для трьох випадків $k_{зв}$.

З розгляду кривих на рис. 4.14, видно, що коефіцієнти передачі, які зображені на кривих 2 і 3, мінімум на порядок менші, ніж коефіцієнт передачі,

зображений на кривій 1. Це підтверджує ефективність роботи схеми компенсації, а також практичне значення формули (4.33) для розрахунку $C_{комп}$ при $k_{зв} \leq 1$. Крім того, з кривих 2 і 3 видно чітке збільшення коефіцієнтів передачі із збільшенням частоти, що підтверджується практичними дослідженнями, наведеними в роботі [12].

Ефективність роботи схеми компенсації паразитної ємності C_a була також досліджена для випадку, коли джерелом завади є напруга U_c , яка по формі близька до меандру. Така форма напруги наближує моделювання схеми компенсації до реальних умов її роботи [13].

Моделювання завад було проведене для таких значень параметрів схеми та генератора завад: напруга U_c - трапецоїдальний сигнал з амплітудою 400 В, у якого тривалість імпульсу $\tau_i = 7$ мкс (така тривалість імпульсу відповідає частоті повторення імпульсів 67 кГц). Тривалості фронту/зрізу $\tau = 50$ нс, період повторення $T = 15$ мкс; $C_a = 34$ пФ;

$C_1 = 25$ пФ; $L_B = 860$ мкГ; $L = L_B / (n-1)^2$; $n = 55$; $L_1 = L$; $L_2 = n^2 \cdot L$; $C = C_a \cdot (n/k_{зв} - 1)$; $k_{зв} = 0,9$; U_{ab} - шукана напруга завади на резисторі R_1 .

Результати моделювання показані на рис. 4.15 (суцільна лінія). Для порівняння на цьому ж рисунку пунктиром показана напруга завад, коли ємність $C_{комп}$ конденсатора схеми компенсації паразитної ємності C_a обраховували згідно з виразом $C_{комп} = C_a \cdot (n-1)$.

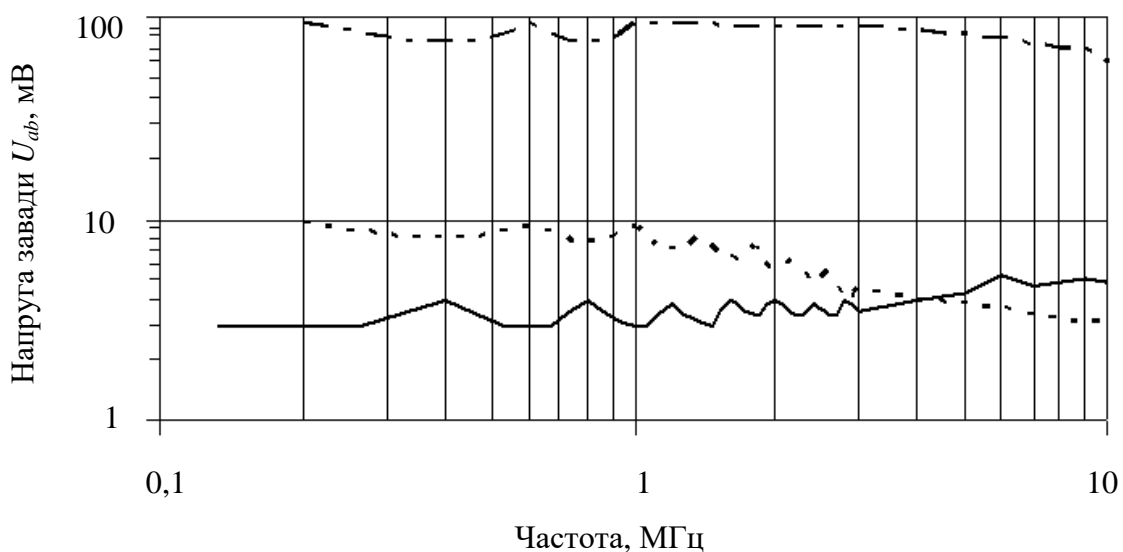


Рис. 4.15. Напруга завад генерована перетворювачем.

Крім того, штрих-пунктирною лінією на тому ж графіку показана напруга завад при відсутності компенсації ємності C_a .

З розгляду кривих на рис. 4.15 видно, що при відсутності компенсації паразитної ємності C_a напруга завад від перетворювача сягає майже 100 мВ у діапазоні частот від 0,15 до 10 МГц. Такий рівень завад в сто і більше разів перевищує гранично припустимий рівень, який регламентується вітчизняними і міжнародними стандартами з електромагнітної сумісності. З рис. 4.15 також видно, що введення компенсації значно зменшує рівень завад, генерованих згаданим вище перетворювачем, а розрахунок ємності компенсуючого конденсатора з врахуванням реально досяжного магнітного зв'язку $k_{зв} < 1$ між обмотками накопичувального дроселя дозволяє ще у декілька раз зменшити напругу завад на вхідних контактах перетворювача у порівнянні з використанням формули $C = C_a \cdot (n-1)$, виведеної для ідеального випадку $k_{зв} = 1$.

Висновки до розділу 4

1. Проведені дослідження впливу міжвиткової ємності та високочастотних втрат накопичувального дроселя блоку АККП у ПН, а також внутрішнього опору еквівалентної схеми ПН показали, що згадані параметри практично не впливають на ефективність зменшення завад компенсуючою схемою.

2. Дослідження впливу паразитних та конструктивних параметрів конденсатора для схеми компенсації дозволили визначити ємність реального конденсатора з високочастотними втратами, яка забезпечить максимальну ефективність схеми компенсації несиметричних завад. Для цього у схемі компенсації потрібно застосовувати конденсатор з мінімально можливими високочастотними втратами.

3. Розроблена математична модель перетворювача з АККП як джерела несиметричних завад зі схемою компенсації його паразитної несиметричної ємності для випадку неідеального магнітного зв'язку між обмотками накопичувального дроселя перетворювача дозволяє безпосередньо оцінювати

вплив паразитних та конструктивних параметрів згаданої вище схеми компенсації з реальними компонентами на рівень несиметричних завад, генерованих перетворювачем.

4. Ємність конденсатора схеми компенсації залежить від ступеню магнітного зв'язку між обмотками накопичувального дроселя ПН з АККП і є практично обернено пропорційною згаданому вище зв'язку. Одержаний вираз для ємності згаданого вище конденсатора з врахуванням практично досяжного коефіцієнта зв'язку між обмотками накопичувального дроселя дозволяє зменшити рівень завад від ПН з реальними компонентами АККП.

РОЗДІЛ 5

ЕКСПЕРЕМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ КОМПЕНСАЦІЇ ПАРАЗИТНОЇ ЄМНОСТІ У НЕСИМЕТРИЧНОМУ КОЛІ ПЕРЕТВОРЮВАЧА НА РІВЕНЬ ЙОГО ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД

5.1 Експериментальний зразок перетворювача напруги

З метою експериментальної перевірки ефективності методу компенсації паразитної ємності у несиметричному колі перетворювача як засобу зменшення його ЕМЗ, були проведені дослідження експериментального зразка перетворювача напруги. В якості останнього був використаний стандартний імпульсний блок живлення номінальною потужністю 580 Вт типу НРУ - 4К580 з АККП. У цьому блоці живлення штатний дросель на вході АККП був замінений схемою компенсації паразитної ємності у несиметричному колі перетворювача. Спрощена функціональна схема експериментального зразка перетворювача разом з паразитними ємностями C_a , C_b і C_c (див. розділ 3) показана на рис. 5.1.

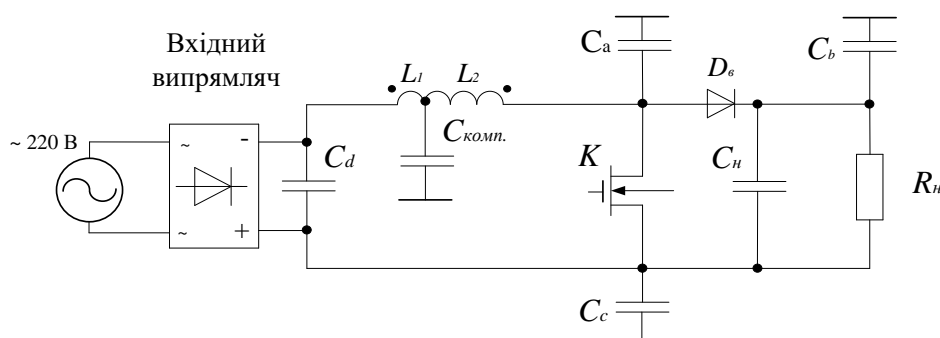


Рис. 5.1. Спрощена функціональна схема експериментального макету.

На рис. 5.1 прийняті позначення:

C_a – паразитна ємність між стоком силового ключа і “землею” в якості землі виступає металевий корпус перетворювача;

C_b – паразитна ємність між катодом діода D_B і “землею”;

C_c – паразитна ємність між витком силового ключа і “землею”;

C_d – ємність на вході перетворювача;

$C_{\text{комп}}$ – компенсувальний конденсатор;

C_n – згладжуючий конденсатор;

K – силовий ключ;

L_1 – котушка з меншою кількістю витків;

L_2 – котушка з більшою кількістю витків;

R_n – опір навантаги.

Конструкція дроселя схеми компенсації паразитної ємності у несиметричному колі перетворювача.

У підрозділі 3.3 було показано, що вхідний дросель згаданої вище схеми компенсації містить дві обмотки, які відрізняються кількістю витків, охоплені сильним магнітним зв'язком і увімкнені послідовно і зустрічно (рис. 5.1). Результуюча індуктивність цього дроселя має дорівнювати номінальній індуктивності, яка забезпечує штатну роботу перетворювача з АККП в цілому.

При проектуванні вхідного дроселя було враховано [93-95], що його осердя повинне бути розраховане на протікання імпульсного струму з частотою першої гармоніки близько 100 кГц, тобто бути виготовленим із високочастотного матеріалу з достатньо високою індукцією насичення. Додатковою умовою проектування дроселя є те, що конструкція вхідного дроселя повинна забезпечувати максимальний магнітний зв'язок між обмотками (див. підрозділ 3.2).

Аналіз та дослідження різних типів матеріалів і форм осердь для вхідного дроселя показали, що для виконання вищенаведених умов найкраще підходить осердя, яке складається з двох феритових чашок нікель-марганцевого фериту марки М2000НМ1-16; така конструкція осердя дозволила забезпечити коефіцієнт магнітного зв'язку $k_{зв}$ між двома зустрічно увімкненими обмотками з неоднаковою кількістю витків $k_{зв} = 0,95$. Для того, щоб феритове осердя не входило в стан насичення під час роботи експериментального зразка

перетворювача, між чашками в центральному стержні був зроблений повітряний зазор відповідного розміру.

Для коректного порівняння результатів експериментальної перевірки залишкового рівня несиметричної завади від експериментального зразка перетворювача з результатами, наведеними у роботі [12], загальна індуктивність дроселя була вибрана такою ж, як у згаданій вище роботі, тобто 860 мкГ; з цієї ж причини співвідношення n між його двома зустрічно увімкненими обмотками було прийняте значно більшим від одиниці:

$$n = 12.$$

На рис. 5.2. спрощено показана конструкція вхідного дроселя, який був застосований у експериментальному зразку перетворювача напруги.

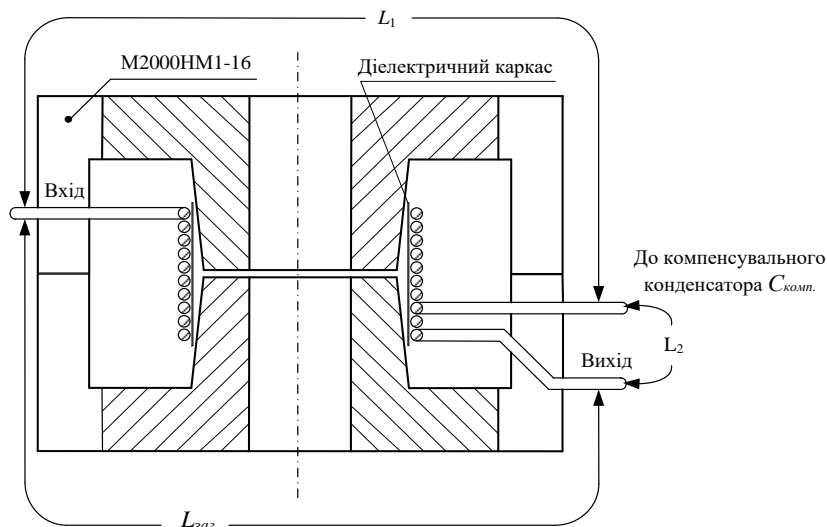


Рис. 5.2. Конструкція вхідного дроселя схеми компенсації.

На (рис. 5.2) прийняті позначення:

L_1 — котушка з більшою кількістю витків;

L_2 — зустрічно увімкнена котушка з меншою кількістю витків;

$L_{заг}$. — загальна індуктивність дроселя.

Важливим етапом проектування схеми компенсації є розробка конструкції компенсуючого конденсатора. Формула (4.34) для $C_{комп}$ є спрощеною і не враховує дії сукупності паразитних параметрів у реальній схемі та конструкції

перетворювача. Тому схему компенсації паразитної ємності C_a у експериментальному макеті перетворювача потрібно розробити так, щоб можна було плавно змінювати ємність компенсуючого конденсатора $C_{комп}$ у певних межах прямо під час роботи перетворювача.

Виходячи з цього конденсатор $C_{комп}$ був конструктивно складений з паралельно з'єднаних конденсаторів постійної та змінної ємності. Номінали цих конденсаторів вибрані так, щоб можна було плавно змінювати ємність $C_{комп}$ в межах $\pm 50\%$ відносно номінальної ємності, розрахованої по формулі (4.34).

Для розрахунку оптимального значення компенсуючої ємності у відповідності з виразом (4.34) потрібно знати величину паразитної ємності у несиметричному колі перетворювача; з цією метою у блоці АККП експериментального зразка перетворювача була виміряна паразитна ємність між стоком силового транзистора і заземленим радіатором, на якому розміщений цей силовий транзистор. Для вимірів був застосований вимірювач імітансу (E7-14); виміряне значення паразитної ємності C_a склало 21,7 пФ.

Після цього згідно з виразом (4.34) було розраховане номінальне значення ємності компенсуючого конденсатора, яке необхідне для зменшення рівня несиметричних ЕМЗ на вході перетворювача. Розрахунок показав, що для $C_a = 21,7$ пФ і $n = 12$ $C_{комп} = 238,7$ пФ.

На (рис. 5.3) зображений макет експериментального зразка перетворювача разом із схемою компенсації і баластним навантаженням.

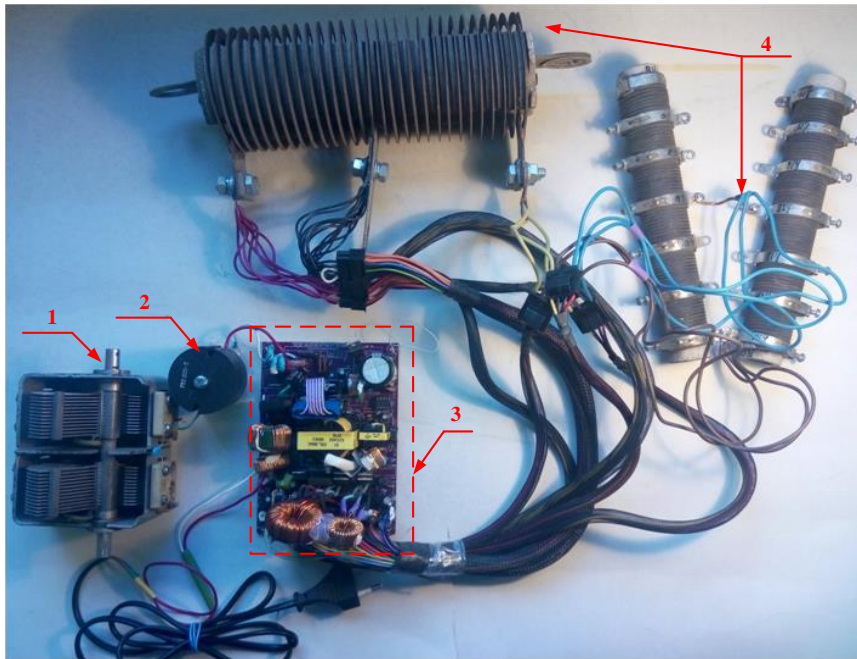


Рис. 5.3. Макет перетворювача зі схемою компенсації і баластним навантаженням.

На (рис. 5.3) цифрами 1...4 позначені:

- 1 – конденсатор змінної ємності;
- 2 – двообмотковий вхідний дросель;
- 3 – ІБЖ типу НРУ-4К580 разом з блоком АККП;
- 4 – баластне навантаження.

5.2 Методика та апаратура експериментальних досліджень

Для вимірів кондуктивних несиметричних завад, генерованих експериментальним зразком перетворювача у регламентованому діапазоні частот від 150 кГц до 30 МГц були застосований спектроаналізатор типу НМ-5014, а також еквівалент мережі типу NNB 111. Згаданий еквівалент мережі забезпечує нормальний режим електроживлення для ПСЕ, «відрізає» по високій частоті мережу електроживлення і убезпечує вхід селективного мікровольтметра від дії напруги 220/380 В частотою 50 Гц.

Виміри кондуктивних електромагнітних завад були проведені згідно із методикою, викладених у стандартах: ДСТУ EN 55022:2014, ДСТУ EN 55024:2014, CISPR 16-2-1-2016 [36, 87, 96].

На рис. 5.4 представлена спрощена функціональна схема експериментального зразка перетворювача разом зі схемою виміру напруги завад на його вході.

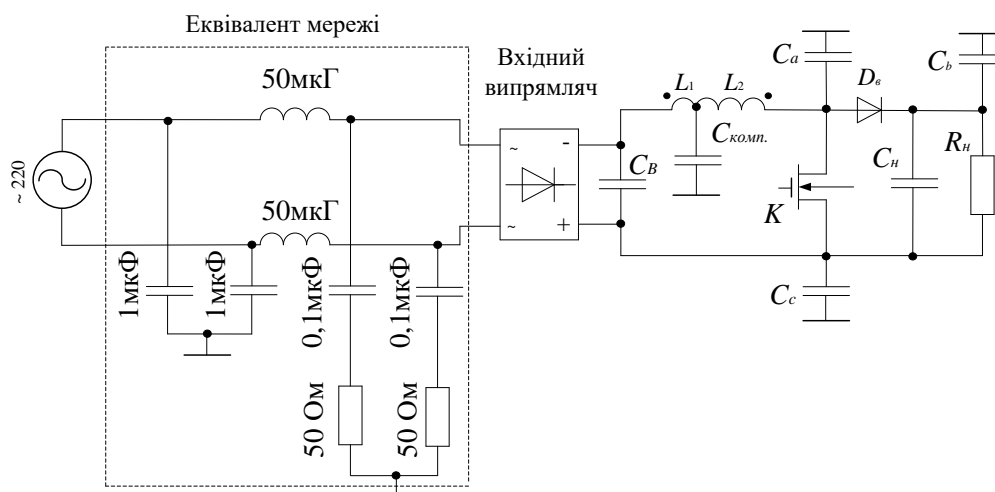


Рис. 5.4. Спрощена функціональна схема вимірів несиметричних завад від експериментального зразка перетворювача.

На рис. 5.4 прийняті позначення:

C_a – паразитна ємність між стоком силового ключа і “землею”;

C_b – паразитна ємність між катодом діода D_V і “землею”;

C_c – паразитна ємність між витком силового ключа і “землею”;

L_1 і L_2 – зустрічно увімкнені обмотки схеми вхідного дроселя.

На рис. 5.5 зліва схематично показане взаємне розташування експериментального зразка, аналізатора спектру або селективного мікровольтметра та еквівалента мережі під час вимірів напруги несиметричних завад згідно вимог стандарту з вимірювання ЕМЗ CISPR 16-2-1-2016. Справа показаний готовий стенд для вимірювання ЕМЗ разом з макетом досліджуваного перетворювача.

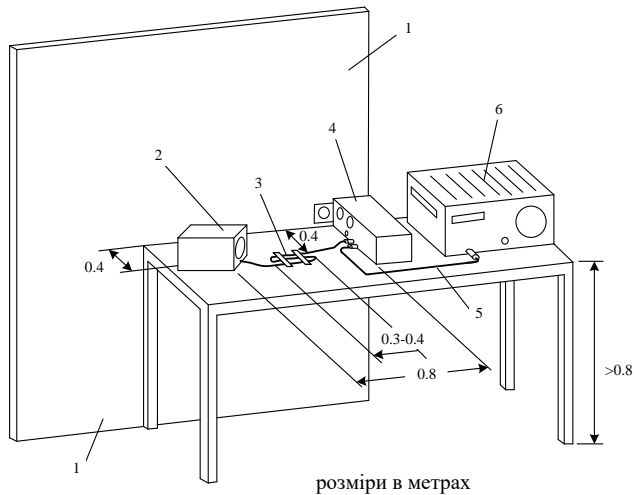


Рис.5.5. Підготовчий стэнд для вимірювань ЕМЗ генерованим перетворювачем напруги.

На рис. 5.5 прийняті позначення:

- 1 – металева стіна 2x2 м;
- 2 – експериментальний зразок перетворювача;
- 3 – надлишок проводу живлення (наприклад, 0,2x0,3 м), укладений в формі витків;
- 4 – еквівалент мережі;
- 5 – коаксіальний кабель;
- 6 – спектроаналізатор або селективний мікровольт метр.

5.3 Результати експериментальних досліджень та їх аналіз

Для перевірки ефективності методу компенсації були проведені прямі виміри напруги завад, генерованих експериментальним зразком перетворювача у регламентованому діапазоні частот від 100 кГц до 30 МГц без схеми компенсації та при її застосуванні.

На рис. 5.6 показаний графік залежності напруги несиметричної завади, генерованої експериментальним зразком перетворювача, від частоти. В блоці АККП перетворювача застосований штатний дросель без схеми компенсації паразитної ємності.

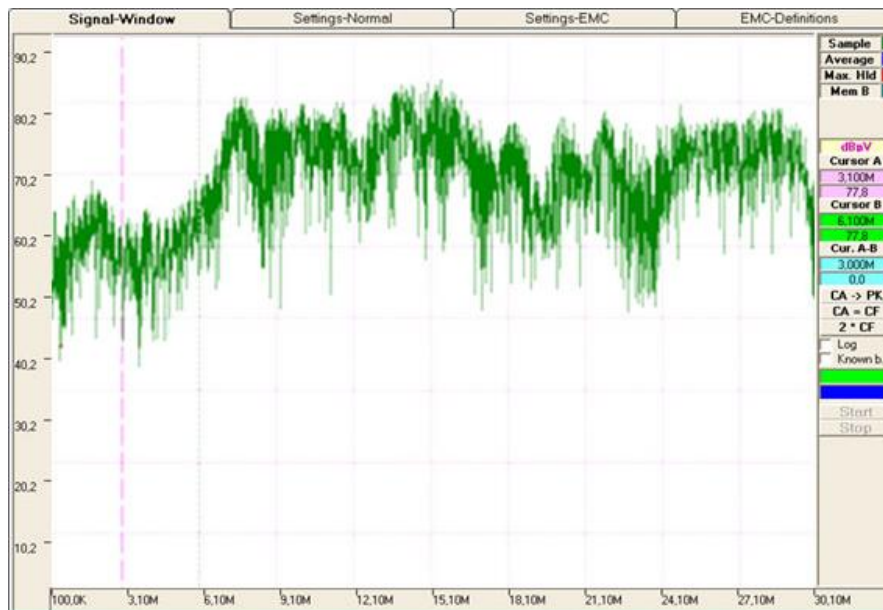


Рис. 5.6. Напряга несиметричної завади, генерована експериментальним зразком ПН без схеми компенсації.

На рис. 5.7 показаний графік залежності від частоти напруги несиметричної завади, генерованої експериментальним зразком перетворювача, для випадку, коли в блоці АККП перетворювача замість штатного дроселя застосована схема компенсації несиметричної паразитної ємності перетворювача.

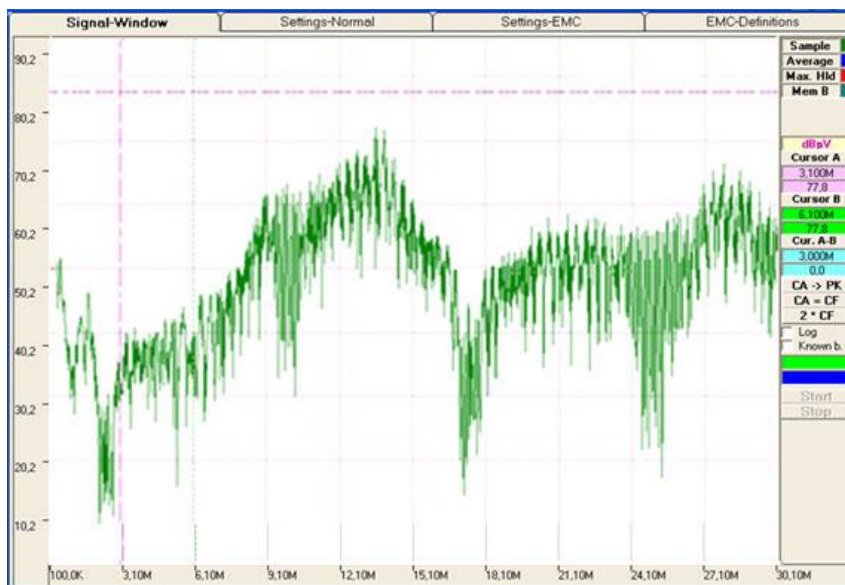


Рис. 5.7. Напряга несиметричної завади генерована експериментальним зразком ПН із схемою компенсації паразитної ємності.

Більш наочна картина рівнів несиметричних завад показана на рис. 5.8 на якому цифрою 1 – показаний рівень завад від перетворювача без схеми компенсації паразитної несиметричної ємності, цифрою 2 – рівень завад при наявності такої компенсації.

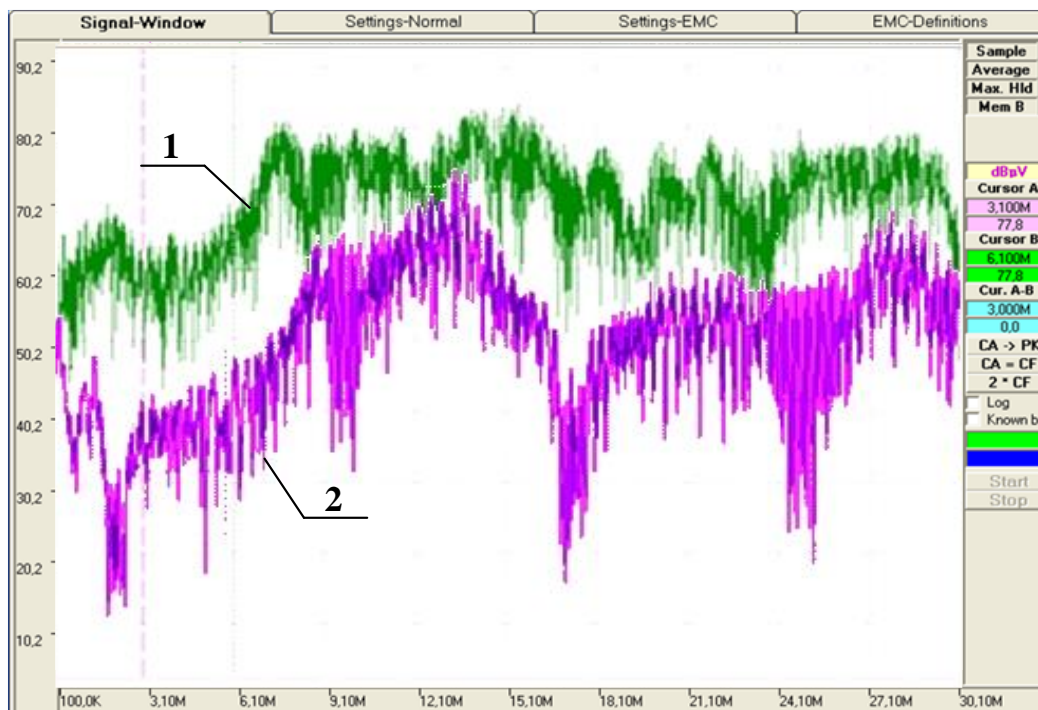


Рис. 5.8. Рівень несиметричних завад, генерованих експериментальним зразком перетворювача з АККП із схемою компенсації паразитної ємності і без неї.

Для порівняння рівнів завад, зображених на рис. 5.6 і 5.7, у табл. 5.1 наведені максимальні значення завади на декількох характерних частотах у регламентованому діапазоні від 0,15 до 30 МГц.

Таблиця 5.1

Рівні несиметричних завад, генерованих перетворювачем

Частота	150 кГц	1,6 МГц	5 МГц	8 МГц	14 МГц	17 МГц	30 МГц
А	65 дБ	70 дБ	65 дБ	80 дБ	82 дБ	75 дБ	55 дБ
Б	55 дБ	45 дБ	45 дБ	50 дБ	72 дБ	40 дБ	55 дБ
В	10 дБ	25 дБ	20 дБ	30 дБ	10 дБ	35 дБ	0 дБ

У табл. 5.1 літерою А позначений рядок таблиці з максимальним рівнем завад від експериментального зразка перетворювача з АККП без схеми компенсації несиметричної завади; літерою Б позначений рядок з максимальним рівнем завад від згаданого вище перетворювача зі схемою компенсації несиметричної завади; літерою В позначений рядок таблиці з виграшем від застосування схеми компенсації несиметричної завади у перетворювачах з АККП. На кожній з частот, наведених у табл. 5.1, виграш обчислювали як різницю між рівнями завад у рядках А і В цієї таблиці.

З даних, наведених у табл. 5.1, видно, що:

1) на низькочастотній ділянці (від 0,15 до 1,6 МГц) регламентованого діапазону частот виграш від застосування схеми компенсації несиметричної завади перетворювача з АККП складає від 10 до 25 дБ;

2) на середніх частотах (від 1,6 до 8 МГц) виграш складає від 20 до 34 дБ;

3) в районі частоти 14 МГц виграш склав 10 дБ;

4) на високочастотній ділянці (від 17 до 24 МГц) виграш склав від 17 до 35 дБ;

5) в районі частоти 30 МГц рівень завад від перетворювача зі схемою компенсації несиметричних завад досяг рівня завад цього ж перетворювача без схеми компенсації, тобто тут виграш відсутній.

Таким чином, експериментальна перевірка впливу компенсації паразитної ємності у несиметричному колі перетворювача з АККП на рівень його електромагнітних завад підтвердила ефективність цього безфільтрового протизавадного засобу у регламентованому діапазоні частот.

Висновки до розділу 5

Експериментальні дослідження впливу компенсації паразитної ємності у несиметричному колі перетворювача підтвердили результати теоретичних розрахунків та електронного моделювання, і показали високу ефективність цього безфільтрового протизавадного засобу у регламентованому діапазоні частот.

РОЗДІЛ 6.

ЗАХИСТ ТРАНЗИСТОРНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ВІД ДІЇ ВИСОКОВОЛЬТНИХ КОРОТКОЧАСНИХ СПЛЕСКІВ НАПРУГИ В МЕРЕЖІ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ

6.1. Мережа електроживлення як джерело високовольтних короткочасних сплесків напруги та нормування їх параметрів

Дослідження мережі електроживлення, проведені впродовж останніх десятиліть, показують, що в ній часто виникають сплески перенапруги у вигляді високовольтних коротких імпульсів з амплітудою в сотні вольт, а також одиничні імпульси або їх пачки імпульсів з амплітудами до декількох кВ [14, 15, 34, 97, 98, 99]. Вони виникають під час комутації приєднаних до мережі електроживлення потужних споживачів електроенергії, якими є промислові установки, зварювальне обладнання, електротранспорт, високочастотне промислове та медичне обладнання тощо. Інколи в мережі трапляються аварійні ситуації; вони теж спричиняють виникнення імпульсних сплесків перенапруги. Крім того, грозова активність навесні та влітку, удари блискавки поблизу електричних підстанцій можуть породжувати в мережі імпульсні перенапруги великої амплітуди та енергії. Ще однією причиною виникнення згаданих вище сплесків перенапруги є так звана навмисна силова дія (НСД) по мережі електроживлення, або «електромагнітний тероризм» [100, 101]. Для цього терористи використовують спеціальні технічні засоби, що приєднуються до мережі за допомогою гальванічного зв'язку, через конденсатор або трансформатор. Є також переносні та перевізні засоби, які здатні викликати імпульс перенапруги безконтактним шляхом (так звана «електромагнітна бомба» [101]). Озброєний цією технікою терорист може створити різкий сплеск перенапруги в мережі живлення комп'ютера, центра обробки даних або іншої системи обробки інформації. Амплітуда, тривалість та енергія створеного сплеску такі, що здатні спричинити збій в роботі системи, втрату інформації і

навіть вихід з ладу апаратної частини. Найчастіше у мережі електроживлення зустрічаються такі види імпульсних перенапруг [14]:

- **наносекундні імпульсні перешкоди (НІП)**, які, як правило, викликані спрацьовуванням механічних контактів вимикачів та реле. У закордонній літературі цей тип завод називається EFT – ElectricFactTransients;
- **мікросекундні імпульсні перешкоди (МІП)**, які пов'язані з роботою реактивних елементів у колах потужних навантаж (зарядження конденсаторів, віддавання енергії, накопиченої у обмотках електродвигунів, дроселів, соленоїдів тощо), або викликані ударом блискавки поблизу електричних підстанцій. У закордонній літературі цей тип завод називається surge;
- **перешкоди від електростатичних розрядів (ПЕР)**; переважно це заводи, що виникають під час доторкання «наелектризованою» людиною різних електричних кіл. У закордонній літературі цей тип завод називається ESD – ElectrostaticDischarge.

Типові параметри згаданих вище завод такі: НІП являє собою імпульс позитивної або негативної полярності з експоненційними фронтом та зрізом; тривалість фронту складає декілька нс, тривалість імпульсу на половині амплітуди – 30...60 нс, амплітуда імпульсу від десятків до декількох тисяч вольт; МІП має таку саму форму, як НІП; тривалість фронту складає 1..2 мкс, тривалість імпульсу на половині амплітуди – 40...80 мкс, амплітуда імпульсу від сотень до декількох тисяч вольт; ПЕР являє собою періодично повторювані пачки НІП, з тривалістю кожної пачки приблизно 15 мс і періодом T повторення пачок $T \approx 300$ мс.

На рис. 6.1 показана осцилограма типової напруги МІП з амплітудою $U_m = 2$ кВ, тривалістю фронту $\tau_\phi = 1$ мкс та тривалістю імпульсу $\tau_{\text{імп}} = 50$ мкс на половині амплітуди, яка діє на фоні електромережної напруги 230 В, 50 Гц. На рис. 6.2 показано імпульс МІП у збільшеному масштабі по шкалі часу.

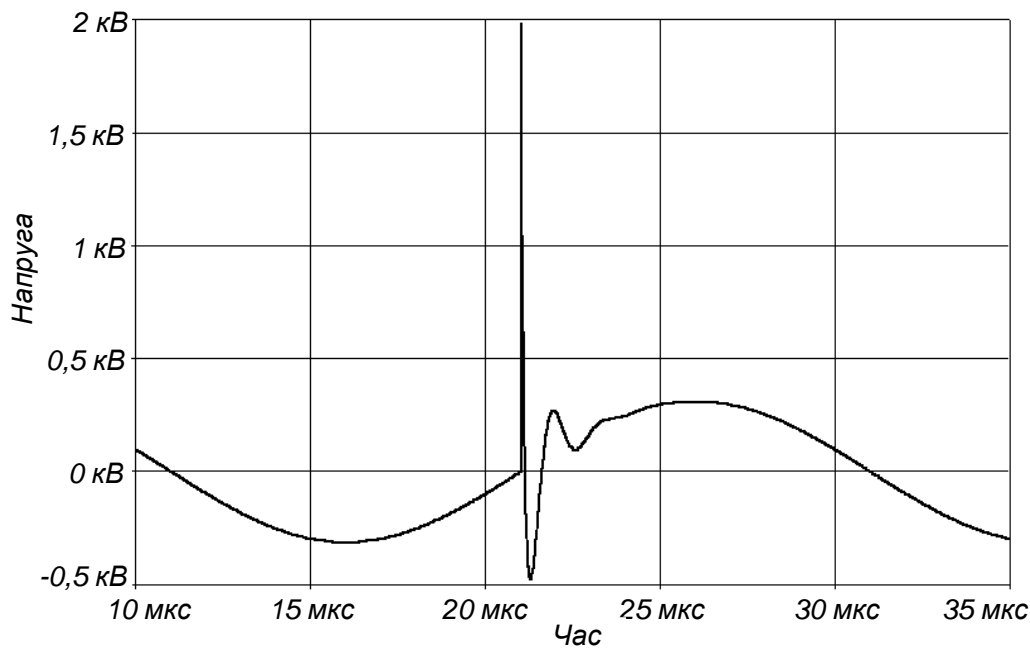


Рис. 6.1. Осцилограма типової напруги МІП з амплітудою 2 кВ.

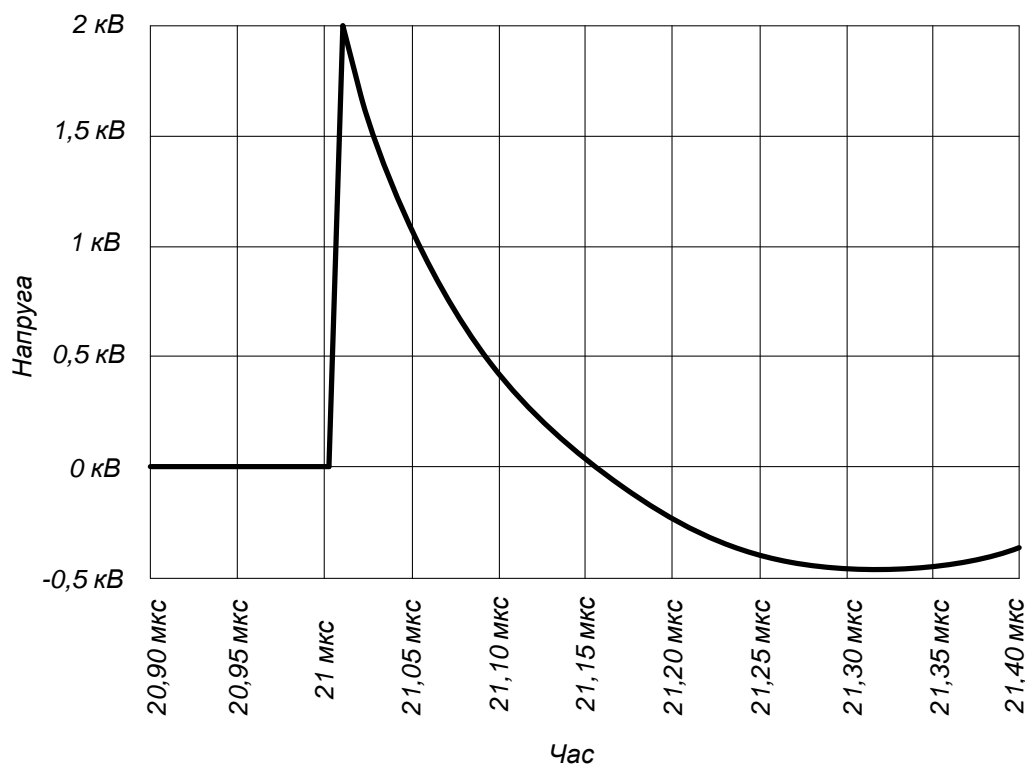


Рис. 6.2. Імпульс МІП у збільшеному масштабі.

Коротко охарактеризуємо шкідливий вплив НІП, МІП та ПЕР на апаратуру, яка з'єднана з мережею електроживлення.

Основним механізмом впливу НІП і ПЕР є протікання струму завади по металевих частинах апаратури. Спектр імпульсів цих завад містить дуже високі

частоти (з-за тривалості фронту у декілька нс спектр імпульсів сягає частот гігагерцового діапазону), і тому такий імпульс проникає через паразитні або конструктивні ємності з мережі електроживлення до внутрішніх вузлів апаратури без помітного ослаблення. Водночас згадані імпульси мають дуже маленьку енергію з-за своєї короткочасності, тому вони не можуть «випалити» компоненти радіоелектронної апаратури, але часто викликають збої у роботі високошвидкісних цифрових вузлів, цифрових інтерфейсних елементів тощо.

Такий самий механізм впливу має МПІ. Енергія цієї завади значно більша, ніж енергія НПІ, тому що тривалість імпульсу МПІ у сотні або навіть тисячі разів перевищує тривалість імпульсу НПІ, а амплітуди обох типів імпульсів є сумірними. З цієї причини шкідливий вплив МПІ на апаратуру є значно більшим; згадана вада не тільки викликає збої у роботі цифрових пристроїв, але може навіть «випалити» компоненти електронної схеми – аналогові та цифрові мікросхеми вузлів керування потужними транзисторами, напівпровідникові діоди, електролітичні конденсатори тощо [15, 97 100]. Тому стійкість електротехнічної та радіоелектронної апаратури до дії згаданих вище перешкод з мережі електроживлення є важливим показником надійності та якості згаданої апаратури.

Стійкість апаратури до дії МПІ та НПІ перевіряють згідно зі стандартами, прийнятими на початку 2000-х років у Європі та багатьох розвинених країнах. Ці стандарти з відповідними змінами є чинними і дотепер [102, 103].

Починаючи з 2000-х років, в Україні також діють національні стандарти, які регламентують перевірку апаратури на завадостійкість проти дії МПІ та НПІ і які вводять шість класів по завадостійкості апаратури відповідно до умов її експлуатації [102, 103]:

клас 0 – добре захищена електромагнітна обстановка, як правило, всередині спеціально обладнаного приміщення;

клас 1 – частково захищена електромагнітна обстановка;

клас 2 – електромагнітна обстановка при рознесенні силових та сигнальних кабелів;

клас 3 – електромагнітна обстановка при паралельній прокладці силових та сигнальних кабелів;

клас 4 – електромагнітна обстановка при прокладанні з'єднувальних кабелів поза приміщеннями поблизу силових кабелів та використанні багатопровідних кабелів, які містять кола електронного та електротехнічного обладнання;

клас 5 – електромагнітна обстановка при підключенні обладнання до ліній зв'язку та до повітряних силових ліній малонаселених районів;

клас х - особливі умови експлуатації, що встановлюються в технічній документації на продукцію.

Узагальнено МІП, НІП і ПЕР можна назвати високовольтними імпульсними завадами (ВІЗ), тому що вони порушують нормальну роботу апаратури, яка з'єднана з мережею електроживлення.

Під час випробувань апаратури на стійкість проти дії ВІЗ згідно з наведеними вище стандартами, на апаратуру подають відповідні імпульси від імітатора завад і перевіряють працездатність апаратури та її відповідність нормативній документації до, під час та після подачі імпульсів. Амплітуда імпульсів, які подають на апаратуру, залежить від класу по завадостійкості; чим вищий клас, тим більша амплітуда імпульсу.

6.2. Критичний огляд традиційних засобів зменшення МІП, НІП і ПЕР

У підрозділі 6.1 було показано, що МІП має значно більші тривалість та енергію, ніж НІП і ПЕР, і може спричинити значно більший негативний вплив на апаратуру, що з'єднана з мережею електроживлення. Тому доцільно розглянути засоби зменшення цих завад окремо для кожного з наведених вище типів.

Огляд та аналіз різноманітних методів і засобів захисту апаратури від дії МІП [14, 15, 34, 97, 100] показав, що найбільш ефективним та широко розповсюдженим методом обмеження амплітуди МІП є використання двополюсників з різко нелінійною вольт-амперною характеристикою (ВАХ) –

газонаповнених розрядників, варисторів та супресорів, які включають на електромережному вході апаратури.

Всі три типи згаданих двополюсників є обмежувачами напруги. Зазвичай рівень обмеження напруги у газонаповнених розрядників складає 50...150 В; цей рівень майже не змінюється навіть при протіканні через «запалений» розрядник струму до 1000 А і більше.

Рівень обмеження напруги на виводах варисторів і супресорів залежить від струму, який протікає через них. Як приклад на рис. 6.3 показана реальна ВАХ варистора типу 20D361К, у якого варисторна напруга (тобто напруга на виводах варистора, коли через нього протікає струм силою 1 мА) складає приблизно 380 В. Близький до параболи вид лівої гілки кривої, зображеної на рис. 6.3, пояснюється тим, що на графіку з логарифмічною шкалою саме так відображається лінійний закон зменшення напруги на виводах варистора при зменшенні струму через варистор від 5 до 0,1 мкА.

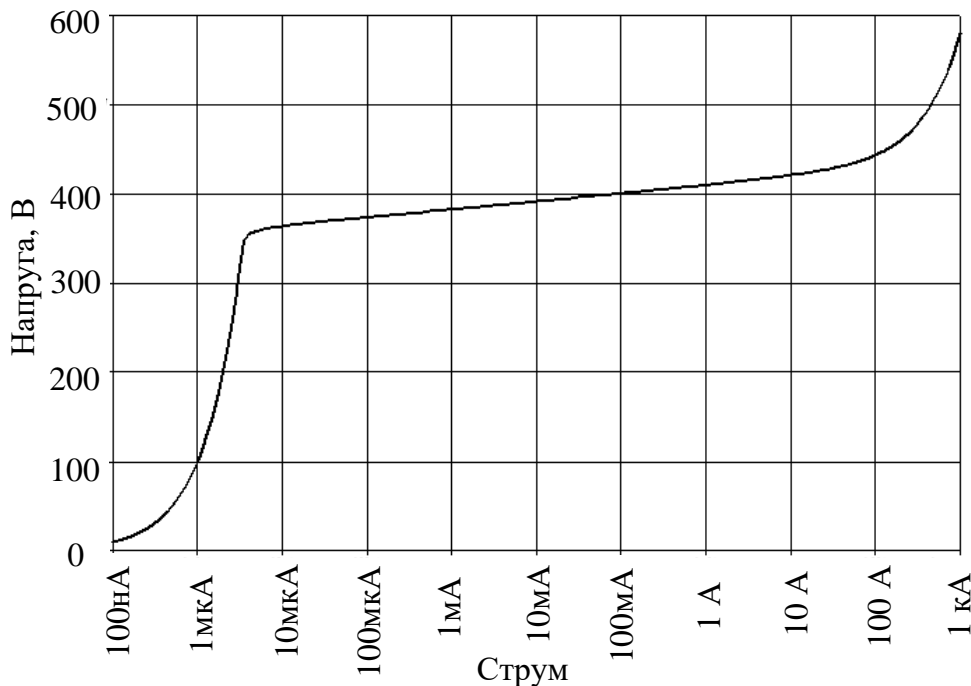


Рис. 6.3. ВАХ варистора типу 20D361К.

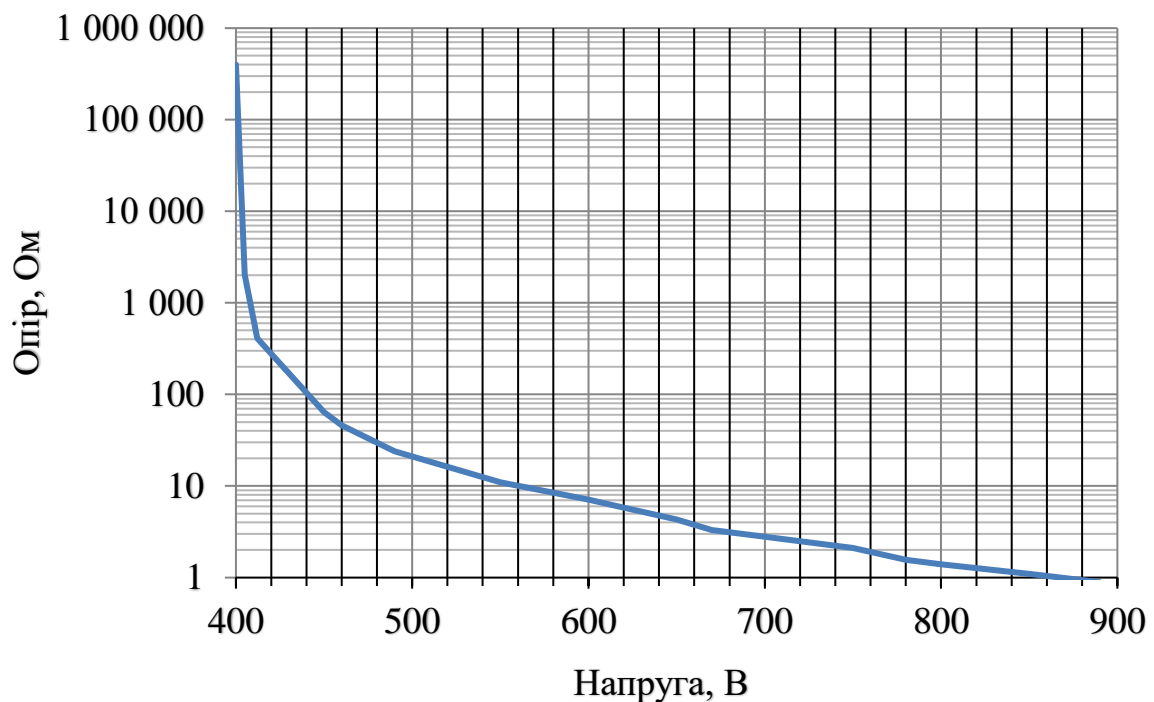


Рис. 6. 4. Залежність миттєвого опору варистора типу 20D361K від напруги.

На рис. 6.4 показаний графік залежності миттєвого опору цього ж варистора від напруги, прикладеної до його виводів. Значення опору (в омах) відкладені по вертикальній вісі, значення напруги (у вольтах) – по горизонтальній.

Коли миттєві значення напруги на вході апаратури, з'єднаної з мережею електроживлення, є близькими до номінальних, тоді струм через варистор не перевищує 1 мА (рис. 6.3). Це означає, що його еквівалентний опір становить не менше ніж 380 кОм, і практично не шунтує електромережний вхід апаратури. Якщо в електромережі виникає МПП, то миттєва напруга на виводах варистора починає зростати, і це спричиняє швидке падіння його еквівалентного опору (рис. 6.4) – до одиниць ом і навіть менше. Варистор починає шунтувати цим опором електромережний вхід апаратури, в результаті чого більша частина напруги МПП падає на внутрішньому імпедансі джерела МПП і тільки її невелика частина діє на електромережному вході.

Швидкодія сучасних варисторів достатньо висока і складає десятки нс. Цього цілком достатньо, щоб варистор встигав відреагувати на фронт МПІ, який складає приблизно 1 мкс.

Подібну ВАХ та залежність миттєвого опору від прикладеної до виводів напруги мають і згадані вище супресори.

Традиційні засоби зменшення НІП і ПЕР

У роботі [14] показано, що достатньо ефективним засобом зменшення НІП і ПЕР може служити електромережний протизавадний фільтр (ЕПФ) з відповідними схемою електричною і монтажем, які мінімізують значення паразитних або конструктивних параметрів компонентів фільтра – міжвиткову ємність його дроселів та індуктивність виводів його конденсаторів. Монтаж ЕПФ повинен забезпечувати мінімальні зв'язки по електричному та магнітному полям між різними компонентами фільтра.

На сьогоднішній день в загальному доступі почали широко розповсюджуватись багат шарові варистори для пайки на друкованих платах. Ці варистори мають швидкодію, яка вимірюється частками нс, тому вони достатньо «швидкі» для обмеження амплітуд завад наносекундного діапазону тривалостей (НІП і ПЕР).

Для ефективного зменшення НІП також потрібне ефективне екранування як ЕПФ, так і функціональних вузлів апаратури до частот усотні МГц і вище. Це пояснюється надзвичайно крутими фронтами тривалістю декілька нс, які мають НІП і ПЕР (див. підрозділ 6.1), отже, спектр таких завад сягає сотень МГц.

Ще одним широко розповсюдженим засобом ефективного зменшення НІП і ПЕР є супресори. Вони мають найвищу швидкодію серед трьох типів перелічених вище двополюсників з різко нелінійною ВАХ; значення цього параметра лежать у пікосекундному діапазоні [14].

Недоліки традиційних засобів зменшення МП, НП і ПЕР

Кожен з перелічених вище двополюсників має свої недоліки. Так, у розрядників це недостатньо висока швидкодія, тому що час спрацьовування розрядника, тобто час від початку пробою газового проміжку між електродами розрядника до виникнення електричної дуги всередині розрядника складає декілька мкс. Крім того, поріг спрацьовування розрядника сильно залежить від швидкості, з якою наростає напруга на електродах розрядника: чим швидше наростає напруга на його електродах, тим вищим буде поріг, коли розрядник перейде у стан провідності. Ще одним серйозним недоліком газонаповненого розрядника є те, що тривалість горіння дуги всередині розрядника залежить не тільки від тривалості МП, але також від того, в який момент періоду електромережної напруги у розряднику виникла дуга. Якщо імпульс МП виник на початку періоду і запалив дугу всередині розрядника, коли лінійна або фазна напруга тільки почала зростати, то після закінчення імпульсу МП дуга продовжуватиме горіти ще майже половину періоду електромережної напруги, тобто приблизно ще 10 мс, поки напруга на виводах розрядника не зменшиться до порогу погасання дуги, який складає декілька десятків вольт. Це означає, що електромережний вхід апаратури буде практично закорочений впродовж майже десяти мс, хоча імпульс МП закінчився уже через 70...100 мкс після виникнення. Така особливість функціонування газонаповненого розрядника шкідлива для самого розрядника, тому що значно підвищує енергію, яку розрядник повинен розсіяти впродовж горіння дуги; ця ж особливість розрядника шкідлива також і для електромережі, тому що впродовж 10 мс запалений розрядник практично закорочує її.

У варисторів і супресорів недоліком є те, що остаточна амплітуда імпульсу на виводах цих обмежувачів не може бути меншою, ніж амплітуда електромережної напруги, в колі якої працює такий обмежувач напруги. В іншому випадку варистор або супресор під дією електромережної напруги буде переходити в режим малого вхідного опору навіть без наявності імпульсу МП у електромережі, що виведе обмежувач амплітуди з ладу уже через декілька

періодів напруги. Разом з тим є ситуації, коли остаточна амплітуда імпульсу МП після обмеження не повинна бути більшою, ніж декілька десятків вольт, наприклад для захисту електронної аналогової та цифрової апаратури від електромагнітного тероризму, аварій в мережах електроживлення, ударів блискавки у електричні підстанції тощо. У таких випадках традиційне увімкнення обмежувачів напруги на електромережному вході апаратури, розглянуте у 6.2.1, не забезпечує потрібного захисту, і необхідно вводити додаткові компоненти у традиційні схеми обмеження амплітуди МП.

6.3. Аналіз електромагнітних процесів у колі «обмежувачнапруги – фільтр нижніх частот» за дії високовольтної імпульсної завади мікросекундного діапазону тривалостей з мережі електроживлення

У підрозділі 6.1 було зазначено, що стійкість електротехнічної та радіоелектронної апаратури до дії ВІЗ з мережі електроживлення є важливим показником надійності та якості згаданої апаратури, який регламентується низкою міжнародних та національних стандартів з електромагнітної сумісності. У підрозділі 6.2 показано, що традиційним засобом зменшення ВІЗ є двополюсники з нелінійною ВАХ – варистори, супресори та газонаповнені розрядники, які включають на електромережному вході апаратури. У тому ж підрозділі були відмічені недоліки згаданих засобів: для газонаповнених розрядників це інерційність спрацьовування, для варисторів, супресорів та високий залишковий рівень напруги ВІЗ (500...800 В) на виході схеми її обмеження.

Щоб додатково зменшити амплітуду ВІЗ на електромережному вході апаратури, в роботі [98] запропоновано включати одну-дві ланки фільтра нижніх частот (ФНЧ) між обмежувачем амплітуди ВІЗ та електромережним входом апаратури. Разом з тим таке інженерне рішення не підкріплене аналізом проходження ВІЗ з мережі електроживлення через тракт «обмежувач напруги – фільтр нижніх частот», що зменшує ефективність та універсальність

використання згаданого інженерного рішення. Тому важливо провести аналіз проходження ВІЗ через тракт «обмежувач напруги – фільтр нижніх частот» з метою кількісної оцінки впливу ФНЧ на зменшення амплітуди залишкової ВІЗ на електромережному вході апаратури.

Схема електрична принципова досліджуваного кола показана на рис.6.5

Імпульс ВІЗ від джерела напруги $u_{виз}(t)$ з внутрішнім опором $R_{iГ}$ поступає на обмежувач напруги VR і далі через Γ -подібну ланку ФНЧ з елементами L_{ϕ} , C_{ϕ} на електромережний вхід апаратури (на рис.6.5 цей вхід представлений резистором R_H).

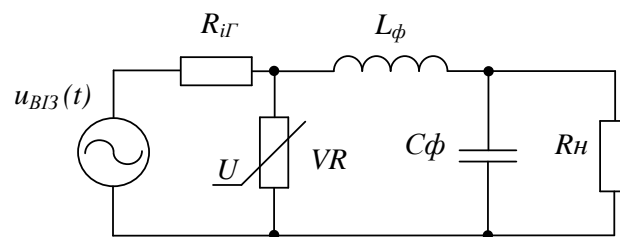


Рис.6.5. Схема електрична принципова досліджуваного кола.

Для спрощення аналізу прийнято, що ФНЧ є найпростішим фільтром типу k ,

причому параметр $k = \sqrt{\frac{L_{\phi}}{C_{\phi}}}$ [83].

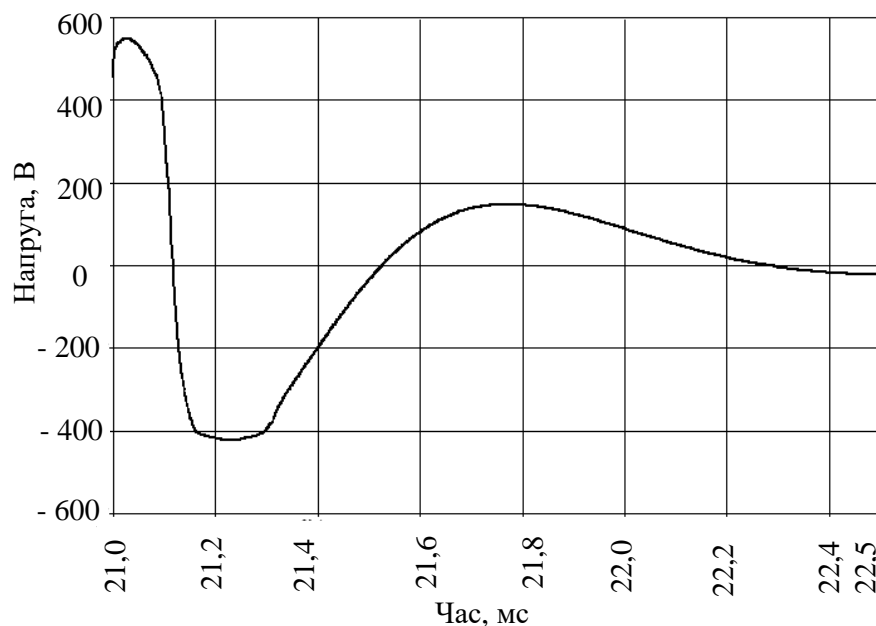


Рис.6.6. Типова ВАХ обмежувача напруги.

Напруга ВІЗ являє собою імпульс з амплітудою від сотень вольт до декількох кіловольт. Так, наприклад, стандартизована ВІЗ мікросекундного діапазону тривалостей [103] має фронт $\tau_\phi = 1$ мкс, тривалість імпульсу на половині амплітуди $\tau_{imn} = 50$ мкс. У підрозділі 6.1 вона детально розглянута у класі мікросекундних імпульсних перешкод (МПП).

Напруга $u_{обм}(t)$, що поступає з обмежувача напруги на вхід ФНЧ, показана на рис.6.6. Вона представляє собою двополярне коливання форми, близької до прямокутної, з тривалістю фронту біля 20 мкс і «хвостом» у вигляді загасаючої синусоїди. Амплітуди позитивної та негативної півхвилі сумірні, і приблизно дорівнюють напрузі обмеження.

Це дозволяє спростити схему на рис. 6.5, і для проведення подальшого аналізу вважати, що на вході ФНЧ увімкнене джерело напруги $u_{обм}(t)$ – див. рис. 6.6. Така схема показана на рис. 6.7.

У цій схемі потрібно знайти напругу $u_{вих}(t)$ на виході ФНЧ, якщо задана вхідна напруга $u_{обм}(t)$, а також відомі елементи L_ϕ , C_ϕ та R_n . Рішення такої задачі є типовим розрахунком перехідного процесу у лінійному електричному колі, викликаному дією напруги $u_{обм}(t)$, тому для її вирішення потрібно скористатися одним з трьох методів розрахунку – класичним методом зі складанням

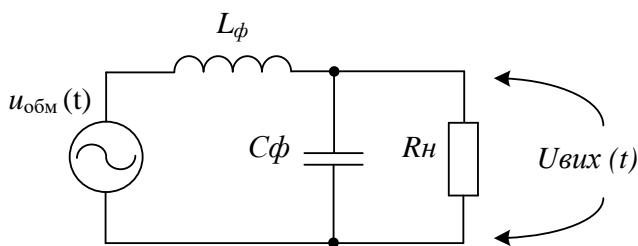


Рис. 6.7. Спрощена схема

інтегродиференціальних рівнянь, операторним методом, або методом розрахунку з використанням інтеграла Дюамеля [83, 77]. Подальший аналіз показав, що для даного випадку, коли вхідна напруга $u_{обм}(t)$ являє собою

коливання складної форми (див. рис. 6.6), найбільш зручним є третій зі згаданих методів розрахунку, тобто інтеграл Дюамеля.

Згідно з основною формою запису цього інтеграла, напруга $u_{вих}(t)$ на виході ФНЧ (рис. 6.7) дорівнює

$$u_{вих}(t) = u(0)h(t) + \int_0^t u'(\tau)h(t-\tau)d\tau, \quad (6.1)$$

де $u(0)$ – стрибок напруги з нульовим фронтом на вході ФНЧ в момент часу $t = 0$;

$h(t)$ - перехідна функція за напругою [77] електричного кола з елементами L_ϕ , C_ϕ та R_n ;

$u'(\tau)$ - перша похідна напруги $u_{обм}(t) = u_{обм}(\tau)$ на вході ФНЧ;

$h(t-\tau)$ - перехідна функція за напругою $h(t)$, в якій аргумент t замінено на $(t-\tau)$.

В нашому випадку стрибка напруги $u(0)$ на вході ФНЧ немає, тому можемо записати, що

$$u_{вих}(t) = \int_0^t u'(\tau)h(t-\tau)d\tau. \quad (6.2)$$

Напругу на вході ФНЧ (рис. 6.7) можна апроксимувати кусково-ламанною лінією, або, іншими словами, сукупністю лінійно зростаючих або лінійно спадних фрагментів напруги; тоді на кожному інтервалі лінійного зростання або спаду напруги $u_{обм}(t)$ її залежність від часу має вигляд $u_{обм}(t) = \pm At + b$, де A – коефіцієнт нахилу прямої $u_{обм}(t)$, b – коефіцієнт зміщення цієї прямої.

Знак перед коефіцієнтом нахилу A залежить від того, зростає напруга $u_{обм}(t)$ в даному інтервалі часу чи зменшується.

Перша похідна такої напруги дорівнює $[u_{обм}(t)]' = \pm A$; підставивши цей вираз у (2), одержимо, що

$$u_{вих}(t) = \pm A \cdot \int_0^t h(t-\tau)d\tau. \quad (6.3)$$

З виразу (3) видно, що для того, щоб знайти напругу $u_{вих}(t)$ на виході ФНЧ, потрібно одержати вираз для перехідної функції за напругою $h(t-\tau)$ згаданого вище електричного кола, і потім проінтегрувати цей вираз по змінній τ в інтервалі часу $(0, t)$.

У роботі [88] проведено аналіз реакції Γ - подібної ланки ФНЧ, зображеної на рис. 5, за дії на його вході одиночного стрибка напруги, і показано, що за умови, коли

$$R_n = k = \sqrt{\frac{L_\phi}{C_\phi}}, \quad (6.4)$$

перехідна функція за напругою $h(t)$, тобто напруга на виході згаданого електричного кола при дії на його вході одиночного стрибка напруги, дорівнює:

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{\Omega_3}{2}t} \left[\cos\left(\sqrt{3}\frac{\Omega_3}{2}t\right) + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin\left(\sqrt{3}\frac{\Omega_3}{2}t\right) \right] = 1 - e^{-\frac{\Omega_3}{2}t} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \sin\left[\frac{\pi}{3} + \left(\sqrt{3}\frac{\Omega_3}{2}t\right)\right], \quad (6.5)$$

$$\text{де } \Omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_\phi \cdot C_\phi}}.$$

Умова (6.4) легко виконується і не накладає додаткових обмежень ні на R_n , ні на L_ϕ та/або на C_ϕ , тому для подальшого аналізу можемо скористатися виразом (6.5).

Замінивши у цьому виразі аргумент t на $(t - \tau)$, одержимо, що:

$$h(t - \tau) = 1 - e^{-\frac{\Omega_3}{2}(t-\tau)} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \sin\left[\frac{\pi}{3} + \sqrt{3}\frac{\Omega_3}{2}(t-\tau)\right], \quad (6.6)$$

і підставимо (6.6) у (6.3):

$$u_{\text{вих}}(t) = \pm A \cdot \int_0^t \left\langle 1 - e^{-\frac{\Omega_3}{2}(t-\tau)} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \sin\left[\frac{\pi}{3} + \sqrt{3}\frac{\Omega_3}{2}(t-\tau)\right] \right\rangle d\tau.$$

Після проведення необхідних перетворень одержимо, що:

$$u_{\text{вих}}(t) = \pm A \cdot \left\langle t - \frac{1}{\Omega_3} \cdot \left\{ 1 - e^{-\frac{\Omega_3}{2}t} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \sin\left[\frac{\pi}{3} - \sqrt{3}\frac{\Omega_3}{2}t\right] \right\} \right\rangle, \quad (6.7)$$

$t \geq 0$.

Якщо інтервал часу $(0, t)$ у виразі (6.7) розбитий на декілька підінтервалів $(0 \dots t_1, t_1 \dots t_2, t_2 \dots t_3 \text{ тощо})$, то в загальному випадку

$$u_{\text{вих}}(t) = \pm A \cdot \left[\left[(t - \alpha) - \frac{1}{\Omega_3} \left\langle 1 - e^{-\frac{\Omega_3}{2}(t-\alpha)} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \sin\left[\frac{\pi}{3} - \sqrt{3}\frac{\Omega_3}{2}(t-\alpha)\right] \right\rangle \right] \right]. \quad (6.8)$$

Тут α – нижня границя кожного підінтервалу часу.

Вираз (6.8) справедливий для кожного відрізка часу, з яких складається загальний інтервал $(0, t)$ напруги $u_{\text{обм}}(t)$ – див. рис. 6.4. Він дає можливість визначити напругу $u_{\text{вих}}(t)$ для будь-якого моменту часу, що входить до заданого інтервалу, за відомим або заданим значенням параметра ФНЧ Ω_3 . З цього виразу

видно, що параметр ФНЧ $\Omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_\phi \cdot C_\phi}}$ безпосередньо впливає на значення

напруги $u_{вих}(t)$: чим більший параметр Ω_3 , (тобто чим менші значення L_ϕ і C_ϕ), тим менша різниця між вхідною та вихідною напругою ФНЧ, і навпаки. Якщо $\Omega_3 \rightarrow \infty$, то $u_{вих}(t) \rightarrow u_{обм}(t)$.

Для наочності на основі виразу (6.8) побудовані графіки напруги $u_{вих}(t)$ для трьох значень параметра Ω_3 ; графіки показані на рис. 6.6.

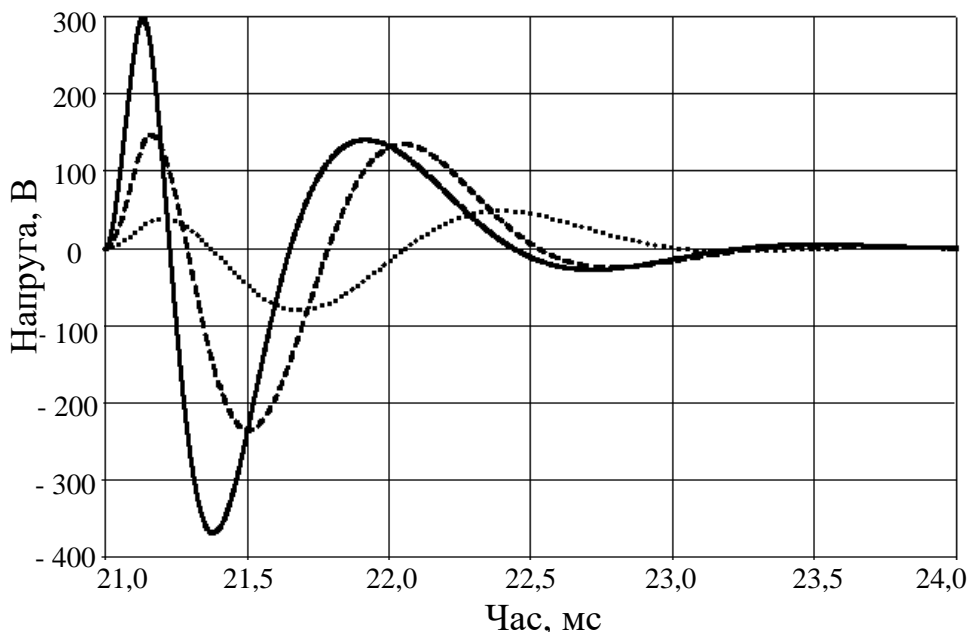


Рис.6.8. Напруга $u_{вих}(t)$ в залежності від частоти зрізу Ω_3 .

Графіки побудовані для таких параметрів ВІЗ: амплітуда $U_m = 2$ кВ, тривалість ВІЗ на половині амплітуди $\tau_{имп} = 50$ мкс, час наростання напруги $\tau_\phi = 1$ мкс. На вході ФНЧ амплітуда ВІЗ обмежена значенням приблизно 500 В.

Параметр k у ФНЧ прийнятий рівним 75 Ом, опір резистора R_n згідно з умовою (6.4) також дорівнює 75 Ом, що відповідає установленій потужності навантаження $P_n \approx 650$ ВА.

Значення параметра Ω_3 прийняті такими: $\Omega_{31} \approx 3,1$ кГц, $\Omega_{32} \approx 1,6$ кГц, $\Omega_{33} \approx 0,63$ кГц.

З кривих на рис. 6.8 видно, що найбільший сплеск напруги на виході ФНЧ, зумовлений реакцією ФНЧ на дію ВІЗ, приблизно пропорційний параметру Ω_3 : чим менший цей параметр, тим менша амплітуда сплеску напруги на електромережному вході апаратури. Так, якщо, наприклад, $\Omega_3 = 0,63$ кГц, то

найбільший сплеск напруги на виході ФНЧ не перевищує 80 В; при цьому амплітуда ВІЗ дорівнює 2 кВ, а амплітуда напруги на вході ФНЧ сягає 550 В (див. рис. 6.6). Це свідчить про те, що навіть одна Г-подібна ланка ФНЧ, увімкнена між виходом обмежувача напруги та електромережним входом апаратури, значно зменшує остаточний сплеск напруги на вході згаданої апаратури.

Разом з тим необхідно зазначити, що зменшення параметра Ω_3 означає збільшення значень L_ϕ і C_ϕ (рис. 6.7). Тому при виборі цього параметра необхідно дотримуватися розумного компромісу.

Таким чином, теоретичний аналіз процесу проходження високовольтної імпульсної завади з мережі електроживлення у вигляді одиночного імпульсу напруги заданих форми, амплітуди і тривалості, а також тривалостей його фронту і зрізу через тракт «обмежувач напруги - фільтр нижніх частот» дав можливість встановити кількісні співвідношення між параметрами вхідного імпульсу напруги з мережі електроживлення, параметрами елементів фільтра та миттєвими значеннями сплеску напруги на електромережному вході електротехнічної або радіоелектронної апаратури. Це, в свою чергу, дозволило кількісно оцінити вплив фільтра на зменшення амплітуди залишкової завади та установити прямий зв'язок між елементами фільтра і найбільшим сплеском напруги на електромережному вході апаратури, а також об'єктивно оцінити шкідливу дію згаданого сплеску напруги та побудувати правильну стратегію для зменшення амплітуди залишкової імпульсної завади до безпечного рівня.

6.4. Підвищення ефективності захисту транзисторних перетворювачів від МПВ великої енергії з мережі електроживлення

Вище було показано, що найбільш ефективним методом захисту від МПВ є використання варисторів, супресорів, газонаповнених розрядників, які включають на електромережному вході апаратури. Коли напруга електромережі близька до номінальної, тоді повний опір згаданого вище двополюсника є дуже великим (сотні-тисячі кілоом), і двополюсник практично не шунтує

електромережний вхід апаратури. Якщо в електромережі виникає МПП, то напруга на вході апаратури і на двополюснику починає зростати, і це спричиняє швидке падіння його повного опору (до одиниць ом і навіть менше). В результаті більша частина напруги МПП діє на внутрішньому імпедансі джерела МПП, і тільки її невелика частина – на електромережному вході апаратури.

У випадках, коли джерело МПП має низький внутрішній імпеданс на високих частотах, увімкнення варистора, супресора або розрядника на електромережному вході апаратури не спричиняє значного зменшення амплітуди МПП, тому що згадане зменшення прямо залежить від співвідношення між вихідним опором $R_{гг}$ генератора МПП і опором $R_{в}$ варистора або супресора в момент дії імпульсу МПП: чим більше $R_{гг}$ порівняно з $R_{в}$, тим ефективніше двополюсник з різко нелінійною ВАХ буде обмежувати напругу МПП, і навпаки.

Ситуація, коли джерело МПП має низький внутрішній імпеданс на високих частотах є важливою для розгляду та аналізу тому, що методика випробувань електротехнічної та радіоелектронної апаратури на стійкість проти дії МПП, наведена у національному стандарті [103], вимагає подачу високовольтного імпульсу МПП безпосередньо на електромережний вхід апаратури від генератора МПП з $R_{гг} \leq 2$ Ом. Разом з тим ВАХ типового варистора 20D361K, у якого напруга на його виводах складає приблизно 360 В при протіканні через варистор струму силою 1 мА, показує, що при імпульсному струмові силою 100 А через варистор його миттєвий опір $R_{в}$ складає 6 Ом, а при імпульсному струмові 1000 А – 0,9 Ом. Це означає, що співвідношення між $R_{гг}$ та $R_{в}$, про яке згадувалось вище, знаходиться в межах 0,3...2,2, і тому варистор або супресор на електромережному вході апаратури зменшить амплітуду МПП не більше, ніж удвічі відносно вхідної напруги генератора МПП. При значеннях $R_{гг} < 2$ Ом ефективність дії таких двополюсників буде ще меншою.

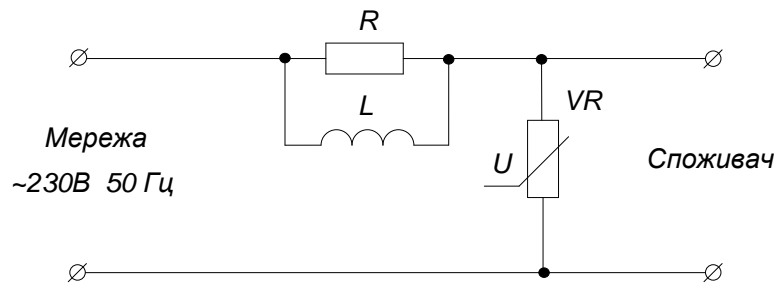


Рис.6.9. Г – подібна схема з LR – ланкою.

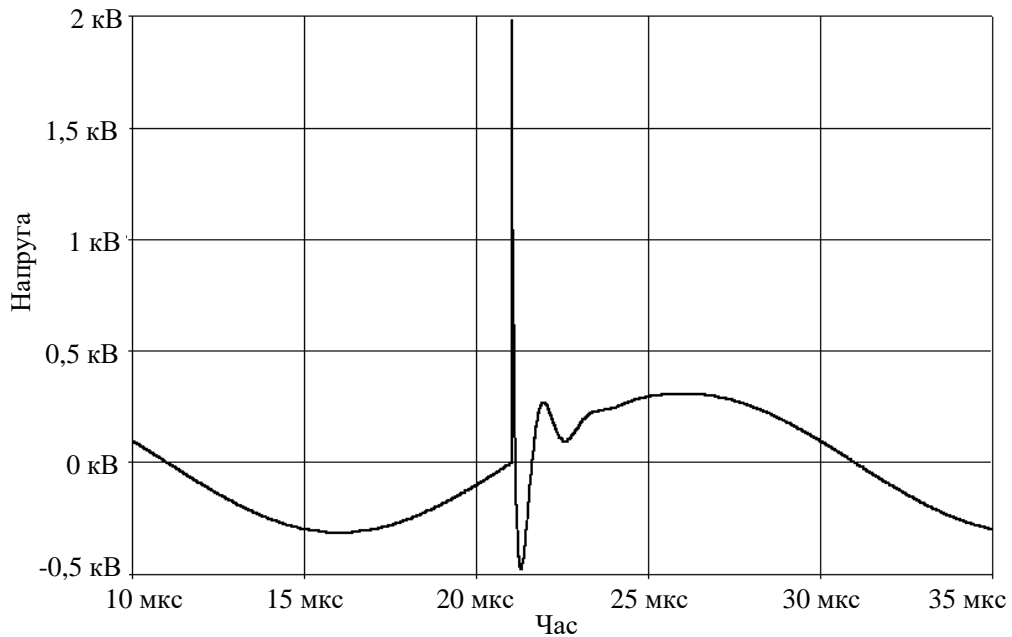


Рис.6.10. Типовий сплеск амплітудою $U_m - 2 \text{ kV}$.

Наші дослідження показали, що для таких випадків ефективність обмеження амплітудизростає, якщо вмикати двополюсники по Г - подібній схемі разом з LR - ланкою (рис. 6.9.). Номінал резистора R складає декілька десятків ом, індуктивність L знаходиться в межах декількох сотень мікрогенрі. LR - ланка збільшує внутрішній імпеданс джерела МІП на високих частотах, де індуктивний опір дроселя L перевищує опір резистора R , тому що цей резистор увімкнений послідовно зі згаданим імпедансом відносно напруги МІП. В той же час на промисловій частоті електромережі дросель L практично закорочує резистор R , і напруга мережі електроживлення без втрат поступає на вхід споживача.

На 6.10 наведено типову напругу МІП з амплітудою $U_m = 2 \text{ kV}$, тривалістю фронту $\tau_\phi = 1 \text{ мкс}$ і тривалістю імпульсу $\tau_{\text{імп}} = 50 \text{ мкс}$, яка діє на фоні електромережної напруги 230 В, 50 Гц. На 6.11 показані імпульси МІП у

збільшеному масштабі по шкалі часу: крива 1 – напруга на виході генератора МП; крива 2 – напруга на електромережному вході апаратури, зашунтованому варистором, коли $R_{ir} = 2$ Ом; крива 3 – залишкова напруга МП на виході Г-подібної схеми, яка зображена на рис. 6.9.

Графіки на рис. 6.10 і 6.11 одержано за допомогою пакета програм PSPICE моделювання електронних пристроїв [85].

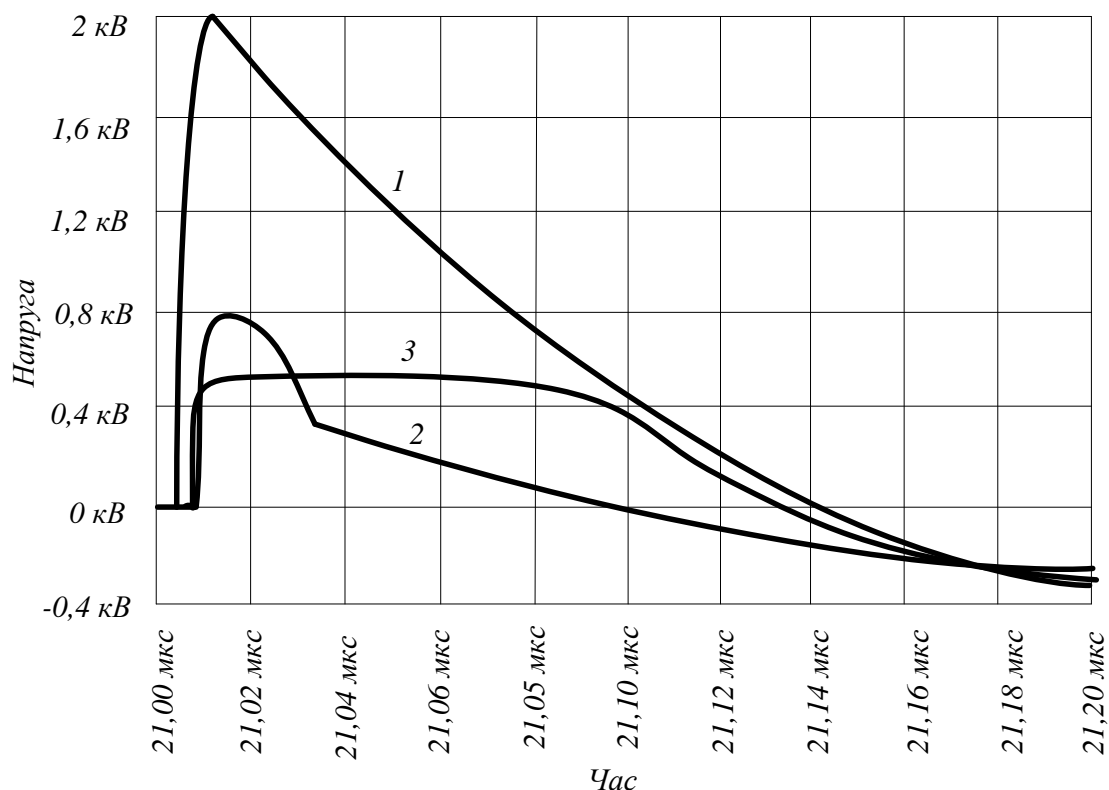


Рис.6.11. Імпульси МП у збільшеному масштабі.

В якості двополюсника з різко нелінійною ВАХ була використана розроблена авторами PSPICE макромодель варистора типу 20D361K. ВАХ макромоделі згаданого вище варистора зображена на рис. 6.12 суцільною лінією. На тому ж рисунку пунктирною лінією показана ВАХ реального варистора 20D361K, яка побудована згідно з даними виробника варисторів цього типу.

З порівняння кривих на рис. 6.12 видно хороший збіг обох ВАХ у практично значимому діапазоні струмів через варистор від 1 мА до 1 кА.

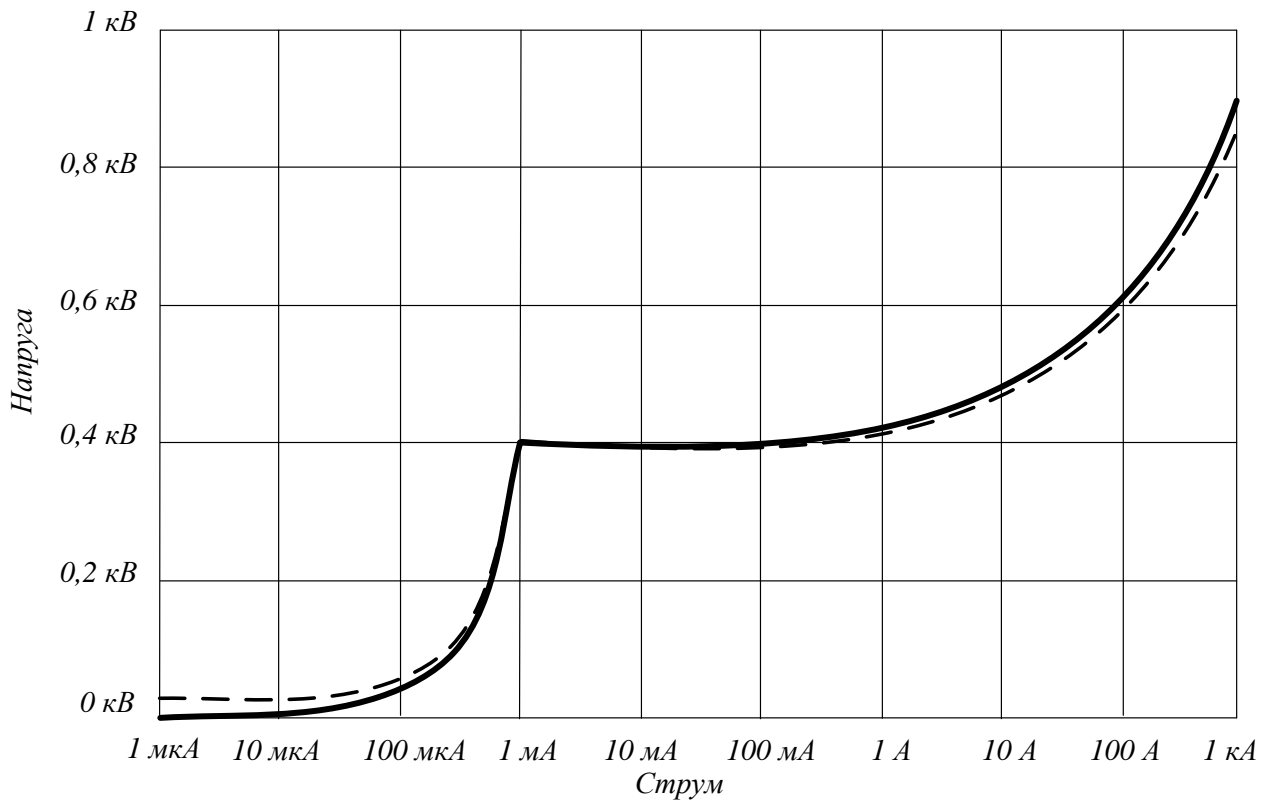


Рис.6.12. Промодельована на PSPICE макромодель варистора типу 20D361К.

Що стосується струмів менше 1 мА, то для спрощення макромоделі варистора автори прийняли лінійний закон залежності струму через варистор від напруги на його виводах. Цим пояснюється близький до параболи вид лівої гілки ВАХ на рис.6.12 з-за логарифмічної шкали на горизонтальній вісі.

З розгляду та порівняння напруг на рис. 6.11. видно, що схема притлумлення МПІ, зображена на рис. 6.9, дозволяє зменшити амплітуду МПІ на електромережному вході апаратури з 800 В до 520 В, тобто в 1,5 рази порівняно з одиночним варистором. При цьому амплітуда імпульсу струму через варистор не перевищує 60 А, що значно менше гранично допустимого імпульсного струму через варистор.

Проведені дослідження також показали, що для подальшого зменшення залишкової амплітуди МПІ на електромережному вході апаратури перехід від однокаскадної схеми, зображеної на рис. 6.9, до дво- або навіть трикаскадної схеми виявляється мало ефективним. У таких випадках можна досягти значно

кращого результату, якщо доповнити Г-подібну схему на рис. 6.9 П-подібною ланкою ФНЧ (рис. 6.13), у якого частота зрізу має бути значно менша за частоти, що відповідають тривалості імпульсу МП.

На рис. 6.14 показана залишкова напруга МП на виході ФНЧ разом з напругою мережі електроживлення, коли амплітуда вхідної напруги МП складає 2 кВ, частота зрізу ФНЧ дорівнює 1 кГц ($C_{1\phi} = C_{2\phi} = 5 \text{ мкФ}$, $L_{\phi} = 10 \text{ мГ}$), а $R_{\text{ir}} = 2 \text{ Ом}$.

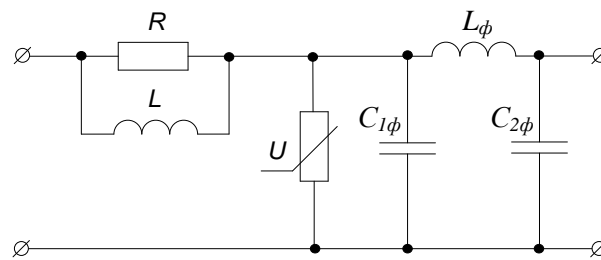


Рис.6.13. Г-подібна схема з варистором + П-подібна ланка ФНЧ.

З розгляду напруги на рис.6.14 видно, що амплітуда залишкової напруги МП на електромережному вході апаратури складає приблизно 20 В. Така амплітуда МП у 40 разів менша, ніж у випадку застосування лише варистора чи супресора. При необхідності залишкову амплітуду МП можна додатково зменшити, якщо збільшити номінали L_{ϕ} і C_{ϕ} .

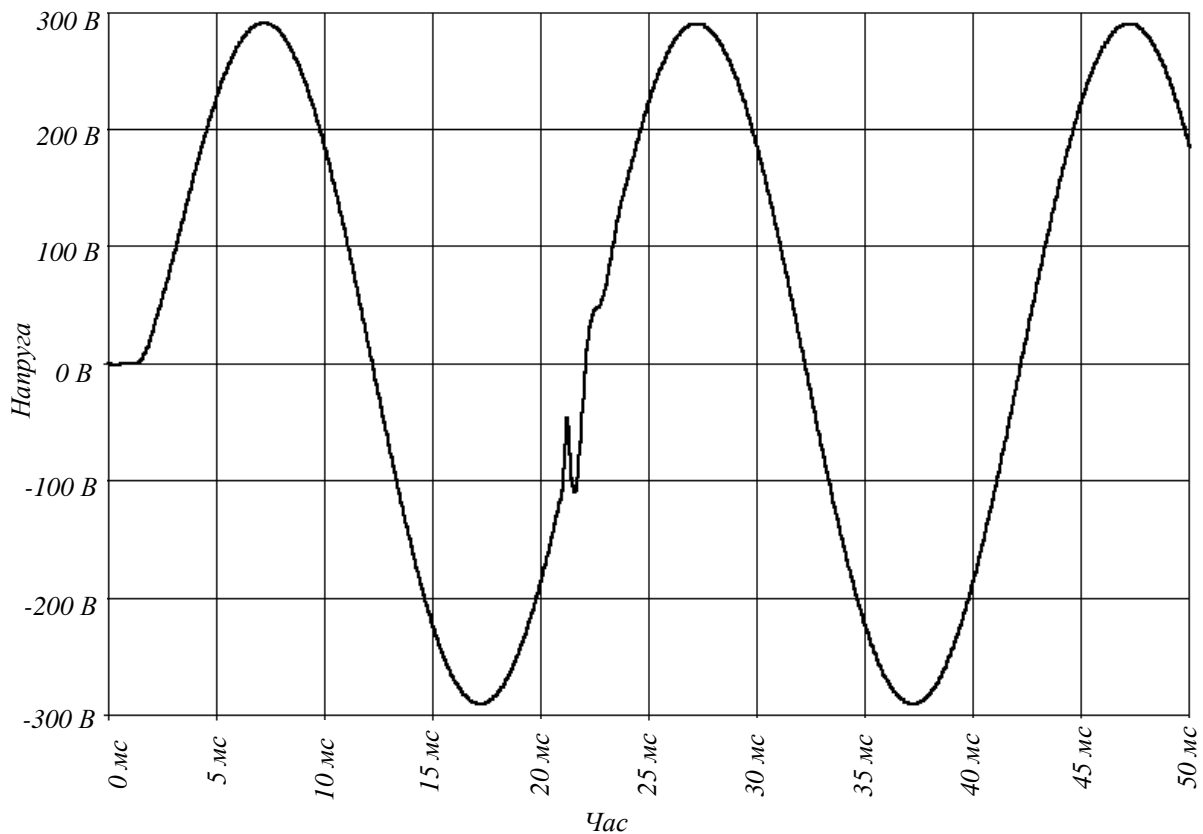


Рис.6.14. Залишкова напруга імпульсу з напругою електромережі.

Таким чином, одержані результати показують, що можна суттєво підвищити ефективність захисту радіоелектронної та електротехнічної апаратури від високовольтних короткочасних сплесків напруги мікросекундного діапазону тривалостей з мережі електроживлення відносно простими схмотехнічними засобами.

Висновки до розділу 6:

1. У мережі електроживлення нерідко виникають високовольтні короткочасні сплески напруги, які можуть порушити нормальну роботу апаратури, з'єднану з електромережею, або навіть вивести апаратуру з ладу. Найчастіше у мережі електроживлення зустрічаються такі види імпульсних перенапруг: наносекундні імпульсні перешкоди (НІП), мікросекундні імпульсні перешкоди (МІП), перешкоди від електростатичних розрядів (ПЕР). Найбільш

потужними та небезпечними для апаратури є мікросекундні імпульсні перешкоди (МІП).

2. В Україні діють національні стандарти, які регламентують випробування апаратури на завадостійкість проти дії МІП, НІП та ПЕР і визначають методику та критерії випробувань.

3. Широко розповсюдженим методом обмеження амплітуди МІП є використання газонаповнених розрядників, варисторів та супресорів, які включають на електромережному вході апаратури. Разом з тим кожен з трьох типів згаданих вище двополюсників має певні недоліки, які не дозволяють значно знизити остаточну амплітуду МІП на виході типової схеми обмеження амплітуди.

4. Теоретичний аналіз електромагнітних процесів у колі «обмежувач напруги – фільтр нижніх частот» і електронне моделювання у середовищі PSpICE показали, що для суттєвого зменшення остаточної амплітуди МІП потрібно доповнити схему обмеження амплітуди фільтром нижніх частот; тоді остаточна амплітуда МІП буде у 40 разів менша, ніж у випадку застосування лише варистора чи супресора.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У цій монографії на основі результатів проведених досліджень вирішено актуальне наукове завдання підвищення ефективності засобів забезпечення електромагнітної сумісності у системах електроживлення з високочастотними транзисторними перетворювачами за рахунок дослідження, розробки та впровадження нових схемотехнічних та конструктивних методів їх побудови.

При цьому отримано такі результати:

1. Показано, що сучасні перетворювачі напруги створюють інтенсивні електромагнітні завади у діапазоні частот від десятків кілогерц до сотень і тисяч мегагерц, які розповсюджуються у навколишнє середовище у вигляді електромагнітних полів та поступають в мережу електроживлення у вигляді напруги кондуктивних завад. Завади спричинені електромагнітними процесами, які виникають в реактивних компонентах перетворювача під час періодичної комутації його силових транзисторних ключів, а рівень цих завад часто перевищує гранично допустимі значення, регламентовані вітчизняними та міжнародними стандартами з електромагнітної сумісності.

2. Проведено електронне моделювання еквівалентної схеми ЕПФ з урахуванням власних та взаємних паразитних параметрів, яке дозволило оцінити вплив цих паразитних параметрів на рівень загасання внесеного ЕПФ.

3. Досліджено метод компенсації паразитної ємності обмотки дроселя у ЕПФ для випадку неідеального зв'язку між обмотками схеми компенсації, одержано вираз для оптимального значення ємності конденсатора у схемі компенсації в залежності від ступеню магнітного зв'язку між згаданими обмотками, а також вирази для граничної частоти та мінімально допустимого коефіцієнта магнітного зв'язку з точки зору ефективної компенсації паразитної ємності обмотки згаданого дроселя.

4. Запропоновано метод зменшення впливу власних та взаємних паразитних параметрів ЕПФ, а саме зменшення магнітного зв'язку між індуктивностями виводів його вхідних та вихідних конденсаторів, який дозволив

збільшити загасання, внесене ЕПФ у діапазоні частот 1...20 МГц, в середньому на 20 дБ, тобто на цілий порядок.

5. Проведено аналіз безфільтрового методу зменшення несиметричних завад від ключових перетворювачів з АККП і одержано співвідношення, які дозволили кількісно оцінити вплив паразитних та конструктивних параметрів реальної схеми компенсації паразитної несиметричної ємності перетворювача з АККП на ефективність роботи схеми компенсації.

6. Розроблено математичну модель перетворювача з АККП як джерела несиметричних завад, яка дозволила безпосередньо оцінити вплив паразитних та конструктивних параметрів схеми компенсації з реальними компонентами на рівень несиметричних завад, генерованих перетворювачем.

7. Вперше одержано вираз для оптимального значення ємності компенсуючого конденсатора схеми компенсації у ПН з АККП в залежності від ступеню магнітного зв'язку між обмоткою його дроселя.

8. Електронне моделювання безфільтрового методу зменшення несиметричних завад у перетворювачі з АККП з використанням пакета програм PSpice підтвердило результати аналітичних досліджень (похибка не перевищує 5 %).

9. Порівняльний аналіз результатів електронного моделювання з експериментальними даними, отриманими за допомогою розробленого та виготовленого макету ключового перетворювача з АККП, підтвердив адекватність створених моделей.

10. Наукові результати роботи можуть бути використані для розробки та удосконалення засобів зменшення електромагнітних завад у високочастотних транзисторних перетворювачах напруги.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Електроніка і мікро схемотехніка. У 4-х т. Том 4. Книга 1. Силова електроніка : навч. посіб. / В.І. Сенько та ін.; за ред. В.І. Сенька. Київ: Каравела, 2013. 640 с.
2. Product Digest. International Rectifier's Short Catalog, 50 th Anniversary Edition. 1997.
3. Power Measurements on AC-DC Power Supplies Application Note Tektronix.
https://download.tek.com/document/55W_29828_1_Power%20Measurements%20on%20AC-DC.pdf.
4. Power measurement techniques for non-sinusoidal conditions The significance of harmonics for the measurement of power and other AC quantities STEFAN SVENSSON Department of Electric Power Engineering CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY Göteborg Sweden 1999.
5. Methods for suppressing noise and interference in electronic systems
https://www.jstage.jst.go.jp/article/ieejjia/11/1/11_21006800/_pdf
6. Broadband Noise Suppression of Stationary Clocked DC/DC Converters by Injecting Synthesized and Synchronized Cancellation Signals.
https://bs.etit.tu-dortmund.de/storages/bs-etit/r/Dokumente/Veroeffentlichungen/2019/2019_IEEE_Transactions_PAHC_Bendicks.pdf
7. Електроніка і мікро схемотехніка: У 4-х т. Том 4. Книга 2. Силова електроніка: навч. посіб. / В.І. Сенько та ін. ; за ред. В.І. Сенька. К.:Каравела, 2013. 316 с.
8. Отт Г.У. Методы подавления шумов и помех в электронных системах. Пер. с англ. М.: Изд. «Мир»,1979. 317 с.
9. Radiation study on the parallel topology of SiC MOSFET and Si IGBT inverter. <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S235248472300865X>

10. A SPICE Model for IGBTs and Power MOSFETs Focusing on EMI/EMC in High-Voltage Systems. <https://www.mdpi.com/2079-9292/10/22/2822>.
11. Electromagnetic Interference Generated from Fast Switching Power Electronic Devices. https://www.researchgate.net/publication/228812621_Electromagnetic_Interference_Generated_from_Fast_Switching_Power_Electronic_Devices.
12. Wang S., Lee. F.C. Common-Mode Noise Reduction for Power Factor Correction Circuit With Parasitic Capacitance Cancellation. IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. Vol. 49. No.3. 2007. P. 537–542.
13. ДСТУ CISPR 23:2007. Електромагнітна сумісність. Визначення норм для промислового, наукового та медичного обладнання. [Чинний від 2009-07-01]. К.: Держспоживстандарт України, 2009. 14 с.
14. Henry W. Ott. Electromagnetic Compatibility Engineering. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc. Hoboken, 2009. 843 p.
15. Гурвич И.С. Защита ЭВМ от внешних помех. 2-е изд. М.: Энергоатомиздат. 1984. 224 с.
16. Подавление электромагнитных помех в цепях электропитания / Г.С. Векслер, В.С. Недочетов, В.В. Пилинский и др. К.: Техника, 1990. 167 с.
17. ГОСТ 25861-83. Машины вычислительные и системы обработки данных. Требования электрической и механической безопасности и методы испытаний. М.: Издательство стандартов, 1983. 79 с.
18. Дулицкий Г.А., Комаренцев А.П. Электробезопасность при эксплуатации электроустановок напряжением до 1000 В: Справочник М.: Воениздат, 1988. 128 с.
19. Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М. Метод зменшення несиметричних завод від перетворювача напруги з накопичувальним дроселем. *Праці ІЕД НАН України*. 2015. № 41. С. 117– 120.
20. Словник електротехнічних термінів. Глава 161. Електромагнітна сумісність (ІЕС 60050-161:1990, ІДТ): ДСТУ ІЕС 60050-161: 2003. 31 с.
21. Kenneth L. K. Electromagnetic compatibility. CRC Press. 2004. 2568 p.

22. Paul C.R. Introduction into electromagnetic compatibility. New York: 2006. 1016 p.
23. Karl-Heinz G., Ralf V. Electromagnetic Compatibility for Decice Design and System Integration. 2009. 470 p.
24. Dipak L. S., Valdis V. L. Applied electromagnetics and electromagnetic compatibility. New Jarsy. 2006. 784 p.
25. Rejeev Bansal. Engineering electromagneting University of Connecticut Storrs. Connecticut, U.S.A. 2004. 681 p.
26. David A. Weston. Electromagnetic Compatibility: Methods, Analysis, Circuits, and Measurement. Third Edition. 2016. 1160 p.
27. Макаренко В.В., Пілінський В.В., Гурін В.К., «Метод розрахунку протишавадних фільтрів DC/DC-перетворювачів за допомогою програми LTspic» в журналі “Технічна електродинаміка”, №2, с.35 - 42, 2022. DOI: 10.15407/techned2022.02.035.
28. Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М. «Особливості вимірювання та ефективного притлумлення напруги кондуктивних електромагнітних завад від транзисторних перетворювачів напруги» в журналі “Технічна електродинаміка”, №6, с.32-35, 2020. DOI: 10.15407/techned2020.06.032.
29. Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М., Твердохліб Ю.О. Вплив високочастотних втрат у реальному накопичувальному дроселі транзисторних перетворювачів при застосуванні безфільтрового методу зменшення кондуктивних завад *Вісник НТУ “ХПІ”* Випуск 26 Том 1. 2018. С. 162 – 166.
30. Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М. Особливості магнітного зв’язку між індуктивностями виводів вхідних і вихідних конденсаторів у протишавадних фільтрах. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 1. С.51 – 55.
31. Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М. Методи зменшення взаємних паразитних параметрів у протишавадних фільтрах для джерел

електроживлення ключового типу. *Технічна електродинаміка*. Темат. вип. Силова електроніка та енергоефективність. 2012. Ч.1. С. 24 – 26.

32. Гурін В.К. «Підвищення ефективності протизавадних засобів у системах електроживлення з високочастотними транзисторними перетворювачами». Кандидатська дисертація. Київ – 2019, 150 с. https://www.ied.org.ua/disertac/disert_Gurin.pdf.

33. Harada K., Ninomiya T. Noise generation of a switching regulator. *IEEE Transactions on AES*. 1978. Vol. AES -14. № 1. P. 178 – 184.

34. Tihanyi Laszlo. Electromagnetic Compatibility in Power Electronics. *J.K. Eckert & Company, Inc.* Sarasota, Florida. USA. 1995. 402 p.

35. Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М. Підвищення ефективності засобів поліпшення електромагнітної сумісності у системах електроживлення з високочастотними транзисторними перетворювачами. *Електротехніка та електромеханіка*. Спец. Випуск до 22 МНТК «Силова електроніка та енергоефективність». Київ. 2016. Т.2. С. 46 – 53.

36. ДСТУ EN 55022:2014. Обладнання інформаційних технологій. Характеристики радіозавод. Норми та методи вимірювання. [Чинний від 01.01.2019]. ДП «УкрНДНЦ» Київ: Держспоживстандарт України, 2016. 90 с.

37. ДСТУ ІЕС/TR 61000-2-3:2008. Електромагнітна сумісність. Частина 2. Електромагнітне оточення та обстановка. Секція 3. Опис електромагнітного оточення та обстановки. Випромінюванні та кондуктивні завади, не пов'язані з частотою електромережі. [Чинний від 01.07.2010]. Держспоживстандарт України. 2011. 50 с.

38. ДСТУ ІЕС 61000-3-2:2004. Електромагнітна сумісність. Частина 3-2. Норми. Норми на емісію гармонік струму (для сили вхідного струму обладнання не більше 16 А на фазу). [Чинний від 01.01.2007]. Вид. офіс. К.: Держспоживстандарт України. 2007. 24 с.

39. ДСТУ EN 60950-1:2015. Оборудование информационных технологий. Безопасность. Часть 1. Общие требования. [Чинний від 01.01.2017]. ДП «УкрНДНЦ» Київ: Держспоживстандарт України. 2017. 207 с.

40. ДСТУ EN 61000-6-3:2015. Електромагнітна сумісність. Частина 6-3. Родові стандарти. Емісія завод у житловому і торговому середовищах та у виробничих зонах з малим енергоспоживанням. [Чинний від 01.01.2016]. ДП «УкрНДНЦ» Київ: Держспоживстандарт України. 2016. 14 с.
41. ДСТУ EN 61000-6-4:2016. Електромагнітна сумісність. Частина 6-4. Родові стандарти. Емісія завод у виробничих зонах. [Чинний від 01.01.2018]. ДП «УкрНДНЦ» Київ: Держспоживстандарт України. 2018. 12 с.
42. Подавление импульсных радиопомех в ключевом стабилизаторе напряжения / Ю. К. Захаров, Е. С. Бландова, В. Д. Гончаров, В. Д. Калинина. *Электрон. техника. Сер. Радиодетали и радиокомпоненты*. 1980. Вып. 1 (38). С. 39 – 42.
43. Herasymenko P., Pavlovskiy V., and Tverdohlib Yu., “Development of an Ultrasonic Cleaning System based on a Pulse-density-modulated Converter,” *The 13th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (IEEE ATEE 2023)*, Bucharest, Romania, 2023, DOI: 10.1109/ATEE58038.2023.10108144.
44. Herasymenko P., Pavlovskiy V., Yurchenko O., “A series-resonant inverter with extended topology and pulse-density-modulation control for induction heating applications,” in *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, vol. 13, no. 1, pp. 348-367, March 2022, DOI: 10.11591/ijpeds.v13.i1.pp348-367.
45. Herasymenko P. and Yurchenko O., “An Extended Pulse-Density-Modulated Series-Resonant Inverter for Induction Heating Applications,” *2020 IEEE 61th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, Riga, Latvia, 2020, pp. 1-8, DOI: 10.1109/RTUCON51174.2020.9316617.
46. Герасименко П.Ю, Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М., Пазенко В.П., Зубков І.С. Спосіб керування фазовим зсувом між струмом та напругою на виході резонансного інвертора напруги з низькочастотною імпульсною модуляцією для установок індукційного нагрівання. Пат. с. заявник та власник

Інститут електродинаміки НАН України; заявл. 14.02.2017; опубл. 25.11.2019, Бюл. № 22. 10.

47. Зубков І.С. Аналіз впливу нехтуванням вищими гармоніками у складі вихідної напруги інвертора при визначенні його вихідного струму. *Збірник наукових праць Логос. Міжнародна науково-практична конференція Paradigmatic view on the concept of world science. Volume 1. 21.08.2020, Торонто.* DOI: 10.36074/21.08.2020.v1.33.

48. Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М., Зубков І.С. Система автоматичного підстроювання частоти резонансних інверторів установок індукційного нагрівання з модуляцією щільності імпульсів. *Технічна електродинаміка.* 2020. №5. С. 35-39, DOI: 10.15407/techned2020.05.035.

49. Зубков І.С., Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М. Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти резонансного інвертора напруги. *Технічна електродинаміка.* 2022. №2. С. 27-34, DOI: 10.15407/techned2022.02.027.

50. Гуцалюк В.Я. Послідовні резонансні інвертори з модульною структурою для високочастотних установок індукційного нагрівання. *Технічна електродинаміка.* 2022. № 4 С. 15-204, DOI: 10.15407/techned2022.04.015.

51. Гуцалюк В.Я., Герасименко П.Ю. Спосіб керування транзисторним перетворювачем на основі інвертора напруги для установок індукційного нагріву. *Патент України на винахід №114216; Заявл.03.07.2015, Опубл. 10.05.2017. Бюл. №9.-7с.*

52. Herasyumenko P. “Study of the suitable value of dead-time between control signals of transistors for a series-resonant inverter with phase-shift control in induction heating systems” in *EUREKA: Physics and Engineering*, no. 3, pp. 60-70, 2021, DOI: 10.21303/2461-4262.2021.001823.

53. Herasyumenko P. Y. “A transistor resonant voltage inverter with pulse density modulation for induction heating equipment,” *Technical Electrodynamics.*, no. 6, pp. 24 – 28, Nov./Dec. 2015.

54. Herasymenko P. “Augmented PDM for series-resonant inverters,” in *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 98, no. 3, pp. 84-88, March 2022, DOI: 10.15199/48.2022.03.19.
55. Herasymenko P. “Software implementation of pulse-density modulation control for H-bridge series-resonant converters,” in *Przegląd Elektrotechniczny* (accepted March 2023, not yet published).
56. Herasymenko P. “Combined PS-PDM control method for voltage-source series-resonant inverter,” in *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 97, no. 5, pp. 40-45, May 2021, DOI: 10.15199/48.2021.05.07.
57. Herasymenko P. “Soft Start-up Output Current of PDM-based Series-Resonant Converter for Induction Heating Application,” *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, 2019, pp. 570-575, DOI: 10.1109/UKRCON.2019.8879832.
58. Herasymenko P., Pavlovskiy V. “Soft start-up strategy of pulse-density-modulated series-resonant converter for induction heating application,” in *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*, vol. 12, no. 1, pp. 258-272, March 2021, DOI: 10.11591/ijpeds.v12.i1.pp258-272.
59. Спосіб обмеження пускового струму в резонансному інверторі напруги з частотним способом регулювання вихідного струму для індукційного нагрівального обладнання: пат. UA123957C2 Україна: МПК H02M 7/5387, H02M 7/5386, H05B 6/02 / П. Ю. Герасименко. – № а201900878, заявл. 29.01.2019; опубл. 30.06.2021, Бюл. № 26 – 7 с.
60. Herasymenko P. “Inexpensive High-Performance STM32-based Software PLL for Series-Resonant Inverters in Induction Heating Equipment,” *2021 12th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)*, Bucharest, Romania, 2021, pp. 1-6, DOI: 10.1109/ATEE52255.2021.9425319.
61. Herasymenko P. “Inexpensive, high-performance STM32-based software PLL for series-resonant inverters,” in *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 98, no. 8, pp. 132-138, August 2022, DOI: 10.15199/48.2022.08.25.

62. Ланцов В. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания: проблемы и пути их решения. Силовая электроника часть 1. 2006. № 4. С. 58 – 64.

63. Ланцов В. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания: проблемы и пути их решения. Силовая электроника часть 2. 2007. № 1. С. 36 – 42.

64. Ланцов В. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания: проблемы и пути их решения. Силовая электроника часть 3. 2007. № 2. С. 68 – 78.

65. Загорский В. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания и ее оптимизация. Компоненты и технологии. № 2 Часть 1. 2004. С. 30 – 35.

66. Мкртчян Ж. А. Проблема электромагнитной совместимости средств электропитания с РЭА. Высокоэффектив. источники и системы вторичног электропитания РЭА. М.: МДНТП, 1986. С. 17 – 19.

67. Перспективы применения наноструктурных материалов для электромагнитного экранирования / Дидковский В. С., Мачулянский А. В., Пилинский В. В., Попов В. А., Родионова М. В., Швайченко В. Б. Технічна електродинаміка, тем. вип. «Силова електроніка та енергоефективність», Ч.3, 2008. С. 39 – 42.

68. Пилинский В.В., Швайченко В.Б., Мачуляньський О., Чупахін О., Шалилех Ш. Звіт: КВНТД І. 2 11.09.03 № Держреєстрації 0109U004190 "Захист чутливого електронного обладнання від впливу електромагнітних завад із застосуванням матеріалів, виготовлених за нанотехнологіями". НДІ ПЕ НТУУ "КПІ". 33 с.

69. Пілінський В. В. Захист чутливого електронного обладнання від впливу електромагнітних завад із застосуванням матеріалів, виготовлених за нанотехнологіями. М/131-2009. Київ, 2010. № 0109U004190. 103 с.

70. Ланцов В., Эросян С. Импульсные источники питания с низким уровнем пульсаций и помех. Силовая электроника. 2008. № 3. С. 70 – 75.

71. Kenneth L. Kaiser. *Electromagnetic Shielding*. CRC Press. 2005. 336 p.
72. Павловський В.О., Твердохліб Ю.О. Проблеми електромагнітної сумісності у високочастотних перетворювачах напруги та шляхи вирішення цих проблем. *Праці ІЕД НАНУ*. 2004. № 2 (8). С. 73 – 77.
73. Nave Mark J. *Power line filter design for switched-mode power supplies*. New York. 1991. 205 p.
74. Павловский В.А. Сетевой помехоподавляющий фильтр как источник сетевых помех. *Техническая электродинамика* . 1990. № 5. С. 65 – 69.
75. Ozenbaugh. R. L., Dekker M. *EMI filter design*. Second edition. New York. 2001. 272 p.
76. Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Нетушил А.В., Страхов С.В. Основы теории цепей. 5-е изд., перераб. М.: *Энергоатомиздат*. 1989. 528 с.
77. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электромагнитное поле. Учебник для студентов электротехнических, энергетических и приборостроительных специальностей вузов. Москва, 1986. 263 с.
78. Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М. Власні та взаємні паразитні параметри елементів протизавадних фільтрів для джерела електроживлення ключового типу. *Технічна електродинаміка*. 2012. № 2. С.119 – 120.
79. Wang S., Chen R., Van Wyk J. D. Developing Parasitic Cancellation Technologies to Improve EMI Filter Performance for Switching Mode Power Supplies. *IEEE Trans. On Electromagnetic Compatibility*, vol. 47, no. 4 , Nov. 2005. P. 921–929.
80. Зайцев Е.С. Влияния паразитных параметров элементов на эмиссию электромагнитных помех преобразователей напряжения. *Радиоэлектроника международный ежемесячный научно-технический журнал Национального технического университета Украины "КПИ"*. Том 54. 2011. № 12, С. 47 – 56.
81. Kong P. Common mode EMI noise suppression for bridgeless PFC converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2008. V. 23, № 1. P. 291 –297.

82. Huang H.F., Ye. M. Parasitic capacitance cancellation of integrated EMI filter using split ground structure. *Progress In Electromagnetics Research*. B, Vol. 43. 2012. P. 91 – 107.
83. Атабеков Г.И. Теоретические основы электротехники. Ч. 1. *Линейные электрические цепи*. Изд. 3-е. М.-Л., изд. «Энергия». 1966. 320 с.
84. Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей: Справочная книга. - 3-е изд., перераб. и доп. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1986. - 488 с.: ил.
85. Разевиг В.Д. Система сквозного проектирования электронных устройств Design Lab 8.0. М.: Изд. «Солон», 1999. 698 с.
86. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга первая. Изд. «Сов. Радио», 1969, 752 с.
87. ДСТУ EN 55024:2014. Обладнання інформаційних технологій. Характеристики несприйнятливості до завод. Норми та методи вимірювання. [Чинний від 01.01.2016]. Держспоживстандарт України. 2016. 11 с.
88. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. *Учебник для вузов* – 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.
89. Viktor K Gurin, Volodymyr O Pavlovskyi, Oleg M Yurchenko, Vitaliy I Senko. Electromagnetic interferences in transistor converters and methods of interferences mitigation. *Journal Proceedings of the International Conference “Advanced applied energy and information technologies 2021”*, 2021. P. 7-13.
90. Гурін В. К. Електромережевий протизавадний пристрій. *Патент України на винахід* UA 127754 С2, Чинний з 21.12.2023.
91. Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М. Зменшення кондуктивних завод на вході транзисторних перетворювачів з накопичувальним дроселем. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 4. С. 50 – 52.
92. Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М. Вплив високочастотних втрат реального конденсатора при застосуванні безфільтрового метода зменшення несиметричних кондуктивних завод від транзисторних

перетворювачів із накопичувальним дроселем. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 1. С. 21 – 24. DOI: 10.15407/techned2019.01.021.

93. Hanlu Zhang, Qiongdan Huang, Honggang Wang, Xinke Shi. Efficient method to investigate the equivalent series resistance of a capacitor in low frequency range First published: 01 June 2020. DOI: 10.1049/iet-smt.2019.0131.

94. Пилинский В. В. Анализ влияния разных видов модуляции на спектральный состав кондуктивных помех. *Электроника и связь*. Темат. вып. Электроника и нанотехнологии. 2011. № 3. С. 216 – 221.

95. Andersen G. K. Current programmed control of a single-phase two-switch buck-boost power factor correction circuit. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2006. V. 53. № 1. P. 263 – 271.

96. ГОСТ CISPR 16-2-1-2016. Требования к аппаратуре для измерения радиопомех и помехоустойчивости и методы измерения. Часть 2-1. Аппаратура для измерения радиопомех и помехоустойчивости. Устройства связи для измерений кондуктивных помех. 68 с.

97. Рикетс Л.У., Бриджес Дж. Э., Майлетта Дж. Электромагнитный импульс и методы защиты. Пер. с англ./ Под ред. Н.А. Ухина. – М.: Атомиздат, 1979. – 328 с.

98. Павловський В.О., Гурін В.К., Юрченко О.М. «Аналіз електромагнітних процесів в колі «Обмежувач напруги - фільтр нижніх частот» за дії високовольтної імпульсної завади з мережі електроживлення» в журналі «Технічна електродинаміка», № 4, с.37-42, 2023. DOI: 10.15407/techned2023.04.037

99. Павловський В.О., Гурін В.К., Юрченко О.М. «Підвищення ефективності захисту електротехнічної та радіоелектронної апаратури від дії високовольтних короткочасних сплесків напруги в мережі електроживлення» в журналі «Технічна електродинаміка», №5 с.34-37, 2022. DOI: 10.15407/techned2022.05.034

100. Jacqueline Devis, Electromagnetic Pulse and its Thread to Data Centers. Uptime Institute, 12 August 2022.

101. Gurevich V. Electromagnetic Terrorism: New Hazards. Electrical Engineering and Electromechanics. 2005. No. 4. Pp. 81-83.

102. Електромагнітна сумісність. Частина 4-4. Методики випробувань та вимірювання. Випробування на несприятливість до електричних швидких перехідних процесів/пакетів імпульсів (EN61000-4-4:2012, IDT; IEC61000-4-4:2012, IDT). ДСТУ EN 61000-4-4:2019. Київ: ДП УкрНДНЦ, 2020.

103. Електромагнітна сумісність. Частина 4-5. Методики випробувань та вимірювання. Випробування на несприятливість до сплесків напруги та струму. ДСТУ EN 61000-4-5:2019. Київ: ДП УкрНДНЦ, 2020.