

Національна академія наук України
Інститут електродинаміки
Національна академія наук України
Інститут електродинаміки

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Гурін Віктор Костянтинович

УДК 621.314.58:621.391.82:621.372.54

ДИСЕРТАЦІЯ

**Підвищення ефективності протизавадних засобів у системах
електроживлення з високочастотними транзисторними перетворювачами**

05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

В.К. Гурін

Науковий керівник Юрченко Олег Миколайович, доктор технічних наук,
старший науковий співробітник

Київ – 2019

АНОТАЦІЯ

Гурін В.К. Підвищення ефективності протизавадних засобів у системах електроживлення з високочастотними транзисторними перетворювачами. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії. – Інститут електродинаміки Національної академії наук України, Київ, 2019.

Дисертація 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 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.

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.

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 обмоток 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 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 компенсуючого 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.

Ключові слова: перетворювач напруги, коректор коефіцієнта потужності, електромагнітна сумісність, електромагнітні завади, протизавадні фільтри.

Список публікацій здобувача

1. Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М. Методи зменшення взаємних паразитних параметрів у протизавадних фільтрах для джерел електроживлення ключового типу. *Технічна електродинаміка*. Темат. вип. Силова електроніка та енергоефективність. 2012. Ч.1. С. 24 – 26. (Особистий внесок – провів аналіз ефективності методу зменшення взаємних паразитних параметрів у протизавадних фільтрах для джерел електроживлення ключового типу)
2. 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. (Особистий внесок – провів аналіз впливу власних та взаємних паразитних параметрів ЕПФ для джерел електроживлення ключового типу на рівень його загасання)
3. Юрченко О.М., Юрченко М.М., Гуцалюк В.Я., Павловський В.О., Герасименко П.Ю., Твердохліб Ю.О., Гурін В.К. Підвищення ефективності високочастотних транзисторних перетворювачів для систем електроживлення технологічних установок. *Праці ІЕД НАН України*. 2012. № 32. С. 129 – 139. (Особистий внесок – провів аналіз впливу на ефективність роботи власних та взаємних паразитних параметрів елементів протизавадного фільтра)

4. Розробка високоефективних транзисторних перетворювачів для систем електроживлення технологічних установок / О.М. Юрченко, М.М. Юрченко, В.Я. Гуцалюк, В.О. Павловський, П.Ю. Герасименко, Ю.О. Твердохліб, В.К. Гурін. *Праці ІЕД НАН України*. 2013. № 35. С. 123 – 134. (Особистий внесок – провів теоретичний розрахунок оптимальних значень компонентів схеми компенсації несиметричних завад у транзисторних ВЧ перетворювачах напруги)

5. Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М. Особливості магнітного зв'язку між індуктивностями виводів вхідних і вихідних конденсаторів у протизавадних фільтрах. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 1. С.51 – 55. (Особистий внесок – провів аналіз ефективності способу по зменшенню магнітного зв'язку між індуктивностями виводів вхідних та вихідних конденсаторів)

6. Високочастотні транзисторні перетворювачі для високоефективних систем електроживлення технологічних установок / О.М. Юрченко, М.М. Юрченко, В.Я. Гуцалюк, В.К. Гурін, В.О. Павловський, П.Ю. Герасименко, Ю.О. Твердохліб. *Праці ІЕД НАН України*. 2014. № 38. С.137– 145. (Особистий внесок – провів аналіз ефективності протизавадних засобів у високочастотних транзисторних перетворювачах)

7. В.К. Гурін, Павловський В.О., Юрченко О.М. Метод зменшення несиметричних завад від перетворювача напруги з накопичувальним дроселем. *Праці ІЕД НАН України*. 2015. № 41. С. 117 – 120. (Особистий внесок – провів модельні дослідження ефективності роботи методу зменшення несиметричних завад від перетворювача напруги з АККП)

8. Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М. Зменшення кондуктивних завад на вході транзисторних перетворювачів з накопичувальним дроселем. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 4. С. 50 – 52. (Особистий внесок – провів розрахунки необхідної ємності конденсатора схеми компенсації несиметричних завад для її максимально ефективної роботи)

9. Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М. Вплив втрат реального конденсатора при застосуванні оригінального метода зменшення кондуктивних завад від транзисторних перетворювачів з накопичувальним дроселем. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 1. С.21 – 24. (Особистий внесок – побудована імітаційна модель для дослідження впливу втрат реального конденсатора на ефективність роботи схеми по зменшенню несиметричних завад на вході ВЧ транзисторного перетворювача з АККП.)

Наукові праці апробаційного характеру:

10. 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. (Опубліковано за матеріалами XXII міжнародної науково-технічної конференції «Силова електроніка та енергоефективність»).

11. 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. (Опубліковано за матеріалами XXIV міжнародної науково-технічної конференції «Силова електроніка та енергоефективність»).

ANNOTATION

Gurin V.K. Improving the effectiveness of noise reduction means in power supply systems with high-frequency transistor converters. – Qualification scientific paper on the rights of manuscript.

A dissertation for the degree of candidate of technical sciences on the specialty 05.09.12 – semiconductor converters of electric energy – Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, 2019.

The dissertation is devoted to the efficiency increase of electromagnetic compatibility (EMC) providing means in power supply systems with high - frequency transistor converters by research, development and implementation of new circuit engineering and design methods.

The topicality of this scientific direction is determined by the fact that the more perfect are the methods of converting the electric energy to minimize losses, that is, the less the switching time of the power switches of the converter, the higher the level of converters electromagnetic interference generated by the converter into a power supply network in the frequency range that reaches 30 MHz and above. Therefore increasing the effectiveness of the means of electromagnetic compatibility improving in power supply systems with transistor converters is a problem that is self-stressing.

Single and three-phase power supply systems with high-frequency transistor converters have become widely used in modern power electronics and electrical engineering due to their high energy indexes. An important place among them are converters with active power factor correction (APFC), because they improve the input current form and increase the power factor to values close to unit. However, the high level of electromagnetic noise generated by such converters in the frequency range from hundreds of kilohertz to tens and hundreds of megahertz requires the use of effective means to reduce the noise in order to meet the requirements of international standards in the field of EMC for above-mentioned converters.

Different technical solutions are used to solve this important scientific and technical problem. A traditional and widespread mean are electromagnetic interference (EMI) suppression filters, through which electric energy is being supplied to the input of the converter. However, studies have shown that these filters are up to 30% of the volume, mass and cost of the converter. In addition, the presence of an EMI suppression filter at the input of the converter reduces the electrical safety of the latter, caused by the leakage current of the filters. Besides, the design and manufacture of EMI suppression filters with a small leakage current under a given filter attenuation in the regulated frequency range further increases the mass, size and cost of the converter.

Therefore, research methods that reduce the requirements for EMI filters or even allow to completely avoid them are important and relevant in terms of saving material resources, increasing the electrical safety of converters, and so on.

An analysis of means reducing electromagnetic interference with the use of EMI suppression filters in modern converters with APFC was carried out, namely, the principles of their designing, features of functioning, main advantages and disadvantages.

The research carried out in this work has shown that the insertion loss of a RFI filter is limited, first of all, by its self- and mutual parasitics. Self-parasitic parameters include, mainly, a parasitic inductance of filter capacitors legs and a parasitic winding capacitance of its choke. Mutual parasitic parameters include inductive and capacitive parasitic couplings between different elements of the same filter which reduce the insertion loss of the filter for interference.

Investigation of the influence of the magnetic coupling between parasitic inductances of input and output capacitors in EMI filters on the insertion loss of the filter showed that at frequencies above 20 MHz the magnetic coupling between the mentioned inductances causes an increase in the total inductance of these terminals a 10 ... 100 times. This, in turn, greatly reduces the attenuation introduced by EMI filters at high frequencies. The perpendicular arrangement of these capacitors decreases the magnetic coupling between the leads and causes an increase the

attenuation introduced by the EMI filter in the frequency range of 1..20 MHz of about 20 dB.

Compensation the parasitic capacitance of the choke windings in the EMI filter using the compensation circuit with consists of two identical coils connected in series and having a strong magnetic coupling allows to increase the attenuation introduced by the EMI filter at high frequencies.

The research of compensating the parasitic capacitance of the choke windings in the EMI filter for the case of non-ideal coupling between the windings of the compensation circuit allowed to obtain an expression for the optimal value of the capacitance of the capacitor in the compensation scheme, depending on the degree of magnetic coupling between the mentioned windings, as well as expressions for the limiting frequency and the minimum allowable coefficient of magnetic coupling. The resulting ratios provide an effective compensation for the aforementioned parasitic capacitance under real conditions when the magnetic coupling coefficient is less than unit.

For the first time it is proved the efficiency of the EMI suppression filter's choke parasitic capacitance cancellation for the non-ideal magnetic coupling between choke's windings and the direct connection between the mutual-coupling coefficient and the upper frequency, to which the choke's parasitic capacitance cancellation is effective. This made it possible to formulate specific technical requirements to the degree of magnetic coupling between the windings of the real choke for the EMI suppression filter and to the design of the choke.

One of the promising directions for effective reduction of noise in APFC converters is the research and development of such methods and their corresponding tools which allow to simplify and cheapen the scheme and design of EMI suppression filters and to reduce their leakage current, or even to do it without the use of the filters at all. Conditionally such methods and means can be called filter-free ones.

Analysis of the equivalent circuit of the converter with APFC as a generator of a common mode noise showed that the main path for the noise current creates a parasitic capacitance between the device housing and the power key drain and for

reducing the level of noise generated by the converter, this capacitance needs to be reduced in all possible ways.

A critical analysis of a filter-free method for reducing the common-mode (CM) noise of the APFC converter was carried out; in particular the theoretical consideration of generating a "negative" capacity by a T-link of a low-pass filter with a strong magnetic coupling between the windings and inversely connected windings.

As a result of the analysis of the T-circuit of low-pass filter with a strong magnetic coupling between its counter-connected unequal windings, it was shown that such a circuit generates a negative capacitance from a larger winding side, which could result in complete compensation of the parasitic capacitance and as a consequence of a decrease in the EMI filter level generated by the converter.

Equations are obtained that link the compensation circuit capacitance and the parasitic capacitance between the drain power transistor and the grounded housing. These ratios provide the most effective operation of the parasitic capacitance compensation circuit when full compensation of the parasitic capacitance between the drain of the power transistor and the grounded housing occurs.

The electronic simulating of the parasitic capacitance compensation scheme confirmed the correctness of mathematical calculations of compensation scheme's components.

It was theoretically investigated the influence of real components' parasitic parameters of the APFC converter CM parasitic capacitance's cancel circuit on the level of its electromagnetic noise, in particular the degree of magnetic coupling between the accumulation choke windings, the parasitic capacitance and the high frequency losses of the said choke, as well as the leads inductance and the high-frequency losses of the compensating capacitor in the cancel circuit. It gave a possibility to obtain a ratio for a quantitative estimation of the cancel circuit parasitic parameters influence on the effectiveness of its work.

For the first time necessary conditions for effective canceling of the parasitic capacitance between the drain (collector) of the power switch and the case ("earth") in transistor converters with APFC for the non-ideal magnetic coupling between the

windings of the accumulation choke were determined, and a direct connection between the canceling circuit capacitor's capacitance, the degree of magnetic coupling and the above mentioned parasitic capacitance of the converter was established; this allowed to minimize the CM voltage noise from such converters, which, in turn, allows to simplify the scheme, design and cost of EMI filters, and in some cases to achieve the allowed CM voltage noise without the use of such filters.

For the first time a direct relationship was established between the resistance of the high-frequency losses of the aforementioned capacitor and the CM voltage noise from converters with APFC; it allows to formulate specific technical requirements to parameters and type of the capacitor.

A new mathematical model of the converter with APFC as a source of CM noise, including the canceling circuit of its parasitic CM capacitance for the case of non-ideal magnetic coupling between windings of the accumulation choke of the converter was developed, which made it possible to directly evaluate the influence of parasitic parameters of the canceling circuit with real components on the level of the CM noise generated by the converter.

The results of theoretical studies were checked by electronic simulation of the filter-free method of reducing the CM noise from the converter with APFC using the PSpice software package. The simulation confirmed the results of analytical research, the error between the results did not exceed 10%.

For experimental verification of the obtained results, a prototype of the voltage converter with APFC was developed and manufactured together with the parasitic CM capacitance canceling circuit; a computer power supply HPU-4K580 was used in the prototype as its basic part. A comparative analysis of the electronic modeling results and experimental data confirmed the adequacy of the created models.

Keywords: voltage converter, active power factor correction, electromagnetic compatibility, electromagnetic noise, electromagnetic interference (EMI) suppression filters.

ЗМІСТ

	ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	17
	ВСТУП	18
РОЗДІЛ 1	ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ЗАВАДИ ТА ТРАДИЦІЙНІ ЗАСОБИ ЇХ ЗМЕНШЕННЯ У СУЧАСНИХ ТРАНЗИСТОРНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ НАПРУГИ	
1.1	Загальні відомості про електромагнітні завади у колах електроживлення	27
1.2	Сучасні перетворювачі напруги як генератори ЕМЗ та нормативна база в галузі ЕМС	30
1.3	Критичний огляд протизавадних засобів у сучасних перетворювачах напруги	38
	Висновки до розділу 1	45
РОЗДІЛ 2	ПРОТИЗАВАДНІ ФІЛЬТРИ У КОЛАХ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЯК ЗАСІБ ПОКРАЩЕННЯ ПОКАЗНИКІВ ЕМС	
2.1	Власні та взаємні паразитні параметри протизавадних фільтрів	47
2.2	Вплив магнітного зв'язку між індуктивностями виводів вхідних та вихідних конденсаторів у протизавадних фільтрах на внесене загасання фільтрів	53
2.3	Компенсація паразитної ємності обмотки дроселя у протизавадних фільтрах	62
2.4	Ефективність компенсації паразитної ємності обмоток при неідеальному магнітному зв'язку між обмотками	67
	Висновки до розділу 2	75

РОЗДІЛ 3	ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ КОМПЕНСАЦІЇ ПАРАЗИТНОЇ ЄМНОСТІ ПЕРЕТВОРЮВАЧА У НЕСИМЕТРИЧНОМУ КОЛІ	
3.1	Еквівалентна схема перетворювача з АККП як генератора несиметричних завад	77
3.2	Генерування негативної ємності Т-ланкою фільтра нижніх частот з сильним магнітним зв'язком між обмотками та зустрічним увімкненням обмоток	82
3.3	Компенсація паразитної ємності перетворювача у несиметричному колі та рівень електромагнітних завад генерованих перетворювачем з АККП: електронне моделювання	85
	Висновки до розділу 3	90
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	91
4.2	Індуктивність виводів та опір високочастотних втрат компенсувального конденсатора у схемі компенсації паразитної ємності перетворювача у несиметричному колі	100
4.3	Внутрішній опір еквівалентної схеми перетворювача як генератора електромагнітних завад	104
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	109

	16
магнітного зв'язку між обмотками дроселя	
Висновки до розділу 4	115
РОЗДІЛ 5 ЕКСПЕРЕМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ КОМПЕНСАЦІЇ ПАРАЗИТНОЇ ЄМНОСТІ У НЕСИМЕТРИЧНОМУ КОЛІ ПЕРЕТВОРЮВАЧА НА РІВЕНЬ ЙОГО ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД	
5.1 Експериментальний зразок перетворювача напруги	117
5.2 Методи та апаратура експериментальних досліджень	121
5.3 Результати експериментальних досліджень та їх аналіз	123
Висновки до розділу 5	127
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	129
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	132
ДОДАТОК А Список опублікованих праць за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації	143
ДОДАТОК Б Моделювання роботи еквівалентної схеми транзисторного перетворювача зі схемою компенсації в програмному пакеті orCAD	146
ДОДАТОК В Детальні математичні розрахунки, які були зроблені у третьому розділі	147
ДОДАТОК Ж Практичне застосування результатів роботи	149

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

АККП – активний коректор коефіцієнта потужності;

АСУ – автоматизована система керування;

АЧХ – амплітудо частотна характеристика;

ВЧ – високочастотний;

ДВЕЖ – джерело вторинного електроживлення;

ІБЖ – імпульсний блок електроживлення;

ІНРЗ – індустріальні радіозавади;

ЕПО – еквівалентний паралельний опір;

ЕПЄ – еквівалентна паралельна ємність;

ЕМЗ – електромагнітна завада;

ЕМП – електромагнітне поле;

ЕМС – електромагнітна сумісність;

ЕРС – електрорушійна сила;

ЕПФ – електромережні протизавадні фільтри;

НЗ – несиметрична завада;

ПСЕ – пристрій силової електроніки;

СЗ – симетрична завада;

СК – схема керування;

КЗ – коротке замикання;

ККД – коефіцієнт корисної дії;

КП – коефіцієнт потужності;

МЕК – Міжнародна електротехнічна комісія;

ПН – перетворювач напруги;

ФНЧ – фільтр нижніх частот;

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми досліджень. 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 суттєво 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».

Значний внесок у теоретичне та практичне вирішення проблем низькочастотної ЕМС зроблено у вітчизняних наукових школах під керівництвом академіків НАН України Шидловського А.К., Кириленка О.В., членів-кореспондентів НАН України Волкова І.В., Жаркіна А.Ф., Кузнєцова В.Г., Сокола Є.І., професорів Жемерова Г.Г., Жуйкова В.Я., Комарова М.С., Сенька В.І. та ін.

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, 5, 13, 9, 10].

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 займалися 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 [12, 13].

Щодо класу перетворювачів з АККП, про які згадувалося вище, то дослідження показують, що рівень високочастотних завад від цих перетворювачів може досягати 95 дБмкВ [8]. 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 [4, 8-11, 14 - 18]

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 [19] показали, що вона може сягати 30 %. Крім того, наявність ЕПФ на вході перетворювача зменшує електробезпеку перетворювача, спричинену струмом витоку [20]. 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 [21].

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.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Науковий напрямок дисертаційної роботи відповідає науково дослідним роботам відділу транзисторних перетворювачів Інституту електродинаміки НАН України. Робота виконана відповідно до державних та галузевих програм науково-технічних досліджень, а саме: НДР: «Розвинути теорію силових високочастотних транзисторних перетворювачів та розробити на її основі надійні, ефективні системи електроживлення перспективного електротехнологічного обладнання» («Частота» №ДР0109U007912, 2009-2014 рр.); НДР: «Розвинути теорію силових високочастотних транзисторних перетворювачів для побудови сучасного енергоефективного технологічного устаткування з урахуванням особливостей різноманітних типів навантаження» («Частота-2», №ДР0115U002580, 2014-2019 рр.); НДР: «Розробка теорії високоефективних перетворювальних пристроїв, що забезпечують електромагнітну сумісність джерел живлення та споживачів енергії в нестационарних режимах» («СІГМА-Ш3» №ДР0112U002289, 2012-2016 рр.); НДР: «Розроблення теорії та принципів побудови енергоефективних перетворювальних пристроїв стабілізації та регулювання параметрів електромагнітної енергії для систем живлення сучасних електротехнологічних комплексів» («Сігма-Ш4» №ДР0117U000291, 2017-2021 рр.).

Мета і завдання дослідження

Метою дисертаційної роботи є підвищення ефективності засобів забезпечення електромагнітної сумісності у системах електроживлення з високочастотними транзисторними перетворювачами в наслідок розробки та впровадження нових схемотехнічних та конструктивних методів їх побудови. Для досягнення поставленої мети у роботі вирішуються такі основні завдання:

1) критичний огляд та аналіз інформації щодо електромагнітних завад у колах електроживлення та протизавадних засобів у перетворювачах напруги ключового типу;

2) визначення ефективності протизавадних фільтрів у колах електроживлення перетворювачів як традиційного засобу покращення показників ЕМС, зокрема аналіз власних та взаємних паразитних параметрів ЕПФ, дослідження особливості магнітного зв'язку між індуктивностями виводів вхідних та вихідних конденсаторів ЕПФ, а також ефективного методу компенсації паразитної ємності дроселя у ЕПФ;

3) 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;

4) визначення 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;

5) розроблення математичної моделі 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;

6) електронне моделювання безфільтрового методу зменшення несиметричних завад у типовій схемі ключового перетворювача з АККП та реальними компонентами схеми компенсації з метою перевірки результатів теоретичного розгляду цього методу;

7) експериментальні дослідження ефективності безфільтрового методу зменшення несиметричних завад в експериментальному зразку ключового

перетворювача з АККП, аналіз результатів експериментальних досліджень та розробка рекомендацій для практичного застосування безфільтрового методу зменшення несиметричних завад у ключових перетворювачах з АККП.

Об'єктом дослідження – є транзисторні перетворювачі ключового типу як генератори електромагнітних завад.

Предметом досліджень – ефективність засобів зменшення електромагнітних завад у транзисторних перетворювачах ключового типу.

Методи дослідження. Для розв'язання поставлених у роботі завдань використовувалися методи теорії електричних кіл. Підтвердження достовірності результатів теоретичних досліджень забезпечено комп'ютерним імітаційним моделюванням за допомогою програм OrCAD-PSpice і натурними експериментами.

Наукова новизна отриманих результатів

1. Вперше доведено ефективність компенсації паразитної ємності обмоток дроселя електромережного протизавадного фільтра (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.

2. Розвинуто метод зменшення взаємних паразитних параметрів у ЕПФ шляхом зменшення магнітного зв'язку між індуктивностями його вхідних та вихідних конденсаторів, який дає змогу збільшити загасання, внесене фільтром, у діапазоні частот (1...20) МГц в середньому на 20 дБ.

3. 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 паразитною ємністю перетворювача; що дало змогу мінімізувати напругу несиметричних завад від таких перетворювачів.

4. Вперше розроблено 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 дозволяє безпосередньо оцінювати вплив паразитних та конструктивних параметрів схеми компенсації з реальними компонентами на рівень несиметричних завад, генерованих перетворювачем.

5. Отримав подальший розвиток безфільтровий метод ефективного зменшення напруги несиметричних завад від транзисторних перетворювачів з АККП для випадку застосування в схемі компенсації реального конденсатора, що має певні високочастотні втрати та індуктивність виводів, і вперше встановлено прямий зв'язок між опором високочастотних втрат такого конденсатора і напругою несиметричних завад від перетворювачів з АККП, що дозволяє сформулювати конкретні технічні вимоги до параметрів та типу такого конденсатора.

Практичне значення отриманих результатів:

1. Запропоновано конструкцію двообмоткового накопичувального дроселя (НД) перетворювача, який забезпечує високий ступінь магнітного зв'язку між неоднаковими та зустрічно увімкненими обмотками, який необхідний для ефективної компенсації паразитної ємності між стоком (колектором) силового ключа і корпусом («землею») в транзисторних перетворювачах з АККП у регламентованому діапазоні частот. 2. Запропонований в роботі підхід для побудови ЕПФ дозволив ефективно компенсувати міжвиткову ємність його дроселя у регламентованому діапазоні частот.

3. Розглянуті підходи до електронного моделювання еквівалентної схеми перетворювача з АККП як джерела несиметричних завад і схемою компенсації його паразитної несиметричної ємності дали змогу сформулювати рекомендації

щодо доцільності та особливостей використання кожного виду моделей на різних етапах розробки перетворювача.

4. Розроблено спосіб плавного змінювання ємності конденсатора для схеми компенсації паразитної несиметричної ємності перетворювача з накопичувальним дроселем на вході, який працює в штатному режимі, що дав змогу точно фіксувати момент досягнення мінімальних завад від перетворювача.

Особистий внесок здобувача

Безпосередньо автором здійснено:

- інформаційний пошук та аналіз літературних даних за темою дисертації;
- запропоновано імітаційну модель схеми компенсації паразитної ємності між стоком силового транзистора АККП і заземленим корпусом;
- проведено теоретичний розрахунок оптимальних значень компонентів схеми компенсації несиметричних завад у транзисторних ВЧ перетворювачах напруги;
- 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.
- розроблено і виготовлено експериментальний макет ПН з АККП та схеми компенсації несиметричних завад.
- проведено експериментальні дослідження компенсації паразитної ємності у несиметричному колі перетворювача з АККП, які підтвердили результати теоретичних розрахунків та електронного моделювання, і показали високу ефективність схеми компенсації несиметричних завад у регламентованому діапазоні частот.

Наукові роботи опубліковані у співавторстві з Юрченком О.М., Юрченком М.М., Гуцалюком В.Я., Павловським В.О., Герасименком П.Ю., Твердохлібом Ю.О [22 - 31].

Апробація результатів дисертації. Основні положення та результати дисертаційної роботи доповідалися і обговорювалися на 5 міжнародних науковотехнічних конференціях, а саме: XII; XIV; XV конференціях «Проблеми сучасної електротехніки» (м. Вінниця – 2012р. і м. Київ – 2016; 2018 рр.); XXII і XXIV конференціях «Силова електроніка та енергоефективність» (м. Одеса, 2016 р. м. Харків – 2018 рр.).

Структура та обсяг дисертації.

Дисертація складається із вступу, п'яти розділів, висновків, трьох додатків та списку використаних джерел з 98 найменувань 4 додатків. Загальний обсяг роботи становить 151 сторінка, у тому числі 132 сторінки основного тексту, 60 рисунків і 4 таблиці.

РОЗДІЛ 1

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

1.1 Загальні відомості про електромагнітні завади у колах електроживлення

Згідно з визначеннями національного стандарту України [32], 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 [18, 33, 34].

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 [10, 35-39].

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 [18].

Основний завадовий 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 [37].

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 [32].

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

одиночними спрацьовуваннями пристроїв (контактні групи реле, перемикачі, замикачі, комутатори, ключі, пересувні струмознімачі, 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 завод присвячено надзвичайно багато робіт. З основних можна відмітити роботи [6,8, 33, 40-42].

Імпеданс Z_i мережі електроживлення на високих частотах є важливим чинником, який значною мірою впливає на рівень завод, 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 [18].

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

Вище зазначалося, що ключові перетворювачі напруги є джерелом інтенсивних ЕМЗ [43, 44].

ЕМЗ в ключових транзисторних перетворювачах виникають в моменти переходу кожного ключа з закритого стану у відкритий і навпаки [45-50]. Тобто струм через ключ VT , який відкривається, починає протікати через провід з індуктивністю L_i ; при цьому струм змінюється від нуля до робочого (десятки-сотні ампер) за проміжок часу $\Delta t \approx 0,01 \dots 0,1$ мкс.

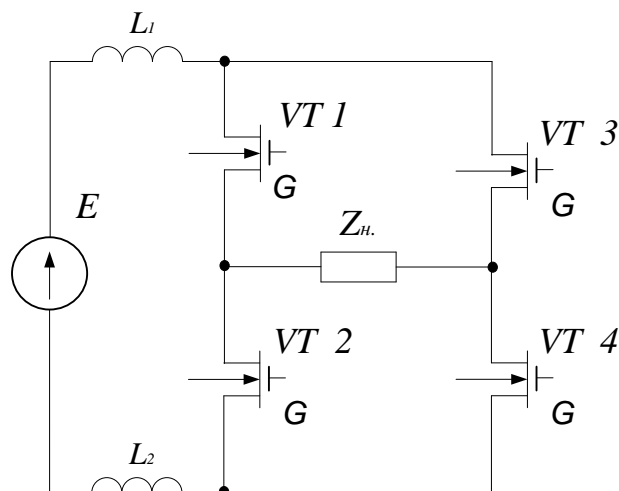


Рис.1.1 Спрощена функціональна схема перетворювача

При цьому на проводі 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 вихідних контактах кожного транзисторного ключа і на проводах електроживлення кожного ключа дають підставу розглядати високочастотний транзисторний перетворювач як генератор електромагнітних завад [46-48, 50-52].

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).

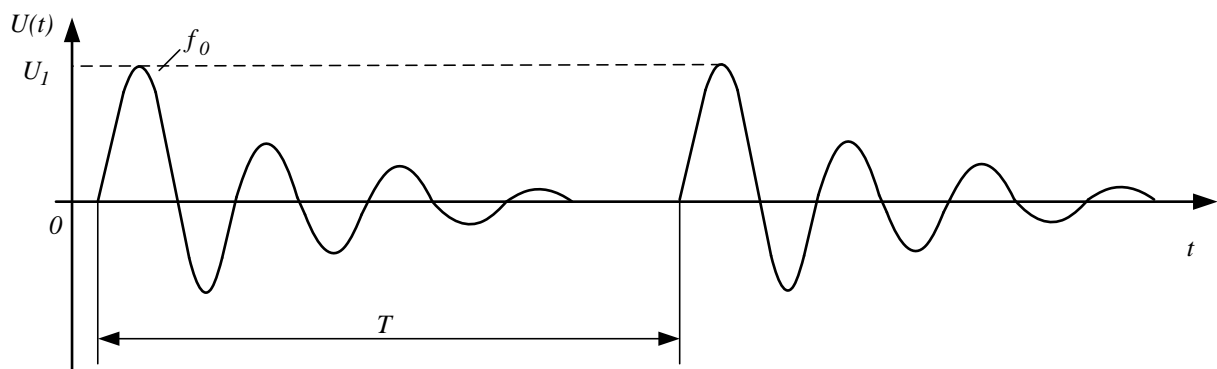


Рис. 1.2 Період згасання імпульсів

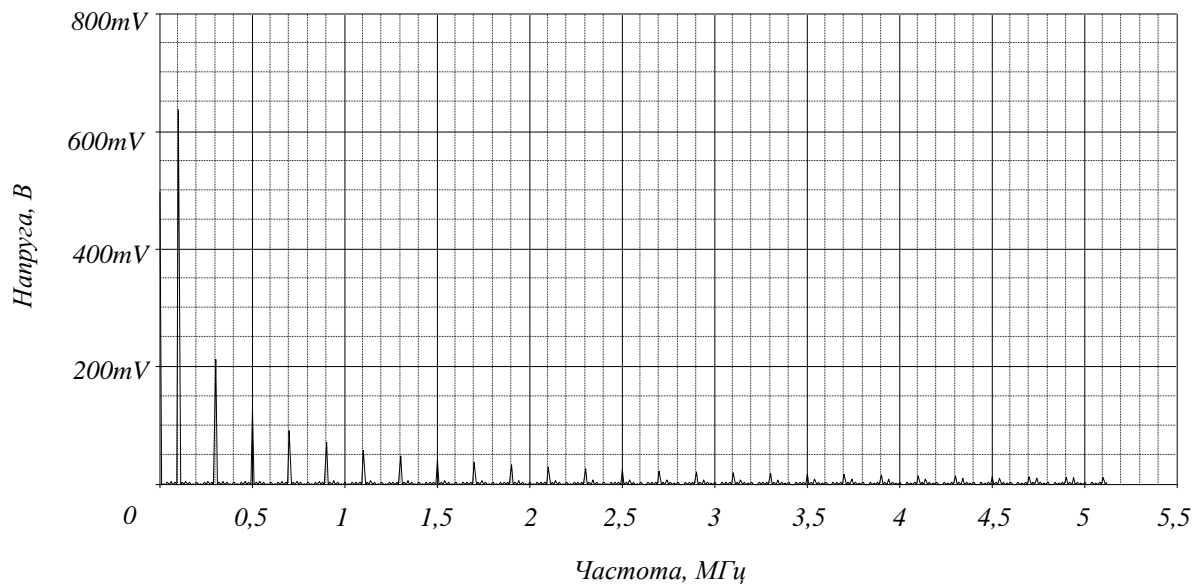


Рис. 1.3

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 (див. рис.1.3). 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 [7].

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 / декаду [7, 53].

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 [29, 53]. 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 [11, 12]. 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 для частот до 30 МГц складає приблизно 2 м, 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 [18]. Якщо взяти до уваги, що у вхідних каскадах чутливої апаратури зазвичай діє напруга порядку одиниць-десятьків 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 [11, 54-58] 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 шляхам поширення високочастотної енергії.

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

У деяких нормативних документах та стандартах контроль значень високочастотних ЕП в силових електромережах обмежують діапазоном частот від 10 кГц до 1000 МГц. В інших стандартах контролю підлягають ЕП 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 IEC/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 (IEC/TR 61000-2-3:1992, IDT)

1.3 Критичний огляд протишавадних засобів у сучасних перетворювачах напруги

До основних шляхів та способів зменшення кондуктивних шавад та ЕМЗ випромінювання у сучасних перетворювачах напруги (ПН) можна віднести схемотехнічні та конструктивні способи виконання згаданих ПН [51, 59-62]. Схемотехнічні способи включають в себе такі схемні рішення, які, забезпечуючи всі технічні характеристики та параметри ПН, забезпечують мінімальні рівні його кондуктивних шавад та ЕМЗ випромінювання [63]. Яскравим прикладом слугують схеми з т.з. “жорсткою” або “м’якою” комутацією силових ключів ПН.

У першого зі згаданих методів перемикаання ключа здійснюється при повній напрузі, 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 [64].

Історично перший зі згаданих методів перемикаання ключа з’явився раніше і набув широкого розвитку та розповсюдження. До переваги цього методу можна віднести простоту схемної реалізації. Але із збільшенням швидкості перемикаання 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.

Ефективним схемотехнічним методом зменшення рівня ЕМЗ від ПН з АККП є так званий безфільтровий метод зменшення шавад, [64]. Автори показали, що для широкого класу перетворювачів напруги основною причиною несиметричних шавад 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 [65-69] 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 [6].

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 [17], 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 [70-74], що створюють завади, та використання трансформаторів з екраном між обмотками [6].

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. Результуюче 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 відхилятися 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 завод – екран” була набагато більшою за еквівалентну ємність “екран – приймач заводи”. У такому випадку заряди електричного поля заводи будуть виходити від джерела заводи та входити у металевий екран, не займаючи приймач заводи.

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 заводи. В цьому випадку доцільно помістити в екран всі чутливі до полів завод функціональні вузли – датчики струму, компаратори напруги, кола зворотних зв'язків і т. п. Усі принципи екранування залишаються такими самими, як для вузлів утворення завод ПН.

Поряд з вищенаведеними методами зменшення завод від ПН, широке використання одержали також електромережні протизавадні фільтри [75-77] (ЕПФ). Вони є “останнім рубежем”, що зменшує заводи 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 затухання 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 котушки 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 витоку 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 витоку фільтра зменшує електробезпеку пристрою, який одержує електроживлення через фільтр.

Індуктивні елементи ЕПФ для ПН також повинні задовольняти суперечливі вимоги. Так, для збільшення протизавадних 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 протизавадних властивостей на високих частотах.

Для збільшення індуктивності котушки при відносно невеликій кількості витків використовують намотування котушки 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 котушку з осердем 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.

Оскільки феритам значною мірою властивий другий з вказаних недоліків. Через невелику індукцію насичення (порядку 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 [78].

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.

Посилання: [1], [2], [3-6], [7], [5, 13], [9, 10], [11], [12, 13], [8], [4, 8-11, 14-18], [19], [20], [21], [22], [23], [24], [25], [26], [27], [28], [29], [30], [31], [32], [33], [34], [35-39], [40-42], [43-44], [45-50], [46-48, 50-52], [53], [54-58], [59-62], [63], [64], [65-69], [70-74], [75-77], [78], див. список використаних джерел стор. 126-136.

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. [79].

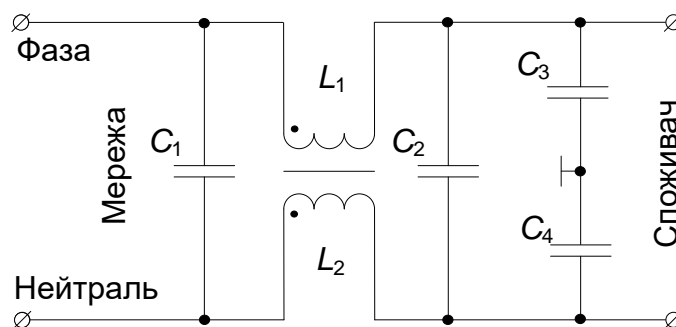


Рис. 2.1 Принципова схема одноланкового протизавадного фільтра

На (рис. 2.1) C_1 і C_2 – це 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 осердя 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).

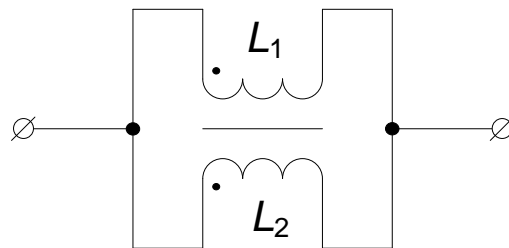


Рис. 2.2 Індуктивність $L_{НС}$

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

В роботі [80] 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 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 $k_{зв}$ магнітного зв'язку між двома магнітно пов'язаними контурами з індуктивностями L_1 та L_2 і взаємною індуктивністю M [81]

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

витікає, що при $L = L_1 = L_2$, звідки

$$k_{зв} = \frac{M}{L} \quad (2.4)$$

Оскільки при сильному магнітному зв'язку $k_{зв} \rightarrow 1$ [81], то це означає, що при цьому $M \rightarrow L$, отже вираз (2.4) є справедливим.

Повернімося до виразу (2.1) і розглянемо його для випадку $Z_1 = Z_2 = Z = R + j\omega L$.

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 $L_{нс} = L_1 = L_2$ (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 $L_{сум}$ для зменшення симетричної завади є лише індуктивністю розсіювання цих обмоток.

Відомо, [22, 42, 82-85], 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) завад; крім того, на цих схемах показані паразитні параметри фільтрів.

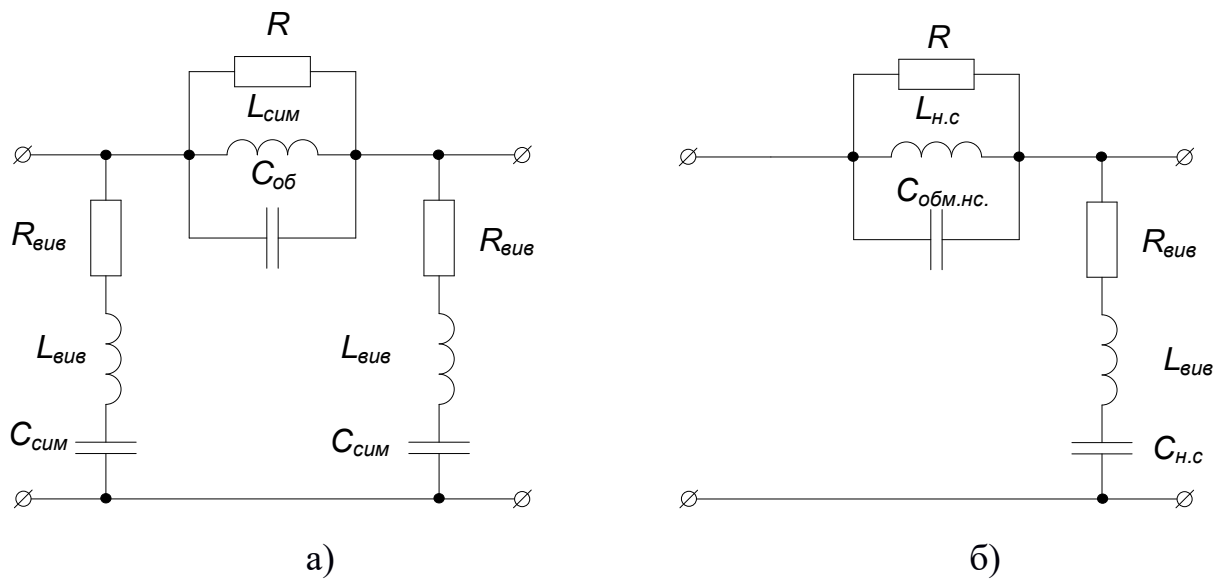


Рис. 2.3 Еквівалентні схеми для зменшення симетричних а) та несиметричних б) завад

На рис. 2.4 показані графіки коефіцієнта передачі (у дБ) фільтра для несиметричних завад в діапазоні частот 100 кГц ... 30 МГц [82].

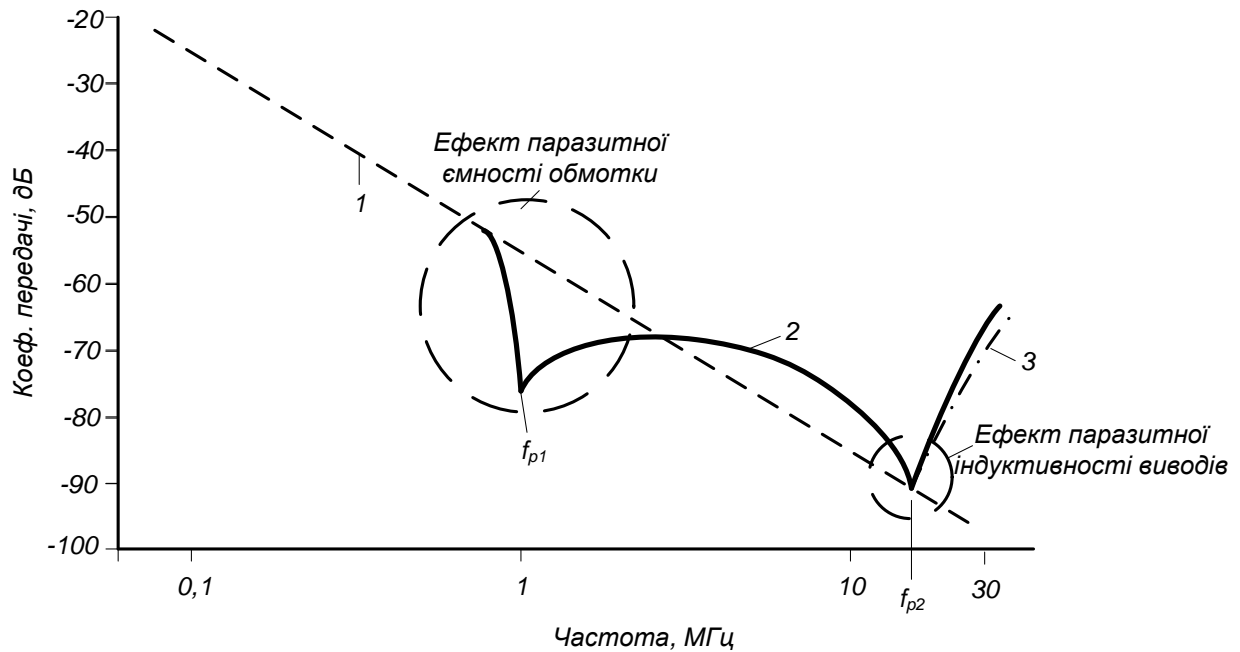


Рис. 2.4 Графіки коефіцієнта передачі фільтра для несиметричних заводів в діапазоні частот 100 кГц ... 30 МГц

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 заводів.

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 заводів. 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 завад (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 завад.

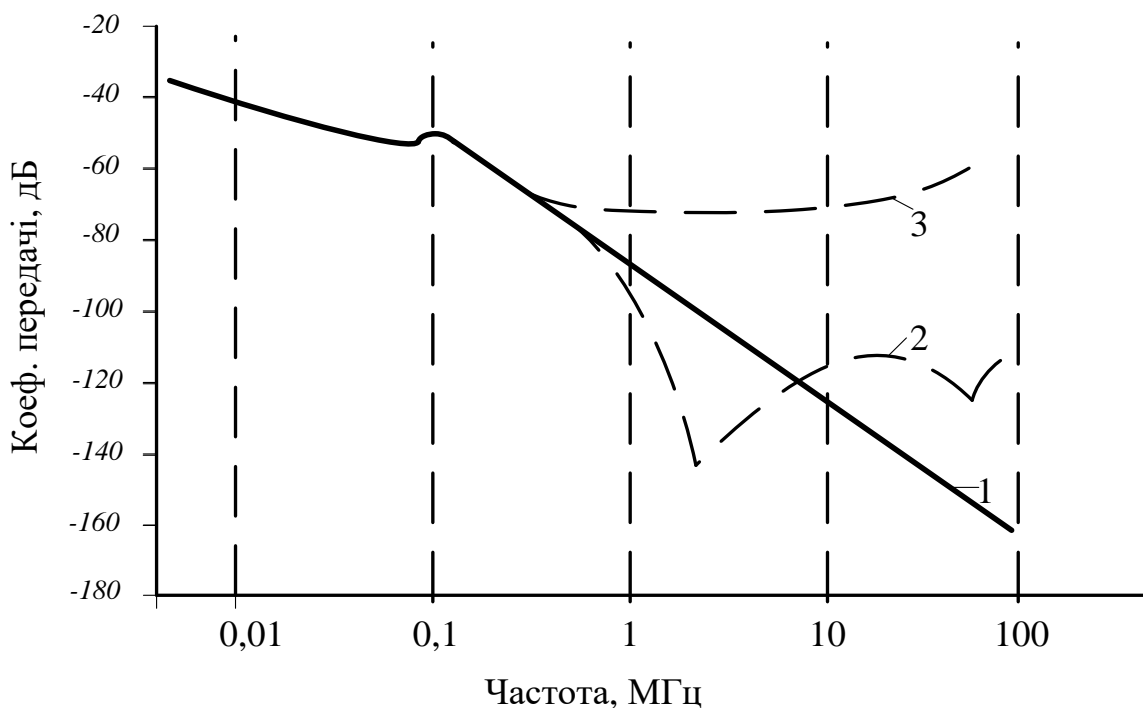


Рис. 2.5 Графіки коефіцієнта передачі фільтра для симетричних завад

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 протизавадних фільтрах на внесене загасання фільтрів

Як відомо, основними показниками протизавадного фільтра є загасання, внесене фільтром у симетричну та несиметричну заваду, а також діапазон частот, в якому ефективно працює протизавадний фільтр [79]. 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.

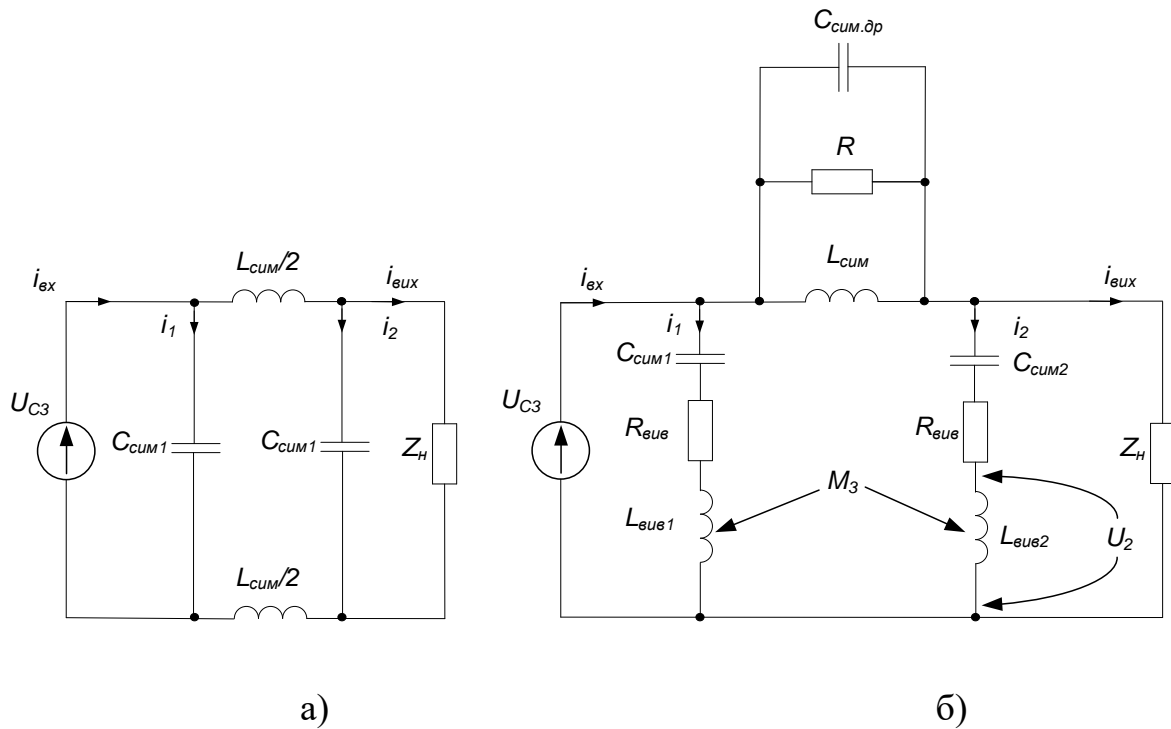


Рис. 2.6 Ідеалізована схема фільтра для зменшення симетричних завад а),
еквівалентна схема з урахуванням паразитних параметрів б)

На рис. 2.6 прийняті такі позначення:

U_{C3} – напруга симетричної завади;

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

$C_{сум1,2}$ – ємність конденсаторів $C_{сум1}$ та $C_{сум2}$ для зменшення симетричних завад;

$L_{вув1,2}$ – індуктивність виводів конденсаторів $C_{сум1}$ та $C_{сум2}$;

$L_{сум}$ – індуктивність дроселя для зменшення симетричних завад;

R – опір високочастотних втрат дроселя $L_{сум}$;

$R_{вув}$ – опір виводів конденсаторів $C_{сум}$;

Z_H – навантаження фільтра.

У відповідності до законів, які діють у електричних колах з індуктивним зв'язком [86], напругу U_2 можна записати у вигляді:

$$\dot{U}_2 = j\omega \dot{I}_2 \cdot L_{вув2} \pm \dot{I}_1 j\omega M_3 \quad (2.7)$$

Тут \dot{I}_1 - комплекс струму i_1 (рис. 2.6);

i_2 - комплекс струму i_2 , який протікає по гілці $C_{сим2} - R_{вив} - L_{вив2}$ під дією джерела напруги U_{C3} при відсутності магнітного зв'язку M_3 (рис. 2.6, б).

Знак перед другим доданком у виразі (2.6) залежить від узгодженого чи зустрічного напрямку струмів i_1 та i_2 .

Вираз (2.6) можна записати так:

$$\dot{U}_2 = j\omega \dot{I}_2 (L_{вив2} \pm \dot{I}_1 / \dot{I}_2 M_3) \quad (2.8)$$

З виразу (2.8) витікає, що при наявності магнітного зв'язку M_3 еквівалентна індуктивність L_{e2} виводів конденсатора $C_{сим2}$ (2.6, б) зміниться:

$$L_{e2} = L_{вив2} \pm \dot{I}_1 / \dot{I}_2 M_3 \quad (2.9)$$

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

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

Провівши нескладні перетворення виразу (2.9) з урахуванням (2.10) одержимо, що

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

Знак перед другим доданком у виразі (2.11) залежить від знаку перед виразом $\operatorname{Re} \left(\dot{I}_1 / \dot{I}_2 \right)$ та від знаку M_3 (узгоджене чи зустрічне увімкнення котушок індуктивності $L_{вив1}$ та $L_{вив2}$).

Якщо знаки M_3 та $\operatorname{Re} \left(\dot{I}_1 / \dot{I}_2 \right)$ - однакові, то $L_{екв.вив.2} = |M_3| \cdot \left| \operatorname{Re} \left(\dot{I}_1 / \dot{I}_2 \right) \right|$ (2.12)

1. Визначення магнітного зв'язку M_3

Два симетричних конденсатори $C_{сим1}$: $C_{сим2}$, розташовані на друкованій платі на відстані x один від одного, з точки зору магнітного зв'язку M_3 між

індуктивностями їх виводів $L_{вив1}$, $L_{вив2}$ (рис. 2.6, б) на частотах, вищих за резонансну частоту конденсаторів, можна спрощено представити так (рис. 2.7):

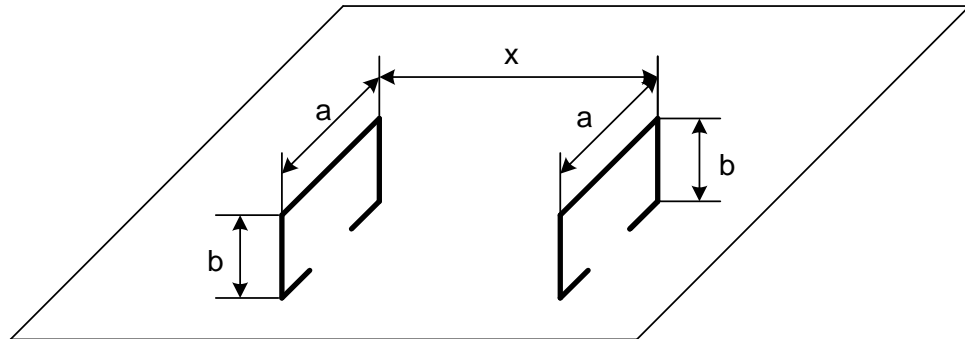


Рис. 2.7 Спрощене представлення конденсаторів

Тут a , b – відповідно геометрична довжина та висота конденсаторів $C_{сим1}$ і $C_{сим2}$;
 x - відстань між конденсаторами $C_{сим1}$ і $C_{сим2}$;

У роботі [87] розглянуто такий випадок і наведено вираз для взаємної індуктивності M :

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

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

x - відстань між площинами, в яких лежать прямокутники;

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

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

Якщо у вираз (2.13) підставити типові геометричні розміри конденсаторів $C_{сим1}$ та $C_{сим2}$ ($a = 17$ мм, $b = 15$ мм) та типову відстань $x = 25$ 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:

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

де $f_{p\text{Симдр}}$ - резонансна частота паралельного коливального контура на схемі

рис. 2.6, б;

$$2) f_{p\text{Ссимдр}} < f < f_{p\text{Ссим}}, \quad (2.15)$$

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

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

Піддіапазон $100 \text{ кГц} < f < f_{p\text{Симдр}}$ 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 $f_{p\text{Ссимдр}} < f < f_{p\text{Ссим}}$

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

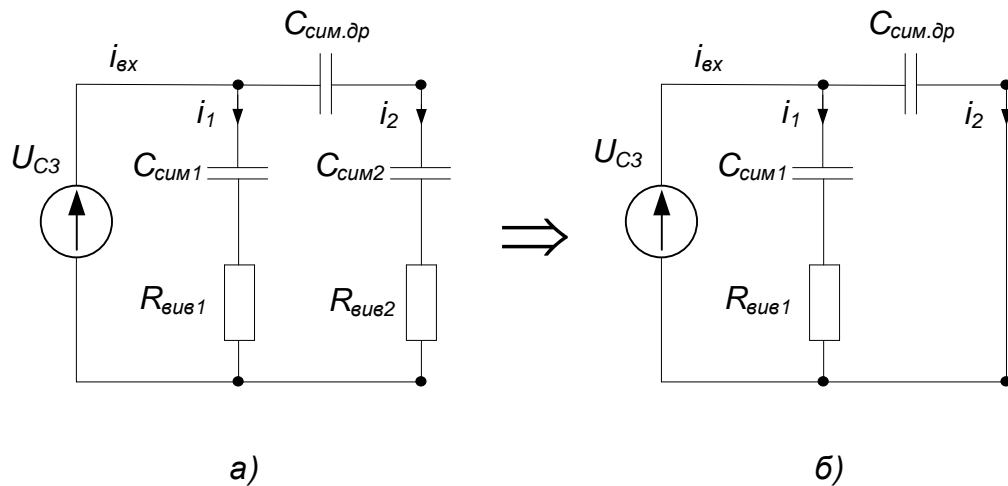


Рис. 2.8 Спрощення еквівалентної схеми фільтра

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 $C_{сим.др}$. 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 $R_{вив}$ (див. рис. 2.8, а). Крім того, оскільки, як правило, у фільтрах виконуються нерівність

$C_{сим.др} \cdot C_{сим}$ та, $\frac{1}{\omega \cdot C_{сим.др}} \gg R_{вив2}$, то послідовне з'єднання конденсаторів $C_{сим.др}$, $C_{сим2}$ і резистора $R_{вив2}$ у схемі на рис.2.8, а) можна без великої похибки замінити одним конденсатором з ємністю $C_{сим.др}$ (див. рис. 2.8, б).

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

$$\dot{I}_1 / \dot{I}_2 = \frac{1 - j\omega R_{вив1} \cdot C_{сим1}}{1 + \omega R_{вив1} \cdot C_{сим1}} \cdot \frac{C_{сим1}}{C_{сим.др}}, \quad (2.17)$$

звідки $\text{Re}(\dot{I}_1 / \dot{I}_2)$ і буде дорівнювати

$$\text{Re}(\dot{I}_1 / \dot{I}_2) = \frac{1}{1 + (\omega R_{вив1} \cdot C_{сим1})} \cdot \frac{C_{сим1}}{C_{сим.др}} \quad (2.18)$$

Підставивши у вираз (2.18) типові значення для $C_{сим1}$, $C_{сим.др}$, можемо одержати для діапазона частот (2.15) числове значення $\text{Re}(\dot{I}_1 / \dot{I}_2)$. Так, наприклад, для

типових значень $C_{сум1} = 100\text{нф}$, $C_{сумдр} = 100\text{пФ}$, $R_{вие1} = 1\text{ Ом}$ 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 $L_{вие2}$ у конденсаторі $C_{сум2}$.

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

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

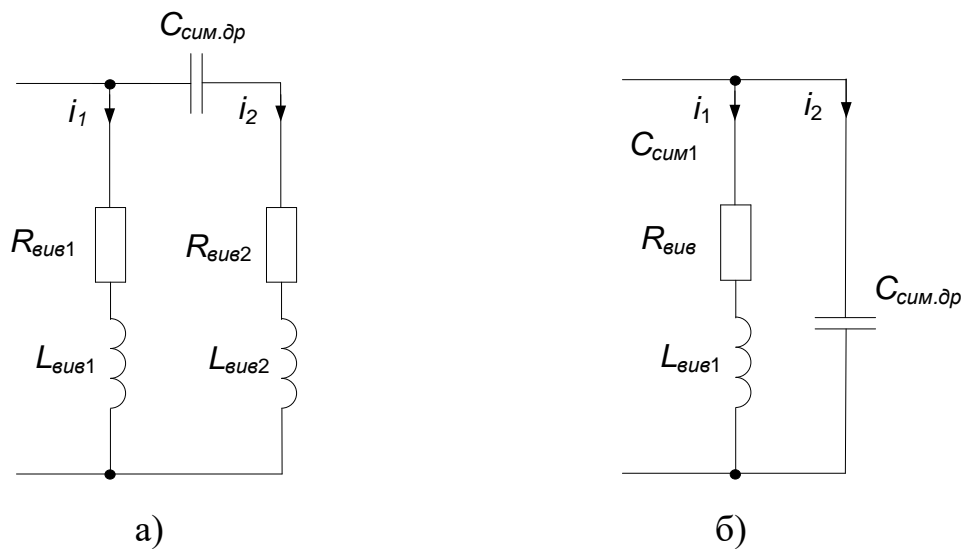


Рис. 2.9 Спрощення еквівалентної схеми фільтра в діапазоні частот $f_{pC_{сум}} < f \leq 30\text{ МГц}$

З розгляду рис. 2.9, а) видно, що права гілка є послідовний резонансний контур. Для типових значень $C_{сумдр} = 60\dots300\text{ пФ}$, $L_{вие2} = 1\dots10\text{ нГ}$ резонансна частота $f_{0\text{ посл.}}$ цього контуру буде знаходитись у межах $f_{0\text{ посл.}} = 53\dots290\text{ МГц}$. 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 $R_{вие2}$ замінений закороткою, оскільки на частотах до 30 МГц виконується нерівність

$$\frac{1}{\omega \cdot C_{\text{сим.др}}} \gg R_{\text{вив2}} \quad (2.20)$$

Аналіз схеми на рис.2.9, б) показує, що $\left| \text{Re} \left(\dot{I}_1 / \dot{I}_2 \right) \right| = \frac{\omega_0^2}{\omega^2 + \left(\frac{R_{\text{вив1}}}{L_{\text{вив1}}} \right)^2}$,

де $\omega_0^2 = \frac{1}{L_{\text{вив1}} \cdot C_{\text{сим.др}}}$ - частота резонансу між індуктивністю виводів $L_{\text{сим1}}$ конденсатора $C_{\text{сим1}}$ паразитною ємністю $C_{\text{сим.др}}$ дроселя $L_{\text{сим}}$ (див. схему на рис. 2.6); $\omega = 2\pi f$.

В діапазоні частот, наприклад, 20..30МГц для типових значень $C_{\text{симдр}} = 100$ пФ, $L_{\text{вив1}} = 1..10$ нГ, $R_{\text{вив1}} = 1$ Ом одержимо, що:

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

Повертаючись до виразу (2.8), бачимо, що таке значення $\left| \text{Re} \left(\dot{I}_1 / \dot{I}_2 \right) \right|$ у десять-сто разів збільшує вплив магнітного зв'язку збільшує паразитну індуктивність $L_{\text{вив2}}$ у конденсаторі $C_{\text{сим2}}$.

Для вивчення дії зв'язку M_3 в роботі [82] 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 $L_{\text{сим}}$ рис.2.6; при цьому магнітне осердя з обмотками залишився розміщене на друкованій платі між конденсаторами $C_{\text{сим1}}$ та $C_{\text{сим2}}$, 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 $C_{сим1}$ та $C_{сим2}$ 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 заводи проникає зі входу на вихід фільтра, через індуктивний зв'язок M_3 замість того, щоб проходити через котушку індуктивності $L_{сим}$ (рис.2.6).

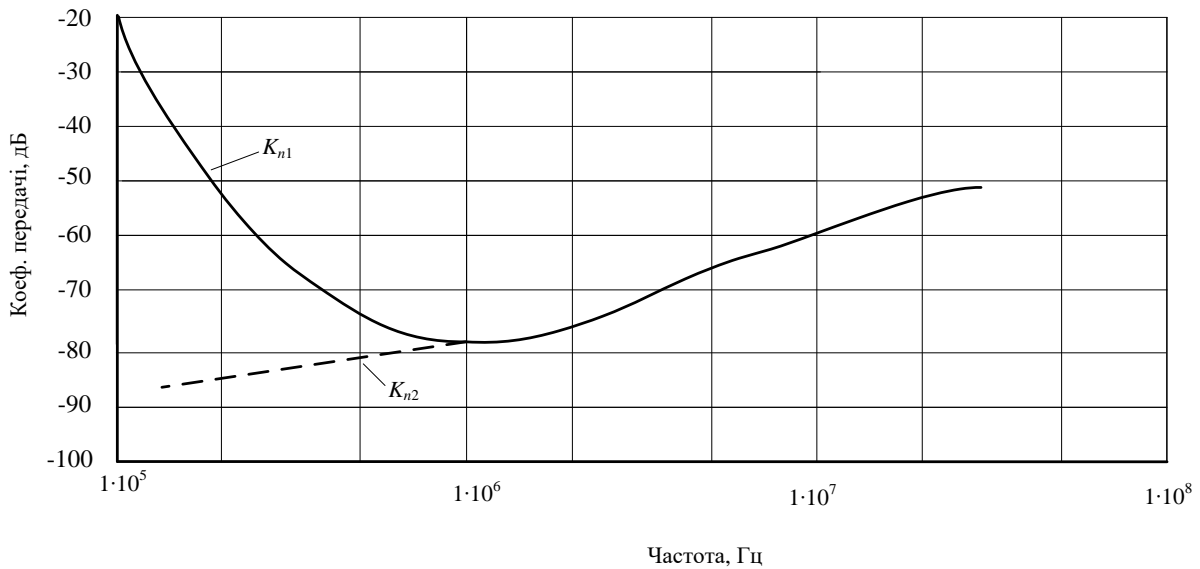


Рис. 2.10 Коефіцієнти передачі фільтра, схема якого зображена на рис. 2.6

Для зменшення індуктивного зв'язку M_3 можна застосувати різні конструктивні рішення. Одне з таких є розташування конденсаторів $C_{сим1}$ і $C_{сим2}$ (рис.2.6) взаємно перпендикулярно, як це показано на рис.2.11.

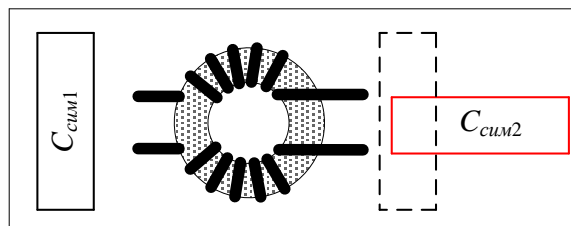


Рис. 2.11 Схема позиційного розташування на платі конденсаторів $C_{сим1}$ і $C_{сим2}$

На рис. 2.12 показані коефіцієнти передачі фільтра, схема якого зображена на рис. 2.6, з паралельним розташуванням конденсаторів $C_{сим1}$ і $C_{сим2}$ (крива 1), та з перпендикулярним розташуванням згаданих конденсаторів (крива 2).

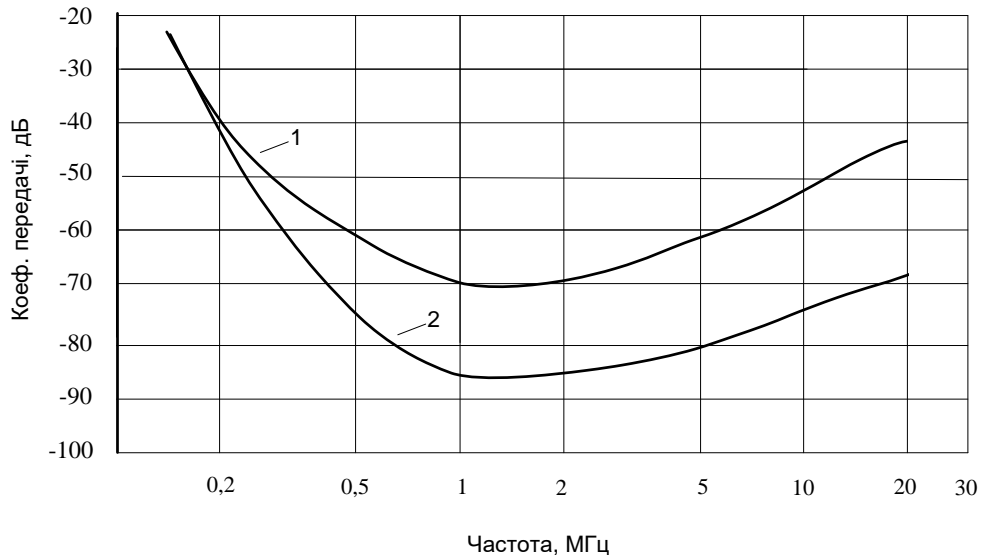


Рис. 2.12 Коефіцієнти передачі фільтра, схема якого зображена на рис. 2.6

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 [82] запропонована схема компенсації згаданої вище паразитної ємності. Ця схема показана на рис. 2.12.

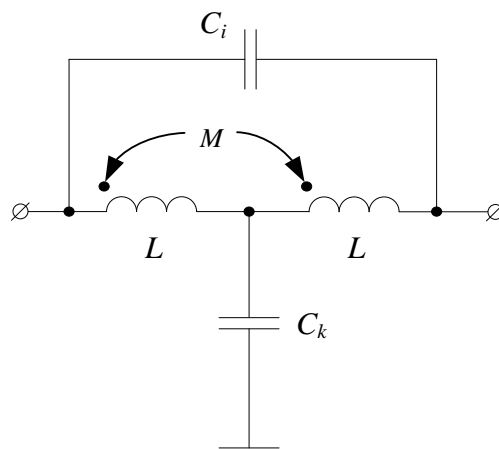


Рис. 2.12 Схема компенсації паразитної ємності C_i

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 [82] 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 [81]. 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.

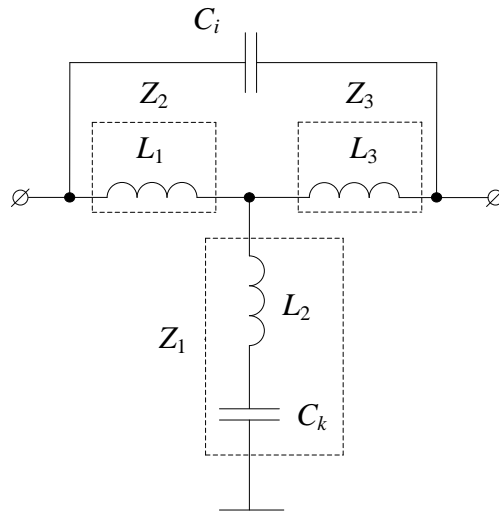


Рис. 2.13 Магнітно «розв’язана» схема

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 $L_1 = L_3 = L k_{зв.} = M/L$; 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» [81, 86], 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:

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

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

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

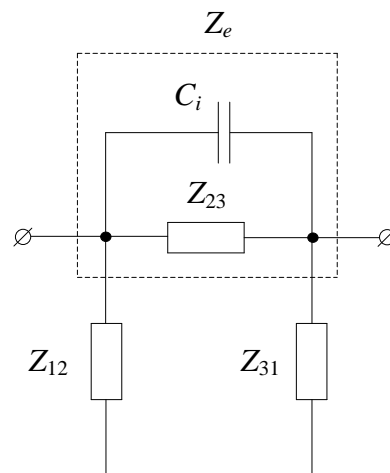


Рис. 2.14 П-подібна схема

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 [82], 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 $k_{3\phi} = 1$), та при виконанні умови $C_k = 4C_i$ схема на рис.2.12 еквівалентна П – подібній ланці ідеального фільтра нижніх частот ФНЧ типу k [81], у якого дросель L_e не має міжвиткової ємності (рис. 2.26).

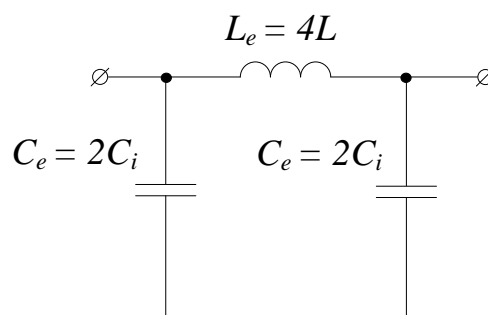


Рис. 2.15 П - подібна ланка ідеального ФНЧ

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 $k_{зв} = 1$ є математичною ідеалізацією; на практиці можна забезпечити лише $k_{зв} < 1$, тому важливо дослідити ефективність роботи схеми компенсації (рис. 2.16) для умов, коли $k_{зв} < 1$, і визначити мінімально допустиме значення $k_{зв}$, 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 $k_{зв}$. По аналогії з попереднім підрозділом магнітно «розв'яжемо» дві обмотки дроселя за допомогою відомих методів теоретичної електротехніки [81]; тоді схема на рис. 2.16 набуде вигляду, показаного на рис. 2.17. На цьому рисунку прийняті позначення: $L_1 = L_3 = L + M$; $L_2 = L - M$.

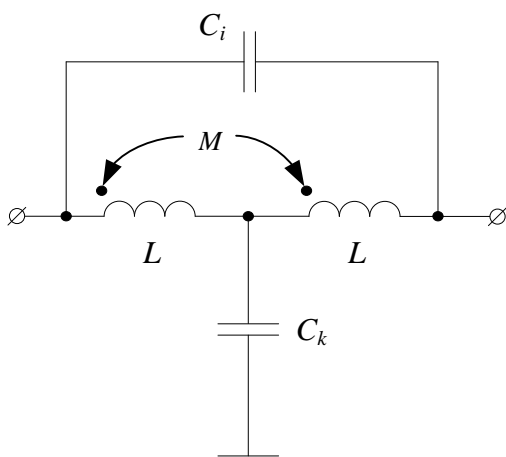


Рис. 2.16

Схема компенсації паразитної ємності

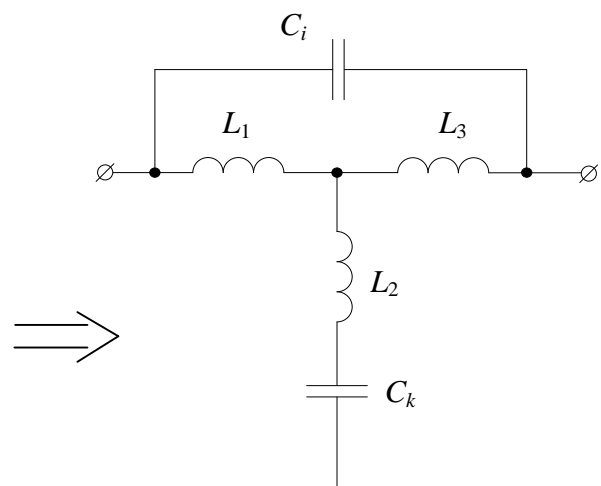


Рис. 2.17

Магнітно «розв'язана» схема

Відомо [81], 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

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

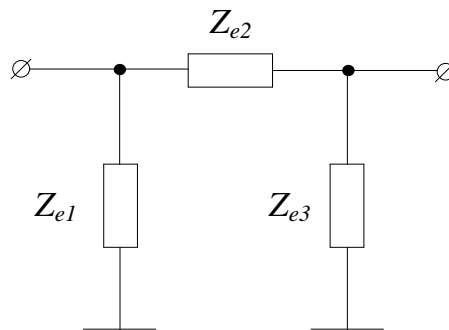


Рис. 2.18 П - подібна схема

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

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

Аналіз виразу (2.34) показує, що при виконанні умови

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

вираз (2.34) спрощується і стає таким:

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

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

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

вираз (2.36) набуде вигляду:

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

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

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

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 [82]; 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 [81], яка показана на рис. 2.19. На цьому рисунку прийняте позначення: $L_{e2} = 2L (k_{3\beta} + 1)$.

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

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

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

$$K \leq 0,1.$$

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:

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

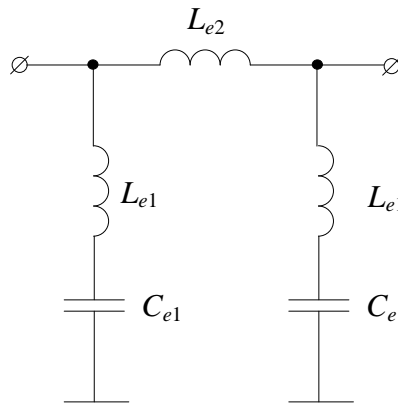


Рис. 2.19 П - подібна ланка ФНЧ типу m

З нерівності (2.42) можна визначити мінімальне значення коефіцієнта індуктивного зв'язку $k_{3\beta}^{(\min)}$, 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

$$k_{3\phi}^2 + \frac{0,01}{A} k_{3\phi} - 1 = 0, \quad (2.43)$$

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

Корені квадратного рівняння (2.43):

$$k_{3\phi 1,2} = -\frac{0,01}{2A} \pm \sqrt{\left(\frac{0,01}{2A}\right)^2 + 1}, \quad (2.45)$$

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

$$k_{3\phi 1,2} \approx -\frac{0,01}{2A} \pm 1 \quad (2.46)$$

Відомо [81], що $k_{3\phi} \geq 0$, тому, враховуючи, що в (2.44) $A > 0$, запишемо (2.46) у вигляді

$$k_{3\phi} \approx 1 - \frac{0,01}{2(2\pi f)^2 LC_i} \approx 1 - \frac{1,267 \cdot 10^{-4}}{LC_i f^2} \quad (2.47)$$

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

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

де f_{zp} - гранична частота, нижче якої повинна відбуватись ефективна компенсація паразитної ємності C_i .

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

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

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

З розгляду виразу (2.49) видно, що коли $k_{3\phi} = 0$ (що відповідає відсутності індуктивного зв'язку між обмотками дроселя), то $f_{zp} \leq 0$, тобто компенсація паразитної ємності дроселя неможлива навіть на дуже низьких частотах. Якщо $k_{3\phi} = 1$, то $f_{zp} = \infty$, 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 [88]. 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 [8] ($d_{\text{вн}}$ [дБмкВ]) = $20 \lg(U[\text{мкВ}]/1\text{мкВ})$. Виходячи з верхньої частоти регламентованого діапазону $f_{\text{в}} = 30$ МГц, гранична частота f_{zp} була прийнята рівною 10 МГц; тоді згідно з виразом (2.48), для наведених вище параметрів $L_1 = L_2 = L$, C_i та f_{zp} , мінімально допустимий коефіцієнт індуктивного зв'язку $k_{3\phi}^{(\min)} \approx 0,999$.

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 $k_{3\phi} = 0,999$.

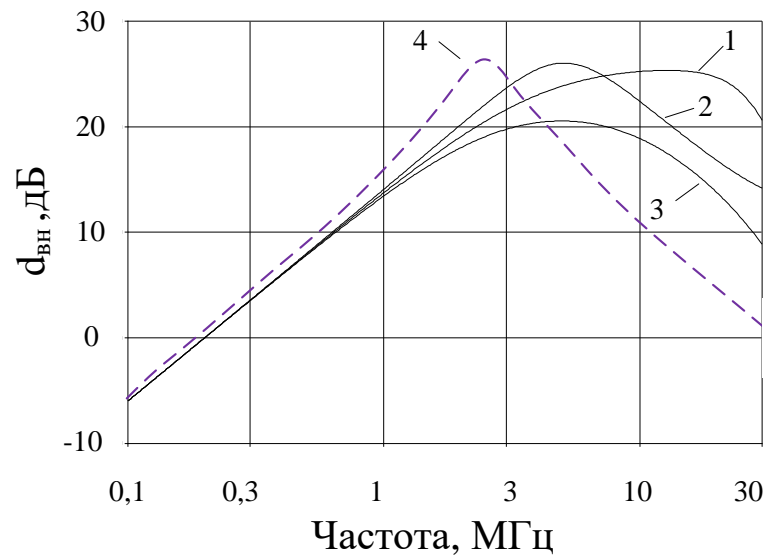


Рис. 2.20 Внесене загасання схеми при $C_k = \text{varia}$

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 $k_{зв} = 0,9$.

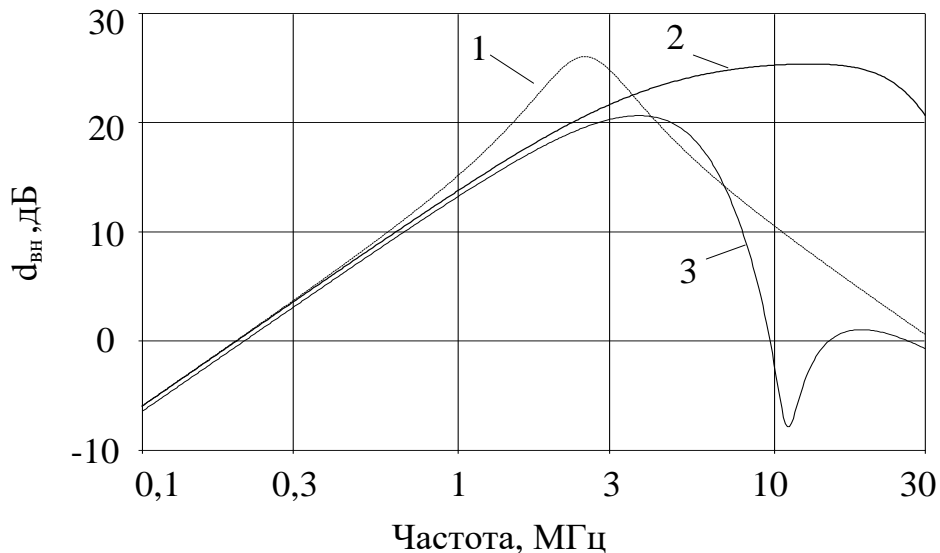


Рис. 2.21 Внесене загасання схеми при $k_{36} = \text{varia}$

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 $k_{36} < k_{36}^{(\min)}$, тоді загасання згаданої схеми на частотах вище 3 МГц також швидко зменшується; коли $k_{36} = k_{36}^{(\min)}$, тоді загасання монотонно зростає до частоти $f_{zp} = 10$ МГц, а вище частоти 20 МГц загасання починає зменшуватися. Останнє пояснюється тим, що, як зазначалося вище, для моделювання на PSpice була задана гранична частота $f_{zp} = 10$ МГц, вище якої ефективність компенсації паразитної ємності дроселя у схемі рис. 2.16 при заданому значенні коефіцієнта індуктивного зв'язку зменшується. Отже, виграш 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 $k_{36} < k_{36}^{(\min)}$ (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 $k_{36}^{(\min)}$, 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.

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 входних 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.

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.

Посилання: [8], [79], [80], [81], [22, 42, 82-85], [86], [87], [88], див. список використаних джерел стор. 126-136.

РОЗДІЛ 3

ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ КОМПЕНСАЦІЇ ПАРАЗИТНОЇ ЄМНОСТІ
ПЕРЕТВОРЮВАЧА У НЕСИМЕТРИЧНОМУ КОЛІ3.1 Еквівалентна схема перетворювача з АККП як генератора
несиметричних завад

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

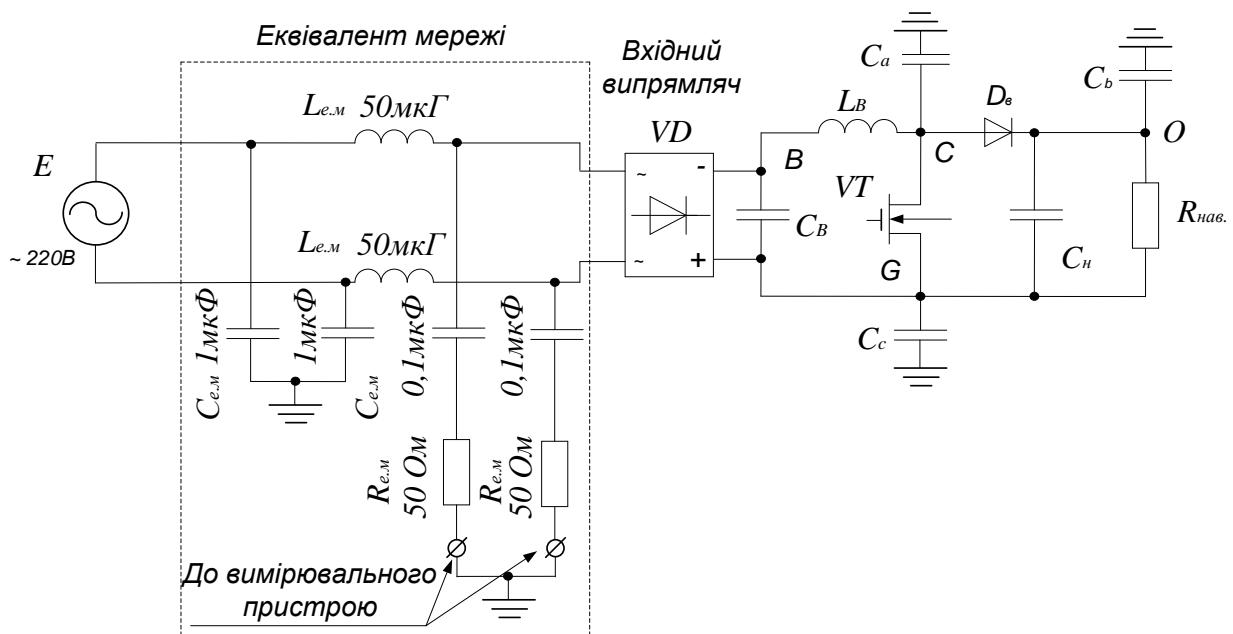


Рис. 3.1 Спрощена схема АККП з позначенням паразитних параметрів його елементів

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 діодного моста D_B і “землею”;

C_c – паразитна ємність між витком 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 [89].

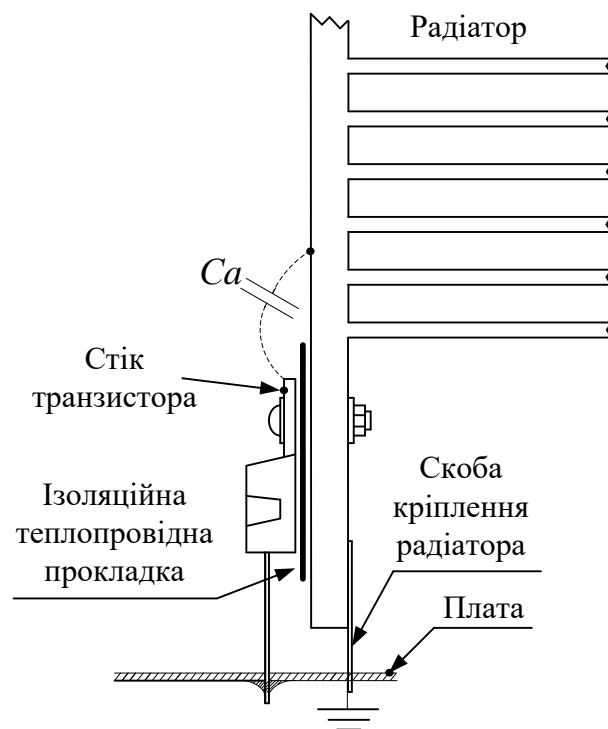


Рис. 3.2 Силовий транзистор з радіатором

Паразитна ємність C_a складається з двох частин [13]. 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 [90], 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.

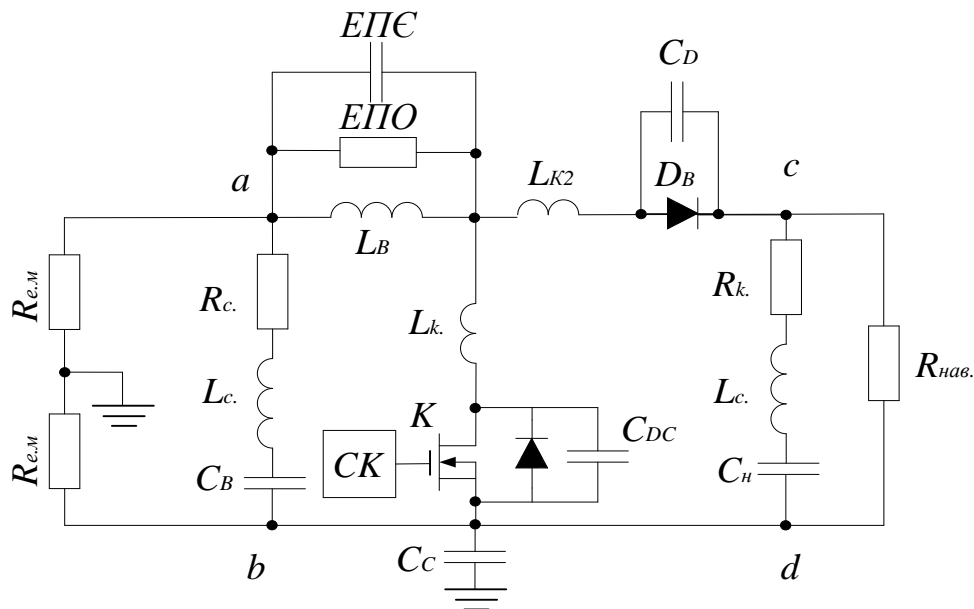


Рис. 3.3 Еквівалентна схема перетворювача напруги за АККП

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.

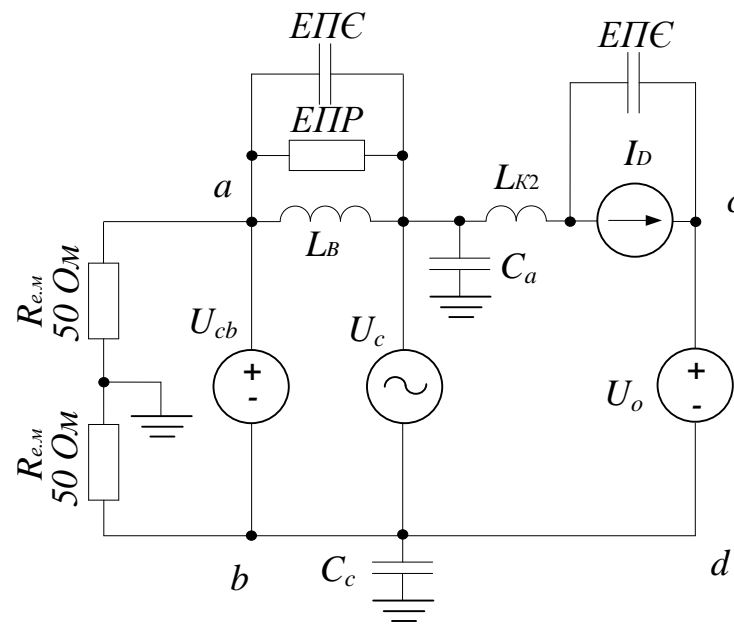


Рис. 3.4 Спрощена еквівалентна схема перетворювача напруги з АККП

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.

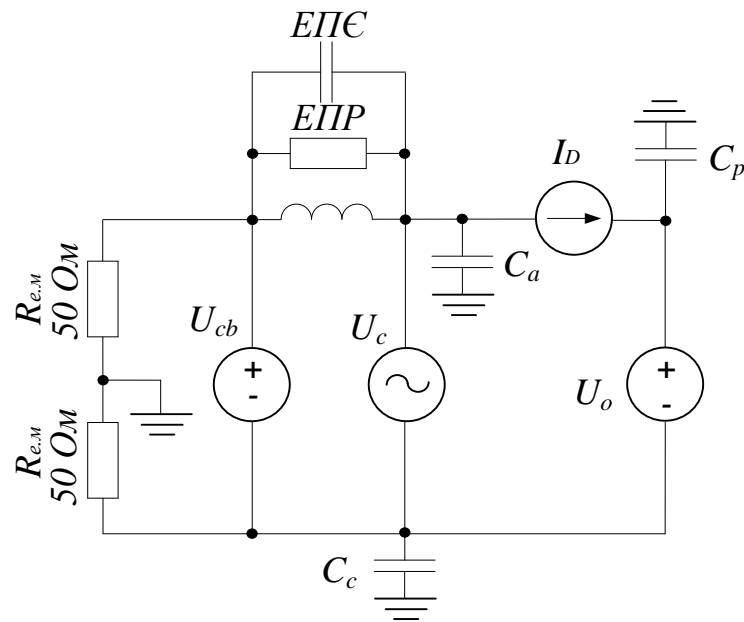


Рис. 3.5 Спрощена еквівалентна схема перетворювача напруги з АККП

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 перемикання силового транзистора перетворювача.

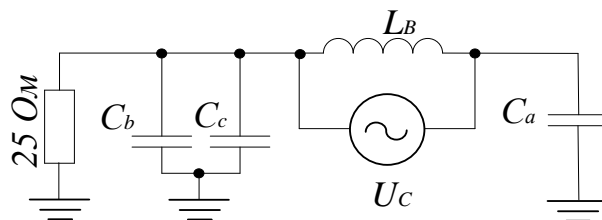


Рис. 3.6 Спрощена еквівалентна схема перетворювача напруги з АККП

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 височастотного 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 [13]. Цей метод реалізує схема, показана на рис. 3.7 а.

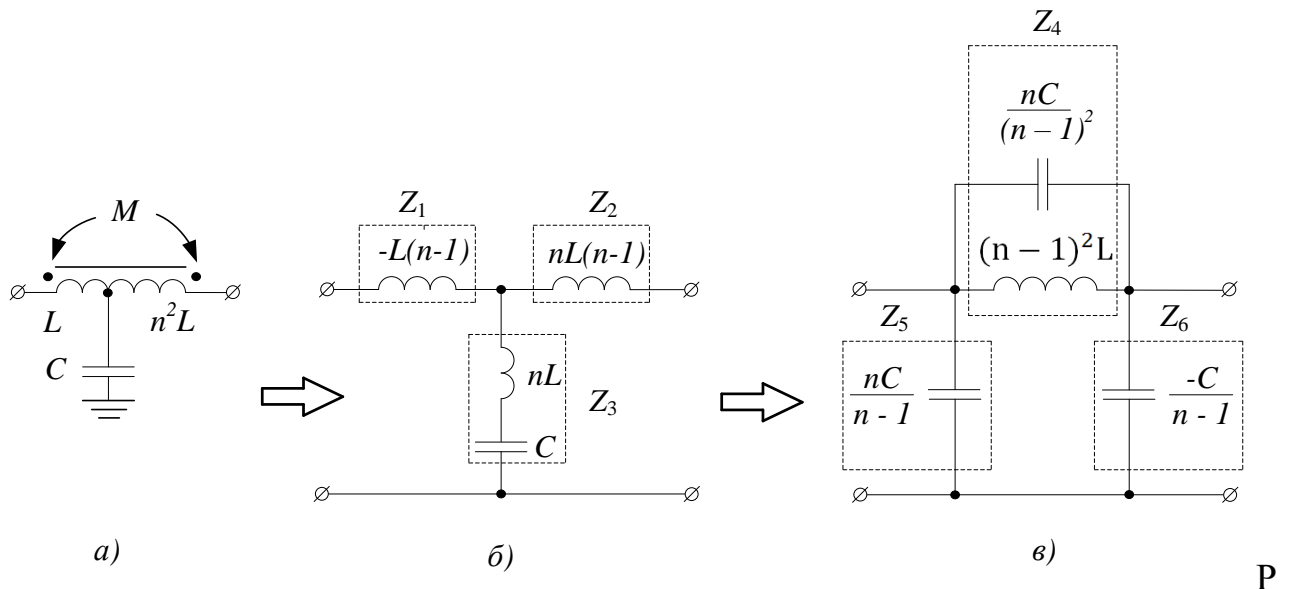


рис. 3.7 Еквівалентне перетворення схеми компенсації

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 [81]; 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) [81]. 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 (див. додаток В), 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:

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

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

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

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 $C_{екв5} = \frac{nC}{n-1}$. (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 $C_{екв.6} = \frac{-C}{(n-1)}$. (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), отримуємо 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 $k_{зв} = 1$.

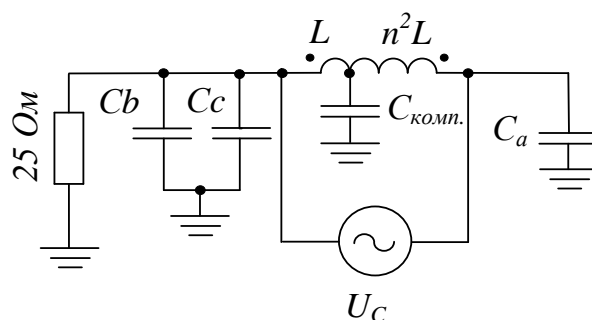


Рис. 3.8 Спрощена схема перетворювача напруги з АККП разом зі схемою компенсації паразитної паразитної ємності C_a

Після магнітного розв'язування обмоток накопичувального дроселя отримуємо 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 (3.8).

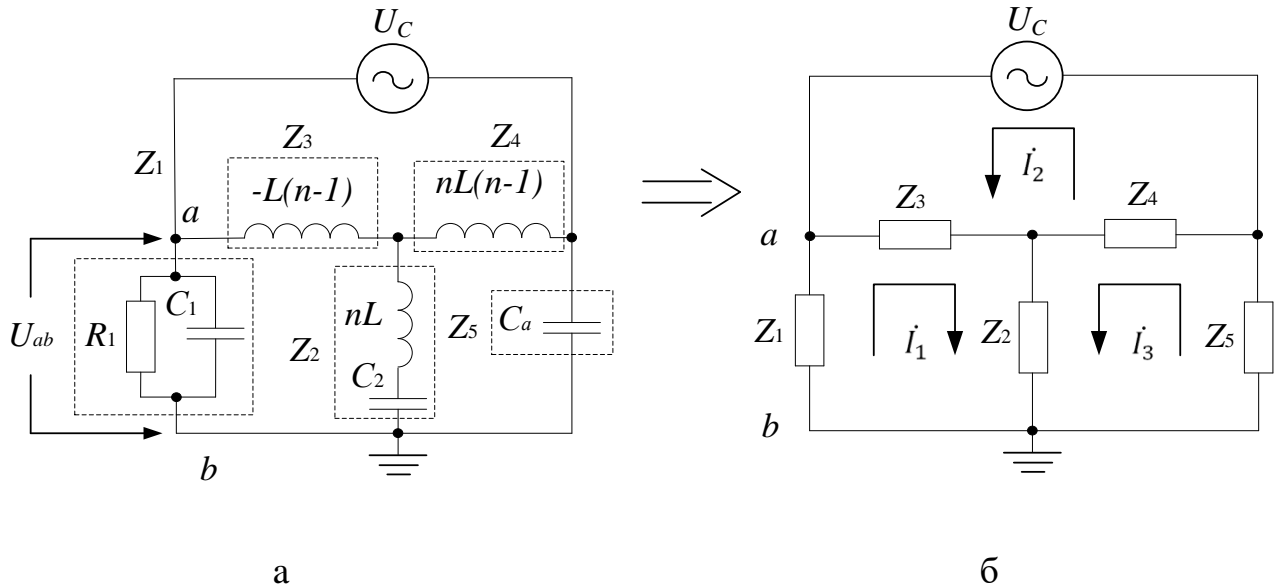


Рис. 3.9 Еквівалентне перетворення схеми перетворювача напруги з АКПІ і схемою компенсації паразитної ємності C_a

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

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

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

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:

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

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 компенсувального конденсатора $C=C_{\text{комп}}$, отримаємо повну компенсацію паразитної ємності C_a , а значить напруга U_{ab} у всьому діапазоні частот буде дорівнювати нулю.

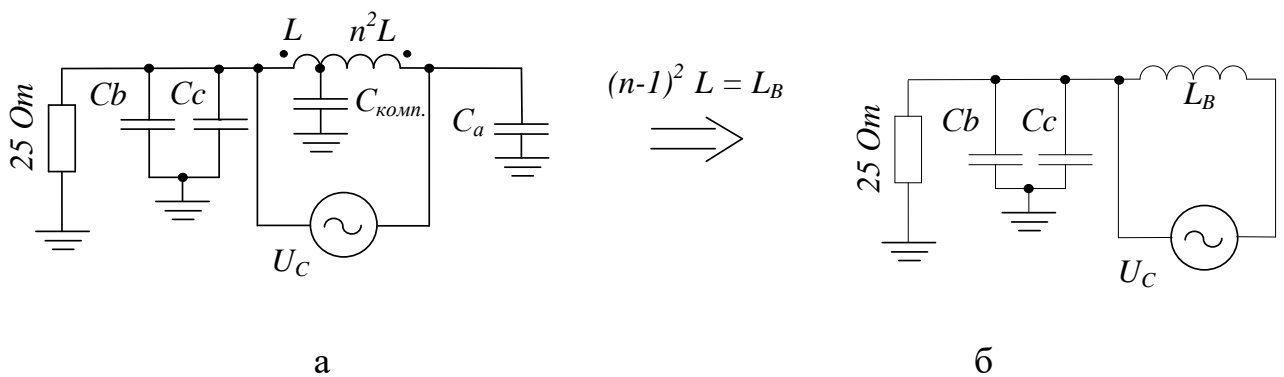


Рис. 3.10 Еквівалентне перетворення схеми перетворювача напруги з АККП і схемою компенсації паразитної ємності C_a

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 вхідні кола вимірювача завад.

Для перевірки результатів математичних розрахунків, було проведено електронне моделювання методу компенсації паразитної ємності C_a в програмному пакеті схеми 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 .

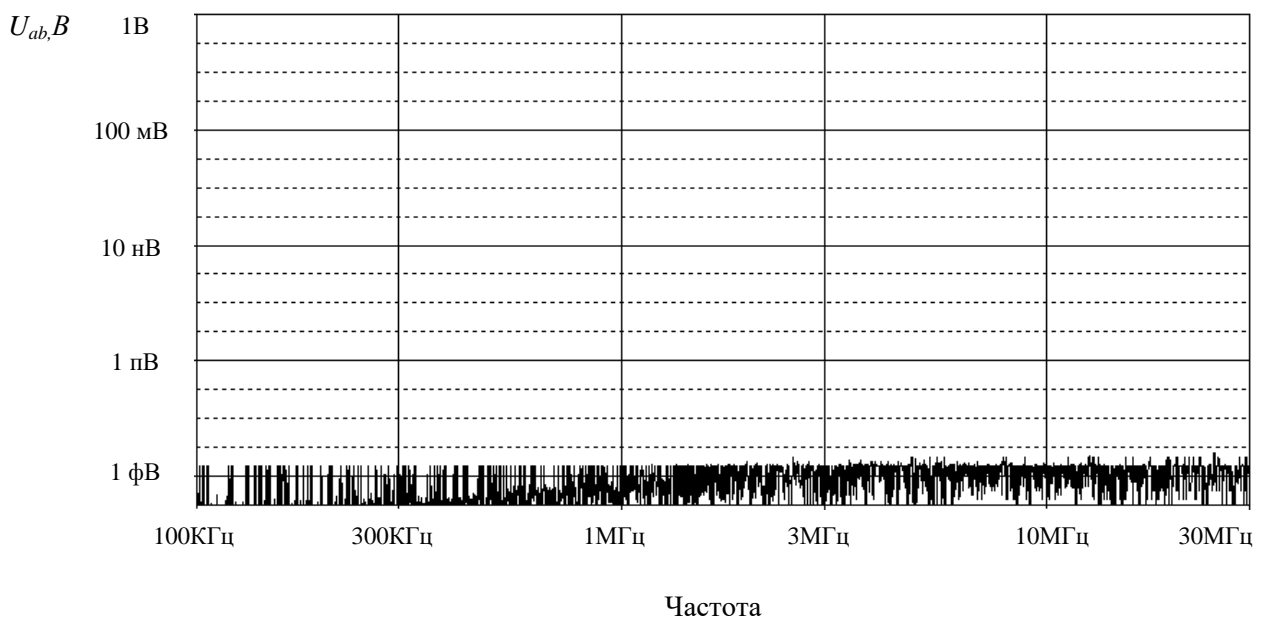


Рис. 3.11 АЧХ напруги завад на вході перетворювача з АККП і схемою компенсації паразитної ємності C_a при гранично можливому коефіцієнті магнітного зв'язку між обмотками дроселя L_B

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 [13].

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

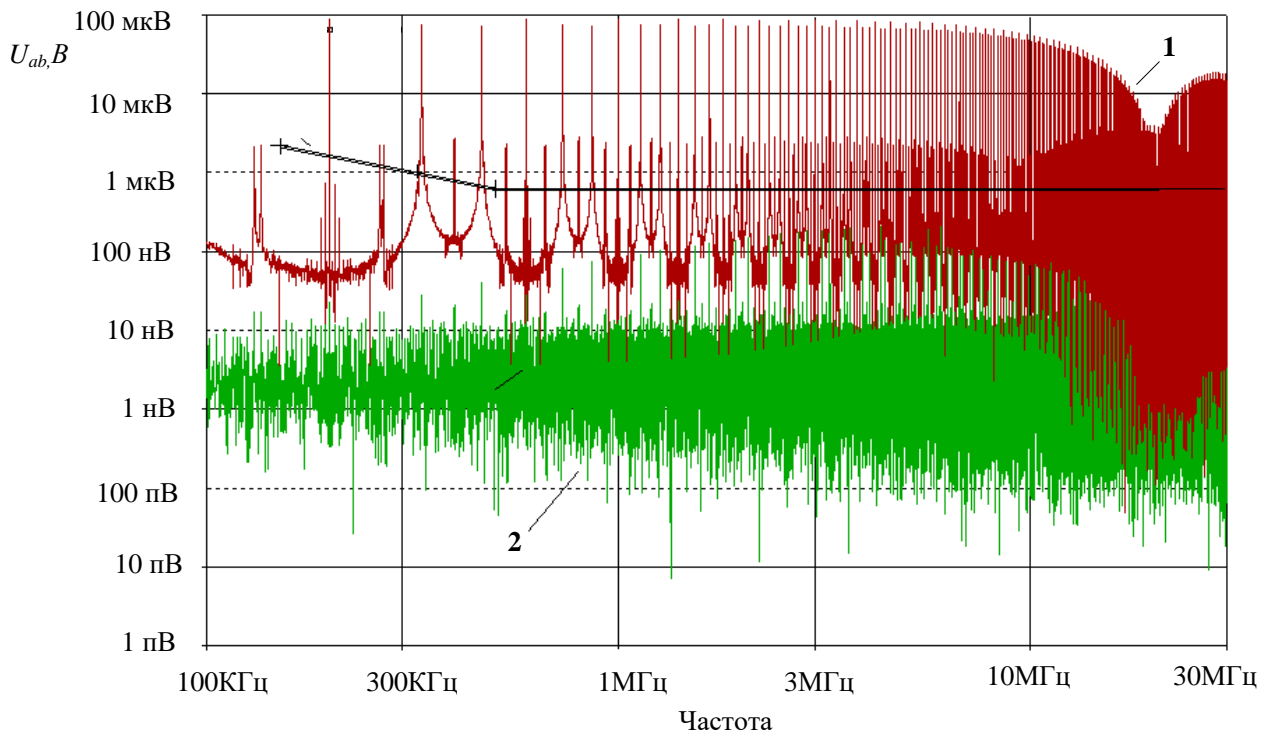


Рис. 3.12 Рівень завад на вході перетворювача

- 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 $\tau_i=7\text{мкс}$, 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 $T = 15\text{ мкс}$; $C_a = 34\text{ пФ}$; $C_b = C_c = 25\text{ пФ}$; $L_B = 860\text{ мкГ}$; $L = L_B/(n-1)^2$; $n = 55$; $L_1 = L$; $L_2 = n^2 \cdot L$; $C = C_a \cdot (n/k_{зв} - 1)$; $k_{зв} = 0,9$; 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 100 кГц до 10 МГц , генерованих перетворювачем напруги з накопичувальним дроселем на вході.

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.

Посилання: [13], [81], [89], [90], див. список використаних джерел стор. 126-136.

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 [17] показано на рис. 4.1.

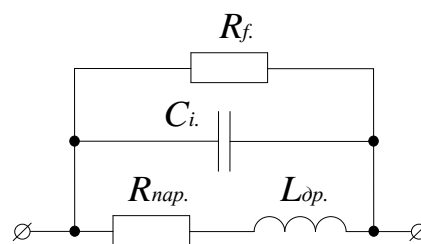


Рис. 4.1 Еквівалентна схема реального конденсатора

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[81], 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 непрямим методом по відомій формулі Томсона, вимірявши індуктивність реального дроселя та його резонанс 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 [13], 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).

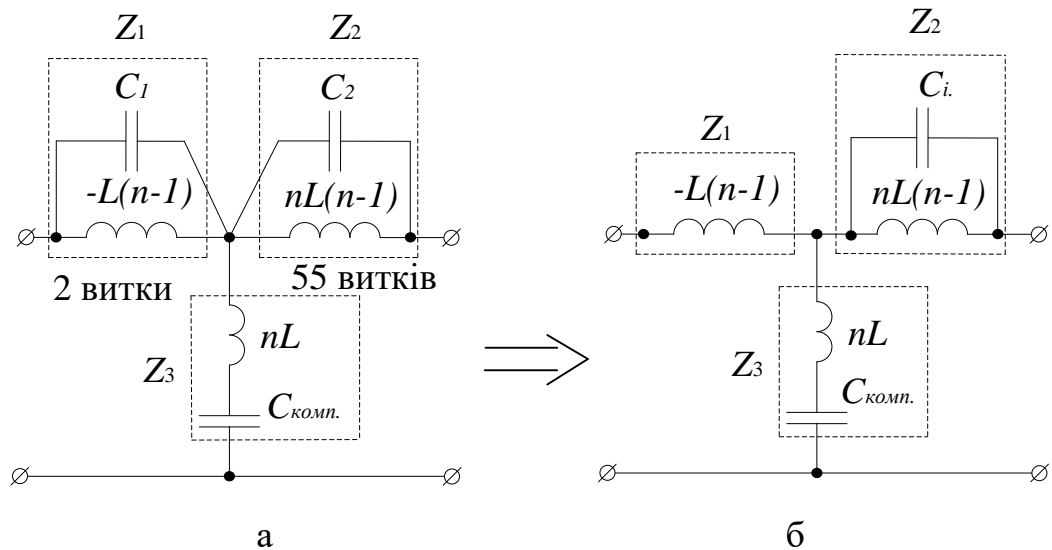


Рис. 4.2 Еквівалентні перетворення схеми компенсації

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

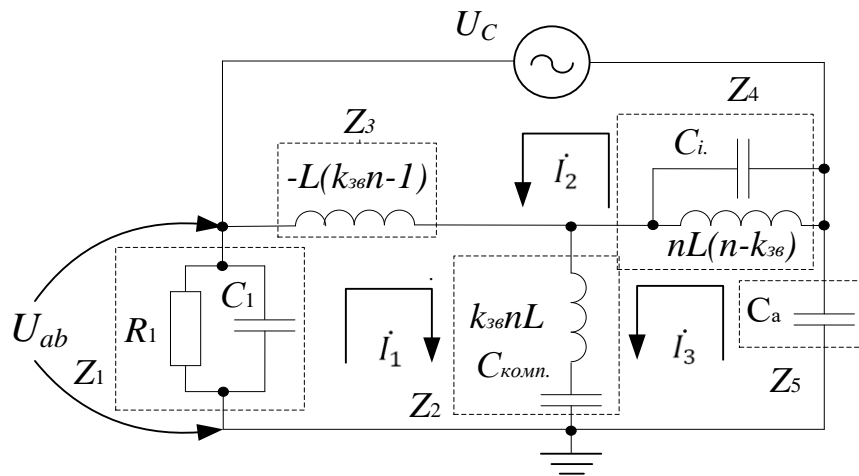


Рис. 4.3 Еквівалентна схема перетворювача з паразитним параметром C_i

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 входних зажимах перетворювача буде мінімально можливою.

Застосувавши метод контурних струмів [81], 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:

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

$$Z_4 = \frac{npL(n - k_{36}) \cdot \frac{1}{pC_i}}{npL(n - k_{36}) + \frac{1}{pC_i}}; \quad Z_5 = \frac{1}{pC_a};$$

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

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

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

Напруга $\dot{U}_{ab} = Z_1 \cdot \dot{I}_1$, 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:

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

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 [13], 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...1МГц, типові значення $C_a = 20...50$ пФ, типові значення n знаходяться у межах 25...30, значення L – у межах 0,1...0,3мкГн. 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...1пФ.

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), повинна забезпечувати мінімально можливу напругу U_{ab} 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.

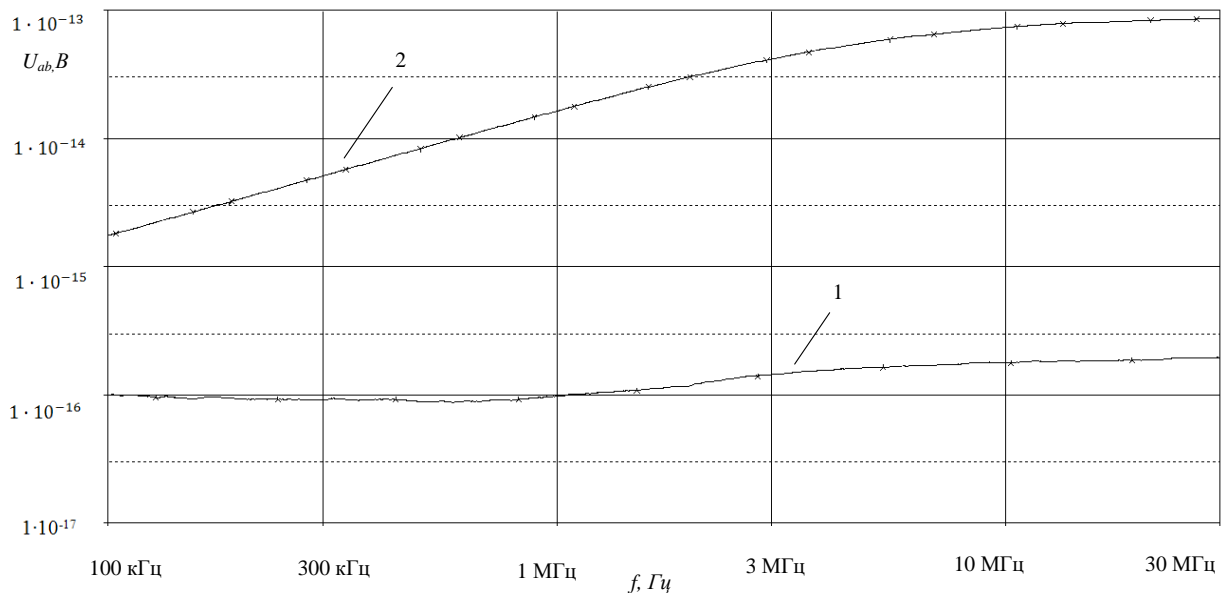


Рис.4.4 АЧХ напруги на виході перетворювача напруги

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).

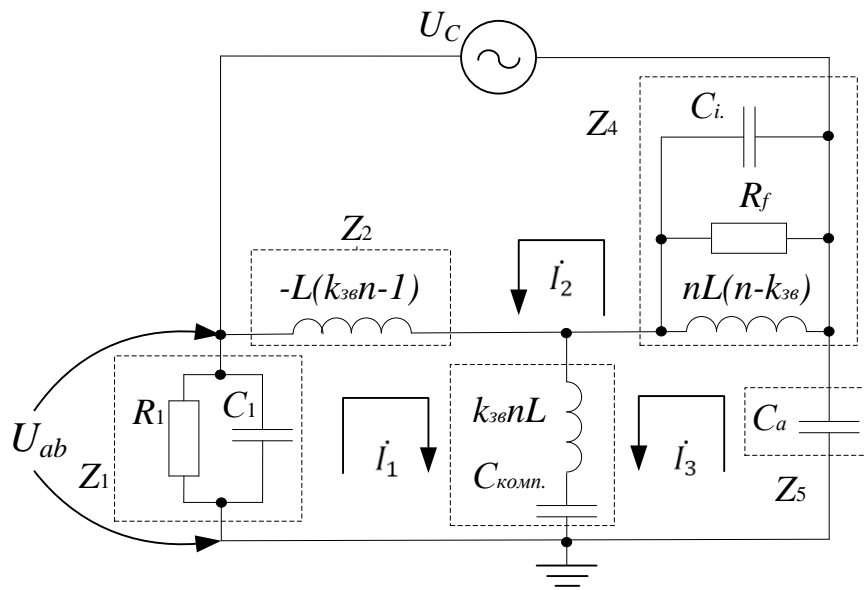


Рис. 4.5 Еквівалентна схема перетворювача напруги з паразитними параметрами C_i та R_f

Знайдемо вираз для обчислення $C_{комп}$ 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 двополосник Z_4 додати резистор R_f , (рис. 4.5).

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

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

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...1 МГц, типові значення $C_a = 20...50$ пФ, типові значення L знаходяться у межах 0,2...0,5 мкГн [28].

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 двополосника Z_4 (наприклад, 1 МГц, 10 МГц, 100 МГц). Це пояснюється тим, що високочастотні втрати накопичувального дроселя $R_{дрос}$ пов'язані з паразитною міжвитковою ємністю C_i паралельного коливального контуру та його добротністю Q відомим співвідношенням [90]:

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

Де f_0 – резонансна частота паралельного контуру.

L – індуктивність накопичувального дроселя.

Підставивши у вираз (4.9) вищенаведені значення параметрів, 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 $R_{дрос}$ 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 1МГц, 10МГц, 100МГц цього контуру.

Результати моделювання показані на рис. 4.6. 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 $C_{\text{комп.}}^{(\text{ном})}$; принагідно також можна зауважити, що моделювання показало відсутність залежності напруги U_{ab} від зміни добротності та резонансної частоти.

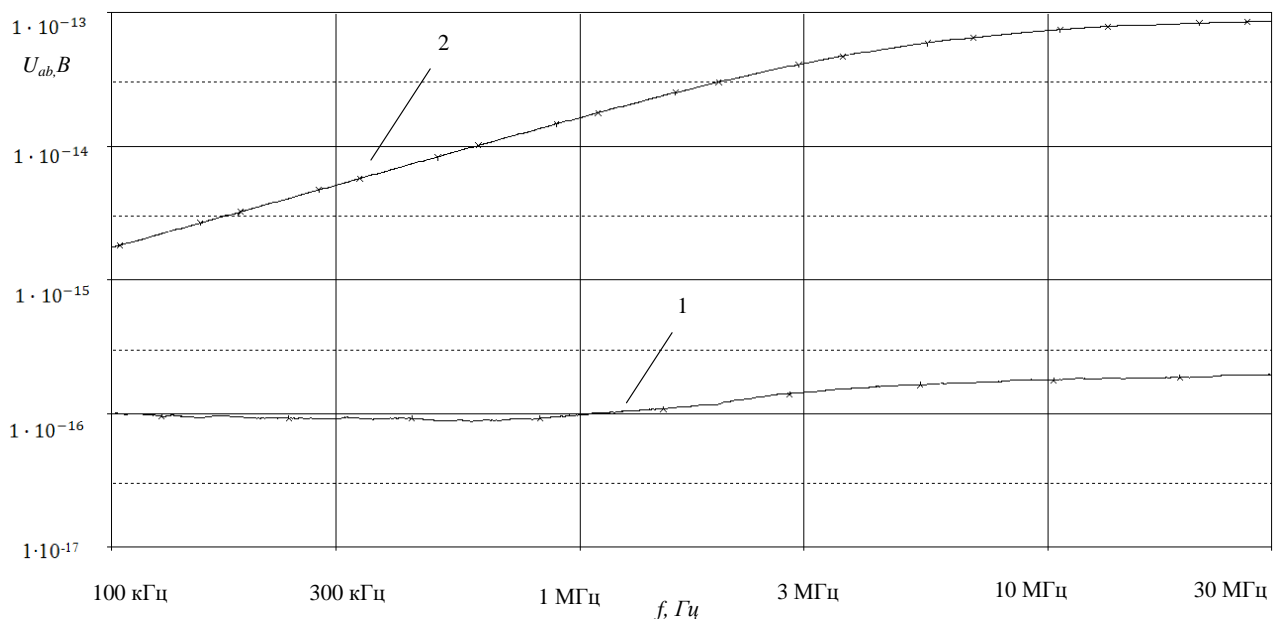


Рис. 4.6 АЧХ на виході перетворювача напруги

З розгляду (рис. 4.6) видно, що незалежно від високочастотних втрат накопичувального дроселя, ємність компенсуючого 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 компенсувального 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 [8], 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 [91].

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

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 $1,27 \text{ нГн/дюйм} = 0,05 \text{ нГн/мм}$ [8]; отже, при довжині виводів конденсатора 10..20 мм індуктивність його виводів складатиме 13..26 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.

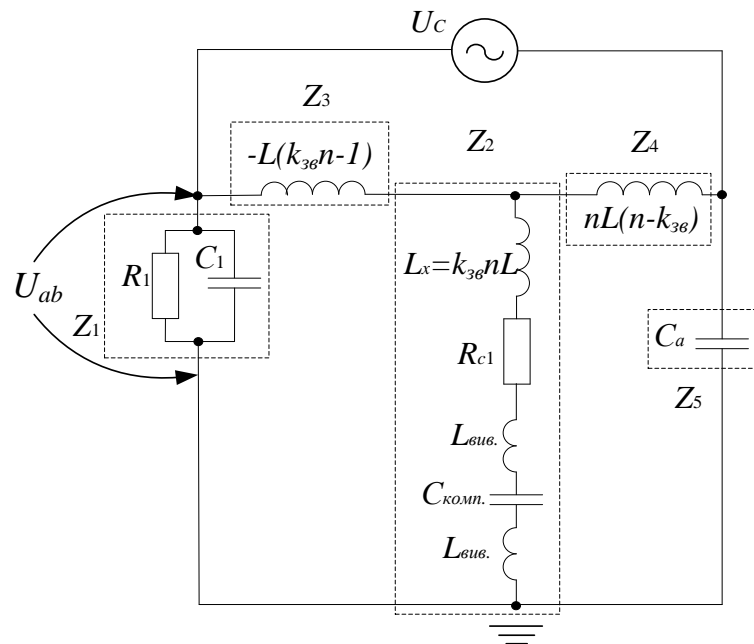


Рис. 4.7 Еквівалентна схема перетворювача, в якій конденсатор C_1 має високочастотні втрати R_{c1} і $L_{вив}$

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 зажимах перетворювача буде мінімально можливою.

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

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

$$\dot{U}_{ab} = Z_1 \cdot \left[-\frac{U_c(Z_2Z_3 + Z_2Z_4 + Z_3Z_4 + Z_3Z_5)}{Z_1Z_2Z_3 + Z_1Z_2Z_4 + Z_1Z_3Z_4 + Z_1Z_3Z_5 + Z_1Z_4Z_5 + Z_2Z_3Z_5 + Z_2Z_4Z_5 + Z_3Z_4Z_5} \right] \quad (4.13)$$

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

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

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 [31]. Як відомо, для корпусних конденсаторів з виводами типове значення паразитного опору R_{c1} знаходиться в межах 0,2...0,3 Ом [92]; для без корпусних та безвиводних 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, обрахована 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.

З виразу (4.16) випливає, що незалежно від високочастотних втрат R_{c1} реального конденсатора $C_{\text{комп}}$, ємність цього конденсатора, обрахована згідно з (4.16), повинна забезпечувати мінімально можливу напругу U_{ab} несиметричної завади, генерованої перетворювачем.

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; $R_{\text{вх}} = 25$ 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 $C_{\text{комп}}$ має невеликий розкид $\pm \Delta C_1$ відносно значення, обрахованого згідно з виразом (4.16).

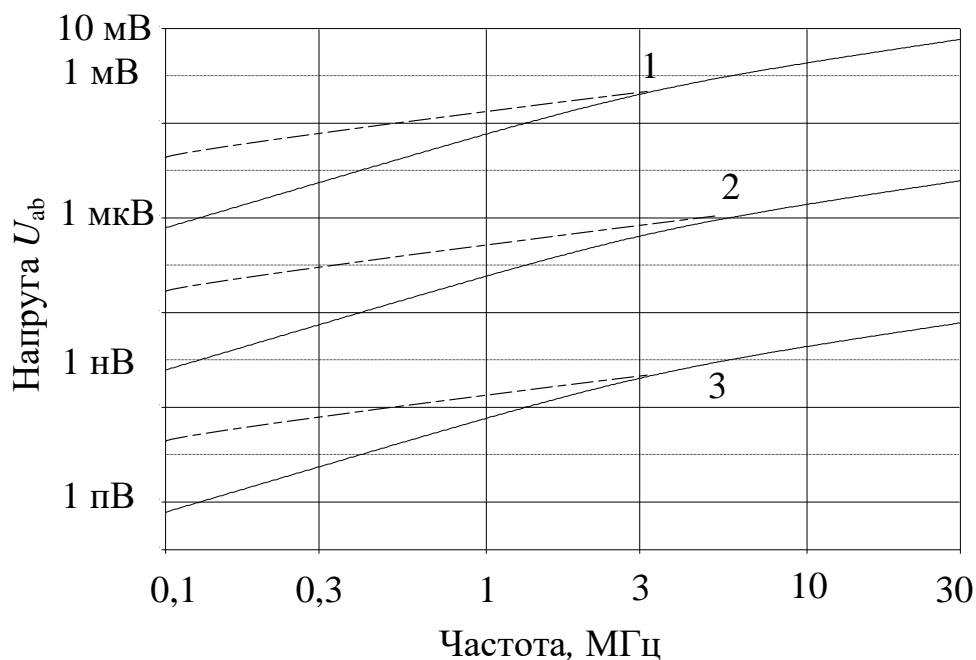


Рис. 4.8 Напруга завади на виході перетворювача

Криві 1 на рис. 4.8 побудовані для $R_{c1} = 1$ Ом, криві 2 – для $R_{c1} = 1$ мОм, криві 3 – для $R_{c1} = 1$ 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 [27]. 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 $C_{комп}$ 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 вхідних зажимах перетворювача.

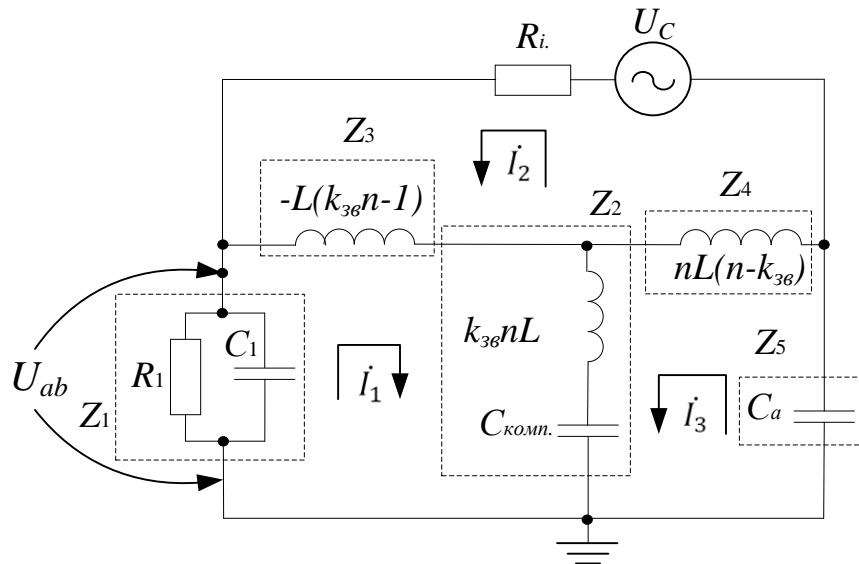


Рис. 4.9 Еквівалентна схема перетворювача напруги із внутрішнім опором R_i

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:

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

$$Z_4 = npL(n - k_{36}); \quad Z_5 = \frac{1}{pC_a}, \quad \text{де } p = j\omega.$$

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 $C_{\text{комп.}}$.

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 $U_{ab} \rightarrow 0$:

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

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, внутрішній опір R_i не впливає на ефективність компенсації паразитної ємності перетворювача у несиметричному колі.

При заданій раніше умові $k_{3\phi} = 1$ 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 Ом, 100 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 $C_{\text{комп}} \pm \Delta$.

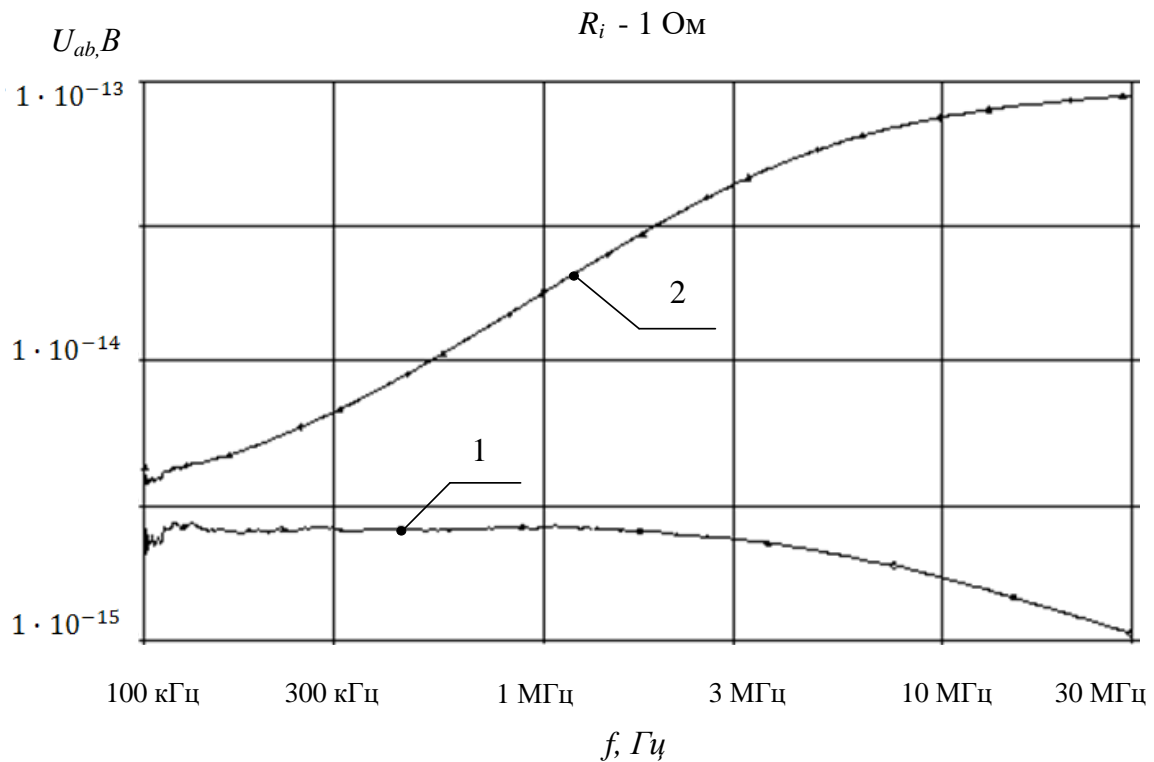


Рис. 4.10 Напруга на виході перетворювача напруги при $R_i = 1 \text{ Ом}$

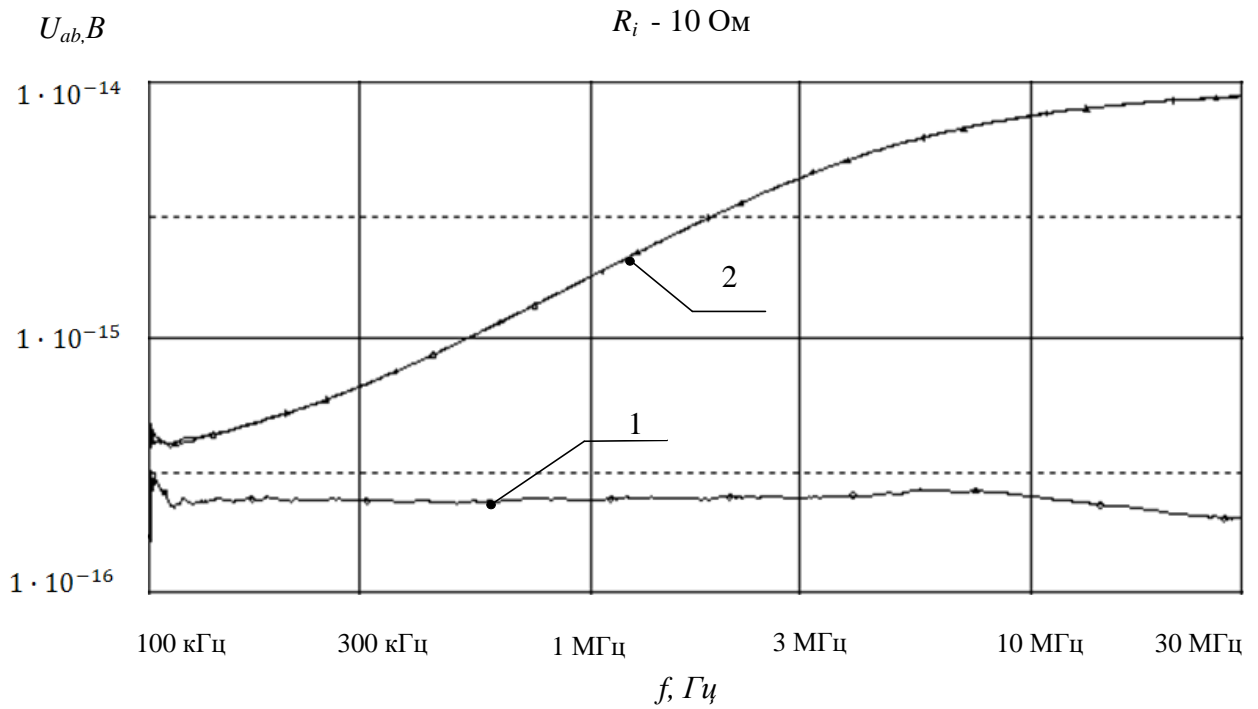


Рис. 4.11 Напряга на виході перетворювача напруги при $R_i = 10 \text{ Ом}$

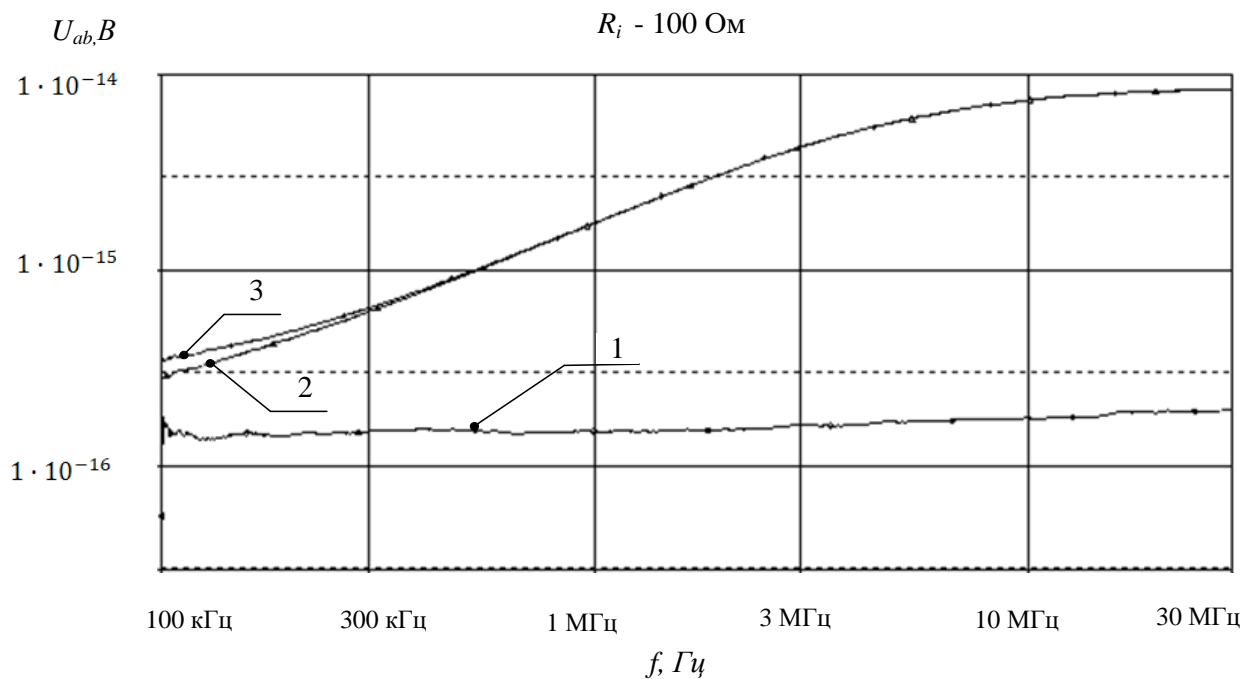


Рис. 4.12 Напряга на виході перетворювача напруги при $R_i = 100 \text{ Ом}$

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 $k_{зв} = 1$. Тому важливо дослідити ефективність компенсування паразитної ємності C_a для випадку, коли магнітний зв'язок між обмотками накопичувального дроселя менше граничного ($k_{зв} < 1$).

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 [81].

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

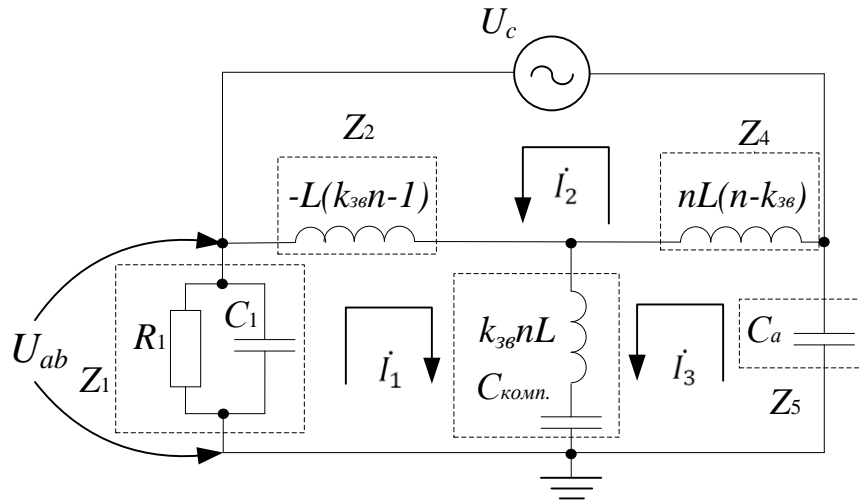


Рис. 4.13 Еквівалентна схема перетворювача напруги

Застосувавши метод контурних струмів, складемо систему рівнянь:

$$\begin{cases} (Z_1 + Z_2 + Z_3) \cdot \dot{I}_1 + Z_3 \dot{I}_2 + Z_2 \dot{I}_3 = 0; \\ Z_3 \dot{I}_1 + (Z_3 + Z_4) \dot{I}_2 - Z_4 \dot{I}_3 = U_c; \\ Z_2 \dot{I}_1 - Z_4 \dot{I}_2 + (Z_2 + Z_4 + Z_5) \cdot \dot{I}_3 = 0. \end{cases} \quad (4.23)$$

Тут

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

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

де $p = j\omega$.

Із системи рівнянь (4.23) можна вивести вираз для струму \dot{I}_1 :

$$\dot{I}_1 = \frac{-U_c Z_2 Z_3 + U_c Z_2 Z_4 + U_c Z_2 Z_4 + U_c Z_3 Z_5}{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_3 Z_4 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_1 Z_4 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_4 Z_5 + Z_3 Z_4 Z_5} \quad (4.24)$$

Напруга завади від перетворювача $U_{ab} = Z_1 \dot{I}_1$, де Z_1 є паралельне з'єднання резистора R_1 і конденсатора C_1 (рис. 4.13); підставивши значення для Z_1 та \dot{I}_1 у вираз для U_{ab} , отримаємо:

$$U_{ab} = Z_1 \cdot \left[-\frac{U_c(Z_2Z_3 + Z_2Z_4 + Z_3Z_4 + Z_3Z_5)}{Z_1Z_2Z_3 + Z_1Z_2Z_4 + Z_1Z_3Z_4 + Z_1Z_3Z_5 + Z_1Z_4Z_5 + Z_2Z_3Z_5 + Z_2Z_4Z_5 + Z_3Z_4Z_5} \right] \quad (4.25)$$

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

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

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

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

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

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

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. [13]), 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 [13] 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; $L = L_B/(n-1)^2$; $n = 55$; $L_1 = L$; $L_2 = n^2 \cdot L$;

$C_{\text{комп}} = C_a \cdot (n/k_{зв} - 1)$; $k_{зв} = 0,9$; $K_u = U_{\text{аб}}/U_C$. 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 $C_{\text{комп}} = C_a \cdot (n-1)$ для коефіцієнта магнітного зв'язку $k_{зв} = 0,9$;
- 3) ємність компенсуючого конденсатора $C_{\text{комп}} = C_a \cdot (n/k_{зв} - 1)$.

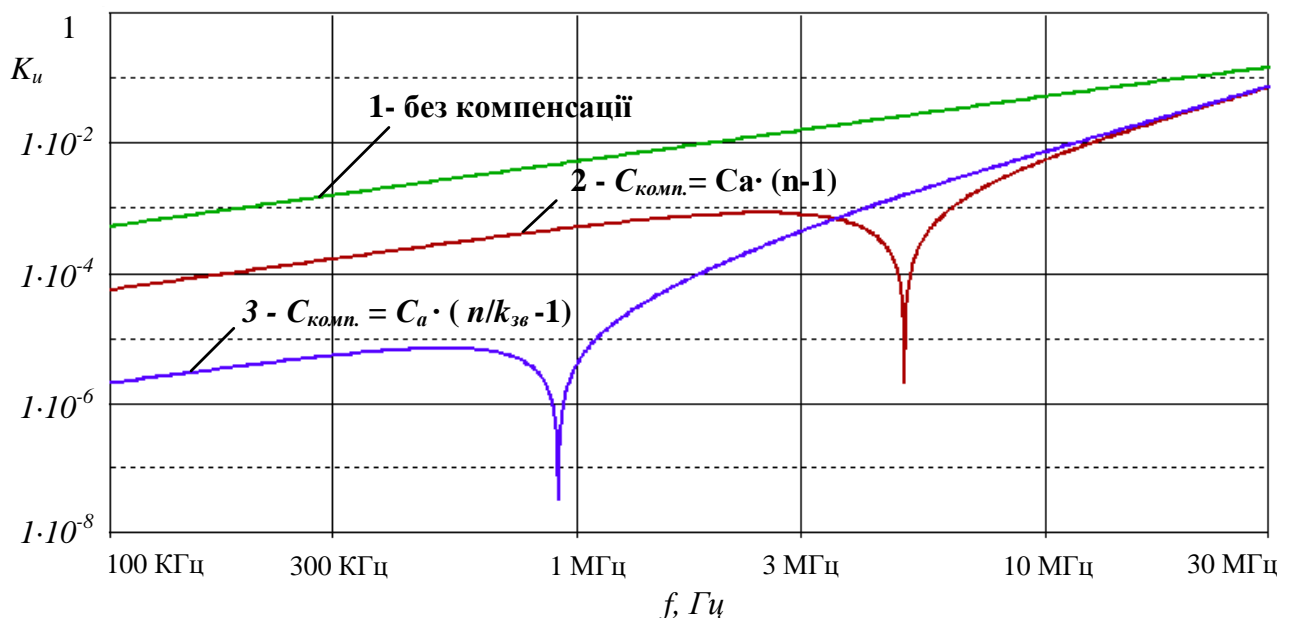


Рис. 4.14 АЧХ напруги на виході перетворювача для трьох випадків $k_{зв}$

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 $C_{\text{комп}}$ 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 [13].

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 - трапецеїдальний 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 $C_{комп} = C_a \cdot (n-1)$.

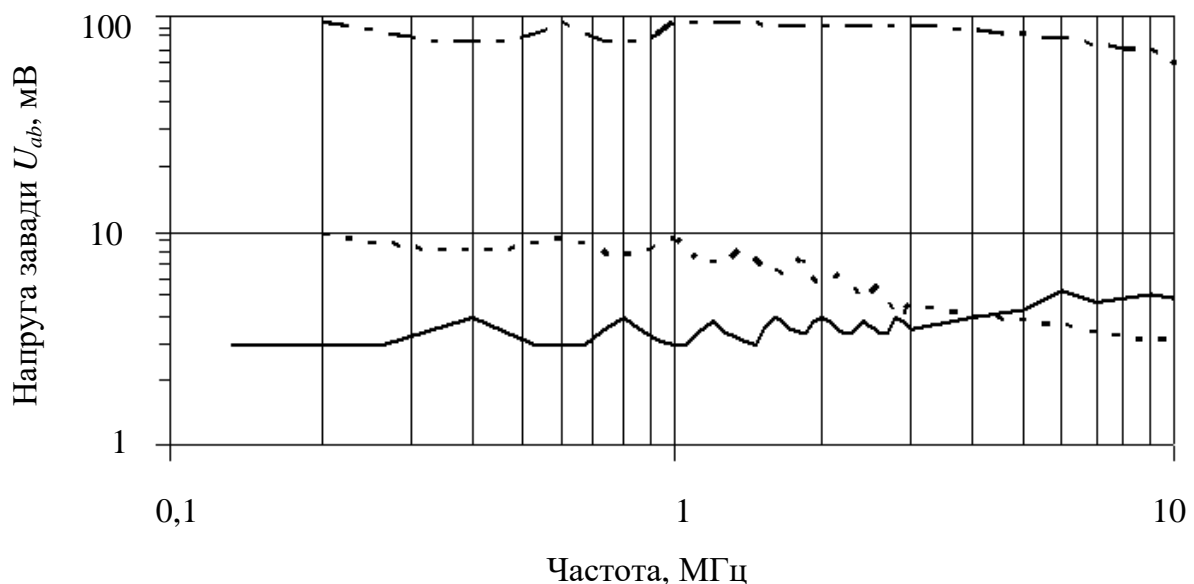


Рис. 4.15 Напруга завад генерована перетворювачем

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 компенсувального конденсатора з врахуванням реально досяжного магнітного зв'язку $k_{ze} < 1$ 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 $k_{ze} = 1$.

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 компенсувальною 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 реальним компонентами АККП.

Посилання: [8], [13], [17], [27], [28], [31], [81], [90], [91], [92], див. список використаних джерел стор. 126-136.

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.

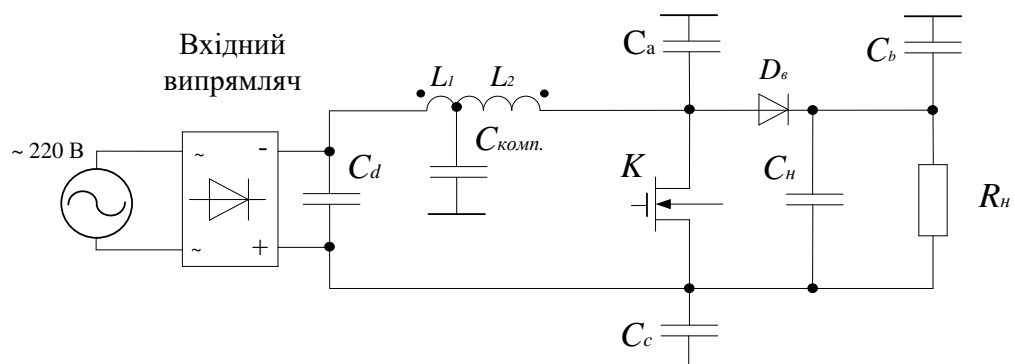


Рис. 5.1 Спрощена функціональна схема експериментального макету

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;
- $C_{ком}$ – 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). Результируюча індуктивність цього дроселя має дорівнювати номінальній індуктивності, яка забезпечує штатну роботу перетворювача з АККП в цілому.

При проектуванні вхідного дроселя було враховано [92-96], 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 [13], 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.

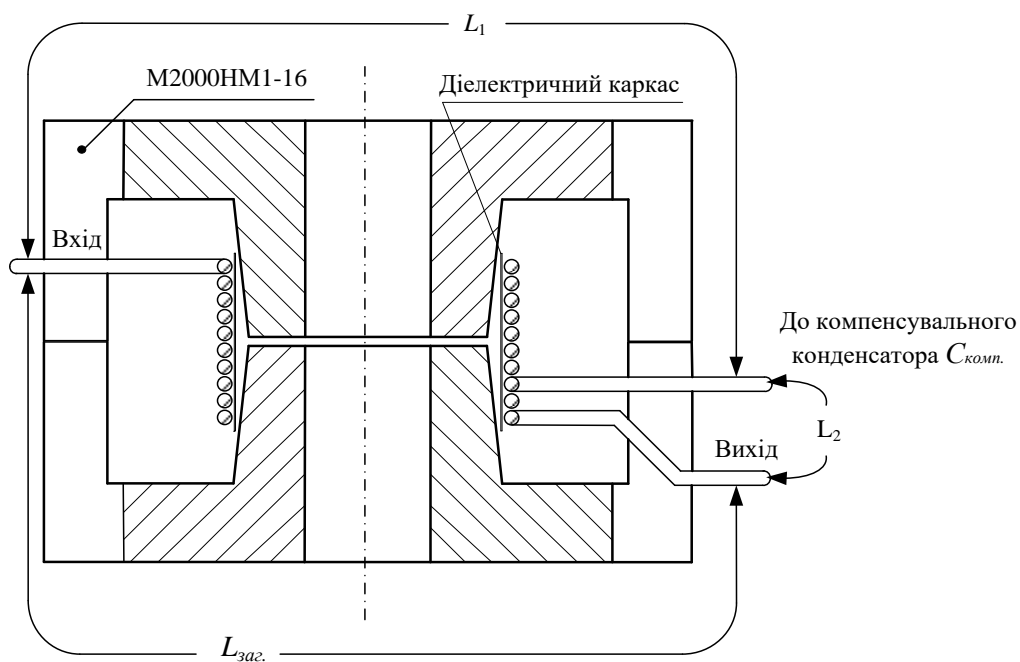


Рис. 5.2 Конструкція вхідного дроселя схеми компенсації

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 імпедансу (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.

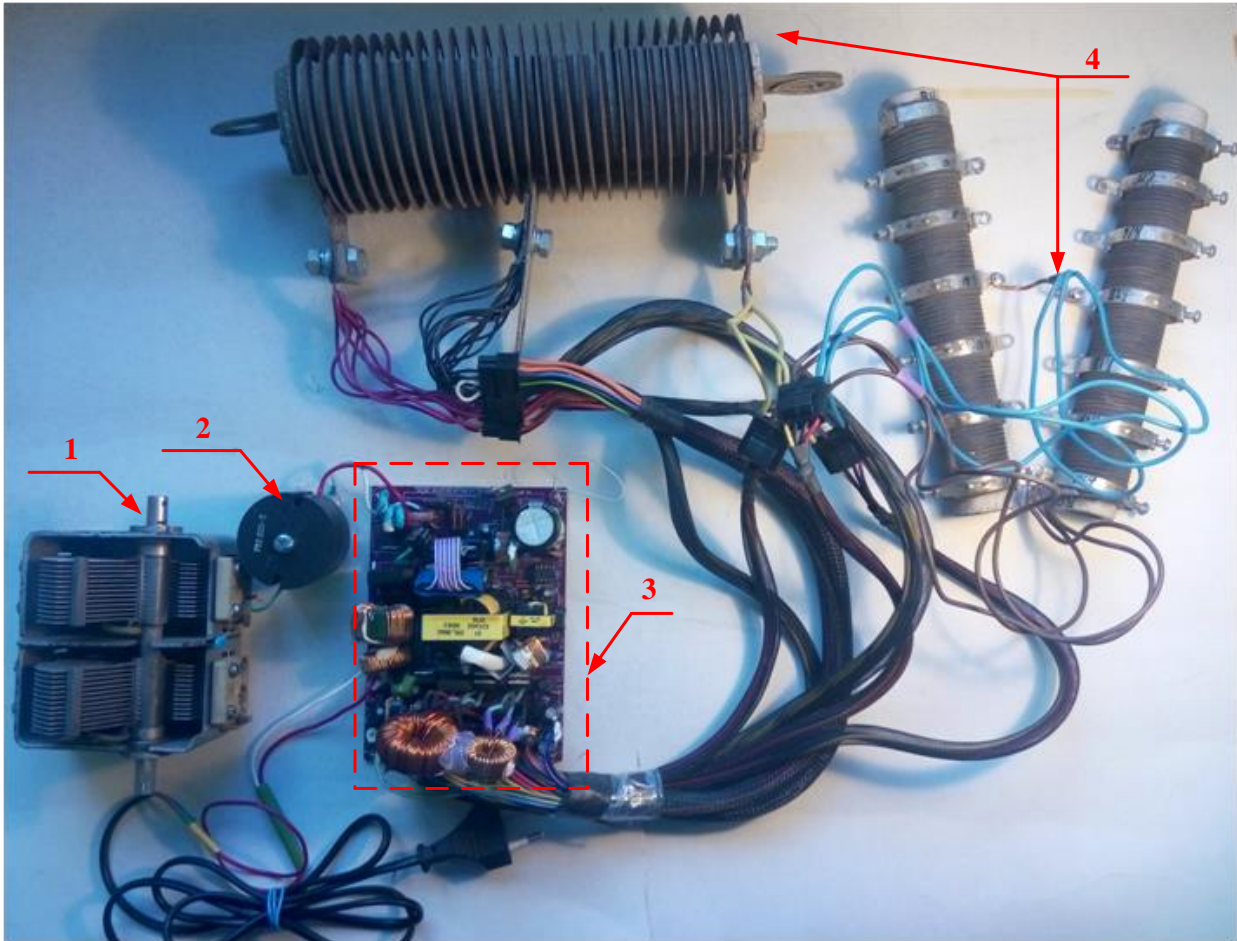


Рис. 5.3 Макет перетворювача зі схемою компенсації і баластним навантаженням

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

- 1 – конденсатор змінної ємності;
- 2 – двообмотковий вхідний дросель;
- 3 – ІБЖ типу HPU-4K580 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 [12, 97, 98].

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

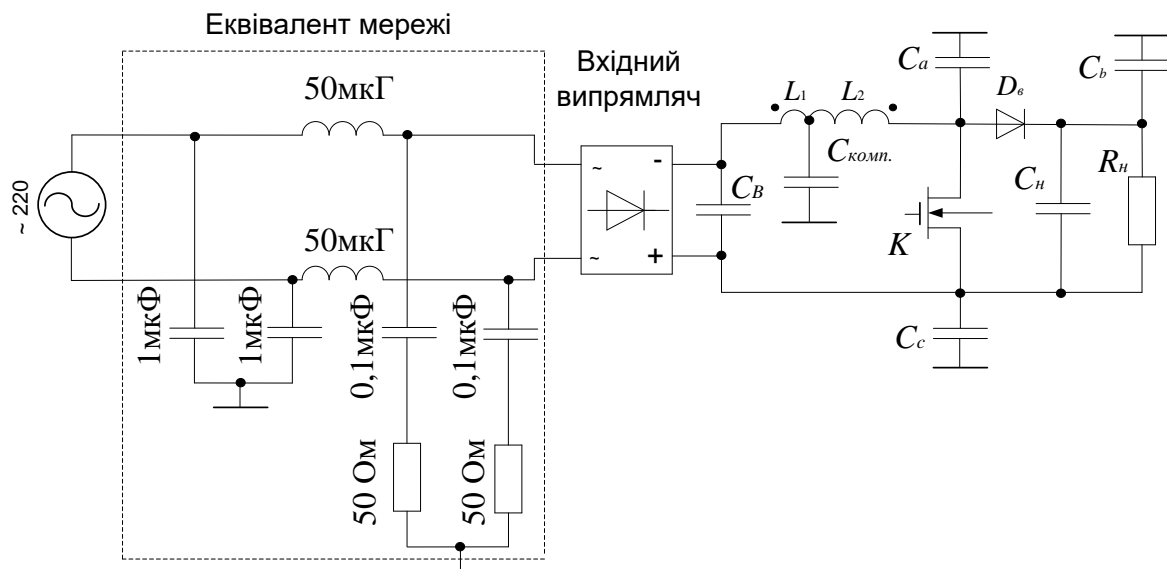


Рис. 5.4 Спрощена функціональна схема вимірів несиметричних завад від експериментального зразка перетворювача

На рис. 5.4 прийняті позначення:

- C_a – паразитна ємність між стоком силового ключа і “землею”;
- C_b – паразитна ємність між катодом діода D_B і “землею”;
- C_c – паразитна ємність між витоків силового ключа і “землею”;
- L_1 і L_2 – зустрічно увімкнені обмотки схеми вхідного дроселя.

На рис. 5.5 зліва схематично показано 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.

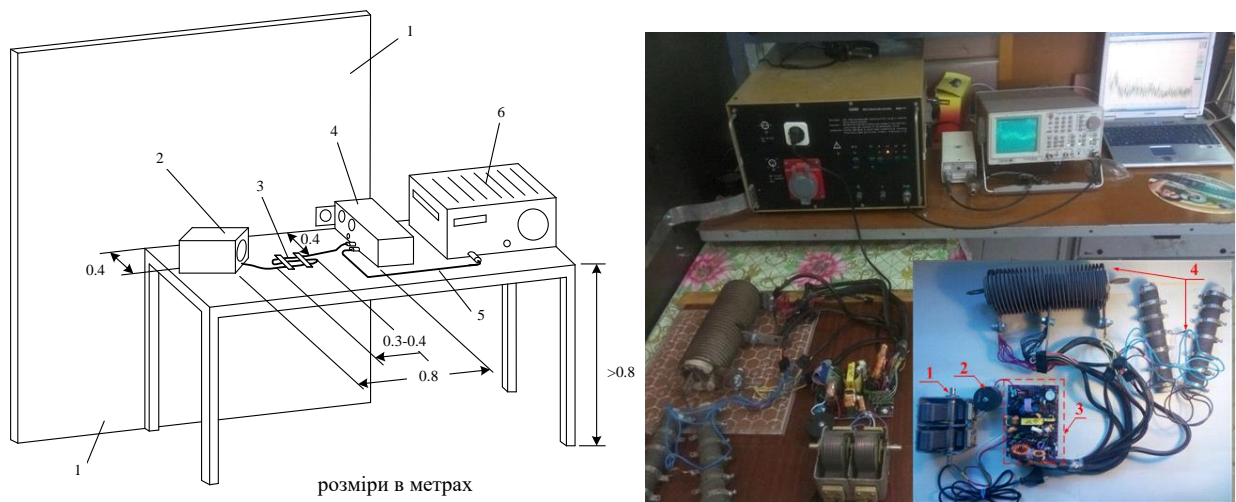


Рис.5.5 Підготовчий стенд для вимірювань ЕМЗ генерованим перетворювачем напруги

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.

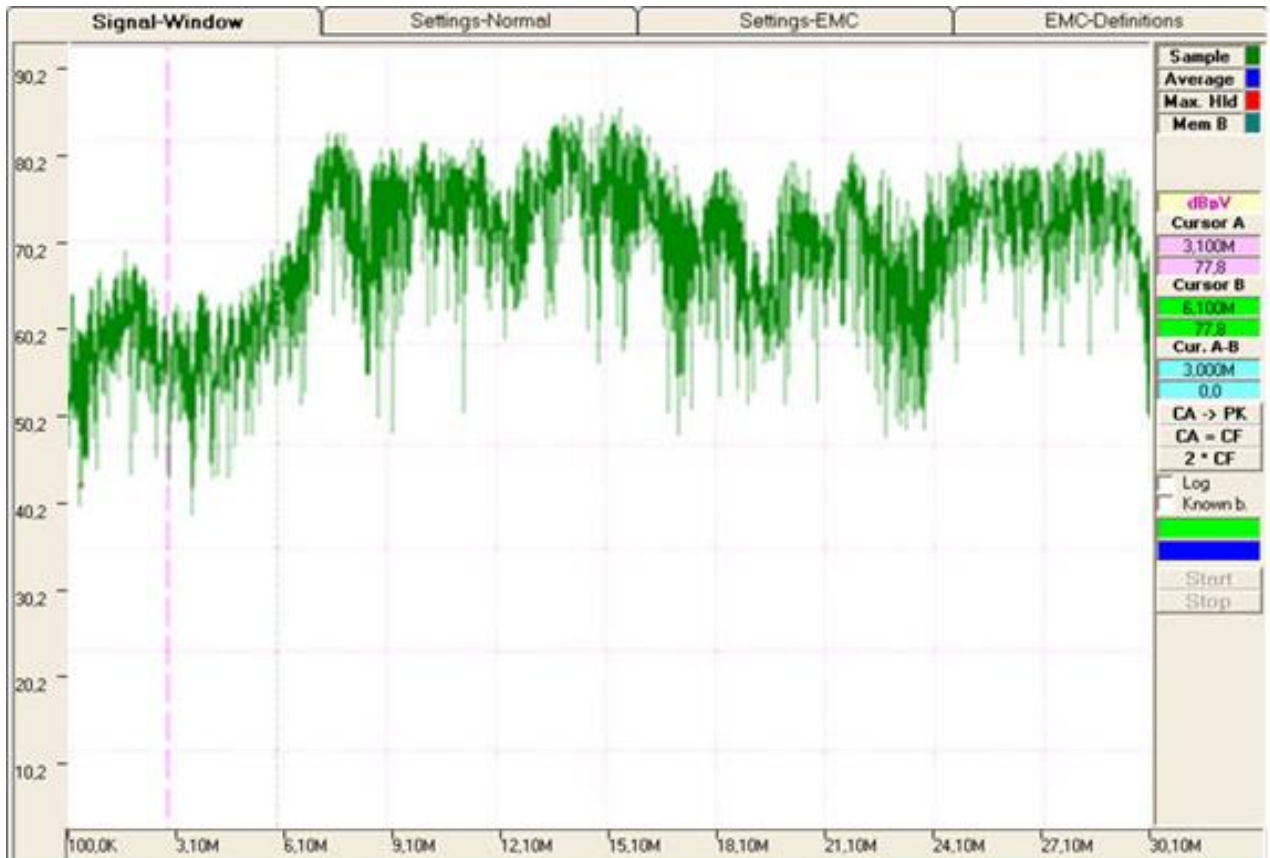


Рис. 5.6 Напруга несиметричної завади, генерована експериментальним зразком ПН без схеми компенсації

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.

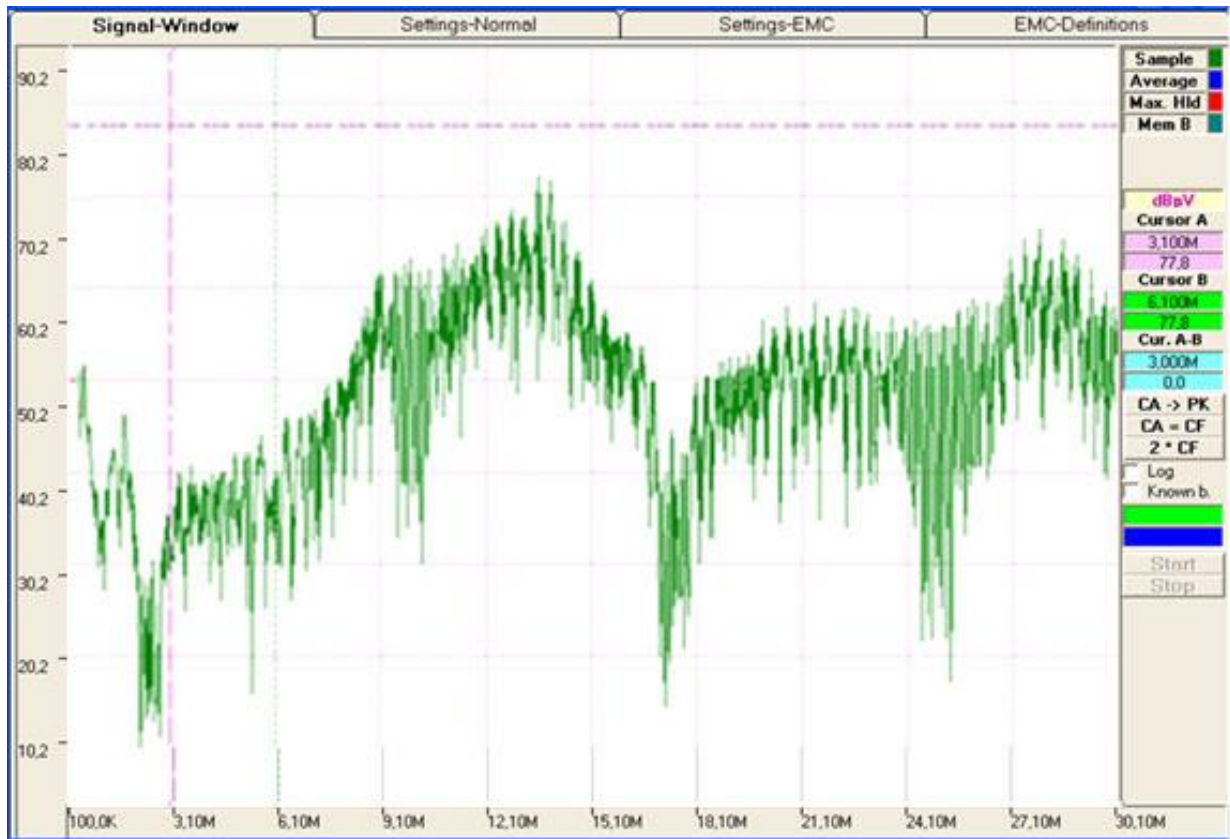


Рис. 5.7 Напряга несиметричної завади генерована експериментальним зразком ПН із схемою компенсації паразитної ємності

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.

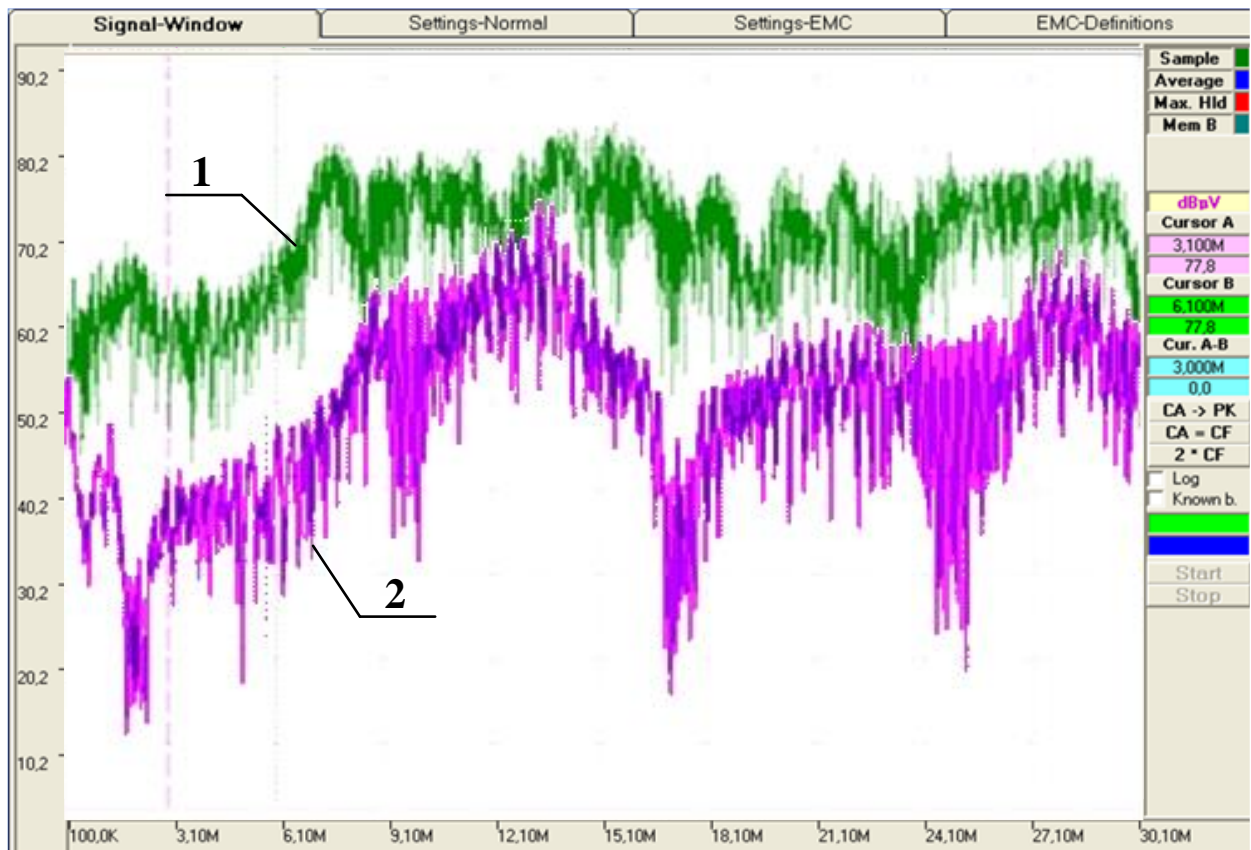


Рис. 5.8 Рівень несиметричних завад, генерованих експериментальним зразком перетворювача з АККП із схемою компенсації паразитної ємності і без неї

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	3 МГц	5 МГц	8 МГц	14 МГц	17 МГц	20 МГц	24 МГц	30 МГц
А	65 дБ	70 дБ	64 дБ	65 дБ	80 дБ	82 дБ	75 дБ	75 дБ	76 дБ	55 дБ
Б	55 дБ	45 дБ	30 дБ	45 дБ	50 дБ	72 дБ	40 дБ	58 дБ	56 дБ	55 дБ
В	10 дБ	25 дБ	34 дБ	20 дБ	30 дБ	10 дБ	35 дБ	17 дБ	20 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.

Посилання: [12], [13], [92-96], [97, 98], див. список використаних джерел стор. 126-136.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі 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 схмотехнічних 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, внесені 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. Запропонований метод збільшення загасання ЕПФ використано у ТОВ «ЕМСБІ», що підтверджено відповідним актом. Результати дисертаційної роботи також впроваджено в учбовий процес кафедри промислової електроніки НТУУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського».

11. Наукові результати роботи можуть бути використані для розробки та удосконалення засобів зменшення електромагнітних завад у високочастотних транзисторних перетворювачах напруги, а також у навчальних програмах кафедр промислової електроніки та електротехнічних профілів у закладах вищої освіти України.

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. Шидловский А.К., Жаркин А.Ф. Высшие гармоники в низковольтных электрических сетях. К.: Наукова думка, 2005. 210 с.
4. Жаркін А.Ф., Пазєєв А.Г. Однофазні активні коректори коефіцієнта потужності для багатомодульних систем електроживлення. К.: Інститут електродинаміки НАН України, 2014. 212 с.
5. 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.
6. Отт Г.У. Методы подавления шумов и помех в электронных системах. Пер. с англ. М.: Изд. «Мир», 1979. 317 с.
7. Tihanyi Laszlo. Electromagnetic Compatibility in Power Electronics. *J.K. Eckert & Company, Inc.* Sarasota, Florida. USA. 1995. 402 p.
8. Henry W. Ott. Electromagnetic Compatibility Engineering. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc. Hoboken, 2009. 843 p.
9. Шидловский А.К., Кузнецов В.Г. Повышение качества энергии в электрических сетях. К.: Наукова думка, 1985. 268 с.
10. Электромагнитная совместимость электроприёмников промышленных предприятий / А.К. Шидловский, Б.П. Борисов, Г.И. Вагин и др. К.: Наукова думка, 1992. 236 с.
11. 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.

12. ДСТУ EN 55022:2014. Обладнання інформаційних технологій. Характеристики радіозавад. Норми та методи вимірювання. [Чинний від 01.01.2019]. ДП «УкрНДНЦ» Київ: Держспоживстандарт України, 2016. 90 с.

13. 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.

14. ДСТУ ІЕС 61000-5-3-2012. Електромагнітна сумісність. Частина 5-3. Настанови щодо встановлення устаткування та притлумленням завод. Концепції захисту від електромагнітного імпульсу висотного ядерного вибуху. [Чинний від 01.08.2012]. Держспоживстандарт України, 2012. 45 с.

15. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. В 3-х вып. Вып. 2. Внутрисистемные помехи и методы их уменьшения. Сокр. пер. с англ. / Под ред. А.И. Сапгира.- М.: Сов. радио, 1978. 272 с.

16. Гурвич И.С. Защита ЭВМ от внешних помех. 2-е изд. М.: Энергоатомиздат. 1984. 224 с.

17. Барнс Дж. Электронное конструирование: Методы борьбы с помехами : Пер. с англ. М.: Мир, 1990. 238 с.

18. Подавление электромагнитных помех в цепях электропитания / Г.С. Векслер, В.С. Недочетов, В.В. Пилинский и др. К.: Тэхника, 1990. 167 с.

19. ГОСТ 25861-83. Машины вычислительные и системы обработки данных. Требования электрической и механической безопасности и методы испытаний. М.: Издательство стандартов, 1983. 79 с.

20. Дулицкий Г.А., Комаренцев А.П. Электробезопасность при эксплуатации электроустановок напряжением до 1000 В : Справочник М.: Воениздат, 1988. 128 с.

21. В.К. Гурін, 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.

22. 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.

23. Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М. Методи зменшення взаємних паразитних параметрів у протизавадних фільтрах для джерел електроживлення ключового типу. *Технічна електродинаміка*. Темат. вип. Силова електроніка та енергоефективність. 2012. Ч.1. С. 24 – 26.

24. Юрченко О.М., Юрченко М.М., Гуцалюк В.Я., Павловський В.О., Герасименко П.Ю., Твердохліб Ю.О., Гурін В.К. Підвищення ефективності високочастотних транзисторних перетворювачів для систем електроживлення технологічних установок. *Праці ІЕД НАН України*. 2012. № 32. С. 129 – 139.

25. Розробка високоефективних транзисторних перетворювачів для систем електроживлення технологічних установок / О.М. Юрченко, М.М. Юрченко, В.Я. Гуцалюк, В.О. Павловський, П.Ю. Герасименко, Ю.О. Твердохліб, В.К. Гурін. *Праці ІЕД НАН України*. 2013. № 35. С. 123 – 134.

26. Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М. Особливості магнітного зв'язку між індуктивностями виводів вхідних і вихідних конденсаторів у протизавадних фільтрах. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 1. С.51 – 55.

27. Високочастотні транзисторні перетворювачі для високоефективних систем електроживлення технологічних установок / О.М.Юрченко, М.М. Юрченко, В.Я. Гуцалюк, В.К. Гурін, В.О. Павловський, П.Ю. Герасименко, Ю.О. Твердохліб. *Праці ІЕД НАН України*. 2014. № 38. С.137 – 145.

28. Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М. Зменшення кондуктивних завад на вході транзисторних перетворювачів з накопичувальним дроселем. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 4. С. 50 – 52.

29. 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.

30. 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.

31. Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М. Вплив втрат реального конденсатора при застосуванні оригінального методу зменшення кондуктивних завад від транзисторних перетворювачів з накопичувальним дроселем. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 1. С. 21 – 24.

32. Словник електротехнічних термінів. Глава 161. Електромагнітна сумісність (IEC 60050-161:1990, IDT): ДСТУ IEC 60050-161: 2003. 31 с.

33. Певницкий В.П., Полозок Ю.В. Статистические характеристики промышленных радиопомех. М.: Радио и связь, 1988. 248 с.

34. Электромагнитная совместимость потребителей / И.В. Жежеленко, А.К. Шидловский, Г.Г. Пивняк и др. М.: Машиностроение, 2012. 351 с.

35. Kenneth L. K. *Electromagnetic compatibility*. CRC Press. 2004. 2568 p.

36. Paul C.R. *Introduction into electromagnetic compatibility*. New York: 2006. 1016 p.

37. Karl-Heinz G., Ralf V. *Electromagnetic Compatibility for Decice Design and System Integration*. 2009. 470 p.

38. ДСТУ IEC 61000-1-1:2009. Електромагнітна сумісність. Ч 1. Загальні положення Секція 1. Використання та тлумачення основоположних термінів і визначень понять. [Чинний від 01.01.2011]. Держспоживстандарт України. 2011. 21 с.

39. Енергетична електроніка: підручник / Жуйков В.Я., Пілінський В. В., Терещенко Т. О., Родіонова М. В., Швайченко В. Б. [та ін.]. Сайт НТУУ "КПІ", <http://www.fel.ntu-kpi.kiev.ua> (лист МОН України № 1.4/18-Г 113 від 10.01.2009).

40. Dipak L. S., Valdis V. L. Applied electromagnetics and electromagnetic compatibility. New Jarsy. 2006. 784 p.

41. Rejeev Bansal. Engineering electromagneting University of Connecticut Storrs. Connecticut, U.S.A. 2004. 681 p.

42. David A. Weston. Electromagnetic Compatibility: Methods, Analysis, Circuits, and Measurement. Third Edition. 2016. 1160 p.

43. О классификации полупроводниковых преобразователей электрической энергии как источников электромагнитных помех / А.Г. Власок, В.В.Пилинский, В.А.Попов, М.В. Родионова, Ш.Шалилех. *Технічна електродинаміка*. Темат. Вип. Силова електроніка та енергоефективність. 2011. С. 344 – 349.

44. Пилинский В. В. О классификации электромагнитных помех преобразователей электроэнергии. *Электроника и связь*. Темат. вып. Электроника и нанотехнологии. 2011. № 4. С. 187 – 193.

45. Войтик М.С. Помехи в источниках питания с бестрансформаторным входом. *Полупроводниковая электроника в технике связи*. 1983. № 23. С. 174–177.

46. Электромагнитная совместимость с сетью стабилизаторов с квазирезонансными импульсными преобразователями / Ю. А. Денисов, А. С. Ревко, А. Д. Прохоренко. *Технічна електродинаміка*. Темат. вип. Системи керування та контролю напівпровідникових перетворювачів. Київ. 1999. С. 24–27.

47. Рогинская Л. Э., Гуляев Е.Н. Электромагнитная совместимость полупроводниковых преобразователей с сетью при питании нагрузки с нелинейной вольтамперной характеристикой. *Вестник Чувашского - университета*. № 3. Чебоксары, 2010. С. 244 – 251.

48. Исследование помех, создаваемых импульсным источником питания / М. В. Зелинская, В. С. Недочетов, В. В. Пилинский, В. А. Темников. Акустика и ультразвуковая техника: Респ. межвед. науч. – техн. сб., 1981. Вып. 16. С. 97–100.

49. Королько С., Пилинский В.В., Шаповал В. Електромагнітна сумісність. Ч.2. Електромагнітне оточення Секція 4. Рівні сумісності для промислового обладнання щодо низькочастотних кондуктивних завод. Держспоживстандарт України. 2004. 12 с.

50. Пилинский В.В., Попов В.А., Шалилех Ш. О классификации электромагнитных помех преобразователей электроэнергии. Электроника и связь. Темат. вып. *Электроника и нанотехнологии*. 2011. № 4. С. 187–193.

51. Harada K., Ninomiya T. Noise generation of a switching regulator. *IEEE Transactions on AES*. 1978. Vol. AES -14. № 1. P. 178 – 184.

52. Степенко С. А. Обзор и перспективы развития исследований, посвящённых коррекции коэффициента мощности. *Вісник Національного технічного університету «ХПИ»*: зб. наук. пр. Харків: 2013. № 18 (991). С. 34–41.

53. Колпаков А., Журавлев Л. Проблемы электромагнитной совместимости мощных импульсных преобразователей. *Силовая Электроника*. 2006. № 2. С. 40 – 45.

54. 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.

55. 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.

56. 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.

57. 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.

58. ДСТУ EN 61000-6-4:2016. Електромагнітна сумісність. Частина 6-4. Родові стандарти. Емісія завад у виробничих зонах. [Чинний від 01.01.2018]. ДП «УкрНДНЦ» Київ: Держспоживстандарт України. 2018. 12 с.

59. Зайцев Є.С. Особливості проектування та застосування засобів притлумлення завад в умовах ізольованих систем. *Технічна електродинаміка*. Темат. вип. Проблеми сучасної електротехніки, 2010. Ч. 1. С. 101 – 104.

60. 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.

61. Уильямс Т., Амстронг К. ЭМС для систем и установок. М.: Издательский Дом «Технологии», 2004. 508 с.

62. Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью / Шидловский А. К., Козлов А. В., Комаров Н. С., Москаленко Г. А. Киев, 1993. 270 с.

63. Пилинский В.В., Розвадовский А.Ф., Шалилех Ш. Сравнительный анализ электромагнитной совместимости PLC и Wi-Fi сетей. *VI Міжнародна науковотехнічна конференція "Сучасні інформаційно-комунікаційні технології" COMINFO' 2010 - Livadia* Збірник тез 4-8 жовтня 2010. С. 88 – 90.

64. Силкин Е.М. Применение нулевых схем инверторов тока с квазирезонансной коммутацией. *Силовая электроника*. 2005. № 3. С. 84 – 87.

65. Ланцов В. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания: проблемы и пути их решения. *Силовая электроника часть 1*. 2006. № 4. С. 58 – 64.

66. Ланцов В. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания: проблемы и пути их решения. *Силовая электроника часть 2*. 2007. № 1. С. 36 – 42.

67. Ланцов В. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания: проблемы и пути их решения. *Силовая электроника часть 3*. 2007. № 2. С. 68 – 78.

68. Загорский В. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания и ее оптимизация. *Компоненты и технологии*. № 2 Часть 1. 2004. С. 30 – 35.

69. Мкртчян Ж. А. Проблема электромагнитной совместимости средств электропитания с РЭА. *Высокоэффектив. источники и системы вторичног электропитания РЭА*. М.: МДНТП, 1986. С. 17 – 19.

70. 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.

71. Пилинский В.В., Швайченко В.Б., Мачулянський 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.

72. 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.

73. Ланцов В., Эросян С. Импульсные источники питания с низким уровнем пульсаций и помех. *Силовая электроника*. 2008. № 3. С. 70 – 75.

74. Kenneth L. Kaiser. *Electromagnetic Shielding*. CRC Press. 2005. 336 p.

75. Бландова Е. С. Помехоподавляющие изделия. Рекомендации по выбору и применению. *Специальная техника*. 2002. № 1.

76. 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.

77. Nave Mark J. Power line filter design for switched-mode power supplies. New York. 1991. 205 p.
78. Павловский В.А. Сетевой помехоподавляющий фильтр как источник сетевых помех. *Техническая электродинамика*. 1990. № 5. С. 65 – 69.
79. Ozenbaugh. R. L., Dekker M. EMI filter design. Second edition. New York. 2001. 272 p.
80. Основы теории цепей. Г.В.Зевеке, П.А.Ионкин, А.В. Нетушил, С.В. Страхов. 5-е изд., перераб. М.: *Энергоатомиздат*. 1989. 528 с.
81. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электромагнитное поле. *Учебник для студентов электротехнических, энергетических и приборостроительных специальностей вузов*. Москва, 1986. 263 с.
82. 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.
83. 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.
84. Kong P. Common mode EMI noise suppression for bridgeless PFC converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2008. V. 23, № 1. P. 291 –297.
85. 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.
86. Атабеков Г.И. Теоретические основы электротехники. Ч. 1. *Линейные электрические цепи*. Изд. 3-е. М.-Л., изд. «Энергия». 1966. 320 с.
87. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчёт индуктивностей. *Справочная книга*. Л.: *Энергоатомиздат*. 1986. 488 с.

88. Разевиг В.Д. Система сквозного проектирования электронных устройств Design Lab 8.0. М.: Изд. «Солон», 1999. 698 с.
89. Головков А.В., Любицкий В.Б. Блоки питания для системных модулей IBM PC-XT/AT. М.: ЛАД и Н, 1995. 90 с.
90. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов – 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.
91. Прохоров А. М. Физическая энциклопедия. В 5 томах. Советская энциклопедия. 1998. 3456 с.
92. Белов Г. А. Расчёт корректора коэффициента мощности с отпиранием силового транзистора при нулевом токе. *Электричество*. 2012. № 3. С. 45–56.
93. Денисов Ю. О. Розробка коректорів коефіцієнта потужності на етапі впровадження енергоефективних технологій в контексті євроінтеграції. *Матеріали міжнародної науково-практичної конференції «Україна-Польща: діалог культур в контексті євроінтеграції» (25-27 вересня 2014 р., Запоріжжя) : тези доповідей*. Запоріжжя. 2014. Т. 2. С. 224 – 226.
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. Серебрянников А. В. Анализ и расчет корректоров коэффициента мощности на базе современных микросхем управления : автореф. дис. канд. техн. наук : 05.09.12; ФГОУ ВПО «ЧГУ». Чебоксары, 2010. 23 с.
96. 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.
97. ДСТУ EN 55024:2014. Обладнання інформаційних технологій. Характеристики несприйнятливості до завад. Норми та методи вимірювання. [Чинний від 01.01.2016]. Держспоживстандарт України. 2016. 11 с.
98. 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.

ДОДАТОК А
Список опублікованих праць за темою дисертації та відомості про
апробацію результатів дисертації

Наукові праці в яких опубліковані основні наукові результати
Дисертації

1. Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М. Методи зменшення взаємних паразитних параметрів у протизавадних фільтрах для джерел електроживлення ключового типу. *Технічна електродинаміка*. Темат. вип. Силова електроніка та енергоефективність. 2012. Ч.1. С. 24 – 26. (Особистий внесок – провів аналіз ефективності методу зменшення взаємних паразитних параметрів у протизавадних фільтрах для джерел електроживлення ключового типу)
2. 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. (Особистий внесок – провів аналіз впливу власних та взаємних паразитних параметрів ЕПФ для джерел електроживлення ключового типу на рівень його загасання)
3. Юрченко О.М., Юрченко М.М., Гуцалюк В.Я., Павловський В.О., Герасименко П.Ю., Твердохліб Ю.О., Гурін В.К. Підвищення ефективності високочастотних транзисторних перетворювачів для систем електроживлення технологічних установок. *Праці ІЕД НАН України*. 2012. № 32. С. 129 – 139. (Особистий внесок – провів аналіз впливу на ефективність роботи власних та взаємних паразитних параметрів елементів протизавадного фільтра)
4. Розробка високоефективних транзисторних перетворювачів для систем електроживлення технологічних установок / О.М. Юрченко, М.М. Юрченко, В.Я. Гуцалюк, В.О. Павловський, П.Ю. Герасименко, Ю.О. Твердохліб, В.К. Гурін. *Праці ІЕД НАН України*. 2013. № 35. С. 123 – 134.

(Особистий внесок – провів теоретичний розрахунок оптимальних значень компонентів схеми компенсації несиметричних завад у транзисторних ВЧ перетворювачах напруги)

5. Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М. Особливості магнітного зв'язку між індуктивностями виводів вхідних і вихідних конденсаторів у протизавадних фільтрах. *Технічна електродинаміка*. 2014.

№ 1. С.51 – 55. (Особистий внесок – провів аналіз ефективності способу по зменшенню магнітного зв'язку між індуктивностями виводів вхідних та вихідних конденсаторів)

6. Високочастотні транзисторні перетворювачі для високоефективних систем електроживлення технологічних установок / О.М. Юрченко, М.М. Юрченко, В.Я. Гуцалюк, В.К. Гурін, В.О. Павловський, П.Ю. Герасименко, Ю.О. Твердохліб. *Праці ІЕД НАН України*. 2014. № 38. С.137– 145. (Особистий внесок – провів аналіз ефективності протизавадних засобів у високочастотних транзисторних перетворювачах)

7. В.К. Гурін, Павловський В.О., Юрченко О.М. Метод зменшення несиметричних завад від перетворювача напруги з накопичувальним дроселем. *Праці ІЕД НАН України*. 2015. № 41. С. 117 – 120. (Особистий внесок – провів модельні дослідження ефективності роботи методу зменшення несиметричних завад від перетворювача напруги з АККП)

8. Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М. Зменшення кондуктивних завад на вході транзисторних перетворювачів з накопичувальним дроселем. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 4. С. 50 – 52. (Особистий внесок – провів розрахунки необхідної ємності конденсатора схеми компенсації несиметричних завад для її максимально ефективної роботи)

9. Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М. Вплив втрат реального конденсатора при застосуванні оригінального методу зменшення кондуктивних завад від транзисторних перетворювачів з накопичувальним дроселем. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 1. С.21 – 24. (Особистий внесок – побудована імітаційна модель для дослідження впливу втрат реального

конденсатора на ефективність роботи схеми по зменшенню несиметричних завад на вході ВЧ транзисторного перетворювача з АККП.)

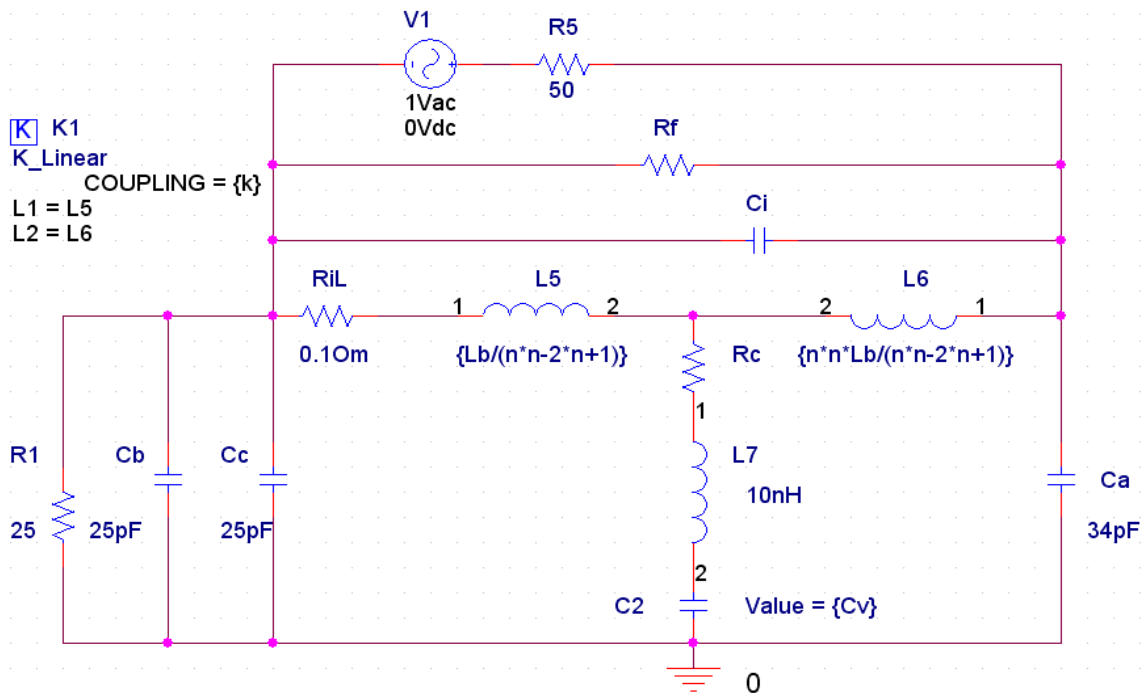
Наукові праці апробаційного характеру:

10. 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. (Опубліковано за матеріалами ХХІІ міжнародної науково-технічної конференції «Силова електроніка та енергоефективність»).

11. 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. (Опубліковано за матеріалами ХХІV міжнародної науково-технічної конференції «Силова електроніка та енергоефективність»).

ДОДАТОК Б

Моделювання роботи еквівалентної схеми транзисторного перетворювача зі схемою компенсації в програмному пакеті orCAD.

PARAMETERS:

k = 1

Коефіцієнт
магнітного зв'язкуPARAMETERS:

Rf = 540KOhm

PARAMETERS:

n = 55

Відношення кількості
витків між двома
обмоткамиPARAMETERS:

Ci = {2.8pF}

PARAMETERS:

Lb = 860u

PARAMETERS:

Cv = 1836pF

PARAMETERS:

Ca = 34pF

PARAMETERS:

Rc = 10m

Паразитна ємність
між корпусом і
силовим ключем

ДОДАТОК В

Детальні математичні розрахунки, які були зроблені у третьому розділі.

За допомогою Т-П перетворень, відомих з курсу ТОЕ, можемо виписати, що:

$$Z_5 = \frac{B}{D-1}; D = 1 + \frac{Z_2}{Z_3}; Z_6 = \frac{B}{A-1}; A = 1 + \frac{Z_1}{Z_3};$$

$$\begin{aligned} Z_4 = B &= Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_3} = \\ &= -j\omega L(n-1) + j\omega nL(n-1) + \frac{-j\omega L(n-1) \cdot j\omega nL(n-1)}{j\omega nL + \frac{1}{j\omega C}}. \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} Z_4 &= -pL(n-1) + pnL(n-1) + \frac{-pL(n-1) \cdot pnL(n-1)}{pnL + \frac{1}{pC}} = \\ &= -p(L(n-1) - nL(n-1)) + \frac{-p^2L^2n(n-1)^2}{\frac{p^2nLC+1}{pC}} = \\ &= -p((n-1)(L - nL)) + \frac{-p^2L^2n(n-1)^2pC}{p^2nLC + 1} = \\ &= -p((n-1)(n-1)(-L)) + \frac{-p^2L^2n(n-1)^2pC}{p^2nLC + 1} = \\ &= (n-1)^2Lp + \frac{-p^3nL^2C(n-1)^2}{p^2nLC + 1} = \\ &= \frac{(n-1)^2Lp \cdot (p^2nLC + 1) - p^3nL^2C(n-1)^2}{p^2nLC + 1} = \\ &= \frac{(n-1)^2L^2p^3nC + (n-1)^2Lp - (n-1)^2L^2p^3nC}{p^2nLC + 1} = \frac{(n-1)^2Lp}{p^2nLC + 1} = \frac{(n-1)^2}{pnC + \frac{1}{pL}}; \end{aligned}$$

$$Z_5 = \frac{\frac{(n-1)^2 Lp}{p^2 nLC+1}}{1 + \frac{npL(n-1)}{npL + \frac{1}{Cp}} - 1} = \frac{\frac{(n-1)^2 Lp}{p^2 nLC+1}}{\frac{npL(n-1)}{\frac{np^2 LC+1}{cp}}} = \frac{\frac{(n-1)^2 Lp}{p^2 nLC+1}}{\frac{npL(n-1)Cp}{p^2 nCL+1}} = \frac{(n-1)}{pnC} = \frac{(n-1)}{j\omega nC} = \frac{1}{\frac{j\omega nC}{n-1}};$$

$$Z_6 = \frac{\frac{(n-1)^2 Lp}{p^2 nLC+1}}{1 + \frac{-pL(n-1)}{pnL + \frac{1}{pC}} - 1} = \frac{\frac{(n-1)^2 Lp}{p^2 nLC+1}}{\frac{-pL(n-1)}{\frac{p^2 nLC+1}{pC}}} = \frac{\frac{(n-1)^2 Lp}{p^2 nLC+1}}{\frac{-p^2 LC(n-1)}{p^2 nLC+1}} = \frac{(n-1)^2 Lp}{-p^2 LC(n-1)} = \frac{(n-1)}{-pC}.$$

ДОДАТОК Ж

Практичне застосування результатів роботи.

ЗАТВЕРДЖУЮ

Декан факультету електроніки Національного
технічного університету України «Київський
політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,
докт. техн. наук, проф.


В.Я. Жуйков
«22» листопада 2019 р.

А К Т

використання результатів кандидатської дисертації молодшого наукового співробітника
ІЕД НАН України Гуріна Віктора Костянтиновича «Підвищення ефективності
протизавадних засобів у системах електроживлення з високочастотними транзисторними
перетворювачами»

Цей акт складений про те, що у відділі транзисторних перетворювачів Інституту електродинаміки НАН України в рамках виконання науково-дослідної роботи «Розвинути теорію силових високочастотних транзисторних перетворювачів для побудови сучасного енергоефективного технологічного устаткування з урахуванням особливостей різноманітних типів навантаження» (шифр «Частота-2» № ДР 0115U002580, 2014-2019 рр.) м.н.с. Гуріним В.К. було проведено дослідження ефективності протизавадних засобів у системах електроживлення з високочастотними транзисторними перетворювачами.

Зокрема, Гурін В.К. дослідив та підвищив ефективність безфільтрового методу зменшення завад, генерованих ключовими транзисторними перетворювачами з активною корекцією коефіцієнта потужності (АККП).

Результати дисертаційної роботи Гуріна В.К. впроваджено у навчальний процес кафедри промислової електроніки Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», а саме: у кредитному модулі «Пристрої перетворювальної техніки» додано тему «Методика визначення компенсувальної ємності у ключових перетворювачах з АККП»; у кредитному модулі «Системи електроживлення електронної апаратури» додано тему «Імітаційне моделювання напруги електромагнітних завад у системах електроживлення з високочастотними транзисторними перетворювачами».

Завідувач кафедри промислової
електроніки КПІ імені Ігоря
Сікорського, д.т.н., проф.



Ю.С. Ямненко

ЗАТВЕРДЖУЮ
Генеральний директор ТОВ «ЕМСБІ»,
канд. техн. наук

В.О. Павловський
В.О. Павловський
«__» _____ 2019 р.



А К Т

використання результатів кандидатської дисертації молодшого наукового співробітника ІЕД НАН України Гуріна Віктора Костянтиновича «Підвищення ефективності протизавадних засобів у системах електроживлення з високочастотними транзисторними перетворювачами»

Цим актом підтверджую, що досліджений у дисертаційній роботі м.н.с. Гуріна В.К. метод зменшення паразитного магнітного зв'язку між індуктивностями виводів вхідних та вихідних конденсаторів у протизавадних фільтрах шляхом взаємно-перпендикулярного розташування конденсаторів використаний у ТОВ «ЕМСБІ» (ЕлектроМагнітна Сумісність та Безпека Інформації) при проектуванні та виготовленні захисних протизавадних фільтрів типу ФЗП 103-1 ТУ У 31.1-31731859-001-2003 торгівельної марки *ЕМСБІ*.

Згаданий вище метод дозволив збільшити загасання, внесене фільтром у діапазоні частот 1...20 МГц, на 10...12 дБ, тобто у 3...4 рази.

Цей акт не є підставою для будь-яких фінансових зобов'язань або претензій.

Відповідальна особа за
впровадження

В.В. Швець

В.В. Швець