

## ОСОБЛИВОСТІ МАГНІТНОГО ЗВ'ЯЗКУ МІЖ ІНДУКТИВНОСТЯМИ ВИВОДІВ ВХІДНИХ І ВИХІДНИХ КОНДЕНСАТОРІВ У ПРОТИЗАВАДНИХ ФІЛЬТРАХ

**В.К.Гурін, В.О.Павловський**, канд.техн.наук, **О.М.Юрченко**, докт.техн.наук  
 Інститут електродинаміки НАН України,  
 пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна. e-mail: [yuon@ied.org.ua](mailto:yuon@ied.org.ua)

*Досліджено магнітний зв'язок між індуктивностями виводів вхідних та вихідних конденсаторів для зменшення симетричних завад у протизавадних фільтрах для джерел електроживлення ключового типу. Показано, що згаданий вище магнітний зв'язок суттєво погіршує загасання, що вноситься фільтром на частотах вище 0,5...1 МГц. Проаналізовано взаємно перпендикулярне розташування конденсаторів як один із методів зменшення магнітного зв'язку між паразитними індуктивностями виводів вхідних та вихідних конденсаторів і показано, що таке розташування конденсаторів збільшує загасання, яке вноситься фільтром у симетричну заваду у діапазоні частот 1...20 МГц, приблизно на 20 дБ. Бібл. 9, рис. 5.*

**Ключові слова:** індуктивності виводів конденсаторів, симетричні завади, протизавадний фільтр.

У приладах силової електроніки фільтр електромагнітних завад (протизавадний фільтр) є необхідною ланкою між мережею електроживлення та перетворювачами, які під'єднані до мережі. Перетворювачі напруги у системах силового електроживлення працюють у ключовому режимі. Вони створюють кондуктивні завади як симетричного типу (між дротами фази та нейтралі), так і несиметричного типу (між фазним дротом та провідником заземлення). Спектр цих завад простягається від частот перемикання перетворювачів до 30 МГц і вище. Стандарти з електромагнітної сумісності (наприклад, ДСТУ EN55022, клас А) визначають діапазон частот 150 кГц...30 МГц, в якому контролюють згадані завади та їхній граничний рівень, припустимий для перетворювачів. Щоб виконати вимоги цих стандартів, зазвичай необхідне застосування одно- або дволанкових фільтрів.

Дослідженням протизавадних фільтрів присвячено надзвичайно багато робіт. В Україні можна відзначити роботи [6–8], виконані у Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут».

Основними показниками протизавадного фільтра є загасання, що вноситься фільтром у симетричну та несиметричну заваду, а також діапазон частот, у якому ефективно працює протизавадний фільтр. Обидва згадані показники значною мірою залежать від власних та взаємних паразитних параметрів елементів протизавадних фільтрів [2]. Взаємні паразитні параметри та деякі методи зменшення цих параметрів у протизавадних фільтрах для джерел електроживлення ключового типу розглянуто у роботах [3, 9]. Зокрема, у цих роботах проаналізовано магнітні зв'язки між індуктивними елементами фільтра для зменшення симетричних завад і показано, що вони погіршують загасання, що вноситься фільтром на частотах вище 0,5 ... 1 МГц. У тих же роботах розглянуто деякі методи зменшення таких магнітних зв'язків.

Значний негативний вплив на загасання, яке вноситься протизавадним фільтром у симетричну заваду, спричиняє також магнітний зв'язок між індуктивностями виводів вхідних та вихідних конденсаторів згаданих вище фільтрів [9].

Метою цієї роботи є дослідження магнітного зв'язку між індуктивностями виводів вхідних і вихідних конденсаторів для зменшення симетричних завад у протизавадних фільтрах та рекомендації щодо послаблення негативного впливу згаданого зв'язку на характеристику загасання фільтра.

На рис. 1 показано схему фільтра для зменшення симетричних завад (рис. 1, а) та його еквівалентну схему з урахуванням паразитних параметрів (рис. 1, б). На вході фільтра діє напруга  $U_{c3}$  симетричної завади. На рис. 1 прийняті такі позначення:  $C_{\text{сим.др}}$  – паразитна міжвиткова ємність дроселя  $L_{\text{сим}}$ ;  $C_{\text{сим}1,2}$  – ємність конденсаторів  $C_{\text{сим}1}$  та  $C_{\text{сим}2}$ ;  $L_{\text{вих}1,2}$  – індуктивність виводів конденсаторів  $C_{\text{сим}1}$  та  $C_{\text{сим}2}$  відповідно;  $M_3$  – магнітний зв'язок між індуктивностями виводів  $L_{\text{вих}1}$  і  $L_{\text{вих}2}$ ;  $L_{\text{сим}}$  – індуктивність дроселя;  $R$  – опір втрат дроселя  $L_{\text{сим}}$  та конденсатора  $C_{\text{сим.др}}$ ;  $R_{\text{вих}1,2}$  – опір виводів конденсаторів  $C_{\text{сим}1}$  та  $C_{\text{сим}2}$  відповідно, з урахуванням високочастотних втрат у діелектрику конденсаторів;  $Z_{\text{н}}$  – навантаження фільтра.

У відповідності до законів, які діють у електричних колах з індуктивним зв'язком [1], напругу

$$U_2 \text{ можна записати так: } \dot{U}_2 = j\omega \dot{I}_2 \cdot L_{\text{вих}2} \pm \dot{I}_1 j\omega M_3. \quad (1)$$

Тут  $\dot{I}_1$  – комплекс струму  $i_1$ ,  $\dot{I}_2$  – комплекс струму  $i_2$  (рис. 1, б).

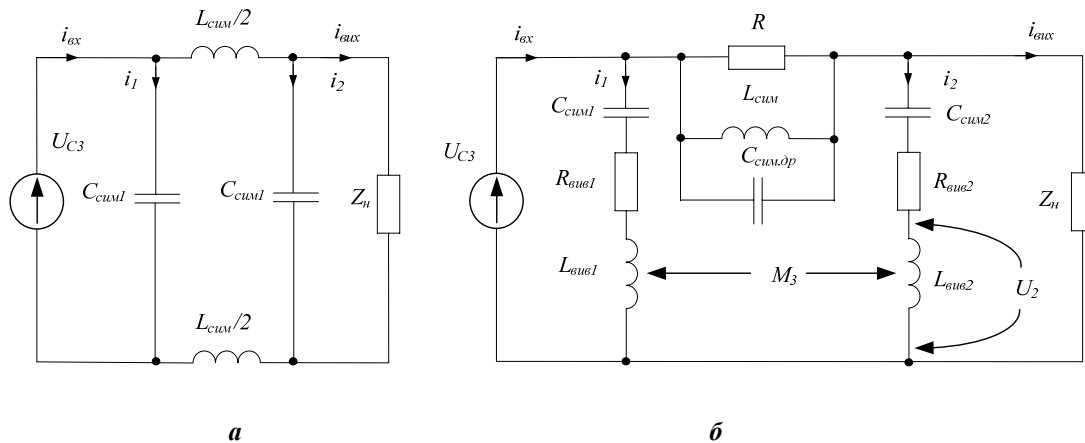


Рис. 1

Знак перед другим доданком у виразі (1) залежить від узгодженого чи зустрічного напрямку струмів  $\dot{I}_1$  та  $\dot{I}_2$ . Вираз (1) можна записати

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

звідки витікає, що за наявності магнітного зв'язку  $M_3$  еквівалентна індуктивність  $L_{\text{екв. вив}2}$  виводів конденсатора  $C_{\text{сим}2}$  зміниться

$$L_{\text{екв. вив}2} = L_{\text{вив}2} \pm \dot{I}_1 / \dot{I}_2 M_3. \quad (3)$$

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

$$\dot{I}_1 / \dot{I}_2 = \pm \text{Re} \left( \dot{I}_1 / \dot{I}_2 \right) \pm j \text{Im} \left( \dot{I}_1 / \dot{I}_2 \right). \quad (4)$$

Провівши нескладні перетворення формули (2) з урахуванням (4) одержимо, що

$$L_{\text{екв. вив}2} = L_{\text{вив}2} \pm \text{Re} \left( \dot{I}_1 / \dot{I}_2 \right) \cdot M_3. \quad (5)$$

Знак перед другим доданком у (5) залежить від знаку перед виразом  $\text{Re}(\dot{I}_1 / \dot{I}_2)$  та знаку  $M_3$  (узгоджене чи зустрічне увімкнення котушок індуктивності  $L_{\text{вив}1}$  та  $L_{\text{вив}2}$ ). Якщо знаки однакові, то

$$L_{\text{екв. вив}2} = L_{\text{вив}2} + |M_3| \cdot \left| \text{Re} \left( \dot{I}_1 / \dot{I}_2 \right) \right|. \quad (6)$$

**1. Визначення магнітного зв'язку  $M_3$ .** Два симетричних конденсатори  $C_{\text{сим}1}$ ,  $C_{\text{сим}2}$ , розташованих на друкованій платі на відстані  $x$  один від одного, з точки зору магнітного зв'язку  $M_3$  між індуктивностями виводів  $L_{\text{вив}1}$ ,  $L_{\text{вив}2}$  (рис. 1, б) на частотах, вищих за резонансну частоту конденсаторів, можна спрощено представити так, як показано на рис. 2, де  $a$ ,  $b$  – відповідно геометрична довжина та висота конденсаторів  $C_{\text{сим}1}$  і  $C_{\text{сим}2}$ ;  $x$  – відстань між ними.

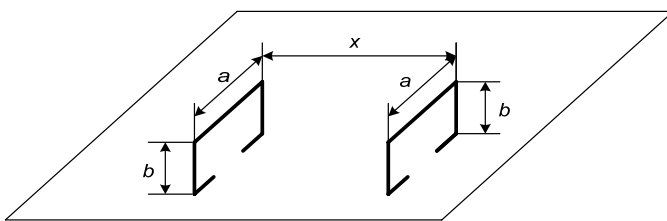


Рис. 2

У роботі [5] розглянуто такий випадок і наведено вираз для взаємної індуктивності  $M$

$$M = \frac{\mu_0}{\pi} \left[ a \cdot \ln \left( \frac{a + d_1}{a + D} \cdot \frac{d_2}{x} \right) + b \cdot \ln \left( \frac{a + d_2}{a + D} \cdot \frac{d_2}{x} \right) + 2(D - d_1 - d_2 + x) \right], \quad (7)$$

де  $d_1 = \sqrt{a^2 + x^2}$ ;  $d_2 = \sqrt{b^2 + x^2}$ ;  $D = \sqrt{a^2 + b^2 + x^2}$ ;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  – абсолютна магнітна проникність вакууму.

Якщо у вираз (7) підставити типові геометричні розміри конденсаторів  $C_{сум1}$  та  $C_{сум2}$  ( $a=17$  мм,  $b=15$  мм) та типову відстань  $x=25$  мм між конденсаторами, то після нескладних обчислень одержимо, що магнітний зв'язок  $M=M_3 \approx 0,59$  нГ.

**2. Визначення співмножника  $\text{Re}(\dot{I}_1/\dot{I}_2)$ .** З розгляду схеми на рис. 1, 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 [4] 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. 1, б, значно спроститься.

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

- 1)  $100 \text{ кГц} < f < f_{p,др} = 1..2 \text{ МГц}$ , де  $f_{p,др}$  – резонансна частота паралельного коливального контура на схемі (рис. 1, б);
- 2)  $f_{p,др} < f < f_{p,сум}$ , де  $f_{p,сум}$  – резонансна частота послідовних контурів на схемі (рис. 1, б); зазвичай цей піддіапазон простягається від 1..2 МГц до 10..20 МГц;
- 3)  $f_{p,сум} < f \leq 30 \text{ МГц}$ .

Перший діапазон є малоцікавим для дослідження, оскільки на таких частотах паразитні зв'язки між елементами схеми, зображеної на рис. 1, б, практично не проявляються. Тому зосередимо увагу на розгляді струмів  $\dot{I}_1$  та  $\dot{I}_2$  у другому та третьому діапазонах.

### 2.1. Діапазон частот $f_{p,др} < f < f_{p,сум}$ .

У такому діапазоні частот схему на рис. 1, б можна спростити (рис. 3).

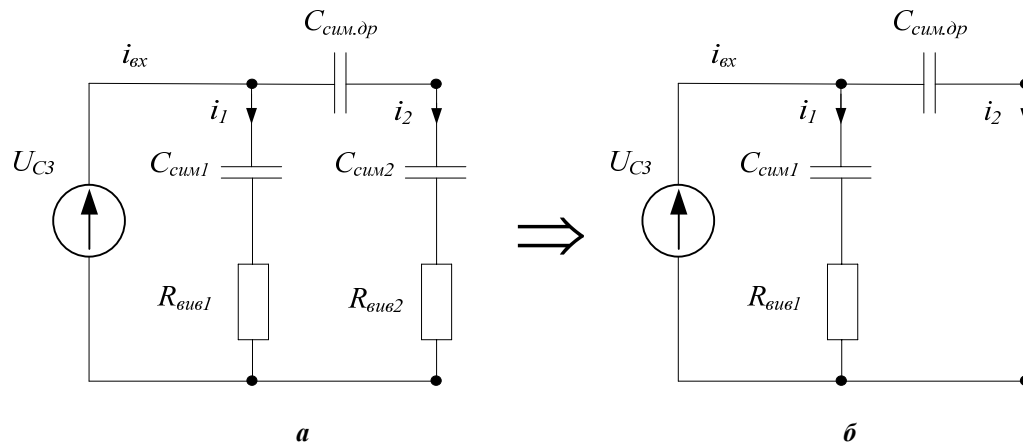


Рис. 3

Це можливо через те, що на частотах, більших від частоти паралельного резонансу у дроселі фільтра, згаданий дросель можна наближено замінити паразитною ємністю його обмотки  $C_{сум,др}$ . В той же час на частотах, менших від частоти послідовного резонансу у конденсаторах  $C_{сум1}$  і  $C_{сум2}$ , ці конденсатори можна наближено замінити колами з послідовно з'єднаних елементів  $C_{сум}$  та  $R_{вув}$  (рис. 3, а). Крім того, оскільки, як правило, у фільтрах виконуються нерівності  $C_{сум,др} \ll C_{сум}$  та  $(\omega \cdot C_{сум,др})^{-1} \ll R_{вув}$ , то послідовне з'єднання конденсаторів  $C_{сум,др}$ ,  $C_{сум2}$  і резистора  $R_{вув2}$  у схемі на рис. 3, а можна без великої похибки замінити одним конденсатором з ємністю  $C_{сум,др}$  (рис. 3, б).

Провівши нескладний розрахунок схеми на рис. 3, б, одержимо

$$\dot{I}_1/\dot{I}_2 = \frac{1 - j\omega R_{вув1} \cdot C_{сум1}}{1 + (\omega R_{вув1} \cdot C_{сум1})^2} \cdot \frac{C_{сум1}}{C_{сум,др}}, \quad (8)$$

звідки

$$\operatorname{Re}\left(\dot{I}_1/\dot{I}_2\right)=\frac{1}{1+(\omega R_{\text{вив}1} \cdot C_{\text{сум}1})^2} \cdot \frac{C_{\text{сум}1}}{C_{\text{сум.др}}} \quad (9)$$

Підставивши у вираз (9) типові значення для  $C_{\text{сум}1}$ ,  $C_{\text{сум.др}}$ , можемо одержати для другого діапазону частот числове значення  $\operatorname{Re}(\dot{I}_1/\dot{I}_2)$ . Так, наприклад, для  $C_{\text{сум}1}=100$  нФ,  $C_{\text{сум.др}}=100$  пФ,  $R_{\text{вив}1}=0,1$  Ом одержимо, що в діапазоні частот  $\omega=2\pi f=2\pi(2..10$  МГц)

$$\operatorname{Re}(\dot{I}_1/\dot{I}_2)=717 \dots 984. \quad (10)$$

З виразу (6) очевидно, що таке значення  $\operatorname{Re}(\dot{I}_1/\dot{I}_2)$  у декілька сотень разів збільшує вплив магнітного зв'язку  $M_3$  на зростання паразитної індуктивності  $L_{\text{вив}2}$  у конденсаторі  $C_{\text{сум}2}$ .

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

Застосувавши підхід, аналогічний п.2.1, одержимо спрощену еквівалентну схему фільтра у діапазоні частот  $f_{\text{рСсум}} < f \leq 30$  МГц (рис. 4, а).

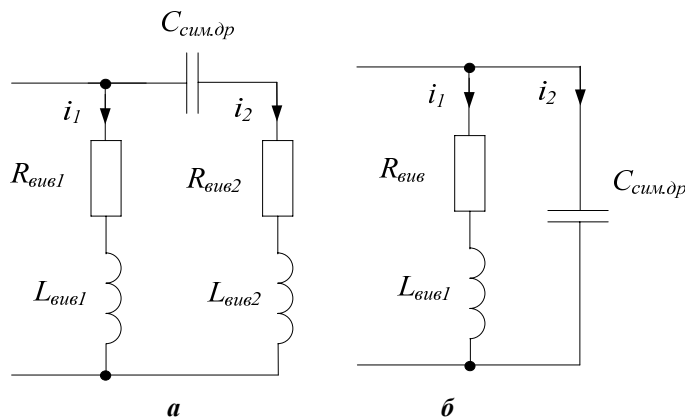


Рис. 4

З розгляду рис. 4, а видно, що права гілка – це послідовний резонансний контур. Для типових значень  $C_{\text{сум.др}}=60..300$  пФ,  $L_{\text{вив}}=1..10$  нГ резонансна частота  $f_0$  посл. цього контуру буде знаходитись у межах  $f_0 \text{ посл.} \approx 53..290$  МГц. Це означає, що на частотах, які не перевищують 30 МГц, схему на рис. 4, а можна додатково спростити до схеми, зображеної на рис. 4, б. Видно, що це є паралельний резонансний контур, у якому резистор  $R_{\text{вив}2}$  замінено короткою, оскільки на частотах до 30 МГц виконується нерівність

$$(\omega \cdot C_{\text{сум.др}})^{-1} \ll R_{\text{вив}2}. \quad (11)$$

Аналіз схеми на рис. 4, б показує, що  $\left|\operatorname{Re}(\dot{I}_1/\dot{I}_2)\right|=\omega_0^2/\left[\omega^2+(R_{\text{вив}1}/L_{\text{вив}1})^2\right]$ , де  $\omega_0=(L_{\text{вив}1} \cdot C_{\text{сум.др}})^{-1/2}$  – частота резонансу між індуктивністю виводів  $L_{\text{вив}1}$  конденсатора  $C_{\text{сум}1}$  і паразитною ємністю  $C_{\text{сум.др}}$  дроселя  $L_{\text{сум}}$  (рис. 1).

У діапазоні частот, наприклад, 20 ... 30 МГц для типових значень  $C_{\text{сум.др}}=100$  пФ,  $L_{\text{вив}1}=1..10$  нГ,  $R_{\text{вив}1}=0,1$  Ом одержимо, що  $\left|\operatorname{Re}(\dot{I}_1/\dot{I}_2)\right|=22..386$ .

Повертаючися до виразу (2), бачимо, що таке значення  $\left|\operatorname{Re}(\dot{I}_1/\dot{I}_2)\right|$  також у багато разів збільшує вплив магнітного зв'язку  $M_3$  на зростання паразитної індуктивності  $L_{\text{вив}2}$  у конденсаторі  $C_{\text{сум}2}$ .

Для вивчення дії зв'язку  $M_3$  у роботі [9] був описаний експеримент, який включав у себе два вимірювання коефіцієнта передачі  $K_n$  фільтра, принципова електрична схема якого зображена на рис. 1, а.

Під час першого вимірювання визначили коефіцієнт передачі  $K_{n1}$  фільтра у діапазоні частот від 100 кГц до 30 МГц. Перед проведенням другого вимірювання від схеми фільтра від'єднали котушку індуктивності  $L_{\text{сум}}$ ; при цьому магнітне осердя з обмотками залишилося розміщеним на друкованій платі між конденсаторами  $C_{\text{сум}1}$  та  $C_{\text{сум}2}$ , 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 зауважити, що після від'єднання дроселя високочастотна енергія зі входу на вихід фільтра може передаватися, в основному, лише через магнітний зв'язок  $M_3$ , оскільки після від'єднання дроселя гальванічний або електричний зв'язок між конденсаторами  $C_{\text{сум}1}$  та  $C_{\text{сум}2}$  втрачається.

Результати обох вимірів показані на рис. 5, а, б. З розгляду двох кривих на рис. 5, а видно, що вони практично співпадають на частотах, вищих за 1 МГц. Це свідчить про те, що високочастотний

струм завади проникає зі входу на вихід фільтра через наявність магнітного зв'язку  $M_3$  замість того, щоб проходити через котушку індуктивності  $L_{сим}$  (рис. 1).

Для зменшення магнітного зв'язку  $M_3$  запропоновано розташувати конденсатори  $C_{сим1}$  і  $C_{сим2}$  взаємно перпендикулярно.

На рис. 5, б показані коефіцієнти передачі фільтра на рис. 1, а, з паралельним та перпендикулярним розташуванням конденсаторів  $C_{сим1}$  і  $C_{сим2}$  (крива 1 та крива 2 відповідно).

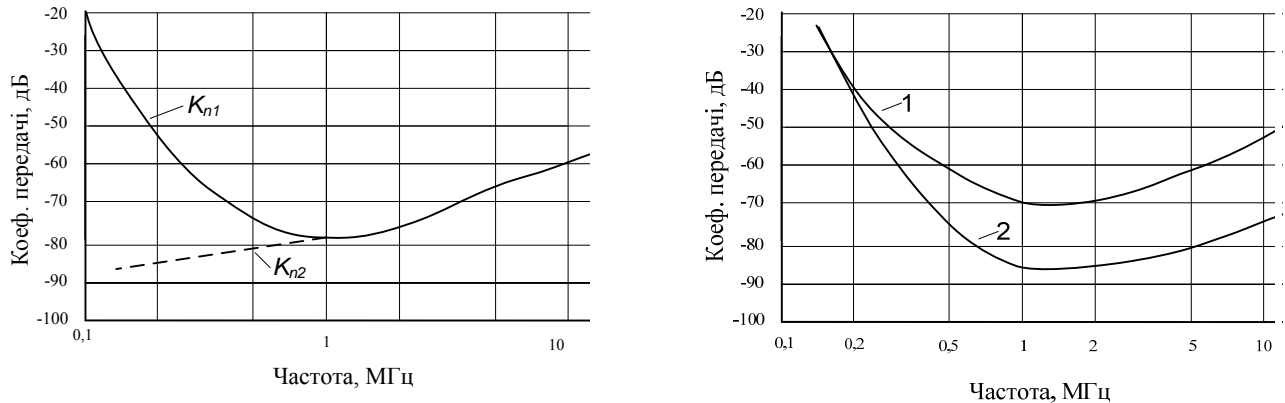


Рис. 5, а, б

З порівняння кривих видно, що перпендикулярне розташування симетричних конденсаторів  $C_{сим1}$  і  $C_{сим2}$  дозволяє збільшити загасання, що вноситься фільтром у діапазоні частот 1...20 МГц, приблизно на 20 дБ.

**Висновки.** 1. Наявність магнітного зв'язку  $M_3$  між выводами вхідного та вихідного конденсаторів протизавадного фільтра різко збільшує (у 10...100 разів і більше) еквівалентну індуктивність виводів вихідного конденсатора. При цьому покращення якості дроселя фільтра шляхом зменшення паразитної міжвиткової ємності тільки посилює негативний ефект збільшення еквівалентної індуктивності виводів вихідного конденсатора.

2. Збільшення еквівалентної індуктивності виводів вихідного конденсатора у протизавадному фільтрі через дію магнітного зв'язку  $M_3$  спричиняє суттєве погіршення такого основного показника згаданого фільтра як загасання, що вноситься фільтром, на частотах від 1...2 до 20...30 МГц. Це, в свою чергу, призводить до відчутного погіршення електромагнітної сумісності ключових перетворювачів з навколишньою радіоелектронною апаратурою та обладнанням.

3. Простим і ефективним способом зменшення магнітного зв'язку  $M_3$  є взаємно перпендикулярне розташування вхідного та вихідного конденсаторів. Таке розташування конденсаторів збільшує загасання, що вноситься фільтром, на частотах від 1...2 до 20...30 МГц у середньому на 20 дБ, тобто зменшує рівень залишкових завад на виході фільтра у десять разів. Ціною такого покращення основного показника фільтра є збільшення габаритів фільтра, оскільки два однакових конденсатори у корпусах прямокутної форми, які розташовані взаємно перпендикулярно, займають більшу площу, ніж такі самі конденсатори, розташовані паралельно.

1. Атабеков Г.И. Теоретические основы электротехники. Ч. 1. Линейные электрические цепи. Изд. 3-е. – М.-Л.: Энергия, – 1966. – 320 с.

2. Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М. Власні та взаємні паразитні параметри елементів протизавадних фільтрів для джерела електроживлення ключового типу // Техн. електродинаміка. Тематичний випуск «Проблеми сучасної електротехніки». – 2012. – Ч.2. – С. 119–120.

3. Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М. Методи зменшення взаємних паразитних параметрів у протизавадних фільтрах для джерел електроживлення ключового типу // Техн. електродинаміка. Тематичний випуск «Силова електроніка та енергоефективність». – 2012. – Ч.1. – С. 24–26.

4. ГОСТ 13661-92. Совместимость технических средств электромагнитная. Пассивные помехоподавляющие фильтры и элементы. Методы измерения вносимого затухания. – 1992. – 34 с.

5. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчёт индуктивностей: Справочная книга. – Л.: Энергоатомиздат. – 1986 – 488 с.

6. Первой В.В., Пилинский В.В., Родионова М.В., Янушевский А.О. Моделирование сетевого помехоподавляющего защитного фильтра / Сборник "Правовое, нормативное и метрологическое обеспечение защиты информации на Украине. – Київ, 2000. – С. 170–174.

7. Пилинский В.В., Темников В.А. Сетевые помехоподавляющие фильтры типа ФМПЗ-1 / Сборник "Правовое, нормативное и метрологическое обеспечение защиты информации на Украине. – Київ, 2001. – 267 с.

8. Dovzhenko A., Pilinsky V., Shvaichenko V., Shvaichenko E. Intelligent Mains Radiofrequency Interference Filters. EMC EUROPE 2010 WROCLAW, 9-th International Symposium on Electromagnetic Compatibility and 20-th International Wroclaw Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility. – Wroclaw, September 13–17. – 2010. – Pp. 810–813.

9. Wang S., Chen R., J.D.Van Wyk, Fred. C.Lee, Odentaal W.G. Developing Parasitic Cancellation Technologies to Improve EMI Filter Performance for Switching Mode Power Supplies // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2005. – Vol.47. – No.4. – Pp. 921–929.

УДК 621.391

### ОСОБЕННОСТИ МАГНИТНОЙ СВЯЗИ МЕЖДУ ИНДУКТИВНОСТЯМИ ВЫВОДОВ ВХОДНЫХ И ВЫХОДНЫХ КОНДЕНСАТОРОВ ПОМЕХОПОДАВЛЯЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

В.К.Гурин, В.А.Павловский, канд.техн.наук, О.Н.Юрченко, докт.техн.наук

Институт электродинамики НАН Украины, пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина.

e-mail: [yuon@ied.org.ua](mailto:yuon@ied.org.ua)

Рассмотрена магнитная связь между индуктивностями выводов входных и выходных конденсаторов для уменьшения симметричных помех в помехоподавляющих фильтрах для источников электропитания ключевого типа. Показано, что упомянутая выше магнитная связь существенно ухудшает вносимое затухание фильтра на частотах выше 0,5...1 МГц. Проанализировано взаимно перпендикулярное размещение конденсаторов как один из методов уменьшения магнитной связи между индуктивностями выводов упомянутых выше конденсаторов и показано, что такое размещение конденсаторов позволяет увеличить затухание, вносимое фильтром в симметричную помеху в диапазоне частот 1...20 МГц, приблизительно на 20 дБ. Библ. 9, рис. 5.

**Ключевые слова:** индуктивность выводов конденсаторов, симметричные помехи, помехоподавляющий фильтр.

### PARTICULAR FEATURES OF MAGNETIC COUPLING BETWEEN INPUT AND OUTPUT CAPACITORS OF RFI FILTERS

V.K.Gurin, V.O.Pavlovskiy, O.M.Yurchenko

Institute of Electrodynamics of National Academy of Science of Ukraine, Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine.

e-mail: [yuon@ied.org.ua](mailto:yuon@ied.org.ua)

It is considered in the article the magnetic coupling between inductances of input and output capacitors' leads for capacitors reducing differential mode noise in key-type power supplies. It is showed that the magnetic coupling mentioned above significantly reduces the insertion loss at frequencies above 0,50–1 MHz. It is investigated mutual-perpendicular arrangement of those capacitors as a method of reducing the magnetic coupling, and showed that such an arrangement increased the insertion loss of the filter for differential mode noise about 20 dB in the frequency range 1...20 MHz. References 9, figures 5.

**Key words:** leads' inductances of capacitors, differential mode noise, RFI filter.

1. Atabekov G.I. Theoretical basics of electrical engineering. Part 1. Linear electrical circuits. 3-rd edition. – Moskva-Leningrad: Energiia, 1966. – 320 p. (Rus)

2. Gurin V.K., Pavlovskiy V.O., Yurchenko O.M. Self-parasitic and mutual parasitic parameters in power line filters for switching mode power supplies // Tekhnichna elektrodynamika. Tematychnyi vupusk "Problemy suchasnoi elektrotekhniki." – 2012. – №2. – Pp. 119–120. (Ukr)

3. Gurin V.K., Pavlovskiy V.O., Yurchenko O.M. Reduction methods of mutual parasitic in RFI filters for key-type power supplies // Tekhnichna elektrodynamika. Tematychnyi vupusk "Problemy suchasnoi elektrotekhniki." – 2012. – №1. – Pp. 24–26. (Ukr)

4. GOST 13661-92. Electromagnetic compatibility of technical equipment. Passive filters and elements for interference suppression. Methods of inserted damping measuring. – 1992. – 34 p. (Rus)

5. Kalantarov P.L., Tseitlin L.A. Inductances' calculation. A handbook. – Leningrad: Energoatomizdat, 1986. – 488 p. (Rus)

6. Pervoi V., Pilinsky V., Rodionova M., Yanushevskiy A. Power line filter's modeling // Sbornik "Pravovoe, normativnoe i metrologicheskoe obespechenie zashchity informatsii na Ukraine". – Kyiv, 2000. – Pp. 170–174. (Rus)

7. Pilinsky V., Temnikov V. Power line filters FMPZ-1 / Sbornik "Pravovoe, normativnoe i metrologicheskoe obespechenie zashchity informatsii na Ukraine". – Kyiv, 2001. – 267 p. (Rus)

8. Dovzhenko A., Pilinsky V., Shvaichenko V., Shvaichenko E. Intelligent Mains Radiofrequency Interference Filters / EMC EUROPE 2010 WROCLAW, 9-th International Symposium on Electromagnetic Compatibility and 20-th International Wroclaw Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility. – Wroclaw, September 13–17, 2010. – Pp. 810–813.

9. S.Wang, R.Chen, J.D.Van Wyk, Fred.C.Lee, W.G. Odentaal. Developing Parasitic Cancellation Technologies to Improve EMI Filter Performance for Switching Mode Power Supplies // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2005. – Vol.47. – No.4. – Pp. 921–929.

Надійшла 09.04.2013

Остаточний варіант 30.05.2013