

УДК 621.314

**РОЗРОБКА ВИСОКОЕФЕКТИВНИХ ВИСОКОЧАСТОТНИХ ТРАНЗИСТОРНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ДЛЯ СИСТЕМ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ТЕХНОЛОГІЧНИХ УСТАНОВОК**

**О.М. Юрченко**, докт. техн. наук, **М.М. Юрченко**, докт. техн. наук, **В.Я. Гуцалюк**, канд. техн. наук, **В.О. Павловський**, канд. техн. наук, **П.Ю. Герасименко**, канд. техн. наук, **Ю.О. Твердохліб**, мол. наук. співроб., **В.К. Гурін**, аспірант  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна

*Представлено результати досліджень за останній рік по трьох основних напрямках наукової діяльності співробітників відділу транзисторних перетворювачів, а саме: розробка та дослідження високочастотних високовольтних пристроїв для бортових електронно-променевих технологічних установок; розробка та дослідження високочастотних транзисторних перетворювачів для установок індукційних технологій; дослідження електромагнітної сумісності систем електроживлення із високочастотними транзисторними перетворювачами. Бібл. 14, рис. 10.*

**Ключові слова:** транзисторний перетворювач, установки індукційних технологій, електромагнітна сумісність.

**1. Високовольтні вузли систем електроживлення бортових електронно-променевих установок технологій безтигельного зонного переплаву**

Якщо протягом майже тридцяти років технологічні експерименти в космосі були спрямовані на розробку методів і засобів ремонту та спорудження космічних об'єктів безпосередньо в орбітальному польоті, то за останнє десятиріччя орієнтація технологічних експериментів дещо змінилася в бік вивчення можливостей та пошуків шляхів виробництва в космосі матеріалів з набагато кращими та принципово новими властивостями.

Останнім часом в Інституті електрозварювання ім. Є.О. Патона разом з Інститутом електродинаміки НАН України ведуться наземні відпрацювання цілої низки технологічних процесів зонної плавки монокристалів кремнію, призначених для проведення космічних експериментів, спрямованих на вивчення можливостей одержання в умовах мікрогравітації методом електронно-променевої зонної плавки досконалих і надчистих напівпровідникових матеріалів.

В Інституті електродинаміки НАН України розроблено та виготовлено систему електроживлення (СЕЖ) для цієї установки [12]. Особливістю СЕЖ, на відміну від раніше створених (тривалість роботи яких складала кілька сотень секунд), є тривалість безперервної роботи в умовах космосу протягом 8 год. при забезпеченні високої точності (похибка 1 %) температури плавлення.

У зв'язку з цим виникає цілий комплекс науково-технічних проблем, пов'язаних з оптимізацією законів управління силовими перемикаючими напівпровідниковими елементами, досконалістю побудови їх структури та вибором законів регулювання їх вихідних напруг, а також розробкою способів підвищення надійності окремих блоків та вузлів СЕЖ, які б відповідали сучасним вимогам збільшення ресурсу їх роботи.

Якщо в роботах [8, 9, 11] відзначається, що нові принципи побудови силових перетворювачів дали змогу підвищити енергоефективність силових вузлів СЕЖ бортових технологічних пристроїв (БТП), то надійність та довговічність високовольтних вузлів (ВВ) цих пристроїв, від яких залежить довготривалість надійної роботи всієї установки в цілому,

потребують окремого дослідження. З сучасними вимогами до надійності та довговічності таких систем виникає необхідність теоретично та експериментально дослідити:

- ресурс роботи електричної ізоляції у високовольтному трансформаторі (ВТ);
- довговічність електроізоляційних матеріалів при роботі під високою напругою;
- причини, які призводять до зміни електрофізичних властивостей ізоляційного проміжку в обмотках ВТ.

Відомо, що в процесі експлуатації електрична ізоляція зазнає руйнівної дії різних факторів, основними з яких є напруженість електричного поля  $E$  в ізоляції, температурні режими, механічні дії та інше. Викликає інтерес розподілення реактивної енергії, що запасається в паразитних реактивностях ВВ СЕЖ БТП. Навіть коли ємність обмоток зроблена достатньо малою, магнітна енергія  $W_M$  запасається в магнітних полях основного потоку та потоку розсіювання:

$$W_M = \frac{1}{2}(L_S I_H^2 + L_0 I_0^2), \quad (1)$$

де  $L_0$  – власна індуктивність осердя;  $I_0$  – амплітуда струму намагнічування;  $L_S$  – індуктивність розсіювання;  $I_H$  – амплітуда струму навантаження.

Особливе місце займає індуктивність розсіювання  $L_S$  між первинною й  $i$ -ю обмотками ВТ:

$$L_S = \frac{\mu_0 W_1^2 \rho}{2\pi} \ln \left( \frac{q_{1i}^2}{q_{11} \cdot q_{ii}} \right), \quad (2)$$

де  $\mu_0$  – магнітна постійна;  $\rho$  – середня довжина обмотки;  $q_{1i}$  – середньгеометрична відстань (СГВ) між перетином первинної й  $i$ -ої обмоток;  $q_{11}, q_{ii}$  – СГВ перетинів обмоток від самих себе.

При проектуванні СЕЖ БТП відношення реактивної потужності до потужності в навантаженні вибирається постійним при зміні потужності, рівня напруги та частоти.

Відомо, що напруженість зовнішнього електричного поля  $E$  з ростом частоти не зменшується, а навпаки, зменшення розмірів трансформатора призводить до деякого її збільшення.

Необхідно відмітити, що ВВ СЕЖ БТП мають обмежений об'єм та масу. Цей фактор, звичайно, спричиняє насичення магнітопроводу, що в свою чергу призводить до збільшення потоків розсіювання.

Крім цього, сама структура ВВ впливає на втрати в обмотках, осерді, а також на втрати від індуктивності розсіювання, яка зменшує потужність ВТ у цілому. Враховуючи, що ВВ складається з  $n$  модулів, збільшення потужності досягається пропорційним збільшенням кількості ідентичних модулів ВВ. У випадку, коли і конструкція обмоток не змінюється, єдиним шляхом зменшення індуктивності розсіювання є збільшення геометричних розмірів осердя, в першу чергу, його перерізу та висоти.

Конструкція ВВ СЕЖ БТП представляє собою герметизований високовольтний блок з внутрішнім тепловиділенням. Інтенсивність тепловиділення пов'язана з інтенсивністю електромагнітних полів. У свою чергу, теплове поле призводить до зміни електрофізичних характеристик електроізоляційного матеріалу та перерозподілення електричного поля, необхідності зміни конфігурації та розмірів ВВ. Встановлено, що перерозподілення електричного поля призводить до появи деяких ефектів.

Електрична ємність  $C$  плоскої конструкції визначається як

$$C = \varepsilon \varepsilon_0 \frac{S}{d}, \quad (3)$$

причому величини, які входять в неї, такі:  $\varepsilon$  – діелектрична проникність матеріалу ізоляції;  $\varepsilon_0$  – діелектрична постійна вакууму;  $S$  – площа та  $d$  – товщина ізоляції не залежать від температури.

Визначимо кількість електричного поля  $W_e$ , що запасється в об'ємі цієї конструкції:

$$W_e = S \cdot \varepsilon \varepsilon_0 \cdot \int_0^d E^2(Z) \cdot dZ, \quad (4)$$

де  $Z$  – відстань шару від «холодної стінки».

При рівномірному розподіленні температури та напруженості електричного поля кількість енергії  $W_{e1}$  дорівнює

$$W_{e1} = S \varepsilon \varepsilon_0 \frac{U^2}{d} \quad (5)$$

Якщо поле розподілене за законом, який визначений рівнянням (5), тоді накопичена енергія  $W_{e2}$  має вид

$$W_{e2} = S \cdot \varepsilon \varepsilon_0 \left[ \frac{U \cdot Q}{A\lambda \left(1 - e^{-\frac{dQ}{A\lambda}}\right)} \right]^2 \cdot \int_0^d e^{-\frac{2ZQ}{A\lambda}} dZ = S \cdot \varepsilon \varepsilon_0 \frac{U^2 \cdot Q}{A\lambda \left(1 - e^{-\frac{dQ}{A\lambda}}\right)^2}, \quad (6)$$

де  $Q$  – щільність теплового потоку;  $A$  – постійна для цього компаунда величина;  $\lambda$  – теплопровідність компаунда.

Порівнюючи вирази (4), (3) та (5), знаходимо, що енергія в об'ємі діелектрика збільшилась у результаті нерівномірного нагрівання:

$$\frac{W_{e2}}{W_{e1}} = \frac{Q \cdot d}{2A\lambda \left(1 - e^{-\frac{dQ}{A\lambda}}\right)^2}. \quad (7)$$

Це зростання складає 3,3 разу і при збільшенні теплового потоку буде збільшуватись майже пропорційно йому.

Визначаючи реактивну енергію в об'ємі конструкції ВВ та знаючи максимальну потужність СЕЖ БТП, можна зробити вибір оптимального варіанту цього пристрою в цілому.

Розглянуті процеси, які відбуваються у ВВ СЕЖ БТП, дають змогу оцінити їх надійність та довготривалість їх роботи.

## 2. Системи ФАПЧ для транзисторних резонансних інверторів напруги установок індукційного нагріву

Для установок індукційного нагріву в частотному діапазоні 10...440 кГц широко застосовують схеми транзисторних перетворювачів, вихідні каскади яких побудовані на основі послідовного інвертора напруги. Така структура побудови перетворювача відрізняється простотою силової частини. Керування струму індуктора можливо здійснювати шляхом керування інвертором тим чи іншим способом [10].

Для одержання максимальної активної потужності в навантаженні послідовного резонансного контура необхідно забезпечити зсув фаз між струмом і напругою на виході інвертора, близький до нуля. Робота інвертора в такому режимі дає змогу мінімізувати динамічні втрати потужності в транзисторах і тим самим дає можливість підвищити частоту перетворення при високій енергоефективності та надійності інвертора.

У процесі технологічного циклу нагріву активний опір навантаження може змінюватись у 2...4 рази та більше, а індуктивність у 1,3...1,6 разу; це призводить до зміни власної частоти коливального контура. Для погодження частоти інвертора з власною частотою коливального контура можна: 1) регулювати ємність чи індуктивність коливального контура; 2) використовувати генератор із самозбудженням; 3) використовувати систему автоматичного підстроювання частоти (АПЧ). Перший спосіб застосовується тоді, коли необхідно забезпечити постійну частоту роботи інвертора, хоча такий спосіб складний у реалізації і призво-

дить до зростання габаритів та маси перетворювача. При використанні генератора із самозбудженням може виникати несиметрія півперіодів вихідної напруги інвертора при перехідних процесах, що в свою чергу може призвести до підмагнічування погоджувального трансформатора.

Використання систем АПЧ у резонансних інверторах напруги є класичним варіантом забезпечення настроювання нульового зсуву фаз між струмом і напругою на виході інвертора [5]. Системи АПЧ прийнято поділяти на частотну та фазову [5]. У резонансних інверторах напруги застосовується фазова АПЧ (ФАПЧ, часто англійською PLL – phase-locked loop), оскільки необхідно забезпечити нульовий зсув фаз між струмом і напругою на виході інвертора.

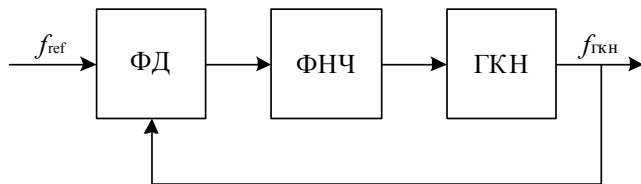


Рис. 1

Структурна схема класичної ФАПЧ наведена на рис. 1. Система ФАПЧ може бути реалізована як аналоговою, так і цифровою схемами. Обидві реалізації мають однакову структурну схему. Як аналогова, так і цифрова схеми ФАПЧ мають у своєму складі: фазовий детектор (ФД); фільтр нижніх частот (ФНЧ); генератор, частота якого

керується напругою (ГКН).

Фазовий детектор порівнює фази вхідних сигналів (опорного і з ГКН) та видає напругу, пропорційну різниці фаз вхідних сигналів. Ця напруга ФД подається на ФНЧ, який зменшує пульсації напруги у колі керування ГКН. Вихідна напруга ФНЧ використовується в якості керуючого сигналу для ГКН, впливаючи на ГКН так, що його частота починає наближатися до опорної.

Системи ФАПЧ для резонансних інверторів напруги установок індукційного нагріву мають низку особливостей та вимог до побудови, пов'язаних зі зміною амплітуди вихідного струму інвертора та зміною резонансної частоти вихідного коливального контура. Для зменшення динамічних втрат транзистори інвертора потрібно запирати при малому струмі навантаження, а відпирання транзисторів необхідно здійснювати з затримкою, до моменту переходу струму через нуль. Для кожного типу транзистора є оптимальний струм комутації. Умова мінімуму струму комутації виконується, якщо повний перезаряд власних ємностей транзистора відбудеться в момент переходу вихідного струму інвертора через нуль.

Оптимальний струм комутації транзисторів можна орієнтовно визначити за формулою

$$[6] I_{II(opt)} \approx \sqrt{\frac{4\pi I_m q}{T}}, \text{ де } I_m - \text{ амплітуда струму; } T - \text{ період роботи транзисторного інвертора;}$$

$q$  – заряд, необхідний для повного перезаряду власної ємності транзистора.

Для надійної роботи транзисторного інвертора з мінімальними комутаційними втратами необхідно враховувати зміну параметра  $q$  в процесі роботи інвертора. Отже, струм перемикання необхідно задавати так, щоб він був дещо більшим  $I_{II(opt)}$ , що буде деяким запасом надійності при зміні параметрів транзисторів під час роботи. Забезпечення потрібного струму перемикання транзисторів інвертора відбувається за рахунок введення часу затримки сигналу зворотного зв'язку ФАПЧ.

Стосовно резонансного транзисторного інвертора напруги для установок індукційного нагріву структура системи ФАПЧ буде мати вигляд, представлений на рис. 2, та складатися: з датчика переходу струму навантаження через нуль (ДПСН); фазового детектора (ФД); фільтра низьких частот (ФНЧ); генератора, частота якого керується напругою (ГКН); блока керування транзисторами (БКТ) для розподілу сигналів керування по транзисторах інвертора та гальванічної розв'язки керуючих сигналів; резонансного інвертора напруги ( $I_{нв}$ ); датчика переходу напруги на виході інвертора через нуль (ДПНН); блока затримки сигналу напруги ( $t_{затр}$ ) на виході інвертора для забезпечення потрібного струму перемикання транзисторів.

Така структура може бути модифікована тим, що замість сигналу напруги з виходу інвертора можна використовувати сигнал з виходу ГКН, що дасть змогу виключити зі структури ФАПЧ резонансного інвертора

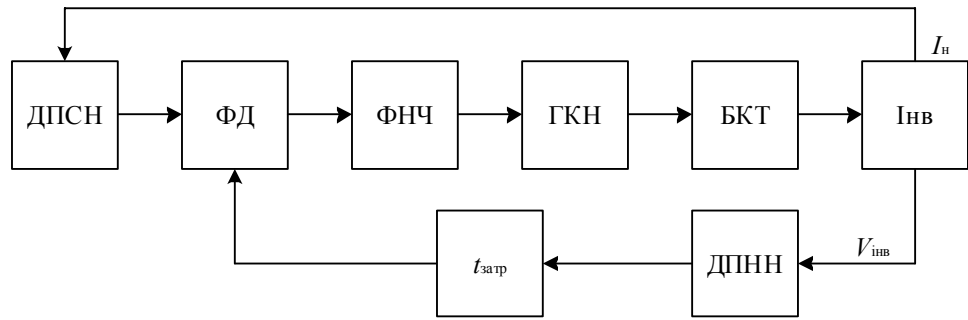


Рис. 2

ДПНН. Затримка ФАПЧ між сигналом ГКН та напругою на виході інвертора має бути врахована у блоці  $t_{затр}$ .

Залежно від типу реалізації ФАПЧ поділяють на такі: аналогові (або лінійні) ФАПЧ (APLL – analog phase-locked loop, LPLL – linear phase-locked loop), що мають у своєму складі фазовий детектор у вигляді аналогового перемножувача, НЧ фільтр активний чи пасивний, використовується ГКН; цифрові (або змішані) ФАПЧ (DPPLL – digital phase-locked loop), що мають цифровий фазовий детектор, можуть мати в своєму складі цифровий подільник напруги; повністю цифрові ФАПЧ (ADPLL – all digital phase-locked loop), що складаються з цифрових фазового детектора, фільтра та ГКН; програмні ФАПЧ (SPLL – software phase-locked loop) – деякі функціональні блоки, реалізовані програмно на спеціалізованих мікросхемах [13].

Аналогові компоненти мають значний розбіг параметрів та їх зміну з часом. З цієї причини повністю налагоджена і нормально функціонуюча аналогова ФАПЧ з часом може розладнатись та видавати значні похибки в керуванні. Внаслідок цього нормальний режим роботи перетворювача буде порушено. ADPLL и SPLL не мають недоліків, які властиві для аналогових систем, робота цих ФАПЧ відбувається відповідно до розробленого алгоритму програми керування. При цьому їх налагодження значно спрощується, а надійність роботи перетворювача збільшується.

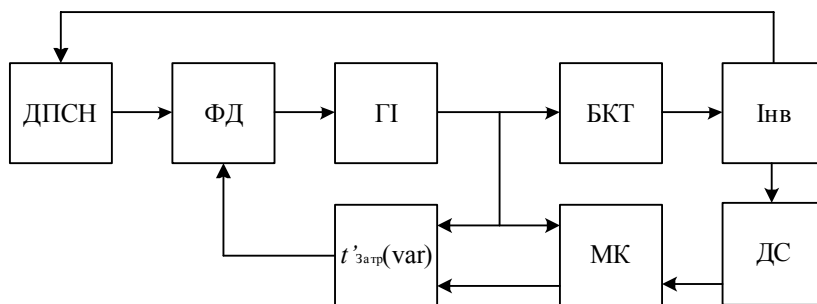


Рис. 3

Під час технологічного циклу, а також при регулюванні струму навантаження амплітуда струму може значно зменшуватись, особливо при низькочастотних способах регулювання. Тому однією з вимог до системи ФАПЧ транзисторного інвертора напруги для індукційних установок є збереження працездатності при

струмах навантаження, значно менших номінального, а також при перехідних процесах під час ввімкнення транзисторного перетворювача [7].

Виходячи з викладеного, авторами запропоновано структуру програмної ФАПЧ, яка враховує особливості зміни навантаження під час технологічного процесу та задає оптимальні режими перемикання транзисторів. Структурна схема такої системи ФАПЧ показана на рис. 3.

Представлена система програмної ФАПЧ складається: з датчика переходу струму навантаження через нуль (ДСПН); датчика струму (ДС); фазового детектора (ФД); генератора імпульсів (ГІ), у якому програмним способом реалізовано ФНЧ; блока керування транзисторами (БКТ) для розподілу сигналів керування по транзисторах інвертора та гальванічної розв'язки керуючих сигналів; блока затримки сигналу ( $t_{затр}(var)$ ); резонансного інвертора напруги ( $I_{нв}$ ); мікроконтролера (МК).

Мікроконтролер забезпечує регулювання часу затримки  $t_{затр}(var)$  в залежності від амплітуди та частоти вихідного струму інвертора. Плавний пуск струму навантаження забезпечується зміною частоти ПІ з високої до робочої з певним кроком ітерації, що дає змогу на етапі перехідного процесу забезпечити надійну роботу програмної ФАПЧ.

**Висновки.** Для забезпечення мінімальних динамічних втрат потужності в резонансному інверторі напруги важливе значення відіграє робота системи ФАПЧ, яка повинна забезпечити мінімально допустимий струм перемикання транзисторів інвертора. Запропоновано програмну систему ФАПЧ, що дає змогу забезпечити потрібний струм перемикання транзисторів резонансного інвертора напруги при широких межах регулювання струму навантаження в перехідних процесах.

## 2. Вплив магнітного зв'язку між конденсаторами на вношуване загасання протизавадних фільтрів для джерел електроживлення ключового типу

**Вступ.** У приладах силової електроніки фільтр електромагнітних завад (протизавадний) є необхідною проміжною ланкою між мережею електроживлення та перетворювачами, які під'єднані до мережі. Перетворювачі напруги у системах силового електроживлення працюють у ключовому режимі. Вони генерують кондуктивні завади як симетричного типу (між дротами фази та нейтралі), так і несиметричного (між фазним дротом та провідником заземлення). Спектр цих завад простягається від частот перемикання перетворювачів до 30 МГц і вище. Стандарти з електромагнітної сумісності (наприклад, EN5502, клас А) визначають діапазон частот 150 кГц...30 МГц, в якому контролюють згадані завади, та їх граничний рівень, припустимий для перетворювачів. Щоб виконати вимоги цих стандартів, зазвичай необхідно застосування одно- або дволанкових фільтрів.

Основними показниками протизавадного фільтра є загасання, вношуване фільтром у симетричну та несиметричну заваду, а також діапазон частот, у якому ефективно працює протизавадний фільтр. Обидва згадані показники сильно залежать від власних та взаємних паразитних параметрів елементів протизавадних фільтрів [2]. Взаємні паразитні параметри та деякі методи їх зменшення у протизавадних фільтрах для джерел електроживлення ключового типу розглянуто у роботах [3, 14]. Зокрема, у цих роботах проаналізовано магнітні зв'язки між індуктивними елементами фільтра для зменшення симетричних завад і показано, що ці магнітні зв'язки погіршують вношуване загасання фільтра на частотах вище 0,5...1 МГц. У цих же роботах розглянуто деякі методи зменшення таких магнітних зв'язків.

Значний негативний вплив на загасання, що вноситься протизавадним фільтром у симетричну заваду, спричиняє також магнітний зв'язок  $M_3$  [14] між індуктивностями виводів конденсаторів  $C_{сим1}$  та  $C_{сим2}$ , показаних на рис. 4. На цьому рисунку наведено схему заміщення для високих частот фільтра симетричних завад, на вході якого діє напруга  $U_{сз}$  симетричної завади.

На рис. 4 прийнято такі позначення:  $C_{сим,др}$  – паразитна міжвиткова ємність дроселя

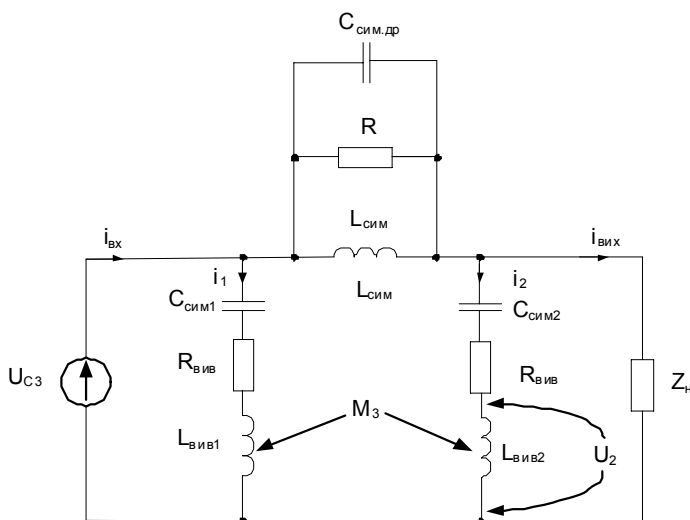


Рис. 4

$L_{сим}$ ;  $C_{сим1,2}$  – ємність конденсаторів  $C_{сим1}$  та  $C_{сим2}$  для зменшення симетричних завад;  $L_{вив1,2}$  – індуктивність виводів конденсаторів  $C_{сим1}$  та  $C_{сим2}$ ;  $L_{сим}$  – індуктивність дроселя для зменшення симетричних завад;  $R$  – опір втрат дроселя  $L_{сим}$ ;  $R_{вив}$  – опір виводів конденсаторів  $C_{сим}$ ;  $Z_n$  – навантаження фільтра.

Відповідно до законів, які діють у електричних колах з індуктивним зв'язком [1], напругу  $U_2$  можна записати у такому вигляді:

$$\dot{U}_2 = j\omega \dot{I}_2 \cdot L_{\text{вив2}} \pm \dot{I}_1 j\omega M_3. \quad (8)$$

Тут  $\dot{I}_1$  – комплекс струму  $i_1$  (рис.4);  $\dot{I}_2$  – комплекс струму  $i_2$ , який протікає по гілці  $C_{\text{сим2}} - R_{\text{вив}} - L_{\text{вив2}}$  під дією джерела напруги  $U_{C3}$  при відсутності магнітного зв'язку  $M_3$  (рис. 4).

Знак перед другим доданком у виразі (8) залежить від узгодженого чи зустрічного напрямку струмів  $\dot{I}_1$  та  $\dot{I}_2$ . Вираз (8) можна записати так:

$$\dot{U}_2 = j\omega \dot{I}_2 (L_{\text{вив2}} \pm \dot{I}_1 / \dot{I}_2 M_3). \quad (9)$$

З виразу (9) витікає, що при наявності магнітного зв'язку  $M_3$  еквівалентна індуктивність  $L_{e2}$  виводів конденсатора  $C_{\text{сим2}}$  (рис. 4) зміниться:

$$L_{e2} = L_{\text{вив2}} \pm \dot{I}_1 / \dot{I}_2 M_3. \quad (10)$$

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

$$\dot{I}_1 / \dot{I}_2 = \pm \text{Re} \left( \dot{I}_1 / \dot{I}_2 \right) \pm j \text{Im} \left( \dot{I}_1 / \dot{I}_2 \right). \quad (11)$$

Провівши нескладні перетворення виразу (10) з урахуванням (11), одержимо

$$L_{\text{скв.вив2}} = L_{\text{вив2}} \pm \text{Re} \left( \dot{I}_1 / \dot{I}_2 \right) \cdot M_3. \quad (12)$$

Знак перед другим доданком у виразі (12) залежить від знаку перед виразом  $\text{Re} \left( \dot{I}_1 / \dot{I}_2 \right)$  та від знаку  $M_3$  (узгоджене чи зустрічне увімкнення котушок індуктивності  $L_{\text{вив1}}$  та  $L_{\text{вив2}}$ ).

Якщо знаки  $M_3$  та  $\text{Re} \left( \dot{I}_1 / \dot{I}_2 \right)$  однакові, то

$$L_{\text{скв.вив2}} = |M_3| \cdot \left| \text{Re} \left( \dot{I}_1 / \dot{I}_2 \right) \right|. \quad (13)$$

### 1. Визначення магнітного зв'язку $M_3$

Два симетричних конденсатори  $C_{\text{сим1}}$ :  $C_{\text{сим2}}$ , розташованих на друкованій платі на відстані  $x$  один від одного, з точки зору магнітного зв'язку  $M_3$  між індуктивностями виводів  $L_{\text{вив1}}$ ;  $L_{\text{вив2}}$ , спрощено представлено на рис. 5, на якому позначено:  $a$ ,  $b$  – відповідно геометрична довжина та висота конденсаторів  $C_{\text{сим1}}$  і  $C_{\text{сим2}}$ ;  $x$  – відстань між конденсаторами  $C_{\text{сим1}}$  і  $C_{\text{сим2}}$ .

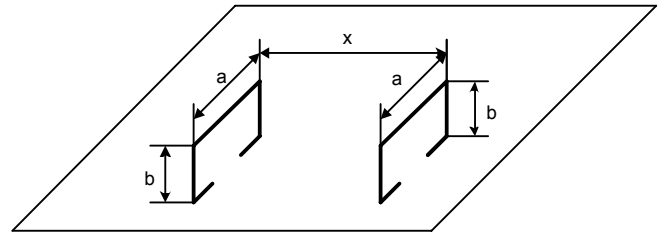


Рис. 5

У роботі [4] розглянуто такий випадок і наведено вираз для взаємної індуктивності  $M$ :

$$M = \frac{\mu_0}{\pi} \left[ a \cdot \ln \left( \frac{a+d_1}{a+D} \cdot \frac{d_2}{x} \right) + b \ln \left( \frac{a+d_2}{a+D} \cdot \frac{d_2}{x} \right) + 2(D-d_1-d_2+x) \right], \quad (14)$$

де  $a$  і  $b$  – сторони прямокутників, зображених на рис. 1–3;  $x$  – відстань між площинами, в яких лежать прямокутники;  $d_1 = \sqrt{a^2 + x^2}$ ;  $d_2 = \sqrt{b^2 + x^2}$ ;  $D = \sqrt{a^2 + b^2 + x^2}$ ;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  – абсолютна магнітна проникність вакууму.

Якщо у вираз (14) підставити типові геометричні розміри конденсаторів  $C_{\text{сим1}}$  та  $C_{\text{сим2}}$  ( $a = 17$  мм,  $b = 15$  мм) та типову відстань  $x = 25$  мм між ними, то після нескладних перетворень одержимо, що магнітний зв'язок  $M = M_3 \approx 0,59$  нГ.

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

Аналізуючи схему на рис. 4, можна побачити, що вона складається з двох послідовних резонансних контурів і паралельного резонансного контура, який увімкнений між послі-

довними 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 [2] 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, значно спроститься.

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

$$1) 100 \text{ кГц} < f < f_{\text{рсим др}} = 1 \dots 2 \text{ МГц}, \quad (15)$$

де  $f_{\text{рсим др}}$  – резонансна частота паралельного коливального контура на схемі рис. 1;

$$2) f_{\text{рсим др}} < f < f_{\text{рсим}}, \quad (16)$$

де  $f_{\text{рсим}}$  – резонансна частота послідовних контурів на схемі рис. 1; зазвичай цей піддіапазон простягається від 1...2 МГц до 10...20 МГц;

$$3) f_{\text{рсим}} < f \leq 30 \text{ МГц}. \quad (17)$$

Піддіапазон  $100 \text{ кГц} < f < f_{\text{рсим др}}$  є малоцікавим для дослідження, оскільки на таких частотах паразитні зв'язки між елементами схеми (рис. 1) практично не проявляються. Тому зосередимо увагу на розгляді струмів  $\dot{i}_1$  та  $\dot{i}_2$  у піддіапазонах (16) та (17).

### 2.1. Піддіапазон частот $f_{\text{рсим др}} < f < f_{\text{рсим}}$

У такому діапазоні частот схему на рис. 1 можна спростити (див. рис. 6). Спрощення еквівалентної схеми фільтра можливе з-за того, що на частотах, більших від частоти паралельного резонансу у дроселі фільтра, згаданий дросель можна наближено замінити паразитною ємністю його обмотки  $C_{\text{сим др}}$ . У той же час на частотах, менших від частоти послідовного резонансу у конденсаторах  $C_{\text{сим1}}$  і  $C_{\text{сим2}}$ , ці конденсатори можна наближено замінити ланцюгами з послідовно з'єднаних елементів  $C_{\text{сим}}$  та  $R_{\text{сим}}$  (рис. 6 а).

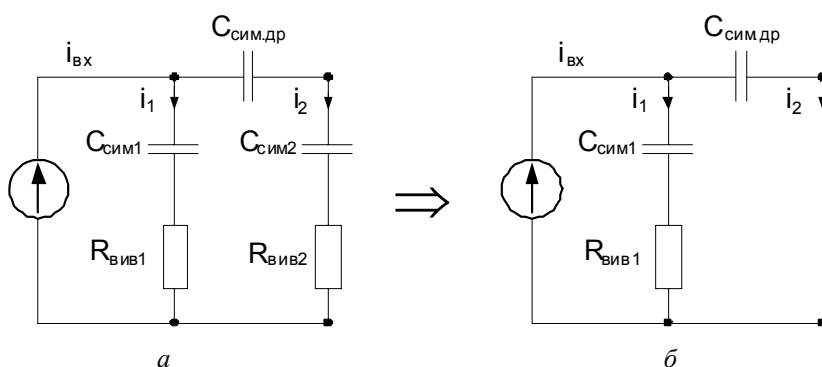


Рис. 6

Крім того, оскільки, як правило, у фільтрах виконуються нерівності  $C_{\text{сим др}} \ll C_{\text{сим}}$  та  $\frac{1}{\omega \cdot C_{\text{сим др}}} \ll R_{\text{вив2}}$ , то послідов-

не з'єднання конденсаторів  $C_{\text{сим др}}$ ,  $C_{\text{сим2}}$  і резистора  $R_{\text{вив2}}$  у схемі на рис. 6 а можна без великої похибки замінити одним конденсатором з ємністю  $C_{\text{сим др}}$  (рис. 6 б).

Провівши нескладний розрахунок схеми на рис. 6 б, одержимо

$$\frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2} = \frac{1 - j\omega R_{\text{вив1}} \cdot C_{\text{сим1}} \cdot C_{\text{сим др}}}{1 + \omega R_{\text{вив1}} \cdot C_{\text{сим1}} \cdot C_{\text{сим др}}}, \quad (18)$$

$$\text{звідки } \text{Re}\left(\frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2}\right) \text{ і буде дорівнювати } \text{Re}\left(\frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2}\right) = \frac{1}{1 + (\omega R_{\text{вив1}} \cdot C_{\text{сим1}})^2} \cdot \frac{C_{\text{сим др}}}{C_{\text{сим др}}}. \quad (19)$$

Підставивши у вираз (19) типові значення для  $C_{\text{сим1}}$ ,  $C_{\text{сим др}}$ , можемо одержати для діапазона частот (16) числове значення  $\text{Re}\left(\frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2}\right)$ . Так, наприклад, для  $C_{\text{сим1}} = 100 \text{ нФ}$ ,  $C_{\text{сим др}} =$

$= 100 \text{ пФ}$ ,  $R_{\text{вив1}} = 1 \text{ Ом}$  одержимо, що в діапазоні частот  $\omega = 2\pi f = 2\pi(2 \dots 10 \text{ МГц})$  вираз (19) буде мати значення

$$\text{Re}\left(\frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2}\right) = 137 \dots 443. \quad (20)$$



Повертаючись до виразу (9), бачимо, що таке значення  $\text{Re}\left(\dot{I}_1/\dot{I}_2\right)$  у сотні разів збільшує вплив магнітного зв'язку  $M_3$  на зростання паразитної індуктивності  $L_{\text{вив}2}$  у конденсаторі  $C_{\text{сим}2}$ .

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

Застосувавши підхід, аналогічний п. 2.1, одержимо спрощену еквівалентну схему фільтра у діапазоні частот  $f_{p\text{Ссим}} < f \leq 30$  МГц (рис. 7).

На рис. 7 показано, що права гілка є послідовним резонансним контуром. Для типових значень  $C_{\text{сим}2} = 60..300$  нФ,  $L_{\text{вив}2} = 1..10$  нГ резонансна частота  $f_{0\text{посл}}$  цього контура 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 можна додатково спростити (рис. 8).

З розгляду рис. 8 видно, що це є паралельний резонансний контур, у якому резистор  $R_{\text{вив}2}$  замінено закороткою, оскільки на частотах до 30 МГц виконується нерівність

$$\frac{1}{\omega \cdot C_{\text{сим.др}}} \gg R_{\text{вив}2}.$$

Аналіз схеми, поданої на рис. 8, показує, що

$$\left| \text{Re}\left(\dot{I}_1/\dot{I}_2\right) \right| = \frac{\omega_0^2}{\omega^2 + \left(\frac{R_{\text{вив}1}}{L_{\text{вив}1}}\right)^2}, \quad (21)$$

де  $\omega_0^2 = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{вив}1} \cdot C_{\text{об}}}}$  – частота резонансу між паразитною індуктивністю  $L_{\text{вив}1}$  конденсатора

$C_{\text{сим}1}$  і паразитною ємністю  $C_{\text{сим.др}}$  дроселя  $L_{\text{сим}}$  (див. схему на рис. 1);  $\omega = 2\pi f$ .

У діапазоні частот, наприклад, 20...30 МГц для типових значень  $C_{\text{сим.др}} = 100$  пФ,  $L_{\text{вив}1} = 1..10$  нГ,  $R_{\text{вив}1} = 1$  Ом одержимо

$$\left| \text{Re}\left(\dot{I}_1/\dot{I}_2\right) \right| = 10..100. \quad (22)$$

Повертаючись до виразу (9), 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  $M_3$  на зростання паразитної індуктивності  $L_{\text{вив}2}$  у конденсаторі  $C_{\text{сим}2}$ .

Для вивчення дії зв'язку  $M_3$  у роботі [14] було описано експеримент, який включав у себе два вимірювання коефіцієнта передачі  $K_{\text{п}}$  фільтра, електрична принципова схема якого зображена на рис. 4.

При першому вимірюванні визначили коефіцієнт передачі  $K_{\text{п}1}$  фільтра на схемі рис. 1 у діапазоні частот від 100 кГц до 30 МГц. Перед проведенням другого вимірювання від схеми фільтра від'єдали котушку індуктивності  $L_{\text{сим}}$  (рис. 4); при цьому магнітний сердечник з обмотками залишився розміщеним на друкованій платі між конденсаторами  $C_{\text{сим}1}$  та  $C_{\text{сим}2}$ , оскільки згаданий сердечник впливає на конфігурацію магнітного поля. Після цього знову вимірювали коефіцієнт передачі  $K_{\text{п}2}$  у схемі фільтра з від'єднаними обмотками котушок індуктивності.

Треба зазначити, що після від'єднання дроселя у схемі рис. 1 височастотна енергія зі входу на вихід фільтра може передаватись в основному лише завдяки магнітному зв'язку

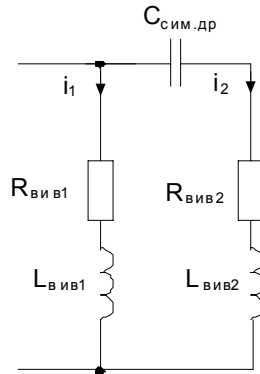


Рис. 7

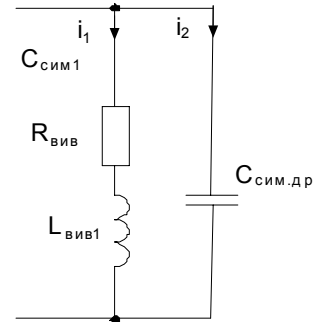


Рис. 8

$M_3$ , оскільки після від'єднання дроселя гальванічний або електричний зв'язок між конденсаторами  $C_{\text{сим1}}$  та  $C_{\text{сим2}}$  втрачається.

Результати обох вимірів показані на рис. 9. З розгляду двох кривих, зображених на рис. 9, 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 індуктивний зв'язок  $M_3$  замість того, щоб проходити через котушку індуктивності  $L_{\text{сим}}$  (рис. 4).

Для зменшення індуктивного зв'язку  $M_3$  запропоновано розташувати конденсатори  $C_{\text{сим1}}$  і  $C_{\text{сим2}}$  (рис. 4) взаємно перпендикулярно. При цьому індуктивний зв'язок між конденсаторами зменшується з 249 до 83 нГ, тобто втричі.

На рис. 10 показано коефіцієнти передачі фільтра, схема якого зображена на рис. 4, з паралельним розташуванням конденсаторів  $C_{\text{сим1}}$  і  $C_{\text{сим2}}$  (крива 1) та з перпендикулярним розташуванням згаданих конденсаторів (крива 2).

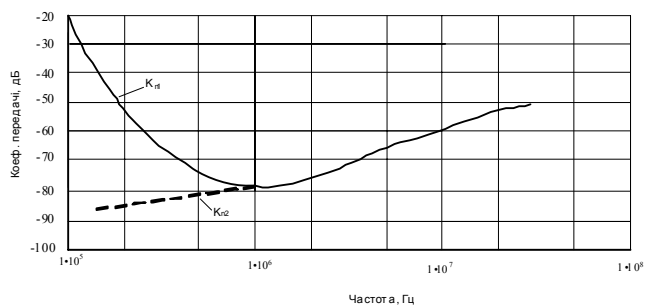


Рис. 9

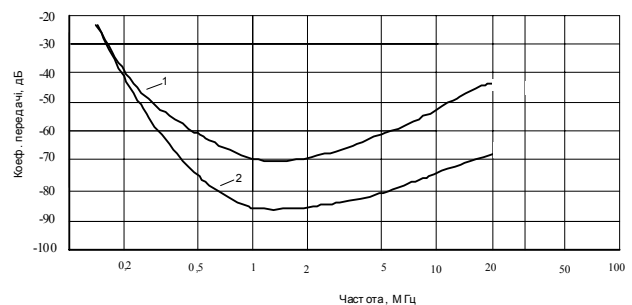


Рис. 10

З порівняння кривих видно, що перпендикулярне розташування симетричних конденсаторів  $C_{\text{сим1}}$  і  $C_{\text{сим2}}$  дає змогу збільшити загасання, вношуване фільтром у діапазоні частот 1...20 МГц, приблизно на 20 дБ. Ціною такого покращення є збільшення габаритів фільтра, оскільки два однакових конденсатори у прямокутних корпусах, розташовані 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. Темат. вип. "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. Темат. вип. "Силова електроніка та енергоефективність". – 2012. – Ч. 1. – С. 24–26.
4. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчёт индуктивностей: Справочная книга. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 488 с.
5. Радіотехніка: Енциклопедичний навчальний довідник: Навч. Р15 посібник / За ред. Ю.Л. Мазора, Є.А. Мачуського, В.І. Правди. – К.: Вища шк., 1999. – 838 с.
6. Тихомиров И.С. Комплекс индукционного нагрева с улучшенными энергетическими показателями. Автореф. дис. ... канд. техн. наук. – Санкт-Петербург, 2009.
7. Юрченко О.М., Гуцалюк В.Я., Герасименко П.Ю., Слесаревський І.О. Метод визначення параметрів нч імпульсної модуляції для системи керування транзисторних інверторів напруги установок індукційного нагрівання // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К: ІЕД НАН України, 2012. – Вип. 31. – С. 112–119.
8. Юрченко Н.Н., Шевченко П.Н., Гуцалюк В.Я. Влияние индуктивности монтажа на распределение токов в параллельно соединенных транзисторах // Техн. електродинаміка. Темат. вип. «Системи електроживлення електротехнічних установок і комплексів». – 1999. – С. 119–124.
9. Юрченко Н.Н., Шевченко П.Н., Гуцалюк В.Я., Пазеев Г.Ф. Силовые высоконадежные переключющие модули на основе параллельной работы преобразовательных ячеек // Техн. електродинаміка. Темат. вип. «Проблеми сучасної електротехніки». – 2010. – Ч. 3. – С. 45–50.
10. Юрченко Н.Н., Шевченко П.Н., Гуцалюк В.Я., Слесаревський І.О., Твердохлеб Ю.А. Способы регулирования тока транзисторного инвертора напряжения с последовательным резонансным контуром на выходе // Техн. електродинаміка. Темат. вип. "Силовая електроніка та енергоефективність". – 2002. – Ч. 1. – С. 79–81.

11. Юрченко Н.Н., Юрченко О.Н. Системы электропитания бортовых технологических установок, работающих в космосе. – К.: Евроиндекс, 2001. – 144 с.
12. Пат. 83148 Україна, МПК С 30 В 1/100, С 30 В 13/100, С 30 В 35/100. Установка для электронно-променевої зонної плавки матеріалу в космосі в умовах мікрогравітації і космічного вакууму / Б.Є. Патон, Ю.А. Асніс, М.М. Юрченко, П.М. Шевченко та ін.; Заявл. 05.03.07; Опубл. 10.06.08. Бюл. № 11.
13. *Guillermo Martin Segura*. Induction heating converter's design, control and modeling applied to continuous wire heating. // Doctoral Thesis, Universitat Politecnica de Catalunya Departament d'Enginyeria Electrica, Barcelona, June 2012.
14. *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. – Nov. P. 921–929.

УДК 621.314

**О.Н. Юрченко**, докт. техн. наук, **Н.Н. Юрченко**, докт. техн. наук, **В.Я. Гуцалюк**, канд. техн. наук, **В.А. Павловский**, канд. техн. наук, **П.Ю. Герасименко**, канд. техн. наук, **Ю.А. Твердохлеб**, мл. науч. сотр., **В.К. Гурин**, аспирант

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

**Разработка высокоэффективных высокочастотных преобразователей для систем электропитания технологических установок**

*Представлены результаты исследований за последний год по трем основным направлениям научной деятельности сотрудников отдела «Транзисторных преобразователей», а именно: разработка и исследование высокочастотных высоковольтных устройств для бортовых электронно-лучевых технологических установок; разработка и исследование высокочастотных транзисторных преобразователей для установок индукционных технологий; исследование электромагнитной совместимости систем электропитания с высокочастотными транзисторными преобразователями. Библи. 14, рис. 10.*

**Ключевые слова:** транзисторный преобразователь, установки индукционных технологий, электромагнитная совместимость.

**O.M. Yurchenko, M.M. Yurchenko, V.Ya. Gutsaluk, V.O. Pavlovsky, P.Yu. Herasymenko, Yu.O. Tverdohlib, V.K. Hurin**

Institute of Electrodynamics National Academy of Science of Ukraine,  
Peremogy, 56, Kiev-57, 03680, Ukraine

**Efficiency rising of high frequency transistor converters for supply systems of technological equipments**

*It is showed results of last year's investigation on three basic directions of scientific activity for co-workers of department No.15 ("Transistor converters"), namely research and development of high frequency high voltage devices for on-board electron beam technological equipments; research and development high frequency transistor converters for induction technology's equipments; investigation on electromagnetic compatibility of supply systems with high frequency transistor converters. References 14, figure 10.*

**Key words:** transistor converter, induction technology's equipments, electromagnetic compatibility.

Надійшла 3.04.2013

Received 3.04.2013