

## ВИСОКОЧАСТОТНІ ТРАНЗИСТОРНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ДЛЯ ВИСОКОЕФЕКТИВНИХ 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**, інж.  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна

*Представлено результати досліджень за останній рік за трьома основними напрямками 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 з високочастотними транзисторними перетворювачами. Бібл. 13, рис. 10, таблиця.*

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

**1. Особливості побудови систем електроживлення технологічних установок безтигельного електронно-променевого зонного переплавлення.** Протягом останніх десятиліть орієнтація технологічних експериментів у космосі дещо змінилася в бік вивчення можливостей та пошуків шляхів виробництва матеріалів з набагато кращими та принципово новими властивостями. Теоретичні та експериментальні дослідження, проведені в Інституті електрозварювання ім. Є.О. Патона спільно з Інститутом електродинаміки НАН України в наземних умовах, що були спрямовані на визначення можливостей одержання досконалих матеріалів в умовах мікрогравітації методом безтигельного зонного плавлення електронним пучком у вигляді диска, показали хороші перспективи застосування цього процесу.

Метод безтигельного електронно-променевого зонного плавлення (БЕПЗП) дає змогу найбільш повно використовувати головні відмінні риси космосу – мікрогравітацію і космічний вакуум [12].

Крім зазначених рис цього методу існує й низка інших відмінностей:

- висока термічна ефективність (ККД процесу може перевищувати 80 %), у зв'язку з чим споживана на борту потужність невелика;
- обробка матеріалів може здійснюватись у широкому діапазоні температур 250...3000 °С і охоплювати широке коло матеріалів і сполук;
- такий метод дає змогу керувати променем при його безпосередній дії на зразок.

У зв'язку з цим для проведення технологічних експериментів по здійсненню безконтактного електронно-променевого плавлення надчистих напівпровідникових матеріалів виникла необхідність у створенні технологічного електрообладнання, основною частиною якого є система електроживлення (СЕЖ). Вона складається з двох окремих конструктивних блоків – інверторного (ІБ) та високовольтного (ВБ) [11].

Особливістю побудови цієї СЕЖ, на відміну від раніше створених (тривалість роботи яких складала кілька сотень секунд), є тривалість безперервної надійної роботи в умовах космосу протягом восьми годин при забезпеченні високої точності (1 %) температури плавлення.

Застосування секціонованої структури силової частини СЕЖ [11] дало змогу знизити реактивні опори вторинної обмотки трансформатора. У цій роботі розглядається реалізація науково-технічної проблеми, пов'язаної з підтриманням високої стабільності температури розплаву зразка.

При дослідженні вихідної характеристики СЕЖ було встановлено, що крім опору навантаження великий вплив на неї мають реактивні параметри ВБ.

Аналізуючи еквівалентну схему (рис. 1) трансформатора ВБ з секціонованою вторинною обмоткою [9], після спрощень одержимо еквівалентну схему, де  $L$ ,  $C$ ,  $R_H$  – це сумарні індуктивності первинної обмотки та приведені до первинної вторинної обмотки, ємність

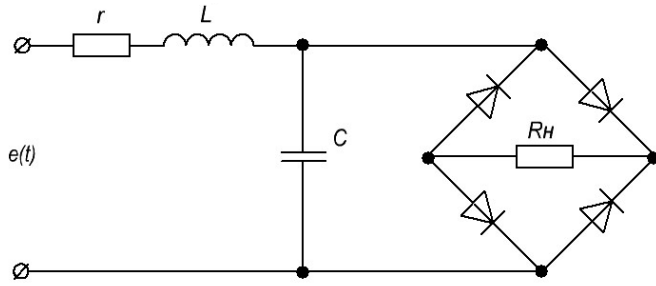


Рис. 1

вторинної обмотки та опір навантаження:  $r^*$  – активний опір первинної обмотки;  $e(t)$  – прямокутна напруга високої частоти ( $\omega_1$ ).

На цій схемі LC-контур (при  $\omega_1 LC = 1$ ) можна розглядати як Г-подібний індуктивно-ємнісний перетворювач (ІЄП), який працює на випрямляч [4]. Діюче значення вихідного струму ІЄП можна визначити за наступною формулою [1]:

$$I_H = \left[ \sum_{k=1}^{\infty} [U_{mk} \cdot |Y_{21}(\omega_k)|]^2 \right]^{0,5}, \quad (1)$$

де  $Y_{21}(\omega_k)$  – частотно-залежна функція передачі ІЄП;  $U_{mk} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4E}{(2k-1)\pi}$  – діюче значення гармонік напруги живлення.

Для цієї схеми ІЄП з урахуванням активного опору первинної обмотки трансформатора було визначено формулу квадрата модуля гармонік функції  $Y_{21}(\omega_k)$ :

$$|Y_{21}(\omega_k)|^2 = \left[ R_H \left[ 1 - (2k-1)^2 \omega_1^2 LC \right] + r \right]^2 + (2k-1)^2 \omega_1^2 (L + R_H r C)^2, \quad (2)$$

і згідно з формулою (1) визначено діюче значення гармонік вихідного струму ІЄП:

$$I_H = \frac{4E}{\pi} \sqrt{\sum_{k=1}^3 \frac{(2k-1)^{-2}}{\left[ R_H \left[ 1 - (2k-1)^2 \omega_1^2 LC \right] + r \right]^2 + (2k-1)^2 \omega_1^2 (L + R_H r C)^2}}. \quad (3)$$

Для розрахунків такої схеми ІЄП достатньо обмежитися першими трьома гармоніками ( $k=1, 2, 3$ ) [1]. Аналізуючи формулу (3), можна зробити висновок, що струм та потужність  $P_H = I_H^2 R_H$  у навантаженні залежать від величин реактивних параметрів трансформатора, частоти напруги живлення, активного опору первинної обмотки та навантаження. Для підтримання стабільної температури у зоні розплаву необхідно забезпечити стабільність потужності у навантаженні, опір якого  $R_H^*$  змінюється від 0,1 до 1. Враховуючи реальні параметри ( $L=10$  мкГн,  $C=6,366$  мкФ,  $r^*=0,01; 0,05; 0,1$  Ом,  $f_1=20$  кГц) високовольтного трансформатора (з коефіцієнтом трансформації  $k_{mp} = 400$ ), було розраховано за формулою (3) при  $E = 27$  В

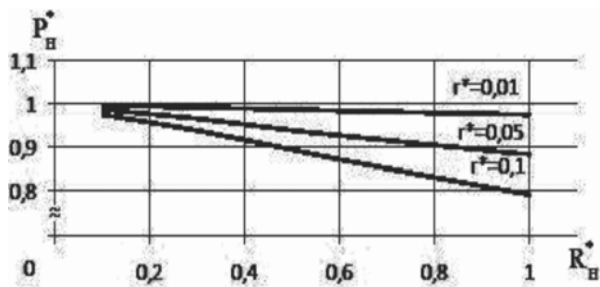


Рис. 2

залежність  $P_H^* = f(R_H^*)$ , де  $P_H^* = I_H^2 R_H^* / I_{HK3}^2 R_H^*$ ,  $R_H^* = R_H / R_{HH}$ ,  $R_{HH}$  – значення опору в номінальному режимі.

На рис. 2 ці залежності показано при різних значеннях  $r^*$ . З них видно, що ІЄП виконує свою функцію стабілізації, але характеристика має астатизм, який потрібно ліквідувати. Для цього було введено зворотний зв'язок по вихідному струму ІЄП, і за рахунок зміни частоти інвертора отримано стабільну потужність у навантаженні. На рис. 3 зображено залежність

інвертора отримано стабільну потужність у навантаженні. На рис. 3 зображено залежність

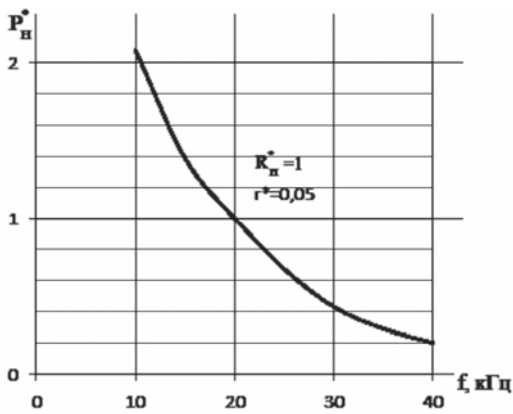


Рис. 3

потужності навантаження від змінної частоти інвертора при  $R_H^* = 1$ ,  $r^* = 0,05$ , з якої видно, що частотним регулюванням можливо забезпечити стабільність потужності у навантаженні. В нашому випадку при  $r^* = 0,05$  для підвищення потужності при  $R_H^*$  потрібно знизити частоту до  $\sim 18$  кГц.

Таким чином, розглянута властивість високовольтних трансформаторів ВБ може сприяти покращенню стабілізації потужності, а отже, поліпшенню основної експлуатаційної характеристики електронно-променевої установки зонного переплавлення металів.

**2. Методи зменшення взаємних паразитних параметрів у протишавних фільтрах для джерел електроживлення ключового типу.** У роботі [2] показано, що взаємні паразитні параметри є суттєвими для фільтрів симетричної завади. У цих фільтрах мають місце як індуктивні, так і ємнісні паразитні зв'язки. Індуктивний зв'язок між кожною парою гілок електричної схеми має більший вплив у тій парі, де більша різниця струмів, які протікають по кожній з гілок. Такі індуктивні зв'язки, як зв'язок між конденсатором і котушкою, між двома конденсаторами, між вхідними і вихідними контурами, між котушкою індуктивності та вхідними/вихідними контурами мають важливе значення з точки зору паразитних зв'язків. Щодо ємнісного зв'язку, то він має більший вплив у тій парі вузлів, де спостерігають більшу різницю потенціалів між вузлами. Тому ємнісний зв'язок між вхідними і вихідними контурами протишавного фільтра також є важливим. Зазначені індуктивні та ємнісні зв'язки між елементами протишавних фільтрів для симетричної завади показано на рис. 4 [3], де прийнято такі позначення:  $C_{об}$  – паразитна (міжвиткова) ємність дроселя  $L_{сим}$ ;  $C_{сим}$  – ємність конденсатора для зменшення симетричних завад;  $C_p$  – ємнісний зв'язок між вхідними та вихідними контурами;  $L_{вив}$  – індуктивність виводів конденсатора  $C_{сим}$ ;  $L_{конт}$  – індуктивність друкованих провідників друкованої плати;  $L_{сим}$  – індуктивність дроселя для зменшення симетричних завад;  $R$  – опір втрат дроселя  $L_{сим}$ ;  $R_{вив}$  – опір виводів конденсатора  $C_{сим}$ .

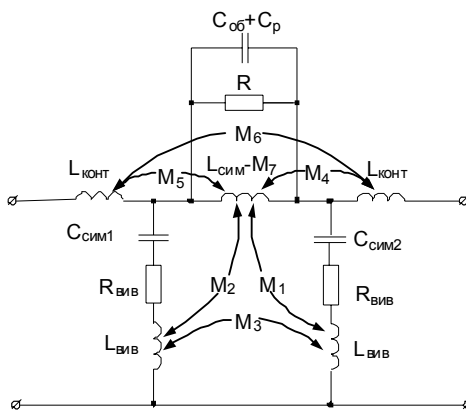


Рис. 4

Індуктивні та ємнісні паразитні зв'язки (рис. 4) можна поділити на шість категорій таким чином [3]:

1) індуктивний зв'язок між дроселем  $L_{сим}$  та індуктивністю виводів конденсаторів  $C_{сим1}$  і  $C_{сим2}$  ( $M_1$  та  $M_2$ );

2) індуктивний зв'язок між дроселем  $L_{сим}$  та контурами, утвореними друкованими провідниками

друкованої плати ( $M_4$  та  $M_5$ );

3) індуктивний зв'язок між виводами  $L_{вив}$  конденсаторів  $C_{сим}$  ( $M_3$ );

4) індуктивний зв'язок між вхідними та вихідними контурами, утвореними друкованими провідниками друкованої плати ( $M_6$ );

5) індуктивний зв'язок між площиною, що підлягає заземленню, та дроселем  $L_{сим}$  ( $M_7$ );

6) ємнісний зв'язок між вхідними та вихідними контурами, утвореними друкованими провідниками друкованої плати ( $C_p$ ).

На рис. 4 індуктивний зв'язок  $M_7$  показує вплив наведених вихрових струмів у заземленій площині на індуктивність  $L_{сим}$  дроселя для зменшення симетричних завад. Цей зв'язок набагато менший за індуктивність  $L_{сим}$  [3], тому ним можна знехтувати. Крім того, впливом ємнісного зв'язку  $C_p$  можна також знехтувати внаслідок низьких імпедансів ланок  $C_{сим}$ - $R_{вив}$ - $L_{вив}$  (рис. 4).

Індуктивний зв'язок  $M_6$  показує зв'язок між вхідними та вихідними контурами друкованих провідників друкованої плати, який можна мінімізувати простим зменшенням геометричної площі вхідного та вихідного контурів. Решта магнітних зв'язків ( $M_1 \dots M_5$ ) підлягає більш детальному розгляду. У цій роботі розглянуто зв'язки  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_4$  та  $M_5$ .

Оскільки індуктивність  $L_{\text{СИМ}}$  у симетричному колі фільтра є індуктивністю розсіювання

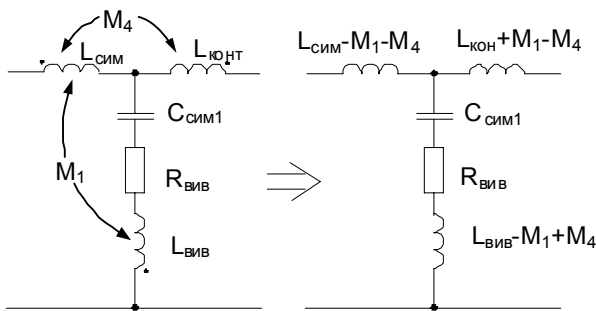


Рис. 5

двох обмоток дроселя, магнітні потоки по симетричному колу, які генеруються струмом симетричної завади, поширюються у повітрі й легко проникають до інших елементів та контурів.

Вплив індуктивних зв'язків  $M_1$  та  $M_4$  на імпеданс конденсатора  $C_{\text{СИМ1}}$  показано на рис. 5.

Частотні залежності згаданого імпеданса за наявності індуктивних зв'язків  $M_1$  і  $M_4$ , а також за їх відсутності показано на рис. 6, де прийнято такі позначення:  $f_0$  – частота власного резонансу послідовного контура з конденсатором  $C_{\text{СИМ1}}$ ;  $f_1$  – частота послідовного резонансу у колі конденсатора  $C_{\text{СИМ1}}$ , коли  $M_4 - M_1 > 0$ ;  $f_3$  – частота, на якій імпеданс конденсатора  $C_{\text{СИМ1}}$  зменшується до мінімуму, коли  $M_4 - M_1 < 0$ , а  $|M_4 - M_1| > L_{\text{ВІВ}}$ .

На рис. 6 крива 1 є результатом вимірювань імпедансу окремо взятого конденсатора  $C_{\text{СИМ1}}$ . Крива 2 показує імпеданс конденсатора  $C_{\text{СИМ1}}$  з урахуванням впливу індуктивних зв'язків  $M_1$  та  $M_4$ , коли намотка котушок дроселя виконана у напрямку 1 (одна обмотка – за годинниковою стрілкою, друга – навпаки). Крива 3 показує імпеданс конденсатора  $C_{\text{СИМ1}}$  з урахуванням впливу індуктивних зв'язків  $M_1$  та  $M_4$ , коли намотка котушок дроселя виконана у напрямку 2, протилежному напрямку 1 (одна обмотка – проти годинникової стрілки, друга – за годинниковою стрілкою).

Частоти  $f_0$ ,  $f_1$  та  $f_3$  розраховуються таким чином:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_{\text{ВІВ}} \cdot C_{\text{СИМ1}}}}; \quad (4)$$

$$\frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{(L_{\text{ВІВ}} - M_1 + M_4) \cdot C_{\text{СИМ1}}}}; \quad (5)$$

$$f_3 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{(-M_1 + M_4 + L_{\text{ВІВ}}) \cdot C_{\text{СИМ1}}}}. \quad (6)$$

Індуктивність  $L_{\text{КОН}}$  на рис. 5 становить приблизно 40 нГн; індуктивність  $L_{\text{СИМ}} = 22,5$  мкГн для кривої 2 та  $L_{\text{СИМ}} = 18,9$  мкГн для кривої 3 на рис. 6 [3].

Індуктивні зв'язки  $M_1$  та  $M_4$  були визначені з експериментальних даних шляхом порівняння частот  $f_1$  та  $f_3$  з частотою  $f_0$  [3]. Результати обчислень:  $M_1 = 89,3$  нГн,  $M_4 = 18,7$  нГн для кривої 2;  $M_1 = -83,3$  нГн,  $M_4 = -10,3$  нГн для кривої 3. Оскільки  $M_1$  та  $M_2$  є набагато більшими, ніж  $M_4$  та  $M_5$ , то можна зробити висновок, що саме  $M_1$  та  $M_2$  (рис. 4) роблять характеристики двох конденсаторів  $C_{\text{СИМ1}}$  та  $C_{\text{СИМ2}}$  набагато гіршими від очікуваних.

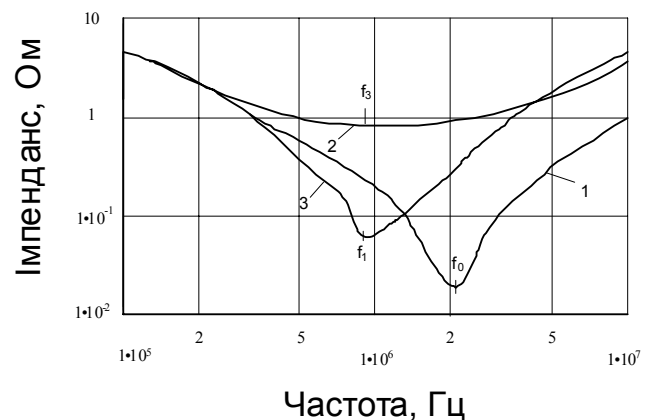


Рис. 6

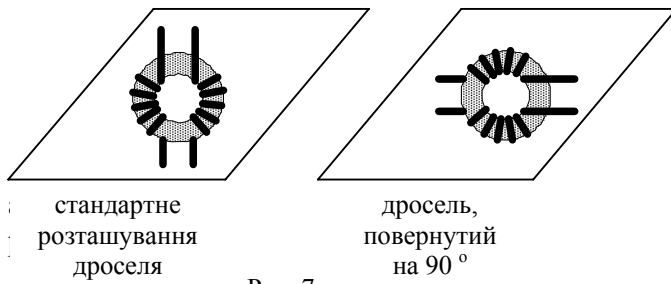


Рис. 7

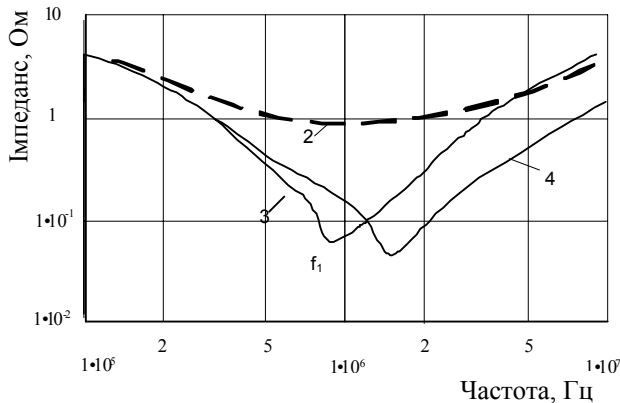


Рис. 8

чі. На рис. 9 показано коефіцієнти передачі фільтра в діапазоні частот 100 кГц...30 МГц, а криві 2...4 коефіцієнтів передачі фільтра відповідають кривим імпедансів конденсатора  $C_{сим1}$  на рис. 8.

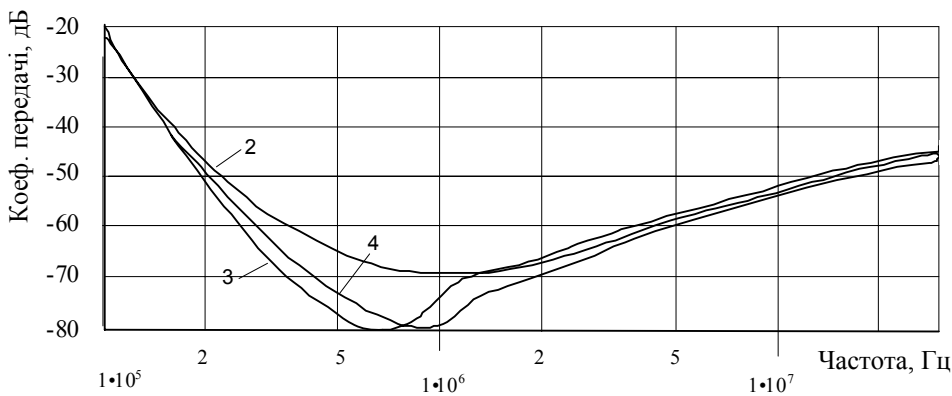


Рис. 9

пазоні частот 5..12 МГц (для одного з двох напрямків намотки обмоток дроселя) у діапазоні

Таким чином, для покращення загасання, вношуваного протизавадним фільтром по симетричному шляху у діапазоні частот 0,1..30 МГц, потрібно зменшувати індуктивні зв'язки  $M_1, M_2, M_4$  та  $M_5$  (рис. 4).

**3. Резонансні інвертори напруги для установок індукційного нагрівання з модульною структурою побудови.** Для установок індукційного нагрівання в частотному діапазоні 10...440 кГц широко застосовують схеми транзисторних перетворювачів, вихідні каскади яких побудовані на основі резонансного інвертора напруги. Така структура побудови перетворювача відрізняється простотою силової частини. Керування струму індуктора можливо здійснювати шляхом керування інвертором тим чи іншим способом [10].

Проведено дослідження резонансних інверторів напруги мостового типу з модульною (багатокомірковою) структурою. У роботах [5, 13] наведено основні варіанти модульних структур резонансних інверторів напруги на основі послідовного та паралельного з'єднань модулів.

Для зменшення магнітних потоків, які зв'язують конденсатори  $C_{сим}$  та контури, утворювані друкованими провідниками друкованої плати, на рис. 7 схематично показано поворот дроселя з двома обмотками на  $90^\circ$ , який запропоновано в роботі [3]. Після такого повороту дроселя  $M_1$  зменшується до значення 7,5 нГ [3]. Покращення імпедансу конденсатора  $C_{сим}$  та характеристик фільтра у результаті застосування цього методу показані відповідно на рис. 8 та 9.

На рис. 8 крива 4 показує імпеданс конденсатора  $C_{сим1}$  після повороту обмоток дроселя на  $90^\circ$ , криві 2 і 3 взято для порівняння з рис. 6. Розглядаючи криві імпедансу на рис. 8, можна зробити висновок, що поворот обмоток дроселя на  $90^\circ$  суттєво зменшує імпеданс конденсатора  $C_{сим1}$  у діапазоні частот 1...10 МГц. При цьому резонансна частота конденсатора підвищується з 7 до 12 МГц, тобто майже вдвічі.

З цього рисунка видно, що поворот дроселя на  $90^\circ$  (крива 4) помітно зменшує коефіцієнт передачі фільтра для симетричної завади на частотах, вищих 1 МГц. При цьому вношуване загасання фільтра збільшується більш ніж на

Розглянуто структуру побудови інверторів на основі модулів, з'єднаних по входу паралельно, а по виходу вторинні обмотки трансформаторів з'єднано послідовно [8]. Така структура забезпечує однаковий струм у вихідних ланцюгах модулів. На рис. 10 наведено структурну схему перетворювача, яка складається з  $N$  однакових модулів інверторів напруги мостового типу та схеми управління (СУ) ними. Система управління формує напругу управління транзисторами та забезпечує автоматичне підстроювання частоти (АПЧ) згідно з сигналом датчика струму. Кожен модуль складається з мостового інвертора  $I$ , схеми керування (драйвера) транзисторами інвертора СУ $I$ , яка перетворює малопотужний зовнішній сигнал управління модулем у гальванічно розв'язані сигнали управління окремими транзисторами, та вихідного трансформатора  $T$ . Послідовно з'єднані вторинні обмотки трансформаторів модулів навантажені на конденсатор коливального контура  $C$  та індуктор. Еквівалентна схема індуктора представлена у вигляді послідовно з'єднаних  $L$  і  $R$ . Перетворювач підключено до джерела постійної напруги  $E$ .

При однакових конструкціях та коефіцієнтах трансформації трансформаторів миттєві значення вихідних струмів інверторів можуть незначно відрізнитися за рахунок розбігу параметрів трансформаторів. У багатьох випадках вихідні струми інверторів у первинній обмотці трансформаторів можна вважати однаковими.

Така структура побудови резонансних інверторів напруги, як відомо, дає змогу вирішити низку задач: підвищити потужність та частоту; створити уніфікований ряд перетворювачів різної потужності на базі модулів.

Розглянуто варіанти з синфазним та несинфазним керуванням модулями. При цьому важливим є вплив розкиду параметрів елементів і відповідно несинхронності вихідних на-

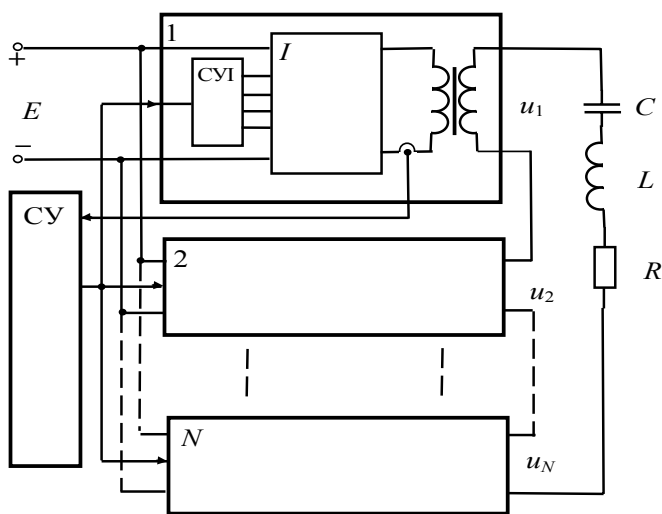


Рис. 10

пруг інверторів на режими комутації транзисторів і на загальний струм. Розглядалися структура з системою автоматичного підстроювання частоти, яка слідкує за струмом в одному модулі (рис. 10) та система, яка стежить за сумарним струмом усіх модулів.

Отримано аналітичні залежності впливу несинхронності роботи на амплітуду струму перемикання транзисторів і відповідно на втрати в транзисторах. Проводилось також моделювання на комп'ютері для різних добротностей, які підтвердили основні висновки, отримані в результаті аналітичних розрахунків. Таким чином, розкид параметрів елементів необхідно враховувати при проектуванні схем керу-

вання та розрахунку режимів роботи височастотних інверторів.

Проведено дослідження модульних структур побудови резонансних інверторів з регулюванням вихідного струму на основі НЧ імпульсної модуляції (PDM – pulse density modulation). У роботах [6, 7] наведено моделі та результати досліджень інверторів з керуванням на основі НЧ імпульсної модуляції, які можуть використовуватись для аналізу модульних структур побудови при синхронному та синфазному керуванні модулями. Перевагою такого способу керування є мінімальні динамічні втрати потужності в ключових елементах, однак при цьому присутні суттєві недоліки, пов'язані з дискретністю регулювання та значними пульсаціями амплітуди струму при низькій добротності коливального контура. Велика амплітуда пульсації призводить до збільшення амплітудного значення напруги на конденсаторі коливального контура, підвищує вимоги до вхідного фільтра, може призвести до зменшення амплітуди струму за час вимкненого стану до значень, близьких нулю. Останнє важ-

ливо для нормальної роботи системи АПЧ та при необхідності забезпечити широкий діапазон регулювання струму.

При НЧ модуляції час модуляції  $T_M$  та час ввімкненого стану  $t_{ON}$  чи час вимкненого стану  $t_{OFF}$  характеризуються цілими числами, кратними періоду вихідної напруги інвертора  $T_0$ :

$$T_M = sT_0, \quad t_{ON} = mT_0, \quad t_{OFF} = nT_0, \quad (7)$$

де  $n = s - m$  – кількість періодів  $T_0$  за час вимкненого стану  $t_{OFF}$ ;  $m$  – кількість періодів  $T_0$  за час ввімкненого стану  $t_{ON}$ ;  $s$  – кількість періодів  $T_0$  за час модуляції  $T_M$ .

Співвідношення  $t_{ON}$  та  $t_{OFF}$  визначають середнє за модулем значення вихідного струму. Розмах пульсації струму  $\Delta I_a$  при синхронному та синфазному керуванні модулями визначається виразом

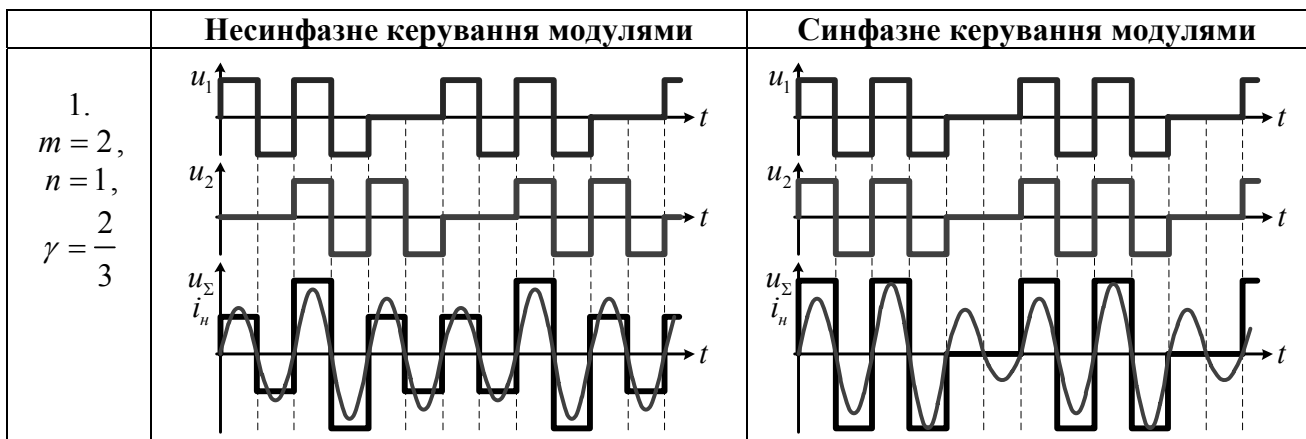
$$\Delta I_a(m, s) = \frac{U_{\Sigma m(1)}}{R} \left( 1 - \frac{e^{-\frac{\pi}{Q}m} - 2e^{-\frac{\pi}{Q}s} + e^{-\frac{\pi}{Q}(s-m)}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}s}} e^{\frac{\pi}{4Q}} \right), \quad (8)$$

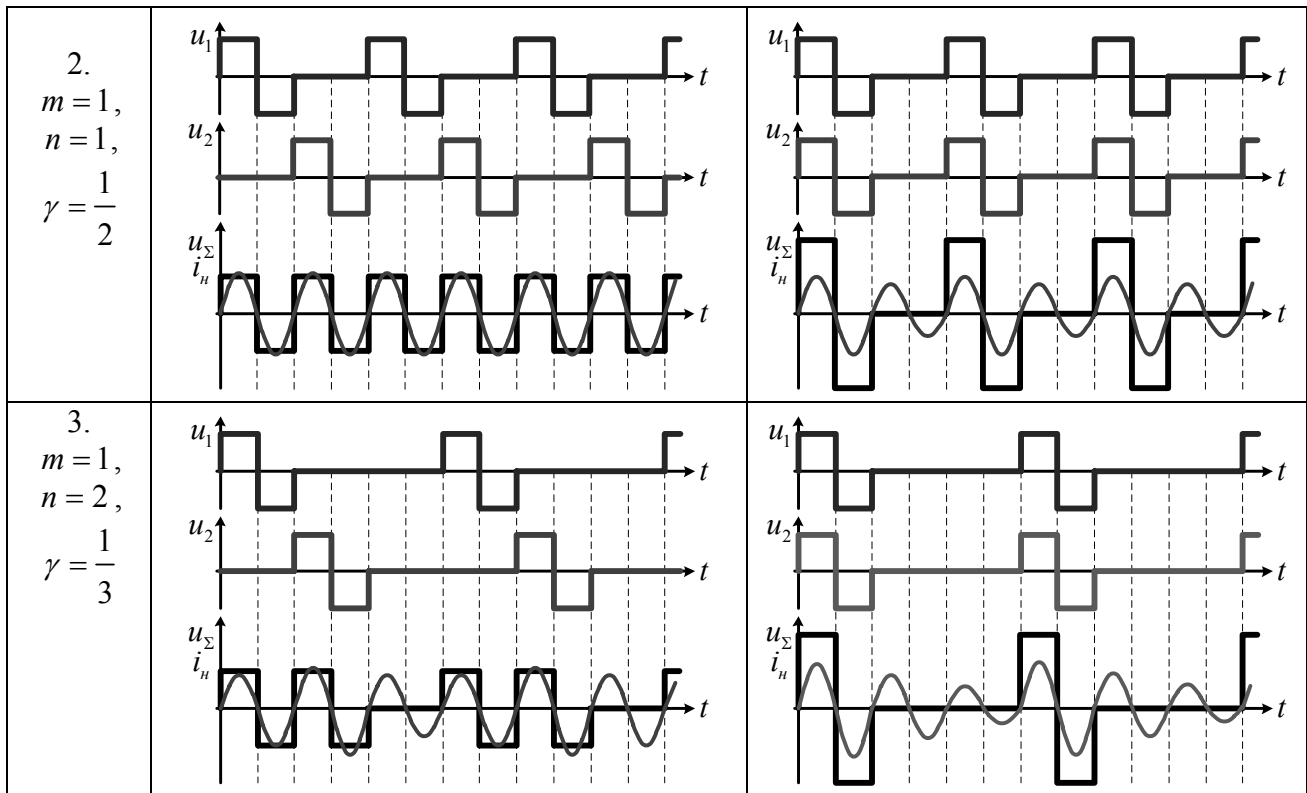
де  $U_{\Sigma m(1)}$  – амплітуда першої гармоніки сумарної напруги інверторів.

У модульній структурі з синфазним керуванням на інтервалі  $t_{ON}$  на виході встановлюється напруга, яка дорівнює сумі напруг на вторинних обмотках модулів, а на інтервалі  $t_{OFF}$  напруга дорівнює нулю.

Якщо використовувати принцип керування з НЧ імпульсною модуляцією та на кожний модуль подавати однакові послідовності імпульсів керування, зсунуті по фазі, то сумарна напруга інверторів  $u_\Sigma$  буде мати ступеневу форму. Максимальне значення  $u_\Sigma$  визначатиметься як  $U_\Sigma = NU_{\text{вих}}$ , де  $U_{\text{вих}}$  – максимальна напруга на виході кожного модуля. Послідовності повинні бути зсунуті між собою на час, кратний  $T_0$ , при цьому перемикання транзисторів у модулях буде здійснюватись при мінімальному струмі та відповідно мінімальних втратах потужності, а модулі матимуть однакову завантаженість.

У таблиці наведено діаграми роботи двох модулів для деяких комбінацій  $m$  і  $s$  при синфазному та несинфазному керуванні модулями.





З таблиці видно, що несинфазне керування модулями порівняно з синфазним дає змогу суттєво зменшити розмах пульсації амплітуди вихідного струму  $\Delta I_a$ . При  $m = 1, n = 1$   $\Delta I_a = 0$ .  $\Delta I_a$  зменшується зі збільшенням  $N$ . При цьому пульсації суттєво залежать від алгоритмів керування, розробка яких є актуальною задачею.

Таким чином, при розробці резонансних інверторів напруги установок індукційного нагрівання зі структурою побудови на основі паралельно-послідовного з'єднання модулів та регулюванням вихідного струму за допомогою НЧ імпульсної модуляції доцільно використовувати несинфазне керування модулями. Це дає змогу зменшити розмах пульсації амплітуди вихідного струму, що особливо важливо при низькій добротності вихідного коливального контура та необхідності забезпечення широкого діапазону регулювання вихідного струму.

1. Бальян З.Ч. Трансформаторы для радиоэлектроники. – М.: Изд-во «Сов. радио», 1971. – 720 с.
2. Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М. Власні та взаємні паразитні параметри елементів протизавадних фільтрів для дроселя електроживлення ключового типу // Техн. електродинаміка. – 2012. – № 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. 21–23.
4. Милых А.Н., Кубышин Б.Е., Волков И.В. Индуктивно-емкостные преобразователи. – К.: Наук. думка, 1964. – 304 с.
5. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат. – 1986. – 375 с.
6. 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 НАНУ, 2012. – № 31. – С. 112–119.
7. Юрченко О.М., Гуцалюк В.Я., Герасименко П.Ю., Слесаревський І.О. Модель резонансного транзисторного інвертора напруги з низькочастотною імпульсною модуляцією // Техн. електродинаміка. – 2011. – № 1. – С. 24–29.
8. Юрченко М.М., Гуцалюк В.Я., Шевченко П.М. та інші. Паралельно-послідовне з'єднання високочастотних інверторів з резонансним контуром на виході // Техн. електродинаміка. Темат. вип. “Силова електроніка та енергоефективність”. – 2005. – № 3. – С. 16–19.
9. Юрченко Н.Н., Пазеев Г.Ф. Высоковольтные трансформаторно-выпрямительные блоки электронно-лучевых технологических установок // Техн. електродинаміка. Спец. вип. – 1998. – № 2. – Т. 2. – С. 10–13.



10. Юрченко Н.Н., Шевченко П.Н., Гуцалюк В.Я., Слесаревский И.О., Твердохлеб Ю.А. Способы регулирования тока транзисторного инвертора напряжения с последовательным резонансным контуром на выходе // Техн. електродинаміка. Темат. вип. "Силова електроніка та енергоефективність". – 2002. – Ч. 1. – С. 79–81.
11. Юрченко Н.Н., Юрченко О.Н. Системы электропитания бортовых технологических установок, работающих в космосе. – Киев, 2001. – 143 с.
12. Пат. на винахід 833148. Установка для электронно-променевої зонної плавки матеріалу в космосі в умовах мікрогравітації і космічного вакууму / Б.С. Патон, Ю.А. Асніс, М.М. Юрченко, П.М. Шевченко та інші. Опубл. 2008. Бюл. № 11.
13. Guillermo Martin Segura. Inductionheatingconverter'sdesign, control and modeling applied to continuous wireheating // Doctoral Thesis, Universitat Politecnica de Catalunya Departament d'Enginyeria Electrica, Barcelona, June 2012.

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**, инж.

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

**Высокочастотные транзисторные преобразователи для высокоэффективных 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. 13, рис. 10, таблица.*

**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 of the National Academy of Sciences of Ukraine,  
Peremohy, 56, Kyiv-57, Ukraine

**High frequency transistor converters for high efficiency 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 ("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 13, figures 10, table.*

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

Надійшла 28.03.2014

Received 28.03.2014