

УДК 621.314

ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ ВИСОКОЧАСТОТНИХ ТРАНЗИСТОРНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ДЛЯ СИСТЕМ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ТЕХНОЛОГІЧНИХ УСТАНОВОК

О.М. Юрченко¹, докт. техн. наук, **М.М. Юрченко²**, докт. техн. наук, **В.Я. Гуцалюк³**, канд. техн. наук, **В.О. Павловський⁴**, канд. техн. наук, **П.Ю. Герасименко⁵**, канд. техн. наук, **Ю.О. Твердохліб⁶**, мол. наук. співроб.

1–6 – Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна

Представлено результати досліджень протягом останнього року за трьома основними напрямками наукової діяльності 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. 7, рис. 5.

Ключові слова: джерело живлення, автоматичне підстроювання частоти, електромагнітна сумісність.

1. Особливості забезпечення надійності високовольтних вузлів систем електроживлення бортових технологічних установок. Надійність високовольтних вузлів (ВВ) систем електроживлення (СЕЖ) бортових технологічних установок (БТУ) – традиційний напрямок досліджень відділу, який частково розглянуто в роботах [1, 5–7]. Проте на сьогодні виникла необхідність розглянути вплив «паразитних» реактивних елементів високовольтних вузлів, стану ізоляції ВВ та рівнів електромагнітних завад (ЕМЗ) випромінення на надійність таких СЕЖ. Особливої уваги заслуговують кола ВВ, що містять високовольтний трансформатор (ВТ).

Застосування методу глибокого секціонування, який полягає в тому, що вторинна обмотка ВТ розділяється на n гальванічно розв'язаних секцій, до яких підключаються окремі випрямлячі та фільтри, виходи яких з'єднуються послідовно [7], дозволяє досягти більшої надійності порівняно з існуючими ВВ. Це пояснюється тим, що вихід з ладу будь-якого елемента в будь-якій секції не призводить до відмови всієї системи.

Для забезпечення надійності роботи ВВ достатньо відімкнути пошкоджену секцію від джерела живлення та закортити її вихідні виводи з постійного струму. Ці операції виконуються автоматично з введенням запобіжника в коло вторинних обмоток. Запобіжник повинен спрацювати при короткому замиканні в секції (наприклад, пробій діода). У цьому випадку у даному колі не буде змінної напруги, а вихідний постійний струм проходитиме через справні діоди. При обриві діода постійний струм проходить через обмотку та справний діод. Таким чином, для виведення з ладу ВВ необхідно, щоб відбулася відмова типу обрив чи пробій як мінімум трьох елементів (обмотки та двох діодів), причому в одній секції.

Після аварійного відключення секції вихідна напруга зменшується і для підтримання колишнього рівня необхідно збільшити рівень вхідної напруги [1].

При виборі струму перегорання запобіжника слід враховувати такі умови:

- СЕЖ повинна забезпечувати необхідний струм у первинному колі;
- величина струму перегорання має бути меншою струму короткого замикання, визначеною індуктивністю розсіювання між первинною обмоткою і обмоткою несправної секції.

Під величиною струму перегорання мають на увазі струм, при якому запобіжник перегорає за час, недостатній для виходу із ладу СЕЖ. Цей струм, як правило, в 5...10 разів більший номінального струму запобіжника.

При короткому замиканні в секції виділяється практично вся потужність, яка виробляється СЕЖ, якщо максимально допустимий струм СЕЖ дорівнює I_m , тоді струм перегорання запобіжника I_{nep} для першої умови має вид

$$I_{nep} < I_m \frac{W_1}{W_2}, \quad (1)$$

де W_1, W_2 – кількість витків первинної та вторинної обмоток відповідно.

Для другої умови струм в обмотці i -ї секції при вхідній напрузі на первинній обмотці U_1 може досягати максимального значення:

$$I_i = \frac{W_1}{W_2} \cdot \frac{U_1}{2\pi f L_{Sli}}, \quad (2)$$

де L_{Sli} – індуктивність розсіювання між первинною та i -ю обмотками (пошкодженої) секції.

Індуктивність L_{Sli} більша за величиною, ніж індуктивність розсіювання всього трансформатора. Загальна формула її визначення [7] має вид

$$L_{Sli} = \frac{\mu_0 W_1^2 \rho}{2\pi} \ln \left(\frac{q_{li}^2}{q_{l1} q_{li}} \right), \quad (3)$$

де μ_0 – магнітна постійна; ρ – середня довжина витка обмотки; q_{li} – середньгеометрична відстань (СГВ) між перетином первинної і i -ї обмоток; $q_{l1} - q_{li}$ – СГВ перетинів обмоток від самих себе. При визначенні струму перегорання запобіжника в i -й секції необхідно враховувати вирази (2) та (3). Крім цього, надійність ВВ залежить від стану довговічності електричної ізоляції обмоток ВТ [7].

У процесі експлуатації на електричну ізоляцію впливають різноманітні фактори, основними з яких є напруженість електричного поля в ізоляції, температурні режими та механічний вплив. Процес старіння ізоляції значно прискорюється при одночасній дії двох або більше факторів внаслідок їх взаємного впливу. У мікропорожнинах, які є в ізоляції, виникають часткові розряди, які підвищують темпи механічного старіння.

У роботі [7] наводяться експериментальні дані, які підтверджують наявність сильного взаємного впливу факторів, що прискорюють старіння ізоляції. Математична модель багатфакторного старіння дає можливість визначити довговічність ізоляції як при відсутності, так і при найбільш сильній взаємодії факторів.

Разом з тим механізми старіння ізоляції до цього часу достатньо ще не вивчені, тому найбільш надійним способом збільшення ресурсу роботи ВВ є ретельне проектування та зменшення впливу згаданих вище факторів при виготовленні високовольтних вузлів. Послаблення дії принаймні одного з факторів сприятиме багатократному збільшенню ресурсу роботи ВВ. Важливою також є залежність втрат в окремих видах ізоляції від температури.

Всі види полімерної ізоляції, у тому числі й епоксидні компоненти мають значну залежність об'ємного питомого опору ρ від температури. Математично це може бути виражено таким чином [7]:

$$\rho = \rho_0 \exp \left(-\frac{I}{A} \right), \quad (4)$$

де ρ_0 – питомий електричний опір компаунда при температурі 0°C ; A – постійна для цього компаунда величина.

Щільність втрат через ізоляцію $J = \frac{U}{\rho_{cp} d}$, де d – товщина ізоляції; U – прикладена

напруга. Різниця температури ΔT між межами шарів компаунда залежить від щільності теплового потоку Q , теплопровідності компаунда γ та відстані шару від «холодної» стінки z :

$$\Delta T = Q \frac{z}{\gamma}.$$

Питомий опір у кожній точці

$$\rho(z) = \rho_0 \exp[-Qz(A\gamma)], \quad (5)$$

а середнє значення

$$\rho_{cep} = \frac{1}{d} \int_0^d \rho(z) dz = \rho_0 A\gamma (dQ) \left[1 - \exp\left(-Q \frac{d}{A\gamma}\right) \right], \quad (6)$$

напруженість електричного поля в точці

$$E_z = J\rho(z) = \frac{U\rho(z)}{\rho_{cp}d} = \frac{UQ \exp\left[-Q \frac{z}{A\gamma}\right]}{A\gamma \left[1 - \exp\left[-Q \frac{d}{(A\gamma)}\right] \right]}. \quad (7)$$

Відношення напруженості E_z до середнього значення напруженості E_{cep} зазвичай вибирається в якості розрахункової величини і дорівнює

$$\frac{E_z}{E_{cep}} = \frac{Qz \exp\left[-Q \frac{z}{A\gamma}\right]}{A\gamma \left[1 - \exp\left[-Q \frac{d}{(A\gamma)}\right] \right]}. \quad (8)$$

Аналіз виразу показує, що для кожного матеріалу існує межа, яка залежить від щільності теплового потоку і товщини ізоляції, збільшення якої не призводить до зменшення $E_{хол}$.

Заслуговує на увагу розгляд впливу ВВ на навколишнє середовище, особливо електромагнітні завади (ЕМЗ) ВВ, які діють на власні кола та інші пристрої.

ЕМЗ поширюються завдяки наявності електромагнітних зв'язків: через предмети, що проводять електричний струм (кондуктивні завади); електромагнітне поле випромінювання; магнітне поле; електричне поле.

Особливістю ВВ є наявність магнітних та електричних полів змінної напруженості.

Одним із основних вузлів ВВ є високовольтний трансформатор, який створює великі щільності магнітних та електричних полів [7].

Трансформатори ВВ як джерело електромагнітного поля підрозділяються на такі типи [7]:

- трансформатори з закритим осердям – ТЗО (тороїдальні);
- трансформатори з відкритим осердям – ТВО, до них відносяться трансформатори з П та Ш – подібним осердям;
- трансформатори з закритою обмоткою – ТЗО1 (з броньовими осердями).

Навколишнє магнітне поле трансформатора створюється частиною основного магнітного поля, що не переходить через осердя, та магнітним потоком розсіювання. Найбільшу величину зовнішнього магнітного поля мають ТЗО1, в яких поле повністю екранується осердям. Деяка частина основного магнітного потоку все ж потрапляє у навколишнє середовище, концентруючись в місцях стискування частин осердя при їх неідеальній шліфовці.

Зовнішнє поле ТЗО та ТВО створюється майже винятково за рахунок потоку розсіювання. Наявність зовнішнього магнітного поля пояснюється неідеальністю намотки, яка має зазори, особливо за зовнішнім діаметром трансформатора.

Величина ЕМЗ, яка наводиться в колах приймача, залежить не тільки від величини напруженості магнітного поля, а й від швидкості його зміни. Зі збільшенням частоти перетворення швидкість зміни струму і напруженості магнітного поля збільшується, але розміри трансформаторів та кількість витків (шарів) у них зменшуються. При збільшенні частоти пе-

ретворення енергії від 50 Гц до 50 кГц величина наводок від ЕМЗ збільшується в 10...15 разів для ТЗО, а для ТВО може навіть знизитись.

На відміну від напруженості магнітного поля напруженість зовнішнього електричного поля E з ростом частоти не зменшується, а навпаки, зменшення розмірів трансформатора призводить до деякого його збільшення. При наявності ємнісного зв'язку між високовольтним трансформатором та елементами схеми на останньому наводиться напруга \dot{U}_{np} , яка дорівнює [7]

$$\dot{U}_{np} = \dot{E}_{icm.} \frac{\dot{Z}_3}{\dot{Z}_e + \dot{X}_{нар.}}, \quad (9)$$

де $\dot{E}_{icm.}$ – ЕРС генератора ЕМЗ; $\dot{X}_{нар.}$ – ємнісний опір між генератором та приймачем; \dot{Z}_3 – повний опір між елементами схеми та заземленим корпусом.

Відомо, що у ВВ високовольтна обмотка розбита на n секцій, які споряджені власними випрямлячами та фільтрами. Тому напруга, яка наводиться на зажимах приймача, буде дорівнювати сумі напруг, наведених на кожній з n обмоток, що мають у n разів менші ЕРС. Якщо допустити, що ємнісний опір $\dot{X}_{нар.}$ у стільки ж разів більший, тоді

$$\dot{U}_{np} = n \frac{\dot{E}_{icm.}}{n} \frac{\dot{Z}_3}{\dot{Z}_e + n\dot{X}_{нар.}} = \dot{E}_{icm.} \frac{\dot{Z}_3}{\dot{Z}_e + n\dot{X}_{нар.}}, \quad (10)$$

або враховуючи, що $\dot{U}_{np} \ll \dot{E}_{icm.}$ і відповідно $\dot{X}_{нар.} \gg \dot{Z}_3$,

$$\dot{U}_{np} = \dot{E}_{icm.} \frac{\dot{Z}_3}{n\dot{X}_{нар.}}, \quad (11)$$

тобто приблизно в n разів менше напруги, яка наводиться на тому ж приймачі ВТ.

Отже, застосування способу підсумовування випрямляючих напруг дозволяє суттєво покращити електромагнітну сумісність ВВ, а значить, і підвищити надійність СЕЖ БТУ.

2. Високочастотні транзисторні перетворювачі для установок індукційного нагрівання. Протягом останнього року проводились роботи, пов'язані з розробкою математичної моделі транзисторного резонансного інвертора напруги з низькочастотною (НЧ) імпульсною модуляцією, призначеного для використання в установках індукційного нагрівання. Окремі результати проведених досліджень наведені в [2–4].

Розроблено математичну модель транзисторного інвертора напруги з послідовним резонансним контуром на виході у вигляді двох систем рівнянь, які визначають миттєві значення струму $i_{ON}(t)$, $i_{OFF}(t)$ на виході інвертора та напруги на резонансному конденсаторі $u_{C_{ON}}(t)$, $u_{C_{OFF}}(t)$ для двох інтервалів t_{ON} та t_{OFF} :

$$\left\{ \begin{array}{l}
i_{ON}(t) = \frac{U_{m(1)}}{R} \sin(\omega_0 t) - \frac{U_{m(1)}}{R} \frac{\left(1 - e^{-\frac{1}{\tau} n T_0}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{1}{\tau} s T_0}\right)} \sin(\omega_0 t) e^{-\frac{1}{\tau} t}; \\
u_{C_{ON}}(t) = U_{m(1)} Q \cos(\omega_0 t) + e^{-\frac{1}{\tau} t} \frac{\left(1 - e^{-\frac{1}{\tau} n T_0}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{1}{\tau} s T_0}\right)} \left(-U_{m(1)} Q \cos(\omega_0 t) + \frac{U_{m(1)}}{2} \sin(\omega_0 t) \right); \\
i_{OFF}(t) = \frac{U_{m(1)}}{R} \frac{\left(1 - e^{-\frac{1}{\tau} m T_0}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{1}{\tau} s T_0}\right)} e^{-\frac{1}{\tau} t} \sin(\omega_0 t); \\
u_{C_{OFF}}(t) = e^{-\frac{1}{\tau} t} \frac{\left(1 - e^{-\frac{1}{\tau} m T_0}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{1}{\tau} s T_0}\right)} \left(-U_{m(1)} Q \cos(\omega_0 t) + \frac{U_{m(1)}}{2} \sin(\omega_0 t) \right),
\end{array} \right. \quad (12)$$

де $U_{m(1)}$ – амплітуда першої гармоніки напруги інвертора після трансформатора; $n = s - m$ – 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 ; T_0 – період вихідної напруги інвертора; Q – добротність коливального контура навантаження; $\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$ – кутова частота; R – еквівалентний активний опір навантаження.

Отримана математична модель дозволяє проводити аналіз роботи транзисторного інвертора напруги з НЧ імпульсною модуляцією при різних комбінаціях n , m , s [3, 4]. Як впливає з (12), час зростання та спаду амплітуди струму визначається постійною часу

$$\tau = \frac{2L}{R} = \frac{QT_0}{\pi}, \quad (13)$$

яка збільшується при збільшенні добротності, де L – еквівалентна індуктивність навантаження.

З виразу (14) можна визначити середнє за модулем значення струму на інтервалі T_M [2–4]:

$$I_{сep}(m, s) = \frac{U_{m(1)}}{R} \frac{2m}{s\pi} = \frac{2U_{m(1)}}{\pi R} \gamma, \quad (14)$$

де $\gamma = \frac{m}{s}$ – коефіцієнт заповнення модульованої напруги; T_M – час модуляції.

Виходячи з (1) та з урахуванням (2) отримано вирази максимального $I_{a\max}^*$ та мінімального $I_{a\min}^*$ значень амплітуди струму у відносних одиницях на інтервалах t_{ON} та t_{OFF} :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{a \max_{OFF}}^* (m, s) = \frac{I_{a \max}}{U_{m(1)}/R} = \frac{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}m}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}s}} e^{-\frac{\pi}{Q}\left(\frac{1}{4}\right)}; \\ I_{a \min_{OFF}}^* (m, s) = \frac{I_{a \min}}{U_{m(1)}/R} = \frac{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}m}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}s}} e^{-\frac{\pi}{Q}\left(s - m - \frac{1}{4}\right)}; \end{array} \right. \quad (15)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{a \max_{ON}}^* (m, s) = \frac{I_{a \max}}{U_{m(1)}/R} = 1 - \left(\frac{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}(s-m)}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}s}} \right) e^{-\frac{\pi}{Q}\left(m - \frac{1}{4}\right)}; \\ I_{a \min_{ON}}^* (m, s) = \frac{I_{a \min}}{U_{m(1)}/R} = 1 - \left(\frac{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}(s-m)}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}s}} \right) e^{-\frac{\pi}{Q}\left(\frac{1}{4}\right)}. \end{array} \right. \quad (16)$$

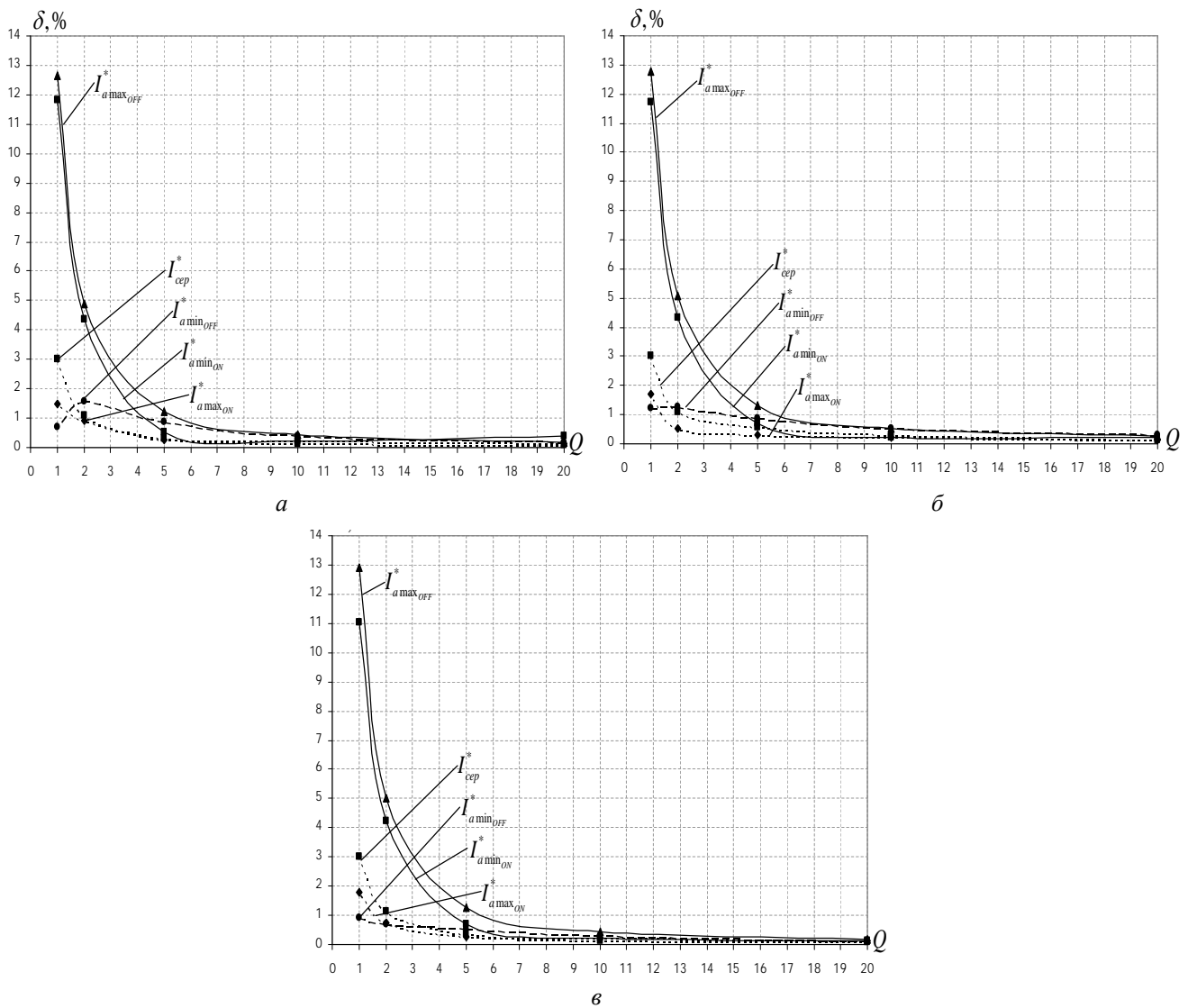


Рис. 1

Для перевірки справедливості припущень відносно аналізу за методом першої гармоніки та точності отриманих результатів було проведено комп'ютерне моделювання роботи послідовного резонансного транзисторного інвертора напруги з НЧ-імпульсною модуляцією при НЧ-ШІМ та НЧ-ЧІМ ($n = 1$ та $n = 2$). Моделювання проведено за допомогою програмного забезпечення PSpice – Orcad Family Release 9.2, яке надає користувачеві зручні можливості візуального моделювання електромагнітних процесів. Для спрощення моделювання було розглянуто транзистори мостового інвертора як ключі, що при ввімкненому стані мають малий опір (10^{-6} Ом), а при вимкненому – великий (10^6 Ом).

На рис. 1 наведено залежності максимальної похибки δ математичної моделі при визначенні $I_{a \min}^*$, $I_{a \max}^*$ та I_{cer}^* від добротності Q для НЧ-ШІМ (а) та НЧ-ЧІМ при $n = 1$ (б) та $n = 2$ (в).

При моделюванні добротність Q змінювалась за рахунок зміни значення активного опору R : $\{Q = 1; R = 0,2076\}$; $\{Q = 2; R = 0,1038\}$; $\{Q = 5; R = 0,04152\}$; $\{Q = 10; R = 0,02076\}$; $\{Q = 20; R = 0,01038\}$.

З рис. 1 видно, що похибка математичної моделі послідовного резонансного інвертора напруги при визначенні I_{cer}^* та $I_{a \min}^*$, $I_{a \max}^*$ на інтервалах t_{ON} та t_{OFF} при збільшенні добротності вихідного коливального контура Q зменшується. Це обумовлено прийнятими

спрощеннями при визначенні математичної моделі. Для добротності $Q = 5$ максимальна похибка для $I_{a \max_{OFF}}^*$ дорівнює 1,238 %, а для $I_{a \min_{ON}}^*$, $I_{a \max_{ON}}^*$, $I_{a \min_{OFF}}^*$ та $I_{сеп}^*$ не перевищує 1 %. Така точність цілком задовольняє використанню математичної моделі для проведення аналізу та розрахунків. При добротності $Q < 2$ похибка математичної моделі може бути суттєвою при аналізі та розрахунках, що обмежує її застосування при низькій добротності вихідного коливального контура.



Рис. 2

Розроблена математична модель дозволяє проводити аналіз роботи резонансного інвертора напруги з НЧ імпульсною модуляцією при різних комбінаціях параметрів модуляції, за винятком варіанту з низькою добротністю ($Q < 2$).

Результати досліджень транзисторних перетворювачів для установок індукційного нагрівання були використані при виконанні договору з Інститутом металофізики ім. Г.В. Курдюмова НАН України. Було розроблено та виготовлено зразок транзисторного перетворювача «ВЧИ-20» потужністю 20 кВт частотою 22 кГц, призначеного для плавлення сплавів на основі заліза і на основі кобальту в керамічному тиглі для подальшого одержання аморфних та нанокристалічних стрічок.

Транзисторний перетворювач побудований на основі схеми резонансного інвертора напруги та складається з двох модулів. На рис. 2 показано зовнішній вигляд перетворювача «ВЧИ-20» з індуктором та пультом дистанційного керування.

Основні технічні характеристики зразка установки:

- номінальна потужність – 20 кВт;
- частота генератора – 22 кГц;
- максимальний струм в індукторі – 360 А;
- режим роботи – безперервний.

Параметри установки вибрано, виходячи з властивостей сплавів, маси та розмірів шихти, особливостей технологічного процесу з урахуванням широкого діапазону зміни параметрів навантаження в процесі плавлення. У процесі плавлення активний опір навантаження може змінюватись у 4 рази, добротність – у 2...3 рази. Забезпечення максимальної потужності в навантаженні та високого ККД перетворювача при широкому діапазоні зміни параметрів навантаження можливе завдяки відповідному розрахунку параметрів погоджувального блока та застосуванню системи автоматичного підстроювання частоти вихідного струму. Перетворювач забезпечує можливість регулювання вихідного струму, має систему захисту від коротких замикань у навантаженні, може керуватися по сигналу таймера. Установка пройшла успішні випробування.

3. Аналіз процесів керування силовими ключами високочастотних транзисторних перетворювачів для технологічного устаткування в залежності від паразитних параметрів схеми керування. Силові напівпровідникові модулі сучасних транзисторних перетворювачів будують, як правило, на основі мостових або напівмостових інверторів. Як ключові елементи моста використовують біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT) або польові транзистори (MOSFET).

Згадані вище транзистори є активними елементами; закритий або відкритий стан цих елементів залежить від полярності та значення напруги, що прикладена між затвором та емі-

тером. Незважаючи на те, що IGBT та MOSFET перемикаються за допомогою прикладення напруги, при відкриванні або закриванні цих транзисторів потрібно забезпечити струм для заряджання і розряджання вхідної ємності (між електродом затвора і електродом емітера).

Вхідна ємність таких транзисторів має відносно невелике значення, тому потужність у колі керування ключами потрібна невелика; ця потужність значно менша, ніж у колах керування біполярних транзисторів. Крім того, швидкість переходу IGBT або MOSFET з закритого стану у відкритий і навпаки є значно вищою, ніж у біполярних транзисторів.

І перша, і друга обставини зменшують втрати при перемиканні силових ключів і цим збільшують ККД всього перетворювача. Але висока швидкість di/dt наростання або спадання струму на виході силового ключа породжує проблеми правильного функціонування в колі "схема керування затвором силового ключа – затвор силового ключа – вихід силового ключа". Ці проблеми виникають тоді, коли зворотний струм кіл керування затвором силового ключа протікає по тому самому провіднику, що і зворотний струм силового ключа. Під час перемикань у паразитній індуктивності силової шини, за допомогою якої подають напругу на вихідні електроли силових ключів, виникає напруга, пропорційна індуктивності шини і швидкості перемикання силового струму: $U_L = L di/dt$.

Під час цього процесу точки електричного кола, які повинні мати нульовий потенціал, можуть підвищити цей потенціал на декілька вольт. Тоді на затворах транзисторів, які повинні знаходитись у закритому стані, з'являється напруга, яка відкриває транзистори. Для успішного вирішення такої проблеми потрібне уважне ставлення розробників та дослідників транзисторних перетворювачів до процесу керування затвором силового ключа та до кіл керування в цілому.

На рис. 3 показана схема мостового інвертора, в якій нульовий потенціал, що повинен бути на виході схем керування затвором силових ключів, може набувати ненульового значення під час вмикання або вимкнення силового ключа.

З рис. 3 видно, що під час перемикання силових ключів VT1 і VT2 між точками А і С виникає напруга $U_{AC} = -L di/dt$. Отже, потенціал φ_A точки А, потенціал φ_B точки В і потенціал φ_C точки С будуть пов'язані між собою так: $\varphi_A > \varphi_B > \varphi_C$.

Керування затвором силового ключа VT1 і VT2 проводиться відносно точки В, тому, наприклад, при $\varphi_A > \varphi_B$ ключ VT2 увімкнеться з затримкою відносно штатного моменту увімкнення. Це порушує нормальну роботу мостового інвертора, може призвести до погіршення теплового режиму силових модулів тощо.

Для того щоб мінімізувати негативний вплив паразитної індуктивності силової шини на роботу схем керування силовими ключами, потрібно розділяти шляхи, якими протікають силовий струм ключів і зворотний струм схем керування силовими ключами.

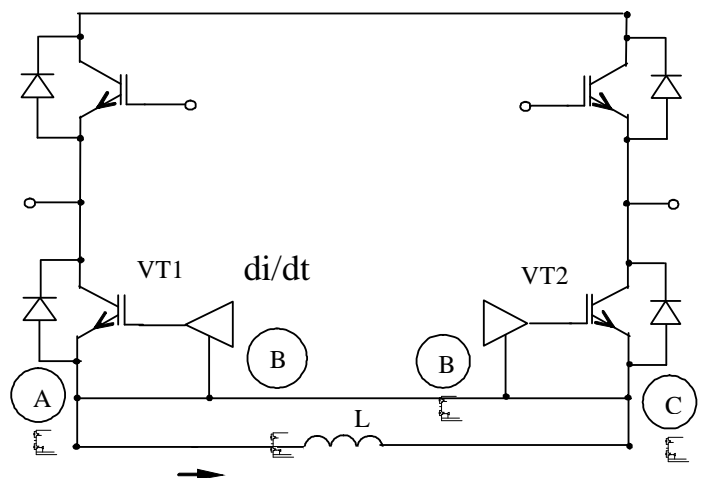


Рис. 3

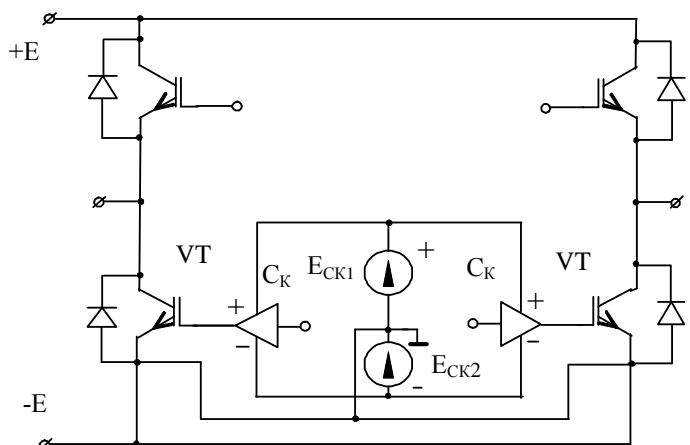


Рис. 4

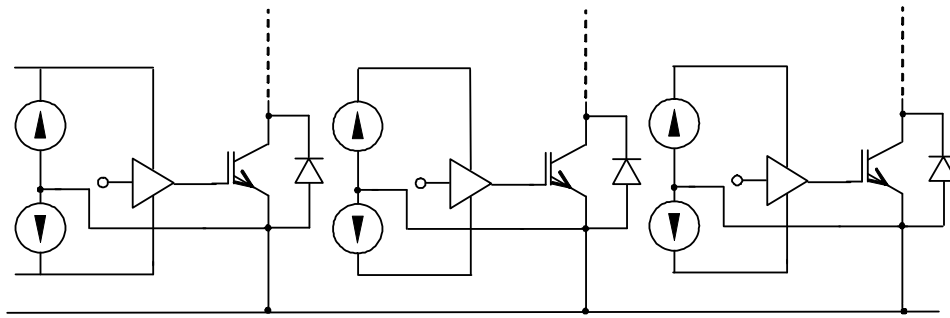


Рис. 5

Цього можна досягти для схем керування силовими модулями транзисторних перетворювачів. Так, наприклад, топологію схем на рис. 3 треба змінити так, як показано на рис. 4, на якому прийнято такі позначення: СК – схема керування; Е – негативний полюс силової шини; +Е – позитивний полюс силової шини; $E_{СК1}$, $E_{СК2}$ – двополярне джерело живлення схем керування затворами силових ключів.

Для мостової схеми інвертора з трифазним виходом найкраща розв’язка між шляхами протікання силового зворотного струму від ключів і зворотного струму схем керування буде тоді, коли для кожної схеми керування ключем у нижньому плечі моста буде застосовано окреме джерело живлення. Схема нижнього плеча трифазного мостового інвертора з такою топологією показана на рис. 5.

Таким чином, проведений аналіз процесів керування силовими ключами високочастотних транзисторних перетворювачів для технологічного устаткування залежно від паразитних параметрів схеми керування показує, що раціональна топологія для схем керування напівпровідниковими модулями в транзисторних перетворювачах має велике значення для нормального функціонування згаданих перетворювачів і забезпечення високих показників надійності та малих втрат.

1. *Юрченко М.М.* Надійність високовольтних трансформаторно-випрямляючих вузлів систем електроживлення бортового технологічного устаткування // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАН України. – 2007. – № 2 (17). – С. 60–62.
2. *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.
3. *Юрченко М.М., Гуцалюк В.Я., Шевченко П.М., Герасименко П.Ю.* Транзисторні інвертори напруги установок індукційного нагріву з НЧ імпульсною модуляцією в режимі стабілізації струму навантаження // Техн. електродинаміка. Темат. вип. “Проблеми сучасної електротехніки”. – 2008. – Ч. 2. – С. 109–112.
4. *Юрченко М.М., Гуцалюк В.Я., Шевченко П.М., Герасименко П.Ю., Слесаревський І.О.* Низькочастотні способи регулювання струму транзисторних інверторів напруги установок індукційного нагріву // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАН України. – 2007. – Вип. 18. – С. 108–111.
5. *Юрченко М.М., Твердохліб Ю.О.* Високовольтні перетворювальні пристрої джерел живлення бортового технологічного устаткування // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАН України. – 2008. – Вип. 19. – С. 91–94.
6. *Юрченко М.М., Твердохліб Ю.О.* Високочастотні перетворювальні пристрої з підвищеною вихідною напругою бортового технологічного устаткування // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАН України. – 2008. – Вип. 20. – С. 49–50.
7. *Юрченко М.М., Твердохліб Ю.О., Юрченко О.М., Сенько В.І.* Особливості забезпечення надійності високовольтних вузлів систем електроживлення бортових технологічних установок // Техн. електродинаміка. Темат. вип. “Проблеми сучасної електротехніки”. – 2010. – Ч. 2. – С. 154–156.

УДК 621.314

О.Н. Юрченко¹, докт. техн. наук, **Н.Н. Юрченко**², докт. техн. наук, **В.Я. Гуцалюк**³, канд. техн. наук, **В.А. Павловський**⁴, канд. техн. наук, **П.Ю. Герасименко**⁵, канд. техн. наук, **Ю.А. Твердохліб**⁶, мл. науч. сотр.

1–6 – Інститут електродинаміки НАН України, пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна

Особенности построения высокочастотных транзисторных преобразователей для систем электропитания технологических установок

Представлены результаты исследований на протяжении последнего года по трем основным направлениям научной деятельности 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. Библ. 7, рис. 5.

Ключевые слова: источник питания, резонансный инвертор, автоматическая подстройка частоты, электромагнитная совместимость.

О.М. Yurchenko¹, М.М. Yurchenko², V.Ya. Gutsaliuk³, V.O. Pavlovskiy⁴, P.Yu. Herasymenko⁵, Yu.O. Tverdochlib⁶

1–6 – Institute of Electrodynamics National Academy of Science of Ukraine,
Peremogy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

Building particular features of hf transistor converters for power systems of technological set-ups

It is showed investigation results for the last year on three basic directions of Transistor converters department collaborators' scientific activity: working out and investigation of hf hv devices for on-board electron-beam technological set-ups; working out and investigation of hf transistor converters for inductive technology set-ups; investigation of hf transistor converters' electromagnetic compatibility with power supply systems. References 7, figures 5.

Key words: power supplies, resonant inverter, frequency auto tuning, electromagnetic compatibility.

Надійшла 25.03.2011
Received 25.03.2011