

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

Представлено результати досліджень протягом 2009 року за трьома основними напрямками наукової діяльності співробітників відділу транзисторних перетворювачів (№ 15), а саме: розробка та дослідження високочастотних високовольтних пристроїв для бортових електронно-променевої технологічних установок; розробка та дослідження високочастотних транзисторних перетворювачів для установок індукційних технологій; дослідження електромагнітної сумісності систем електроживлення із високочастотними транзисторними перетворювачами.

Представлены результаты исследований на протяжении 2009 года по трем основным направлениям научной деятельности сотрудников отдела транзисторных преобразователей (№ 15), 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.

1. Системи високовольтного бортового живлення електронно-променевої установки технології безтигельного зонного переплавлення

Розробка спеціалізованої технологічної апаратури для відпрацювання низки технологічних процесів зонного плавлення кристалів кремнію в умовах мікрогравітації стала одним з основних завдань створення системи високовольтного бортового живлення (СВБЖ) електронно-променевої установки безтигельного зонного переплавлення.

У першу чергу для створення СВБЖ необхідно було провести розрахунок електромагнітних режимів та вибір конструкції з урахуванням впливу на роботу окремих вузлів та елементів. Це пов'язано з тим, що конструкції мають "паразитні" реактивні елементи, які впливають на електромагнітні процеси, що відбуваються в СВБЖ. Особливу увагу необхідно приділяти колам, які містять трансформатори.

Важливими питаннями при створенні таких систем є вибір конструкції та дослідження вихідної характеристики СВБЖ. Однією з основних характеристик цих пристроїв будемо вважати поняття максимальної потужності, яка може бути одержана у навантаженні СВБЖ без урахування теплових режимів.

Основним фактором, який впливає на зменшення потужності СВБЖ, є індуктивність розсіювання трансформатора. Схему заміщення такого трансформатора можна представити послідовним з'єднанням – індуктивний опір розсіювання X_{LS} трансформатора та активний опір навантаження R_H .

При синусоїдальній напрузі на вході величиною U_1 потужність P_H , яка віддається в навантаження, дорівнює

$$P_H = \frac{U_1^2 \cdot R'_H}{X_{LS}^2 + (R'_H)^2}, \quad (1)$$

де R'_H – приведенне до витків первинної обмотки значення опору навантаження.

Максимальне значення P_{\max} досягається при $R'_H = X_{LS}$ і складає при цьому

$$P_{\max} = \frac{U_1^2}{2X_{LS}} = \frac{U_1^2}{4\pi f L_S}. \quad (2)$$

Для збільшення максимальної потужності СВБЖ при незмінній частоті необхідно пропорційно зменшувати індуктивність розсіювання трансформатора. Закон збільшення мак-

симальної потужності СВБЖ, тобто залежність одного із його основних параметрів від потужності P_H , може бути записаний у такому вигляді:

$$P_H = 1/L_S \cdot \quad (3)$$

При цьому збільшується реактивна потужність трансформатора СВБЖ P_p за рахунок індуктивності розсіювання:

$$P_p = I_H^2 \cdot X_{LS} = 2\pi f \cdot I_H^2 \cdot L_S \cdot \quad (4)$$

Цей висновок може бути поширений і для СВБЖ, які живляться від джерела прямокутної напруги, тому що потужність в активно-індуктивному навантаженні передається в основному першою гармонікою струму.

Звичайно СВБЖ експлуатуються при потужності, меншій ніж P_{max} . Вирази (3) та (4) набувають тоді такого значення:

$$\frac{f \cdot L_S}{R'_H} = \frac{P_p}{P_H} = const \cdot \quad (5)$$

Вираз (5) означає, що при проектуванні СВБЖ відношення реактивної потужності до потужності в навантаженні залишається постійним при зміні потужності, рівня напруги та частоти.

Для модулів СВБЖ [3] ця умова очевидна, оскільки в них збільшення потужності досягається пропорційним збільшенням кількості ідентичних модулів СВБЖ.

У випадку, коли ізоляція і конструкція обмоток не змінюються, єдиним шляхом зменшення індуктивності розсіювання є збільшення геометричних розмірів осердя, в першу чергу, його перерізу та висоти.

Збільшення розмірів спричинює зниження електромагнітних навантажень, зокрема величини B_m , тоді як маса і втрати трансформатора пропорційні кубу, а поверхня охолодження – квадрату лінійного розміру трансформатора. Втрати СВБЖ збільшуються, оскільки вони в першому наближенні пропорціональні площі поверхні модуля. Практично зниження індуктивності розсіювання спричинює пропорційне збільшення маси СВБЖ. Ця пропорційність стає більш точною, якщо зменшення індуктивності розсіювання досягається паралельним з'єднанням ідентичних модулів СВБЖ.

Таким чином, зменшити індуктивність розсіювання у високовольтних системах (на відміну від низьковольтних) можна за рахунок збільшення маси та габаритів високовольтної частини при одночасному зменшенні його ККД.

Значний вплив має величина індуктивності розсіювання на втрати в обмотках трансформатора, які в потужних СВБЖ складаються в основному із основних втрат $P_{осн.}$ та втрат на вихрові струми $P_{вих.}$. Визначимо величину основних втрат при експоненціальній формі струму.

Якщо вважати, що перехідний процес практично повністю завершується до кінця півперіоду, та

$$R'_H/L_S \geq 10f, \quad (6)$$

тоді величина основних втрат в обмотці, активний опір якої $R_{обм.}$, дорівнює

$$\begin{aligned} P_{осн} &= 2f \cdot R_{обм.} \int_0^{T/2} i^2 dt = 2f \cdot R_{обм.} I_m^2 \int_0^{T/2} \left[1 - 3\exp\left(-\frac{t}{T}\right)\right]^2 dt = \\ &= 2f R_{обм.} I_m^2 \left[\frac{1}{2f} + 4\tau \cdot \exp\left(-\frac{T}{2\tau}\right) - 2\tau \cdot \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right) - 2\tau \right], \end{aligned}$$

де $\tau = \frac{L_S}{R'_H}$ – постійна часу.

З урахуванням виразу (6) запишемо

$$P_{осн} \approx \frac{2I_m^2 \cdot R_{обм}}{T} \cdot \left(\frac{T}{2} - 2\tau \right). \quad (7)$$

Коефіцієнт додаткових втрат на вихрові струми $K_{в.с.} = \frac{P_{в.с.}}{P_{осн}}$ залежить від форми струму і є мінімальним ($K_{в.с.} = 0,81$) при трикутній формі струму. При несинусоїдальному струмі у відомі формули для синусоїдальної форми [3] необхідно ввести поправний коефіцієнт $K_{нес.}$, який дорівнює

$$K_{нес.} = \frac{\int_0^{T/2} \left(\frac{di}{dt} \right) dt}{\int_0^{T/2} \left(\frac{di_{\sin}}{dt} \right) dt} = \frac{\int_0^{T/2} \left(\frac{di}{dt} \right) dt}{\pi^2 f \cdot I_m^2}.$$

При експоненціальній формі струму $K_{нес.}$ дорівнює

$$K_{нес.} = \frac{2I_m^2 \cdot T \left[1 - \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right) \right]}{I_m^2 \cdot \tau T_1^2} = \frac{2T}{\pi^2 \tau} \left[1 - \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right) \right],$$

з урахуванням виразу (6)

$$K_{нес.} \approx \frac{2}{\pi^2} \cdot \frac{T}{\tau}. \quad (8)$$

Додаткові втрати при експоненціальній формі струму дорівнюють додатковим при синусоїдальній формі струму у випадку, якщо $\frac{T}{\tau} = \frac{\pi^2}{2}$.

Середній струм $I_{ср.}$ у навантаженні з урахуванням його випрямляючого характеру дорівнює

$$\begin{aligned} I_{ср.} &= \frac{2I_m}{T} \int_0^{\tau \ln 2} \left[2 \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) - 1 \right] dt + \int_{\tau \ln 2}^{T/2} \left[1 - 2 \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right] dt = \\ &= \frac{2I_m}{T} \left[\frac{T}{2} - T \cdot \exp\left(-\frac{T}{2\tau}\right) \right] - 2\tau (\ln 2 - 1) \approx \frac{2I_m}{T} \left(\frac{T}{2} - 2,4\tau \right). \end{aligned} \quad (9)$$

Сумарні втрати в обмотці $P_{обм}$ складають

$$P_{обм} = P_{осн} (1 + K_{в.с.} K_{нес.}) = P_{осн} \left[1 + \frac{1}{12T\tau} \left(\frac{d \cdot B_m}{\rho \cdot j} \right)^2 \right] = P_{осн} \left(1 + \frac{M^2}{12T\tau} \right), \quad (10)$$

де d – діаметр провoda обмотки; ρ – питомий електричний опір струму в обмотці; j – середня по перерізу щільність струму в обмотці; B_m – максимальне значення щільності магнітного потоку в каналі розсіювання.

Оптимальне значення індуктивності розсіювання відповідає максимальному ККД обмотки і може бути знайдено з умов $\frac{\partial \left(\frac{P_{обм}}{P_H} \right)}{\partial \tau} = 0$. Зменшення індуктивності розсіювання призводить до збільшення маси та габаритів високовольтної частини СВБЖ.

Розглядаючи одержані результати, можна зробити висновок, що вираз (5) є основним для порівняння масогабаритних характеристик СВБЖ.

Методика порівняння та вибір оптимального варіанту СВБЖ на основі виразу (5) полягає в наступному:

1. Визначаються максимальна потужність СВБЖ та реактивна потужність його трансформатора в номінальному режимі;
2. Маса та об'єм трансформатора розраховуються виходячи з мінімальних типорозмірів осердя, які при забезпеченні необхідної електричної міцності при заданому ресурсі забезпечать величину найбільшої потужності СВБЖ.

2. Високочастотні транзисторні перетворювачі з НЧ імпульсною модуляцією для установок індукційного нагрівання

У рамках робіт, спрямованих на розвиток теорії та принципів побудови високочастотних транзисторних перетворювачів для технологічного устаткування індукційного нагрівання, проводились дослідження та розробка способів керування високочастотними резонансними інверторами напруги з НЧ імпульсною модуляцією при широкому діапазоні зміни параметрів навантаження.

Установки індукційного нагрівання частотою 10...440 кГц широко використовуються у багатьох галузях промисловості України для виконання технологічних операцій плавлення, паяння, загартовування, нагрівання і т. п.

Силкові перетворювачі постійно вдосконалюються з метою підвищення надійності, поліпшення енергетичних характеристик, зниження собівартості. Поліпшення енергетичних характеристик перетворювачів набуває все більшого значення з точки зору вирішення задач енергозбереження. Пріоритетними напрямками вдосконалення транзисторних перетворювачів є розробка нових силових компонентів та поліпшення їх характеристик, розробка нових силових схем, алгоритмів та систем управління перетворювачами.

Висока частота перетворення, викликана в першу чергу вимогами технології, призводить до необхідності дослідження й розробки способів, які забезпечують оптимальні режими роботи транзисторних перетворювачів. У цьому напрямку проводились дослідження, пов'язані з розробкою способів та алгоритмів керування, що оптимізують процеси перемикання транзисторів з метою зниження комутаційних втрат, які на високих частотах є основними і визначають навантажувальну здатність приладів.

Використання структурної схеми (рис. 1), що складається з некерованого випрямляча напруги трифазної мережі живлення (В), фільтра (Ф) та резонансного інвертора напруги (Інв), в якому регулюється вихідний струм, дає змогу суттєво спростити силову частину перетворювача, тим самим знизити собівартість та підвищити надійність.

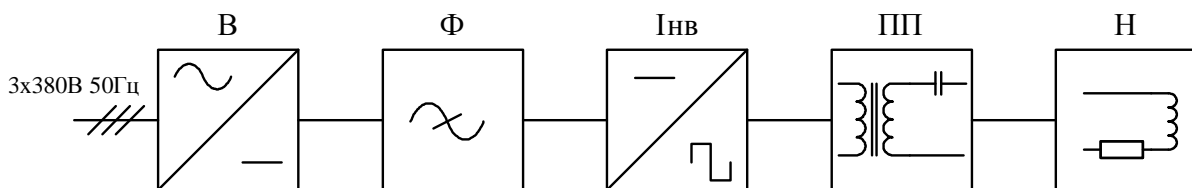


Рис. 1

Існують такі основні способи регулювання вихідного струму послідовного резонансного інвертора: частотний; широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) на основній частоті; широтно-частотний; низькочастотної (НЧ) імпульсної модуляції.

Невеликі динамічні втрати потужності є значною перевагою інверторів з НЧ регулюванням порівняно зі способами регулювання на основній частоті. Нульові втрати потужності досягаються за рахунок перемикання транзисторів при струмі, близькому до нуля, що відповідає режиму роботи на частоті, близькій до резонансної. Для забезпечення цього використовується система автоматичного підстроювання частоти (АПЧ).

Для регулювання та стабілізації струму навантаження можливо використовувати такі способи НЧ імпульсної модуляції, як НЧ-ШІМ та НЧ-ЧІМ, а також релейний спосіб. Як показали попередні дослідження, НЧ-ШІМ та НЧ-ЧІМ мають свої переваги та недоліки, тому

вирішувались задачі, пов'язані з розробкою оптимальних способів регулювання та стабілізації струму інвертора на основі комбінацій параметрів НЧ модуляції n, s, m , де $n = s - m$ – кількість періодів за час вимкненого стану транзисторів інвертора t_{OFF} ; m – кількість періодів за час ввімкненого стану транзисторів інвертора t_{ON} ; s – кількість періодів за час модуляції [3].

При виборі параметрів НЧ модуляції n, s, m необхідно враховувати особливості конкретних технологічних процесів, а саме:

- діапазон зміни параметрів еквівалентної схеми навантаження інвертора (R, L) в процесі виконання технологічних операцій для всієї номенклатури деталей, які необхідно нагрівати;
- діапазон регулювання вихідного струму;
- необхідну стабільність вихідного струму.

Від параметрів НЧ модуляції залежать величина мінімальної та максимальної амплітуди струму, величина амплітуди та частота НЧ пульсації струму, що в свою чергу впливає на вибір ключових елементів інвертора, конденсаторів контура, вхідного фільтра інвертора.

Залежно від конкретних задач можуть застосовуватись наступні критерії вибору параметрів НЧ модуляції n, s, m як окремо, так і разом:

- зменшення максимальної та збільшення мінімальної амплітуди струму на виході інвертора, що призводить до зменшення амплітудного значення напруги на конденсаторах коливального контура та індукторі, зниження звукового рівня при роботі установки;
- зменшення кроку дискретизації та забезпечення його рівномірності, що зменшує амплітуду НЧ пульсацій струму та сприяє отриманню потрібних характеристик регулювання;
- зменшення маси та габаритів фільтра на вході інвертора, які залежать від частоти та амплітуди НЧ пульсацій;
- збільшення частоти низькочастотної пульсації струму за межі звукового діапазону.

Для зменшення дискретності характеристики регулювання необхідно збільшити s , однак при великих значеннях s частота НЧ пульсації струму може знаходитись у звуковому діапазоні частот та викликати необхідність у крупногабаритному фільтрі на вході інвертора. Поліпшити дискретність регулювання та зменшити амплітуду НЧ пульсації струму можливо завдяки одночасній зміні m та s , при обмеженні їх значення.

При виборі параметрів регулювання n, s, m враховувався їх вплив на величину НЧ пульсації амплітуди струму. Збільшення n збільшить амплітуду НЧ пульсації струму.

При розімкнутій системі регулювання струм навантаження можливо змінювати дискретно. Введення негативного зворотного зв'язку за регулюючим параметром дає змогу регулювати струм навантаження плавно у всьому діапазоні [1]. Якщо потрібна величина γ не відповідає можливому кроку характеристики регулювання, тоді зворотний зв'язок завжди змінюватиме сигнал на модулятор, котрий коливатиметься між двома прилеглими $\gamma_{доzv}$.

Розроблено систему керування резонансним інвертором напруги з мікропроцесорною системою керування. Функціональна схема системи керування

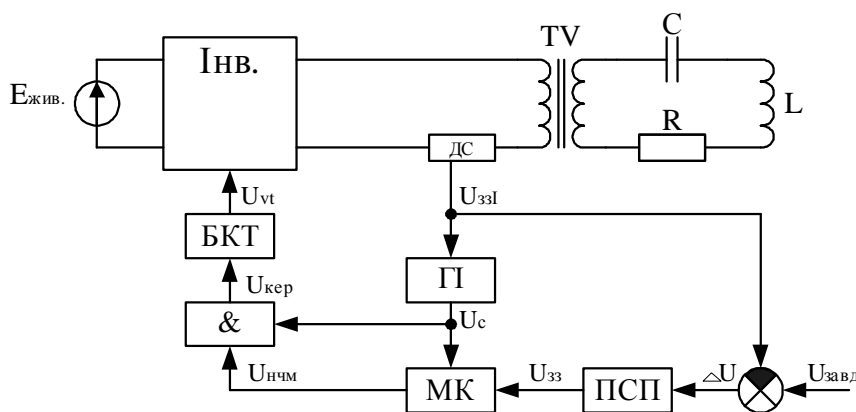


Рис. 2

транзисторним інвертором з використанням мікроконтролера (МК) наведена на рис. 2. Схема керування складається з МК, генератора імпульсів з автоматичним підстроюванням частоти (Г), підсилювача сигналу помилки (ПСП), логічного блока "&", датчика струму (ДС) та блока керування транзисторами (БКТ). У даному випадку обрано МК ATmega-16 фірми ATMEL з

тактовою частотою 16 МГц.

В пам'ять МК з усіх можливих комбінацій параметрів НЧ імпульсної модуляції m та s $\left(\gamma = \frac{m}{s}\right)$ закладені допустимі. Вони вибрані в першу чергу виходячи з умов забезпечення мінімальної амплітуди пульсації струму з урахуванням зміни параметрів навантаження в широкому діапазоні.

При введенні негативного зворотного зв'язку за регулюючим параметром система автоматично вибирає необхідну комбінацію параметрів із допустимих. Якщо при цьому потрібна величина γ не відповідає жодній з точок дискретної характеристики регулювання, тоді сигнал зворотного зв'язку буде змінюватись, і система керування буде змінювати параметри НЧ імпульсної модуляції, при цьому спостерігатимуться коливання між двома сусідніми точками характеристики регулювання. Це дасть змогу отримати проміжні значення вихідного струму інвертора.

Для проведення експериментальних досліджень розроблено макетний зразок транзисторного перетворювача ВЧІ-3 потужністю 3 кВт частотою 66 кГц для індукційного нагрівання ділянок сталевих труб для забезпечення технології паяння. Резонансний інвертор має систему АПЧ і працює на частоті, близькій до резонансної $f=66,67$ кГц, добротність контура на початку процесу нагрівання $Q=1,519$, яка отримана в результаті розрахунків. Навантаження резонансного інвертора характеризується достатньо низькою добротністю, тому використання НЧ-ШІМ чи НЧ-ЧІМ при існуючому діапазоні зміни параметрів навантаження та необхідності регулювання вихідного струму може призводити до значної пульсації струму, в результаті чого амплітуда струму може перевищити допустимі мінімальний та максимальний рівні.

Підвищення максимального значення амплітуди струму призводить до збільшення амплітудного значення напруги на конденсаторах та індукторі. Зменшення амплітудного значення струму до нуля недопустиме з точки зору роботи системи автоматичного підстроювання частоти.

На основі проведеного аналізу розроблено алгоритм керування інвертором, який використовував комбінації параметрів НЧ модуляції n , m , s , що забезпечували мінімальні пульсації струму. В розробленому алгоритмі $n=1,2$ максимальне значення $m=25$.

В алгоритм керування було закладено такі комбінації параметрів НЧ модуляції:

$$\frac{m}{s} = \left\{ \frac{1}{5}; \frac{1}{4}; \frac{1}{3}; \frac{2}{5}; \frac{3}{7}; \frac{1}{2}; \frac{3}{5}; \frac{2}{3}; \frac{5}{7}; \frac{3}{4}; \frac{7}{9}; \frac{4}{5}; \frac{9}{11}; \frac{5}{6}; \frac{12}{14}; \frac{15}{17}; \frac{9}{10}; \frac{23}{25}; \frac{16}{17}; \frac{24}{25}; \frac{49}{50}; 1 \right\}.$$

Для зменшення кроку дискретизації використовувались комбінації двох сусідніх γ . На графіку рис. 3 представлено зазначені комбінації. Жирними крапками позначені γ , отримані в результаті комбінації двох сусідніх γ . З графіка видно, що при заданих параметрах можливо забезпечити достатньо невеликий крок зміни коефіцієнта заповнення $\Delta\gamma = \{0,02; 0,05\}$, однак крок дискретизації є нерівномірний.

Результати експериментальних досліджень показали, що запропонований алгоритм керування з НЧ імпульсною модуляцією забезпечує зазначений діапазон регулювання при заданому діапазоні зміни параметрів навантаження незважаючи на низьку добротність коливального контура навантаження. При цьому максимальна амплітуда струму навантаження не перевищувала більш ніж на 25 % від максимального значення, яке відповідало амплітуді струму без НЧ модуляції. Це необхідно враховувати при виборі елементів схеми.

Таким чином, використання НЧ імпульсної модуляції та системи автоматичного підстроювання частоти дає змогу мінімізувати динамічні втрати потужності в ключових елементах інвертора, що неможливо при інших способах регулювання на основній частоті. Розроблено ефективні алгоритми керування резонансним інвертором напруги, які забезпечують необхідні режими роботи установки при широкому діапазоні зміни параметрів технологічного навантаження. Це дає змогу підвищити можливу частоту та потужність перетворювачів, знизити їх собівартість, покращити масогабаритні показники.

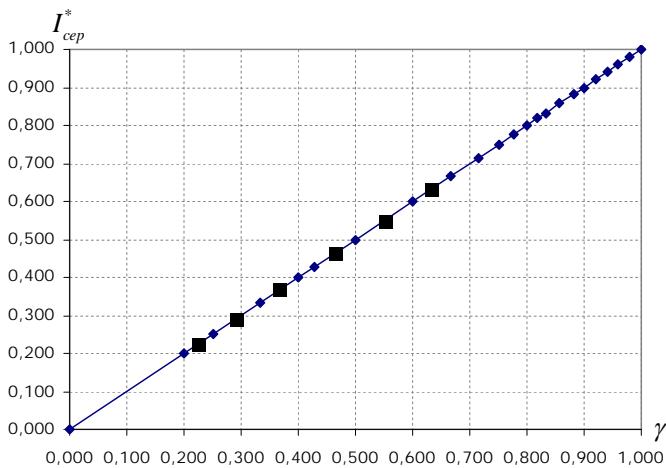


Рис. 3

вання, наприклад частотного, неможливе через великі динамічні втрати потужності в транзисторах.

3. Схемотехнічні та конструктивні методи, які забезпечують електромагнітну сумісність регульованих високочастотних транзисторних перетворювачів з мережею електроживлення

Проведені дослідження показали, що сучасні високочастотні транзисторні перетворювачі напруги генерують симетричні та несиметричні електромагнітні завади (ЕМЗ) в широкому діапазоні частот. Цей діапазон починається з тактової частоти перетворювача (1...20 кГц) і сягає десятків–сотень мегагерц. Згадані ЕМЗ генеруються на виході силових ключів перетворювача. Завдяки тому, що ЕМЗ є високочастотними коливаннями напруги та струму, вони розповсюджуються від місця виникнення по всій конструкції перетворювача аж до його вхідних та вихідних контактів. Розповсюдження ЕМЗ відбувається як конструктивним шляхом (по монтажу перетворювача, через паразитні та конструктивні ємності схеми тощо), так і шляхом випромінювання ЕМЗ у навколишнє середовище у вигляді електричного та магнітного полів.

Конструктивні ЕМЗ, які проникають у вигляді високочастотної напруги і далі по проводах електроживлення в мережу, являють собою індустриальні радіозавади для радіоелектронної апаратури, яка під'єднана до цієї мережі.

Дослідження показують, що рівень індустриальних радіозавад від ВЧ транзисторних перетворювачів напруги може досягати 100...110 дБмкВ. У той же час нормативні документи обмежують гранично допустимий рівень індустриальних радіозавад значенням 60 дБмкВ на частотах від 150 до 500 Гц та значенням 52 дБмкВ на частотах від 500 кГц до 30 МГц. Це означає, що якщо не вживати спеціальних заходів для зменшення індустриальних радіозавад від ВЧ транзисторних перетворювачів напруги, то їхній рівень перевищить гранично допустимий на 40...50 дБ, або іншими словами у 100...300 разів.

Проведені дослідження дали змогу запропонувати низку схемотехнічних та конструктивних методів зменшення згаданих вище завад на вхідних та/або вихідних контактах перетворювача напруги.

Так, наприклад, розробляючи алгоритм перемикання силових ключів у транзисторному перетворювачі напруги, за допомогою схемотехнічних методів можна реалізувати так звану “жорстку” або “м’яку” комутацію силових ключів. У першому з наведених методів комутація ключа здійснюється при повній нарузі, що прикладена до ключа, або під час протікання максимального силового струму через ключ. У другому з наведених методів комутація ключа виконується в такий проміжок часу, коли напруга, прикладена до ключа, або струм, який протікає через ключ, близькі до нуля.

Історично методи “жорсткої” комутації ключа з’явились раніше і набули широкого розвитку і розповсюдження. До переваги цих методів можна віднести простоту схемної реалізації. Але зі збільшенням швидкості перемикання нових силових ключів на біполярних

Подальші дослідження планується проводити в напрямку вдосконалення алгоритмів керування з НЧ імпульсною модуляцією, розробки методики розрахунку та вибору параметрів НЧ модуляції в залежності від різноманітних технічних вимог, розробки принципів та систем керування для більш високочастотного застосування, наприклад 440 кГц.

Розроблені алгоритми керування планується впроваджувати в першу чергу в установках індукційного нагрівання частотою 66 кГц та вище, де використання широківідомих способів регулю-

транзисторах з ізолюваним затвором та на польових транзисторах, а також зі зростанням значень напруги, яка комутується силовим ключем, “жорстка” комутація породжує низку проблем і перш за все – імпульс перенапруги на виході ключа під час його переходу в закритий стан. Амплітуда згаданого імпульсу залежить в основному від індуктивності проводів, що подають напругу електроживлення на силовий ключ, але в будь-якому випадку імпульси перенапруги є джерелами індустриальних радіозавад. При найсприятливіших умовах такий сплеск перенапруги може навіть вивести з ладу силовий ключ та сусідні з ключем компоненти схеми перетворювача напруги.

Дослідження показали, що ефективним схемотехнічним засобом, який зменшує імпульс перенапруги на виході силового ключа, є застосування резисторно-конденсаторних ланок на виході ключа (“снабери”), хоча при цьому дещо зростають втрати енергії під час перемикання ключа, що погіршує тепловий режим та зменшує ККД. Це пов’язано з тим, що в снаберах енергія перенапруги перетворюється у тепло, яке незворотно розсіюється у резисторах снаберів.

Дослідження конструктивних методів забезпечення електромагнітної сумісності регульованих ВЧ транзисторних перетворювачів виявили, що важливу роль у забезпеченні згаданої сумісності відіграє правильне підведення напруги до силового ключа. Іншими словами, це означає мінімізацію індуктивності проводів, які підводять напругу до силового ключа, за допомогою конструктивних методів.

Відомо, що індуктивність будь-якого провідника прямо пропорційна його довжині та залежить від форми провідника: максимальну індуктивність мають провідники круглої форми, мінімальну – плоскі провідники, коли ширина провідника значно перевищує його товщину.

З цих властивостей впливає конструктивний метод забезпечення електромагнітної сумісності у перетворювачах напруги – при конструюванні перетворювача треба розташувати його силові ключі якомога ближче до клем силового випрямляча (мінімізація довжини провідників), а під’єднувати силові ключі до випрямляча потрібно не круглими проводами, а широкими та плоскими шинами.

При такій формі шин можна здійснити ще один конструктивний захід, який відчутно зменшить індуктивність провідників: наблизити один до одного провідник, по якому струм підтікає до силового ключа, і провідник, по якому струм повертається до силового випрямляча.

Як відомо, сумарна індуктивність системи з двох провідників, розташованих на малій відстані один від одного, є значно меншою, ніж індуктивність кожного з цих провідників. З фізичної точки зору це пояснюється тим, що магнітне поле одного з провідників, яке виникає завдяки протіканню струму по провіднику від джерела струму до навантаження, в значній мірі компенсується магнітним полем, яке виникає навколо другого провідника, оскільки в другому провіднику протікає той самий струм у протилежному напрямку (від навантаження до джерела струму). “Залишкова” індуктивність L_s згаданої вище системи провідників визначається тим, що частина магнітного поля навколо першого та другого провідників не взаємодіє між собою, а розповсюджується в навколишнє середовище. Чим менша відстань між провідниками, тим більша частина магнітного поля взаємно компенсується і тим меншою стає залишкова індуктивність L_s системи провідників.

Для силових ключів, побудованих на сучасних типах MOSFET і IGBT, такий спосіб підведення напруги є найбільш придатним.

За звітний період була розроблена методика **вимірювання рівнів ЕМЗ в СЕЖ електротехнологічних установок.**

При розробці даної методики були враховані основні вимоги міждержавного стандарту ГОСТ 16842 «Радиопомехи индустриальные. Методы испытаний источников индустриальных радиопомех».

1. Аппаратура.

Вимірювачі радіозавад та вимірювальні пристрої, які використовують при вимірюваннях рівнів ЕМЗ в СЕЖ електротехнологічних установок (далі по тексту – пристрої) повинні відповідати вимогам ГОСТ 11001.

2. Підготовка до вимірювань.

На кожній частоті вимірювання значення напруги фонових радіозавад, одержане при вимкненому пристрої, має бути не менше ніж на 10 дБ нижче від нормованого значення на даній частоті, наведеного в нормативно-технічній документації на радіозавади. Вимірювання рівнів ЕМЗ потрібно проводити в стаціонарному режимі роботи пристрою.

Якщо показання вимірювача радіозавад на частоті вимірювань змінюються, то фіксують найбільше значення за проміжок часу не менше 15 с.

3. Проведення вимірювань.

Напругу радіозавад на електромережних затискачах досліджуваного пристрою вимірюють за допомогою вимірювача радіозавад та еквівалента мережі або пробника напруги.

Досліджуваний пристрій встановлюють біля струмопровідної поверхні – металевого листа розмірами не менше ніж 2 x 2 м. Лист повинен мати затискач заземлення і бути надійно з'єднаним з системою заземлення. Малогабаритні пристрої (масою не більше 80 кг і габаритними розмірами $l_{\max} \leq 0,8$ м при $l \geq 0,3$ м та $l_{\max} \leq 1,5$ м при $l < 0,3$ м, де l_{\max} – максимальний розмір пристрою, а l – кожен з двох інших розмірів пристрою) встановлюють на відстані 0,4 м від струмопровідної поверхні – металевого листа, або стіни чи підлоги екранованої кімнати. Великогабаритні пристрої встановлюють на відстані 0,04...0,05 м від згаданої поверхні.

Інші струмопровідні предмети і поверхні мають бути розташовані на відстані не менше ніж 0,8 м від досліджуваного пристрою.

Відстань між зовнішнім (навантаження, баласт тощо) та досліджуваним пристроями має дорівнювати довжині штатного кабеля з'єднання, якщо вона не перевищує 0,8 м, і довжині 0,8 м, якщо вона більша за 0,8 м. У останньому випадку надлишок кабеля скручують у вигляді плоскої петлі довжиною не більше 0,4 м.

Якщо при вимірюваннях напруги радіозавад використовують еквівалент мережі, то його встановлюють на відстані 0,8 м від досліджуваного пристрою. При цьому, якщо довжина штатного кабеля електроживлення для досліджуваного пристрою менша за 0,8 м, то кабель подовжують, а якщо більша – надлишок кабеля скручують у вигляді плоскої петлі довжиною не більше 0,4 м.

У всіх випадках еквівалент мережі встановлюють безпосередньо біля металевого листа і корпус еквівалента мережі з'єднують з поверхнею металеву шиною шириною не менше за 5 мм і мінімально можливою довжиною, але не більше ніж 0,4 м.

Несиметричну напругу радіозавад вимірюють на кожному затискачі досліджуваного пристрою. Найбільше з одержаних значень приймають за результат вимірювань і заносять у протокол вимірів.

1. Герасименко П.Ю. Транзисторний інвертор напруги для установок індукційного нагріву з НЧ імпульсною модуляцією та мікропроцесорною системою керування // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ. – 2009. – № 24. – С. 105–110.
2. Сенько В.І., Юрченко М.М., Юрченко О.М. та ін. Особливості роботи перетворювачів частоти на несиметричне навантаження // 11 Міжнар. наук.-техн. конф. “Електромеханічні системи, методи моделювання та оптимізації”. – Кременчук, 2009. – Ч. 3. – С. 39–32.
3. Юрченко М.М. Системи високовольтного бортового живлення електронно-променевої установки технології безтигельного зонного переплаву // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ. – 2009. – № 22. – С. 86–89.
4. Юрченко М.М., Твердохліб Ю.О., Юрченко О.М., Сенько В.І. Особливості побудови систем енергоживлення космічних апаратів // Техн. електродинаміка. Темат. вип. «Силова електроніка та енергоефективність». – 2009. – Ч.2. – С. 34–35.
5. Юрченко О.М., Юрченко М.М., Гуцалюк В.Я., Павловський В.О., Твердохліб Ю.О., Герасименко П.Ю. Високочастотні транзисторні перетворювачі у системах електроживлення технологічних установок // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ. – 2009. – № 23. – С. 118–127.