

ВИСОКОЧАСТОТНІ ТРАНЗИСТОРНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ У СИСТЕМАХ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ТЕХНОЛОГІЧНИХ УСТАНОВОК

Представлено результати досліджень за останній рік з трьох основних напрямків наукової діяльності співробітників відділу транзисторних перетворювачів (№ 15), 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.

Представлены результаты исследований за последний год по трем направлениям научной деятельности сотрудников отдела транзисторных преобразователей (№ 15), а именно: разработка и исследование высокочастотных высоковольтных устройств для бортовых электронно-лучевых установок; разработка и исследование высокочастотных транзисторных преобразователей для установок индукционных технологий; исследование электромагнитной совместимости систем электропитания с высокочастотными транзисторными преобразователями.

1. Розробка принципів побудови систем електроживлення бортових електронно-променевих технологічних установок

Використання сучасної елементної бази з метою досягнення граничних характеристик високочастотних транзисторних перетворювачів (ВТП) для технологічного устаткування як наземних, так і тих, що експлуатуються у навколосемному просторі, вимагає вивчення електромагнітних процесів у них з урахуванням специфіки режимів енергоперетворення та керування.

Одним із важливих принципів побудови таких ВТП є принцип перетворення електроенергії на високій частоті (20...1000 кГц), який дає змогу не тільки поліпшувати масогабаритні показники цих пристроїв, а й здійснювати якісні зміни у технологічних процесах. Висока частота перетворення дає можливість досягти потрібних динамічних характеристик систем електроживлення (СЕЖ), тобто забезпечувати високу швидкодію у керуванні вихідними вольт-амперними характеристиками СЕЖ і тим самим здійснювати повну керованість, яку вимагають фази технологічних процесів.

Створення сучасних СЕЖ вимагає розробки нових принципів конструювання, зокрема побудови силових перетворювальних каскадів у вигляді модулів на основі паралельного з'єднання комірок. Кожна комірка має у своєму складі різноманітні елементи – транзистор, діод, конденсатор або набір конденсаторів та запобіжник. При цьому важливою задачею, яка вирішувалась, є зниження комутаційних перенапруг на транзисторах при великій швидкості їх перемикання та незалежність від індуктивностей з'єднувальних провідників між комірками та загальних з'єднувальних провідників.

На основі цих модулів були створені СЕЖ для бортової електронно-променевої технологічної установки (БЕПТУ) [5, 8]. Особливістю цих СЕЖ є перетворення бортової напруги (23..34 В) постійного струму у високу постійну напругу близько 10 кВ з потужністю декілька кіловат. Ця СЕЖ складається з двох блоків – високочастотного транзисторного перетворювача та високочастотного високовольтного пристрою (ВВП). Для надійної роботи БЕПТУ СЕЖ повинна відповідати одночасно як електричним вимогам, що забезпечують технологічний процес, так і загальним вимогам щодо бортової апаратури. Така СЕЖ використовувалась для зварювання, паяння, різання та напилення металів на борту автономних об'єктів.

У зв'язку з особливостями експлуатації дуже важливою характеристикою ВВП є жорсткість його вихідної характеристики. В умовах ускладненого охолодження, що має місце під

час роботи бортової апаратури, значно зростає значення такого важливого параметру, як надійність. Виходячи з цього, основними вимогами при побудові ВВП для БЕПТУ є:

- забезпечення жорсткості вихідної характеристики у широкому діапазоні зміни навантаження (від холостого ходу до максимального навантаження);
- забезпечення необхідної надійності ВВП.

Частково ці питання розглянуті у роботах [2, 3, 4, 5]. Однак аналіз надійності ВВП БЕПТУ представляє собою більш складну задачу. Особливо це стосується кіл, які містять високочастотні високовольтні трансформатори (ВВТ). Виникає необхідність забезпечити електричну міцність конструкції, безпеку експлуатації та врахувати електромагнітні процеси у пристроях перетворення рівня напруги, а також наявність високої напруженості електричного поля, яка призводить до погіршення електромагнітної сумісності.

Відомо, що застосування методу глибокого секціонування дає змогу досягти високої надійності схемотехнічної частини ВВП при заданому ресурсі роботи [3, 4, 7]. Тому, з практичної точки зору, надійність ВВП може визначатися станом електричної ізоляції ВВТ.

У процесі експлуатації старіння електричної ізоляції значно прискорюється при одночасній дії двох або більше факторів, внаслідок їх взаємного впливу. Разом з тим механізми старіння ізоляції до цього часу достатньо ще не вивчені, тому надійним способом збільшення ресурсу роботи ВВП є ретельне проектування та зменшення впливу згаданих факторів на виготовлення ВВТ. Послаблення дії принаймні одного з них буде сприяти багаторазовому збільшенню ресурсу роботи ВВП.

Одним із основних вузлів ВВП є ВВТ, який створює великі щільності магнітних та електричних полів, які впливають на навколишнє середовище, особливо на власні кола та інші пристрої. Враховуючи, що у високовольтному трансформаторі ВВП вторинна обмотка розбита на n секцій, що споряджені власними випрямлячами та фільтрами, напруга, яка наводиться на зажимах приймача, буде дорівнювати сумі напруг, наведених на кожній із n обмоток, що мають в n раз меншу ЕРС.

Якщо припустити, що ємнісний опір (\dot{X}) між ВВТ та елементами схеми у стільки ж разів більший повного опору (\dot{Z}) між елементами схеми та корпусом ($\dot{X} \gg \dot{Z}$), тоді напруга, яка наводиться між ВВТ та елементами схеми, буде приблизно в n раз меншою напруги, яка наводиться на тому ж приймачі ВВТ. У такому разі можна зробити висновок, що застосування способу підсумовування випрямляючих напруг дає змогу суттєво покращити електромагнітну сумісність ВВП.

Загальна безвідмовність роботи ВВП БЕПТУ може бути значно підвищена при застосуванні більш сучасних комплектуючих елементів, що мають кращі масогабаритні, частотні та інші експлуатаційні параметри.

Щодо подальшого дослідження розглянутих питань та їх доцільності, необхідно зробити достатньо широке коло різних системних випробувань ВВП у СЕЖ, які могли б забезпечити високу надійність бортової апаратури, в яку вони входять.

2. Транзисторні інвертори напруги для установок індукційного нагрівання з НЧ імпульсною модуляцією

У рамках робіт, спрямованих на розвиток теорії та принципів побудови високочастотних транзисторних перетворювачів для технологічного устаткування індукційного нагрівання, проводились дослідження режимів роботи високочастотних транзисторних інверторів з послідовним резонансним контуром на виході та розробка ефективних способів регулювання вихідного струму при широкому діапазоні зміни параметрів навантаження.

Використання транзисторних перетворювачів частотою 10...440 кГц замість широко розповсюджених лампових генераторів є одним із енергозберігаючих заходів у галузі високочастотних індукційних технологій. Це дає змогу зменшити споживання електричної енергії на 35...45 %, відмовитись від водяного охолодження, зменшити у кілька разів масу, габарити і відповідно матеріалоемність обладнання, збільшити ресурс роботи за рахунок відмови від електровакуумних приладів. Круг технологічних задач дуже широкий (плавлення, паяння,

нагрівання, загартування та інше), а серійне виробництво таких перетворювачів в Україні не налагоджено. Тому ця тематика є актуальною та перспективною.

Для забезпечення технологічних режимів необхідно здійснювати регулювання і стабілізацію вихідного струму чи потужності. Використання структурної схеми, яка складається з некерованого випрямляча напруги трифазної мережі живлення та інвертора напруги, в якому регулюється вихідний струм, дає змогу суттєво спростити силову частину перетворювача, тим самим знизити собівартість та підвищити надійність. Існують різні способи регулювання та стабілізації вихідного струму транзисторного інвертора, такі як частотне регулювання, регулювання з використанням імпульсної та НЧ імпульсної модуляції, а також різні їх комбінації. Дослідження можливості використання способів НЧ імпульсної модуляції для подібного застосування недостатньо представлені в публікаціях.

Практично нульові динамічні втрати потужності є значною перевагою інверторів з НЧ регулюванням порівняно зі способами регулювання на основній частоті [1]. 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).

На рис. 1 наведені діаграми вихідних напруги $u(t)$ та струму $i(t)$ інвертора та напруги керування u_s при НЧ імпульсній модуляції. При НЧ модуляції час модуляції T_M , час ввімкненого стану t_{ON} та час вимкненого стану t_{OFF} зручно характеризувати цілими числами, що кратні періоду вихідної напруги інвертора T_0 :

$$T_M = sT_0, \quad t_{ON} = mT_0, \quad t_{OFF} = nT_0, \quad (1)$$

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

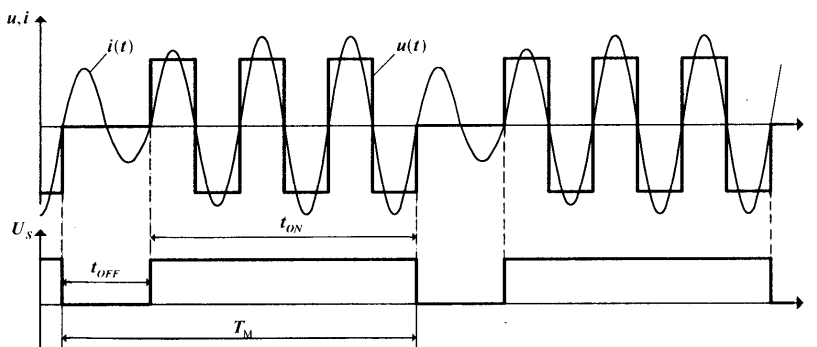


Рис. 1

При високих добротностях Q можна знехтувати вищими гармоніками у вихідній напрузі інвертора. Це дає змогу суттєво спростити аналіз та отримати вирази у аналітичному вигляді. В результаті аналізу отримано вирази для вихідного струму інвертора в усталеному режимі, які дозволяють проводити аналіз при різних

комбінаціях n, s, m . Аналіз показав, що швидкість зростання та спаду амплітуди струму визначається постійною часу $\tau = \frac{2L}{R} = \frac{QT_0}{\pi}$, яка збільшується при збільшенні згаданої вище добротності.

Середнє за модулем значення струму $I_{сep}$, максимальне $I_{a \max}$, мінімальне $I_{a \min}$ значення амплітуди струму та різниця між максимальним та мінімальним значеннями амплітуди струму ΔI_a можна визначити спрощеними виразами:

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

$$I_{a \max} = \frac{U_{m(1)}}{R} \left[1 - \frac{\left(1 - e^{-\frac{\pi n}{Q}} \right)}{\left(1 - e^{-\frac{\pi s}{Q}} \right)} e^{-\frac{\pi}{Q} \left(s - n - \frac{1}{4} \right)} \right]; \quad (3)$$

$$I_{a \min} = \frac{U_{m(1)}}{R} \frac{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}(s-n)}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}s}} e^{-\frac{\pi}{Q}\left(n-\frac{1}{4}\right)}, \quad (4)$$

$$\Delta I_a = \frac{U_{m(1)}}{R} \left[1 - \frac{e^{-\frac{\pi}{Q}(s-n)} - 2e^{-\frac{\pi}{Q}s} + e^{-\frac{\pi}{Q}n}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}s}} e^{\frac{\pi}{4Q}} \right], \quad (5)$$

де $U_{m(1)}$ – амплітуда першої гармоніки напруги інвертора після трансформатора; $\gamma = \frac{t_{ON} m}{T_M s}$ – коефіцієнт заповнення модульованої напруги.

На практиці впродовж технологічного циклу активний опір навантаження може як збільшуватись, що характерно для немагнітних матеріалів, так і зменшуватись, що відповідає процесу нагрівання магнітних матеріалів. Також змінюється L , хоч і меншою мірою, та відповідно Q . Залежно від цього вибирається початковий режим роботи системи керування.

Розглянуто режими стабілізації струму при зменшенні опору навантаження від початкового значення R_n , якому для прикладу буде відповідати $\gamma=1$, до кінцевого значення R_k . При цьому вважатимемо $L = const$. На рис. 2 представлено графіки залежності відносних

максимального та мінімального значень $I_{a \max}^* = \frac{I_{a \max}}{U_{m(1)}/R_n}$, $I_{a \min}^* = \frac{I_{a \min}}{U_{m(1)}/R_n}$ при стабілізації $I_{сep}$

для НЧ-ШІМ ($s=const$) при зміні $R^* = \frac{R}{R_n}$. Прийемо $s = 10$, початкову добротність $Q_n = 5, 10$.

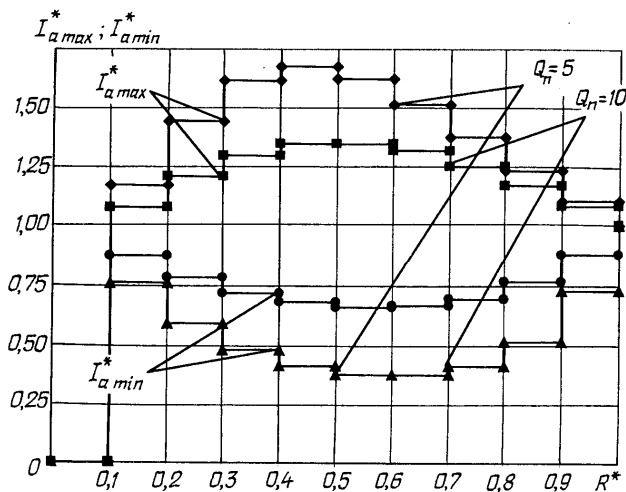


Рис. 2

З рис. 2 видно, що зменшення R^* призводить до появи НЧ пульсації струму, однак у всьому діапазоні зміни R^* система працює в режимі безперервного струму. Максимальне значення амплітуди пульсації відповідає $R^* = 0,5$ та $\gamma = 0,5$. $I_{a \max}^*$ при $Q_n = 5$ досягає максимального значення 1,68, що слід враховувати при виборі елементів схеми.

При НЧ-ШІМ нестабільність та дискретність регулювання визначаються параметром s . Дискретність зміни струму майже рівномірна. Однак при зменшенні γ збільшується амплітуда НЧ пульсації струму та може виникнути режим роботи інвертора, коли струм

спадає до нуля. Це обмежує можливість використання цього способу регулювання при широкому діапазоні зміни параметрів навантаження та при малих значеннях Q . При цьому виникають складності практичної реалізації системи керування з АПЧ.

Рис. 3, 4 відображають результати досліджень НЧ-ЧІМ ($n=1$) та НЧ-ЧІМ ($n=2$) при аналогічних умовах. Для НЧ-ЧІМ при $n=1$ $I_{a \max}^*$ збільшується до 1,18, а при $n=2$ $I_{a \max}^*$ досягає 1,31. Перевагою НЧ-ЧІМ перед НЧ-ШІМ є те, що амплітуда НЧ пульсації струму обмежена і є меншою. Але для НЧ-ЧІМ характеристика регулювання нерівномірна та не дає змоги стабілізувати струм при зменшенні R більше ніж у 2 рази для $n=1$ та більше ніж у 3 рази для $n=2$. Збільшення n збільшить амплітуду НЧ пульсації струму. Доцільне використання одночасно $n=1$ та $n=2$, що покращить характеристики.

Параметри регулювання n, s, m впливають на дискретність регулювання струму, нестабільність, величину пульсації амплітуди струму. При великих значеннях s ($s > 10$) дискретність регулювання зменшується, однак стають можливими режими переривистого струму, що ускладнює роботу системи керування з АПЧ та збільшує вимоги до вхідного фільтра.

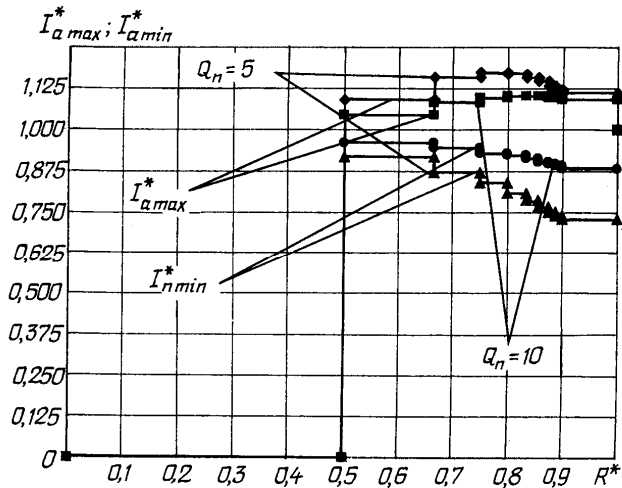


Рис. 3

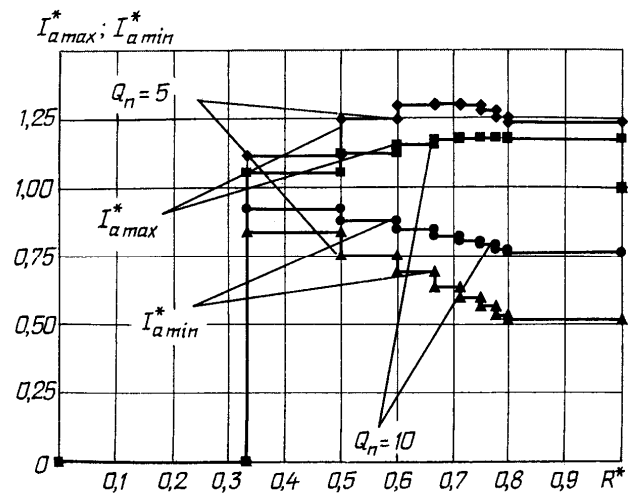


Рис. 4

Було проведено експериментальні дослідження на макеті транзисторного перетворювача індукційної установки з НЧ-ШІМ керуванням, призначеної для паяння інструмента. Еквівалентна схема заміщення навантаження мала такі параметри: $C = 10,47$ мкФ; $L_n = 0,72$ мкГ; $f_n = 57,87$ кГц; $R_n = 0,026$ Ом; $Q_n = 10,2$. Величини L, R та Q отримані в результаті розрахунків на основі експериментальних досліджень.

Схема керування з НЧ-ШІМ модуляцією забезпечувала стабілізацію середнього значення вихідного струму за модулем та мала систему АПЧ. У процесі нагрівання активний опір навантаження зменшився на 40 %, а індуктивність – на 8 %.

Осцилограми вихідного струму протягом циклу нагрівання наведені на рис. 5.

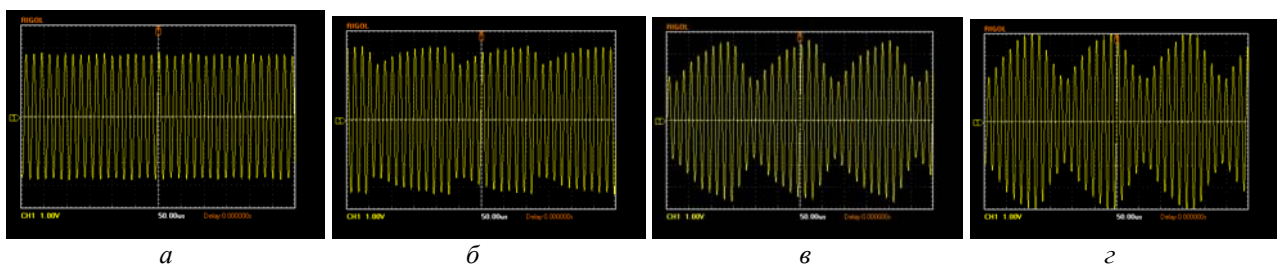


Рис. 5

Під час нагрівання коефіцієнт заповнення змінювався від початкового значення $\gamma_n = 1$ до кінцевого $\gamma_k = 0,6$. При цьому максимальне та мінімальне значення амплітуди струму по відношенню до початкової амплітуди струму досягали 1,46 та 0,71 відповідно, що підтверджує правомірність отриманих виразів. Експериментальні дослідження показали можливість використання НЧ-ШІМ для виконання даної технологічної задачі. Наявність пульсації струму необхідно враховувати при виборі елементів схеми. Однак зменшення добротності контура навантаження призводить до появи режимів переривистих струмів і є неприпустимим.

НЧ-ШІМ ($s = const$) та НЧ-ЧІМ ($n = const$) мають свої переваги та недоліки. Їх використання можливе при високих рівнях добротності або невеликому діапазоні регулювання.

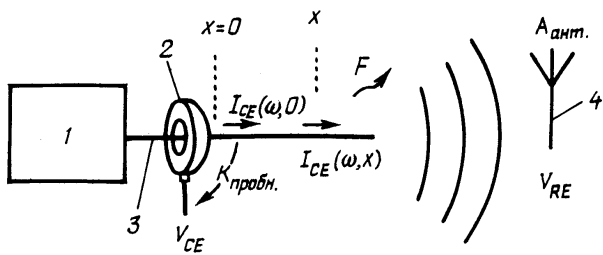


Рис. 6

з НЧ регулюванням. Їх використання дозволяє спростити силову частину перетворювача, зменшити втрати потужності, тим самим розширити частотні можливості. Зазначені вище недоліки НЧ-ШІМ та НЧ-ЧІМ роблять недоцільним їх широке застосування. Їх використання доцільне при високих рівнях добротності, невеликому діапазоні зміни параметрів навантаження, незначних вимогах до характеристик регулювання та стабілізації. Подальші дослідження мають проводитись у напрямку розробки НЧ способів та алгоритмів регулювання при змінних параметрах регулювання n, s, m , що дасть змогу покращити характеристики при широкому діапазоні зміни параметрів навантаження.

3. Моделювання електромагнітних завад випромінення в автономних системах електроживлення із високочастотними транзисторними перетворювачами

Одним з важливих аспектів електромагнітної сумісності (ЕМС) в автономних СЕЖ із високочастотними транзисторними перетворювачами є електромагнітні завади (ЕМЗ) випромінення. Процеси виникнення та розповсюдження ЕМЗ у автономних СЕЖ різноманітних електротехнологічних установок аналогічні таким же процесам, що протікають у СЕЖ автономних електротранспортних засобів (АЕЗ). Тому результати досліджень, що були отримані при аналізі СЕЖ АЕЗ та наведені нижче, будуть використані при створенні будь-яких автономних систем електроживлення.

Добре відомо [7], що ЕМЗ випромінення тісно пов'язані з кондуктивними завадами, особливо на частотах нижче 1000 МГц. Існують прості співвідношення між ЕМЗ випромінення та кондуктивними завадами [6]. Проте ці співвідношення є справедливими лише для дуже простих геометричних форм випромінювачів та низьких частот і електрично коротких кабелів, де розподіл струму завади вздовж випромінюючого провідника можна вважати приблизно рівномірним.

Для оцінки ЕМЗ випромінення у ситуаціях з реальними геометрією та розмірами кабелів АЕЗ часто застосовують методи електронного моделювання. Ці методи потребують достатньо складних моделей завад і кабелів, а точність результату моделювання є не завжди достатньою.

Для моделювання ЕМЗ випромінення від систем зі складними геометричними формами запропоновано емпіричний алгоритм [1], який дає змогу визначити коефіцієнти випромінення від кабелів АЕЗ та рівень випромінення від всього АЕЗ, використовуючи прості тестові процедури. При цьому спочатку визначаються основні канали розповсюдження ЕМЗ, після чого сумарне випромінення ЕМЗ в АЕЗ нескладно визначити шляхом комбінації одержаних коефіцієнтів випромінення і вимірних кондуктивних завад у них.

На рис. 6 спрощено показаний механізм розповсюдження ЕМЗ випромінення від одного електронного модуля або функціонального вузла АЕЗ, до якого під'єднаний кабель. Тут прийняті такі позначення: 1 – електронний модуль або функціональний вузол; 2 – пробник напруги; 3 – кабель; 4 – приймальна антена.

Електронний модуль генерує кондуктивні завади, струм яких певним чином розподілений по кабелю АЕЗ. Прийнято, що струм завади розподілений нерівномірно вздовж кабеля і може бути описаний таким рівнянням:

$$I_{CE}(\omega, x) = I_{CE}(\omega, 0) \cdot D(\omega, x), \quad (6)$$

Подальші дослідження мають проводитись в напрямку розробки ефективних способів та алгоритмів регулювання при змінних параметрах регулювання n, s, m , що дасть змогу покращити характеристики при широкому діапазоні зміни параметрів навантаження.

Практично нульові динамічні втрати потужності є значною перевагою інверторів

де $I_{CE}(\omega, x)$ – струм кондуктивної завади в точці x кабелю; $I_{CE}(\omega, 0)$ – струм кондуктивної завади на початку кабелю, в точці під'єднання кабелю до електричного модуля; $D(\omega, x)$ – функція розподілу, яка залежить від частоти та геометрії джгута кабелів.

Частину енергії завади, яка випромінюється кабелем у навколишнє середовище, можна визначити з рівняння

$$F_{RE}(\omega) = \int_{x=0}^L I_{CE}(\omega, x) R(\omega, x) dx, \quad (7)$$

де $F_{RE}(\omega)$ – напруженість поля ЕМЗ випромінення, виміряна в точці розташування антени; L – довжина кабелю; $R(\omega, x)$ – функція, що пов'язує між собою струм кондуктивної завади та поле її випромінення на невеликому сегменті кабелю в точці x . Ця функція теж залежить від частоти, геометрії розводки кабелів та властивостей навколишнього середовища.

Підставляючи (6) у (7), одержимо:

$$F_{RE}(\omega) = \int_{x=0}^L I_{CE}(\omega, 0) D(\omega, x) \cdot R(\omega, x) dx = I_{CE}(\omega, 0) \int_{x=0}^L D(\omega, x) \cdot R(\omega, x) dx, \quad (8)$$

або
$$F_{RE}(\omega) = I_{CE}(\omega, 0) \cdot F(\omega), \quad (9)$$

де
$$F(\omega) = \int_{x=L}^L D(\omega, x) \cdot R(\omega, x) dx. \quad (10)$$

З рівняння (9) видно, що поле випромінення можна однозначно пов'язати зі струмом кондуктивної завади в точці $x=0$, де кабель виходить з електронного модуля.

Зазвичай струм кондуктивної завади вимірюється за допомогою стандартного пробника струму:

$$V_{CE}(\omega) = I_{CE}(\omega) \cdot K_{probe}(\omega) \quad \text{і} \quad V_{CE}(\omega, 0) = I_{CE}(\omega, 0) \cdot K_{probe}(\omega), \quad (11)$$

де $K_{probe}(\omega)$ – коефіцієнт передачі пробника; $V_{CE}(\omega)$ – напруга на виході пробника.

З іншого боку, поле ЕМЗ приймає антена, яка перетворює це поле в напругу $V_{RE}(\omega)$, пропорційну полю:

$$V_{RE}(\omega) = F_{RE}(\omega) \cdot A_{ant}(\omega), \quad (12)$$

де $A_{ant}(\omega)$ – це антенний фактор.

Підставляючи рівняння (9) і (11) в (12), одержимо:

$$V_{RE}(\omega) = V_{CE}(\omega, 0) \frac{F(\omega) \cdot A_{ant}(\omega)}{K_{probe}(\omega)} = V_{CE}(\omega, 0) \cdot F'(\omega), \quad (13)$$

де

$$F'(\omega) = \frac{F(\omega) \cdot A_{ant}(\omega)}{K_{probe}(\omega)}. \quad (14)$$

Для системи, яка містить лише один кабель (поле визначається тільки одним чинником), рівняння (14) можна записати в іншій формі:

$$F'(\omega) = \frac{V_{RE}(\omega)}{V_{CE}(\omega, 0)}. \quad (15)$$

З цього рівняння випливає можливість емпірично оцінювати ефективність випромінення поля ЕМЗ кабелем. Для цього достатньо виміряти напругу на зажимах антени, напругу на виході пробника струму і обчислити відношення цих напруг.

Якщо система містить декілька кабелів, то сумарне поле ЕМЗ є векторною сумою полів, які випромінюються кожним кабелем:

$$V_{RE}(\omega) = \sum_{i=1}^n V_{CEi}(\omega, 0) \cdot F'_i(\omega), \quad (16)$$

де $V_{CEi}(\omega, 0)$ – напруга кондуктивної завади, виміряна в i -му кабелі; $F'_i(\omega)$ – ефективність випромінення.

Це рівняння достатньо точно описує всю систему кабелів, якщо взаємні зв'язки по полю між кабелями слабкі. Така умова є природною і легко виконується при грамотному, з точки зору ЕМС, конструюванні АЕЗ і системи його кабелів.

Один з можливих способів визначити коефіцієнт $F_i'(\omega)$ одиночного кабелю з системи кабелів полягає в тому, щоб примусово внести значне загасання для всіх інших кондуктивних завод. Це можна досягти шляхом встановлення в кожен з решти кабелів високоімпедансних котушок індуктивності [7].

У такій ситуації ефективність випромінення $F_i'(\omega)$ в i -му кабелі дорівнює

$$F_i'(\omega) = \frac{V_{RE}(\omega)}{V_{CE_i}(\omega, 0)} \left| V_{CE_j}(\omega, 0) \approx 0, j \neq i \right. \quad (17)$$

Звичайно, введення високоімпедансних котушок індуктивності послідовно у кожен з кабелів змінює імпеданс цих кабелів і відповідно рівень кондуктивних завод у них. Але імпеданс кабелю без котушок індуктивності, який, власне, і підлягає дослідженню, лишиться тим самим, і тому випромінення цього кабелю теж не зміниться. З цієї причини еквівалентна ефективність випромінення, яка характеризується коефіцієнтом $F_i'(\omega)$, залишиться такою ж, як і при відсутності котушок індуктивності.

Для подальшого розгляду важливо зазначити, що напруга $V_{CE_i}(\omega)$ у рівнянні (17) може бути напругою кондуктивної завади, яка виникає всередині електронного модуля СЕЖ; але з другого боку, цю напругу можна подати на електронний модуль ззовні, і спектральний склад такої тестової напруги може бути наперед заданим або відомим. Якщо тестову напругу (невеликої амплітуди) подати в точку, де кабелі виходять з електронного модуля, так, щоб не порушити нормального функціонування згаданого модуля, то струм, спричинений цією напругою, потече по кабелю тим самим шляхом, що і струм власної завади модуля, і в результаті з'явиться поле випромінення, яке матиме таку ж структуру, що і поле від "своєї" кондуктивної завади.

Знання спектрального складу тестової напруги дає змогу застосувати досконалі кореляційні алгоритми обробки результуючого сигналу. При цьому можна чітко відмежуватись від усіх паразитних ефектів, що зазвичай супроводжують високочастотні вимірювання, і одержати достовірний результат. Тому при проведенні таких тестових вимірювань необхідно використовувати спеціалізовані генератори сигналів та спектроаналізатори [7].

Після того, як обчислені коефіцієнти випромінення для кожного з кабелів джгуту, їх можна співставити з напругою реальних кондуктивних завод АЕЗ (як результат вимірювань у системі, де заданий вище електронний модуль функціонує у штатному режимі роботи). У результаті такого співставлення є можливість вирахувати реальний рівень випромінення ЕМЗ, використовуючи вираз (16).

Оскільки рівняння (16) є векторним, то напруга $V_{CE_i}(\omega, 0)$ і коефіцієнт $F_i'(\omega)$ також є векторними величинами. Це означає, що при вимірюваннях, наприклад, $V_{CE_i}(\omega, 0)$ потрібно використовувати спектроаналізатори, які вимірюють не тільки амплітуду, але також і початкову фазу напруги. Для того щоб можна було використовувати більш доступні спектроаналізатори скалярного типу, без необхідності вимірювати початкову фазу векторної напруги, доцільно запропонувати вираз для обчислення середньоквадратичного значення амплітуди поля випромінення ЕМЗ:

$$|V_{RE}(\omega)| = \left| \sum_{i=1}^n V_{CE_i}(\omega, 0) \cdot F_i'(\omega) \right| \approx \sqrt{\sum_{i=1}^n \left[|V_{CE_i}(\omega, 0)|^2 \cdot |F_i'(\omega)|^2 \right]} \quad (18)$$

За допомогою виразу (18) можна достатньо просто оцінити рівень випромінення ЕМЗ від АЕЗ з прийнятною точністю.

Для перевірки запропонованого методу моделювання співробітниками відділу транзисторних перетворювачів та лабораторії електромобілів ІЕД НАН України були виконані вимірювання поля ЕМЗ від електромобіля ЗАЗ 11029, який перебував на відкритому повітрі.

При вимірюваннях використовувались стандартні вимірювальні прилади: еквівалент мережі типу NNB111, селективний мікровольтметр типу SMV11 (для частот до 30 МГц) та типу SMV 8.5 (для частот від 30 до 100 МГц), а також штирвова вимірювальна антена, пробники струму типу FCC F-130A та FCC F-61. Антена була встановлена над металевим листом розмірами 75 x 100 мм спереду автомобіля на відстані приблизно 0,5 м від нього.

На рис. 7 повторено фінальний результат моделювання за наведеною методикою [4] (суцільна лінія), і для порівняння показано криву вимірювань фактичного поля ЕМЗ СЕЖ (пунктирна лінія).

З порівняння двох кривих видно, що вони проходять достатньо близько одна від одної. Це означає, що запропонована методика моделювання ЕМЗ випромінення від електромобіля є правильною і може бути ефективно використана для моделювання, передбачення і

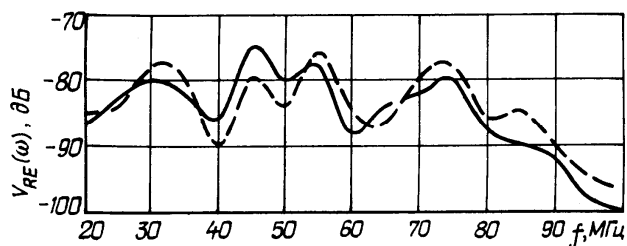


Рис. 7

дослідження поля випромінення будь-якої автономної СЕЖ.

У подальшому планується розширення та поглиблення наукових досліджень в галузі електромагнітної сумісності високочастотних транзисторних перетворювачів, а також проведення фундаментальних досліджень в галузі ЕМС автономних систем електроживлення з такими перетворювачами.

В узагальненому вигляді згадані вище дослідження включають у себе: аналіз процесів в електротехнічних системах з напівпровідниковими перетворювачами з точки зору виникнення ЕМЗ; аналіз та вивчення можливих шляхів розповсюдження ЕМЗ від місця виникнення до заданої точки у просторі; розробку економічних та ефективних методів зменшення ЕМЗ (трансформація спектра ЕМЗ, зменшення інтенсивності гармонійних складових спектра, раціональний вибір робочого циклу силових компонентів у перетворювачах напруги тощо).

Проведення цих досліджень, у першу чергу, має на меті зменшення інтенсивності кондуктивних завад та завад випромінення, які генерують високоефективні транзисторні перетворювачі та системи електроживлення з такими перетворювачами в бік первинної мережі та до споживача, до рівнів, що регламентуються сучасними стандартами та нормативними документами.

1. 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.
2. Юрченко М.М., Павловський В.О., Юрченко О.М., Гуцалюк В.Я. Формування вихідної характеристики систем електроживлення технологічної установки без тигельного зонного переплаву // III МНТК "Світотехніка й електроніка: історія, проблеми й перспективи". – Тернопіль. – 2008. – С. 26–28.
3. 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 НАНУ. – 2008. – Вип. 19. – С. 91–94.
4. 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 НАНУ. – 2008. – Вип. 20. – С. 49–50.
5. Юрченко М.М., Шевченко П.М., Сенько В.І. Особливості побудови високочастотного високовольтного пристрою бортової електронно-променевої технологічної установки // Техн. електродинаміка. Темат. вип. "Проблеми сучасної електротехніки". – 2008. – № 4. – С. 91–92.
6. Юрченко О.М., Павловський В.О., Твердохліб Ю.О. Моделювання та передбачення виникнення та розповсюдження електромагнітних завад в системах енергоживлення автономних електротранспортних засобів // Техн. електродинаміка. Темат. вип. "Проблеми сучасної електротехніки". – 2008. – Ч. 4. – С. 82–86.
7. Юрченко О.М., Павловський В.О., Юрченко М.М. Моделювання електромагнітних завад випромінення в автономних електротранспортних засобах // Техн. електродинаміка. Темат. вип. "Силова електроніка та енергоефективність". – 2008. – Ч. 4. – С. 26–28.

8. *Пат.* 83148. Установка для електронно-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 інш. – 2008. – Бюл. № 11.