

№ 9. ВІДДІЛ РЕГУЛЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

УДК 621.314+621.314.214

ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ПРОЕКТУВАННЯ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ДЛЯ СТАБІЛІЗАЦІЇ ТА РЕГУЛЮВАННЯ НАПРУГИ В ДЖЕРЕЛАХ ЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОТЕХНОЛОГІЧНОГО ОБЛАДНАННЯ

К.О. Липківський, докт. техн. наук, **В.В. Мартинов**, канд. техн. наук, **Ю.В. Руденко**, канд. техн. наук, **А.Г. Можаровський**, канд. техн. наук, **В.А. Халіков**, канд. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна
e-mail: maganatol@ukr.net

У відділі регулювання параметрів електроенергії Інституту електродинаміки НАН України протягом 2014 року розроблено математичні моделі напівпровідникових перетворювачів для дослідження стаціонарних режимів з урахуванням внутрішніх параметрів трансформатора. Розраховано регульовальні та навантажувальні характеристики перетворювачів. Створено теоретичне та методологічне підґрунтя для ефективного проектування та розширення традиційної сфери використання перетворювачів напруги змінного та спрямованого струмів, розроблено методики та адаптовано програмні пакети для їх застосування при дослідженні систем з трансформаторно-ключовими виконавчими структурами. Бібл. 5, таблиця.

Ключові слова: потужні напівпровідникові перетворювачі, перетворення напруги, нелінійність навантаження, трансформаторно-ключовий вузол, комп'ютерне моделювання, оптимізація комутації.

1. Вдосконалення методів аналізу напівпровідникових перетворювачів з потужним розподільним високовольтним трансформатором для електротехнологічного обладнання з динамічним навантаженням. У ході виконання науково-дослідної роботи "Джерело 2" – "Розвиток теорії та принципів побудови високочастотних джерел електроживлення для потужного електротехнологічного обладнання з динамічним навантаженням" – були продовжені роботи зі створення теоретичних і практичних засад для ефективного проектування високочастотних імпульсних перетворювачів, призначених для використання спільно зі специфічним навантаженням: електронно-променеві та плазмові технологічні установки. Високочастотні перетворювачі в системах живлення електронно-променевих гармат та потужних плазмових установок відрізняються від аналогічних за потужністю джерел вторинного електроживлення, зокрема, наявністю потужного високовольтного трансформатора у вихідному каскаді.

Перехід на підвищені частоти перетворення у високовольтних джерелах вторинного електроживлення має свої особливості – трансформатор з високовольтною ізоляцією. При великих коефіцієнтах трансформації і великих потужностях наявність високовольтної ізоляції призводить до необхідності детального урахування впливу паразитних параметрів трансформатора, його власних ємностей та індуктивностей розсіяння.

Доцільність використання тієї або іншої конструкції трансформатора залежить від технологічних вимог, структури перетворювальної частини і алгоритмів перетворення. Розрахунок системи вторинного електроживлення з високовольтним високочастотним трансформатором є багатоваріантною задачею, оскільки система електроживлення повинна задовольняти різним, деколи суперечливим вимогам: достатня гальванічна ізоляція, прийнятні габарити, допустимі втрати енергії для забезпечення прийнятного температурного режиму, можливість передати в навантаження необхідну потужність. При цьому можливості по зменшенню індуктивності розсіяння високовольтного трансформатора обмежені технічними можливостями, ізоляційними проміжками. Наприклад, для стрижньової конструкції високовольтного трансформатора індуктивність розсіяння трансформатора, приведена до первинної обмотки для зосередженої схеми заміщення, можна визначити таким чином:

$$L_s = 2 \cdot \mu_0 \cdot w_1^2 \cdot k_r \cdot l_w \left(\frac{a_{12} + \frac{b_1 + b_2}{6}}{h} \right),$$

де k_r – коефіцієнт Роговського; b_1, b_2 – товщина первинної і вторинної обвиток; a_{12} – ізоляційна відстань між первинною і вторинною обвитками; l_w – середня довжина витка обвитки; h – висота обвитки.

У побудові джерел живлення технологічного обладнання намітилася стійка тенденція до збільшення потужності. З наведеного виразу видно, що досягнення малих значень індуктивності розсіяння при певній конструкції трансформатора є складною задачею. Тому на стадії проектування необхідно визначитися з технічною можливістю здійснення передачі енергії з первинної сторони у вторинну при заданій конструкції трансформатора і принципів формування гальванічно ізольованої напруги.

Для дослідження впливу індуктивності розсіяння на передачу енергії розроблено математичні моделі двотактного напівмостового інвертора та одностактного прямоходового перетворювача. В основі моделей цих перетворювачів лежить схема заміщення трансформатора, в якій індуктивність розсіяння приведена до первинної сторони. В моделях зроблено припущення і враховано особливість функціонування цих перетворювачів – відсутність проміжного накопичення енергії в електромагнітних вузлах. Тому струм намагнічування в трансформаторах таких перетворювачів може бути достатньо малим, щоб ним нехтувати при аналізі. Також введено припущення про відсутність активних втрат енергії на перемикаючих елементах перетворювачів.

Вторинна сторона трансформатора напівмостового інвертора підключена до випрямляча з середньою точкою і далі через дросель – до навантаження.

На кожному напівперіоді функціонування напівмостового інвертування є по два інтервали роботи: інтервал накопичення енергії вихідним дроселем випрямляча та інтервал її передачі в навантаження. Відповідно до цього алгоритму складені еквівалентні схеми заміщення перетворювача, що дало можливість визначити його математичну модель. Для напівмостового інвертора в некерованому режимі математична модель у вигляді системи рівнянь має такий вигляд [5]:

$$K_{TP} \left(L_d \frac{\Delta I_d}{T_H} + R_n I_{dav} \right) = E; \quad L_s \frac{\Delta I_{Ls}}{T_O} = E; \quad L_d \frac{\Delta I_d}{T_O} = R_n I_{dav}; \quad \Delta I_{Ls} = 2 \frac{I_{dav}}{K_{TP}}; \quad T_O + T_H = T/2,$$

де E – половина величини напруги вхідного джерела живлення; L_s – індуктивність розсіяння трансформатора, приведена до первинної сторони; ΔI_{Ls} – величина зміни струму індуктивності розсіяння на первинній стороні на інтервалі T_O віддачі енергії в навантаження R_n ; ΔI_d – величина зміни струму індуктивності дроселя L_d на інтервалі T_H накопичення енергії з джерела вхідної напруги; K_{TP} – коефіцієнт трансформації; I_{dav} – середнє значення струму дроселя, рівне струму навантаження; T – період робочої частоти перетворювача.

Використовуючи отриману математичну модель перетворювача, визначаємо залежність середнього вихідного струму перетворювача (струму дроселя) і коефіцієнта пульсацій вихідного струму від величини індуктивності розсіяння при різних коефіцієнтах трансформації в некерованому режимі роботи. Результати розрахунків показують, що збільшення індуктивності розсіяння обвитків трансформатора призводить до зменшення середньої величини вихідного струму, яку можна забезпечити за таких параметрів. Причому найрізкіше зменшення величини середнього струму з найбільшим діапазоном його зміни відбувається при малих коефіцієнтах трансформації.

Коефіцієнт пульсацій вихідного струму перетворювача також залежить від індуктивності розсіяння різною мірою при різних коефіцієнтах трансформації. При малих коефіцієнтах трансформації величина індуктивності розсіяння має найбільший вплив на коефіцієнт пульсацій.

Розглянуто процеси в перетворювачі у керованому режимі, коли ширина управляючих імпульсів системи управління може мінятися від 0 до $T/2$. У цьому випадку схеми заміщен-

ня перетворювача мають той же вигляд, що і при роботі в некерованому режимі. Проте при цьому етап віддачі енергії дроселем у навантаження після закінчення чергового імпульсу управління містить такі інтервали:

- етап розряду індуктивності розсіяння струмом первинної обвитки від величини $+I_{Ls}$ до нуля, до індуктивності розсіяння прикладена напруга E ;
- етап нульового струму індуктивності розсіяння, що триває до початку нового імпульсу управління T_i ;
- етап перезаряду індуктивності розсіяння струмом первинної обвитки від нульового значення у момент початку нового імпульсу управління до моменту досягнення значення $-I_{Ls}$, до індуктивності розсіяння прикладена напруга $-E$ у зв'язку з включенням протилежної діагоналі напівмоста інвертора.

Таким чином, у керованому інверторі інтервал етапу накопичення енергії у вихідному дроселі менше інтервалу імпульсу управління на величину часу перезаряду індуктивності розсіяння від нуля до номінального значення струму в індуктивності. Відповідно до цього складено модель для перетворювача з керованим інвертором. В якості заданих параметрів можуть служити такі: вхідна напруга, опір навантаження, період робочої частоти, тривалість імпульсу управління, коефіцієнт трансформації, індуктивність розсіяння, індуктивність дроселя вихідного випрямляча. Використовуючи розроблену модель, можна визначити такі параметри: середнє значення вихідного струму, величину пульсації вихідного струму, величину струму перезаряду індуктивності та час її перезаряду між нульовим і максимальним значенням, часові інтервали сталого процесу – час накопичення і віддачі енергії дроселем.

Досліджено одноктний прямоходовий перетворювач, виконаний за схемою «косого напівмоста», в якому діоди напівмоста служать для рекуперації енергії у вхідне джерело після замикаання силових транзисторів. Вторинна сторона трансформатора у цьому перетворювачі через прямо включений діод випрямляча підключена до вихідного конденсатора і навантаження.

В алгоритмі роботи одноктного прямоходового перетворювача за основу взято інтервал відкритого стану транзисторів, коли енергія вхідного джерела $U_{вх}$ передається в навантаження і відбувається накопичення енергії в полі розсіяння трансформатора, та інтервал при закритих транзисторах, коли відбувається рекуперація енергії з поля розсіяння у вхідне джерело. Відповідно до цього математична модель перетворювача має вигляд

$$L_s \frac{\Delta I_{Ls}}{T_H} = U_{вх} - U_H K_{TP}; \quad L_s \frac{\Delta I_{Ls}}{T_P} = U_{вх} + U_H K_{TP}; \quad \Delta I_{Ls} K_{TP} \frac{T_H + T_P}{2T} = I_H,$$

де $U_{вх}$ – величина напруги вхідного джерела; U_H – величина напруги на навантаженні; I_H – величина струму навантаження, рівна середньому значенню струму заряду вихідного конденсатора; T_H – інтервал часу наростання струму в індуктивності розсіяння, рівний інтервалу часу відкритого стану транзисторів; T_P – інтервал часу рекуперації енергії у вхідне джерело.

Виходячи з розробленої моделі, визначимо навантажувальну характеристику перетворювача залежно від індуктивності розсіяння трансформатора:

$$U_H = \frac{U_{вх}}{K_{TP}} \cdot \frac{U_{вх} K_{TP} T_H^2 - L_s T I_H}{U_{вх} K_{TP} T_H^2 + L_s T I_H}.$$

Отриманий вираз дає змогу розрахувати необхідний коефіцієнт трансформації при заданих конструктивних параметрах високовольтного трансформатора для забезпечення на навантаженні заданої потужності.

Перевагою розроблених моделей перетворювачів є можливість пошуку та вибору тих параметрів пристрою, які забезпечують потрібні параметри процесу з урахуванням індуктивності розсіяння трансформатора.

Досліджено електромагнітні процеси у перетворювачах напруги з потужним нелінійним та нестационарним технологічним навантаженням. Зокрема, проведено порівняльний аналіз алгоритмів керування перетворювачів з імпульсним навантаженням, що використовуються в обладнанні імпульсних плазмових технологій. Проаналізовано алгоритми керу-

вання з релейним обмеженням струму, з обмеженням струму за допомогою широтно-імпульсної модуляції та модуляції при фіксованій тривалості паузи між імпульсами. Досліджено залежності тривалості перехідного процесу, швидкості зростання та амплітуди пульсації струму, діапазонів змінення частоти комутації від режимних параметрів. Визначено сфери найбільш доцільного використання кожного з алгоритмів.

Прораховано, що найменший час перехідного процесу серед усіх розглянутих алгоритмів забезпечує керування з релейним обмеженням струму, а найбільший – при алгоритмі з широтно-імпульсною модуляцією.

Розраховано, що незважаючи на найбільшу тривалість та нелінійність перехідного процесу, а також значні пульсації струму, постійність частоти комутації вентилів при використанні широтно-імпульсної модуляції робить такий алгоритм найбільш придатним для керування двотактними трансформаторними перетворювачами з імпульсним навантаженням.

На підставі проведених теоретичних досліджень розроблено експериментальний зразок джерела живлення (вихідна напруга 1200 В, струм навантаження 400 А) для потужного повітряного плазмотрона. Проведені експериментальні дослідження підтвердили правильність теоретичних концепцій, покладених в основу розроблених методик, і ефективність розроблених алгоритмів аналізу і методик розрахунків потужних високовольтних перетворювачів з гальванічною ізоляцією.

2. Дослідження проблем раціонального проектування трансформаторно-ключових виконавчих структур (ТКВС) та їхньої ефективної роботи в складі систем регулювання напруги змінного та спрямованого струмів. На основі виконаних раніше досліджень щодо розробки методик та адаптації відповідного програмного забезпечення раціонального проектування ТКВС та їх ефективної роботи в складі систем регулювання [4] були продовжені роботи по створенню теоретичного і методологічного підґрунтя для ефективного проектування перетворювачів напруги, що базуються на використанні цих вузлів. Саме ці задачі вирішувалися під час виконання чергового етапу науково-дослідної роботи "Розвиток та узагальнення теоретичних і практичних засад неспотворюючої технології регулювання напруги змінного струму, синтез на цій основі енергоощадних багатофункціональних перетворювачів та систем у цілому" (СТАН).

Можливості реструктуризації виконавчого органу стабілізатора змінної напруги з вольтододавчими трансформаторами. Один з найбільш поширених видів ТКВС передбачає використання вольтододавчого трансформатора – ВДТ, вторинна обвитка якого вмикається послідовно у коло основного струму, а напруга на первинній обвитці регулюється необхідним чином переважно за допомогою напівпровідникових ключових елементів (КЕ), внаслідок чого відбувається відповідна стабілізація напруги живлення споживача з похибкою $\pm\delta$.

Найпростіший ТКВС цього типу, який характеризується зниженими відносно силовими струмами, що протікають по напівпровідникових ключових елементах з природною комутацією (тиристорах, тріаках), містить вольтододавчий трансформатор, первинна обвитка якого перемикається згідно/зустрічно ключами мостового комутатора, що керується дискретно-разово. Така ТКВС може працювати в одному з трьох режимів – вольтододавання (при знижених вхідних напругах), прямої передачі напруги мережі до споживача та вольтовіднімання (при підвищених вхідних напругах). Особливістю цієї структури є те, що силові ключі комутатора розділено на дві групи по два ключі, що не мають спільної точки. При цьому в системі їх керування доводиться використовувати трансформатор з кількома (у цьому випадку – чотирма) вихідними обвитками, міжобвиткова ізоляція яких повинна розраховуватися на максимальну напругу в пристрої не тільки між первинною та вторинною обвитками з керуючими вузлами, а й між окремими вторинними, що вимагає додаткових технологічних та конструктивних заходів і відповідно матеріальних витрат. Крім того, у комутаторі, що складається з окремих груп ключів, конструктивно кожна з них повинна мати свій радіатор для відведення тепла або, якщо він єдиний, треба передбачити заходи для ізоляції кожної з груп, що також пов'язано з певними ускладненнями.

Для усунення зазначених недоліків доведена доцільність реструктуризації ТКВС таким чином, щоб при збереженні функціональності та всіх основних позитивних властивостей таких структур ключові елементи комутатора отримали спільну точку.

Запропоновано первинну обвитку ВДТ поділити на окремі секції і винести їх з діагоналі мостового комутатора у його плечі, завдяки чому всі КЕ приєднуються до єдиної точки. У зв'язку з тим, що така процедура поділу й переміщення секцій обвиток по гілках структури є багатоваріантною, її було прослідковано на узагальненій структурі з чотирма секціями первинної обвитки W_a , W_b , W_c , W_d , кількість витків яких може певним чином варіюватися. Оскільки вторинна обвитка ВДТ W_2 при цьому залишається незмінною, зручно було користуватися відносними значеннями витків секцій первинної обвитки: $a=W_a/W_2$; $b=W_b/W_2$; $c=W_c/W_2$; $d=W_d/W_2$.

Саме завдяки цьому вдалося запропонувати вісім варіантів конфігурацій такої ТКВС, п'ять з яких дають змогу реалізувати три нетотожні коефіцієнти передачі за напругою. Для першої конфігурації – $a=b=(1-\delta)/2\delta$, $c=d=0$; для другої – $a=b$, $c=d=(1-\delta)/2\delta$; для третьої – $a=d=(1-\delta)/2\delta$, $b=c=0$; для четвертої – $a=d$, $b=c=(1-\delta)/2\delta$; для п'ятої $a=b=c=d=(1-\delta)/4\delta$. Ще три конфігурації вигідно відрізняються збільшеною до п'яти кількістю нетотожних коефіцієнтів передачі при тому ж числі ключових елементів. Для першої з них – $a=d=(1-\delta^2)/8\delta$, $b=c=(3-\delta)(1-\delta)/8\delta$; для другої – $a=(1-\delta^2)/4\delta$, $b=(1-\delta)/2\delta$, $c=(1-\delta)^2/4\delta$, $d=0$; для третьої – $a=0$, $b=(1-\delta)^2/4\delta$; $c=(1-\delta)/2\delta$; $d=(1-\delta^2)/4\delta$. Зазначимо, що всі вісім варіантів дещо відрізняються один від одного величиною розрахункової встановленої потужності ВДТ, що детально проаналізовано у роботі [3].

Таким чином, проведений порівняльний аналіз свідчить, що є багато достатньо простих варіантів ТКВС з ВДТ, в яких всі напівпровідникові ключові елементи комутатора мають спільну точку. Залежно від цільової функції оптимізації можна обирати варіанти, в яких необхідна точність стабілізації забезпечується або при мінімізації кількості ключових елементів, або при мінімізації встановленої (розрахункової) потужності вольтододавчого трансформатора.

Перспективи регуляторів і стабілізаторів спрямленого струму на основі ТКВС. У роботах [1, 2] доведено, що регулятори напруги (РН) спрямленого струму мають такі ж або кращі характеристики, як і РН змінного струму щодо ефективності використання напівпровідникових ключових елементів. Це дає змогу при заданих глибині та точності регулювання залучити меншу кількість КЕ або при тому ж їх числі отримувати більшу точність регулювання напруги.

Проте є ще й більш цікава і вагома особливість РН спрямленого струму, а саме зручність реалізації комутацій (перемикань) КЕ при цілеспрямованій зміні коефіцієнта передачі ТКВС за напругою. Дійсно, у РН змінного струму при одночасному знятті сигналу керування з працюючого тиристора і подачі відповідного сигналу на ввімкнення наступного КЕ можливе виникнення короткозамкненого кола, струм у якому обмежується лише активним опором секції (або секцій), що комутується, і внаслідок цього може значно перевищувати відповідний струм у нормальному режимі. Це, по-перше, небезпечно для самих ключових елементів, а по-друге, може призвести до небажаних сплесків вхідного струму ТКВС.

З метою уникнення короткозамкнених кіл у РН змінного струму доводиться або жорстко розвести керуючі сигнали, що подаються на тиристори, у часі (при цьому споживач може опинитись на якійсь проміжок часу без електропостачання), або покласти на систему керування додаткову функцію стеження за напругою та струмом, що призводить до апаратного ускладнення. Проте, маючи цю інформацію, можна реалізувати безпечну комутацію, якщо дотримуватися певних правил, а саме: перехід з нижчого рівня на вищий робити при співпадінні полярностей напруги та струму, а зворотний перехід – у період, коли їхні фази протилежні. Але й це супроводжується ускладненням керування.

У РН спрямленого струму при комутаціях апріорі неможливим є виникнення короткозамкнених кіл. Певна річ, у таких РН відбуватимуться при комутаціях перехідні процеси, але вони будуть короткочасними і ніколи не будуть супроводжуватися перевищенням номіналь-

них значень напруги та (або) струму на всіх елементах ТКВС. Проте це питання заслуговує окремого додаткового дослідження.

Окреслені вище позитивні властивості регуляторів напруги спрямленого струму, побудованих на основі високоефективних ТКВС, спонукають спробувати розглянути питання перспективності розширення їхньої традиційної сфери використання. Підставою для цієї спроби може бути аналіз вимог споживачів до умов електроживлення. Річ у тім, що є певні групи споживачів, реалізація основного функціонального призначення яких не залежить від типу джерела напруги – чи воно змінного, чи постійного (спрямленого) струму. У першу чергу, це численні різноманітні нагрівальні пристрої (зокрема, ТЕН'и – теплоелектронагрівачі), печі опору. Крім того, це освітлювальна апаратура з лампами розжарювання, потужні спеціалізовані джерела світла тощо.

Якщо для нормального функціонування цих споживачів, що допускають "альтернативне" живлення, необхідне регулювання рівня напруги (струму) навантаження без негативно-го впливу на мережу, то видається доцільним використання для цієї мети саме регуляторів напруги спрямленого струму на основі трансформаторно-ключових виконавчих структур.

Слід зазначити, що рекомендації є слушними й тому, що повністю відповідають світовій тенденції розширення використання енергії постійного струму, особливо при організації децентралізованих систем електроживлення, які останнім часом набувають все більш широкого застосування.

Розробка методик та адаптація програмних пакетів на предмет їхнього застосування при проектуванні та дослідженні силових трансформаторно-ключових структур та систем з ними. Було приділено належну увагу перевірці достовірності моделювання процесів у силових вузлах для статичних, стаціонарних, перехідних та інших режимів їх роботи. Для такої оцінки, яка б стосувалася в першу чергу нелінійності магнітної системи та електромагнітних властивостей трансформаторів і подальшого співставлення з результатами моделювання, обрано стандартний ряд промислових однофазних трансформаторів (ОФТ) серії ОСМ1-У3 одного і того ж спеціалізованого виробника (Мінський електротехнічний завод ім. В.І. Козлова) потужністю 0,4...2,5 кВА.

	ОСМ1-0,4У3	ОСМ1-0,63У3	ОСМ1-1,0У3	ОСМ1-1,6У3	ОСМ1-2,5У3
S (ВА)	400	630	1000	1600	2500
$S_{ст}$ (см ²)	5,0×4,0	5,0×4,0	5,0×8,0	4,0×8,0	5,0×8,0
W_1 (витків)	320	300	80	400	278
$U_{1ном}$ (В)	220	220	110	220	380 (2×190)
$U_{1кз}$ (В)	10,5	9,0	3,0	6,0	7,4

У таблиці наведено типи трансформаторів та відповідні для кожного з них параметри – номінальна потужність (S), площа поперечного перерізу стрижня ($S_{ст}$), кількість витків (W_1) первинної обвитки, номінальні значення її напруги ($U_{1ном}$) та напруга на ній при досліді короткого замикання ($U_{1кз}$).

Для кожного з таких ОФТ у належних координатах були проведені досліди холостого ходу (ХХ) на предмет одержання відповідних кривих намагнічування та їх приведення до співрозмірних, тобто придатних до порівняння величин. Дані вимірювань одержано відповідними стрілочними приладами електромагнітної системи класу точності 0,5 %. Для всіх розглянутих ОФТ характерне однакове розрахункове значення магнітної індукції при номінальній нарузі $U_{1ном}$ обвитки, яке дорівнює 1,55 Тл. Тобто всі вони, коли брати для порівняння граничне значення індукції з величиною, відповідною точці злому кривої намагнічування, – від крутопадаючої ділянки її графіка до пологої, розраховані приблизно з допуском у 10 % у бік підвищення напруги обвитки, що відповідає загальноприйнятій практиці проектування. Це до деякої міри задає межі допустимого діапазону похибки функціонування систем організації комутації, варіація якої з таким допуском не призведе до суттєвих сплесків струму намагнічування, пов'язаних із виконанням власне самої комутації.

Такого ж роду операції були проведені вже не на основі усереднених інтегральних значень електричних величин, а використовуючи сучасні цифрові прилади (реєстратори перехідних процесів), що мають інтерфейс обміну із комп'ютером, чим дають можливість у подальшому виконувати автоматизовану обробку даних табличними процесорами. Тобто було отримано ті ж характеристики, проте на основі миттєвих значень відповідних величин. Різниця в поведінці кривих намагнічування, одержаних різними способами, стосується тільки тієї ділянки кривої, що характеризується достатньо глибоким насиченням магнітопроводу. Кількісно вона проявляється в перевищенні десь на 7 % значень, одержаних на основі інтегральних способів вимірювання, по осі напруг на рівні чотирикратного перевищення струмом ХХ своєї номінальної амплітудної величини.

У подальшому задання одержаної характеристики намагнічування транслюється у діалогове вікно *Saturation characteristic* моделі трансформатора пакета *MatLab/Simulink/SimPowerSystems*. Для розглянутих ОФТ вона може бути представлена у виді наступного вектора даних: [0.000, 0.00; 0.06, 0.682; 0.07, 0.727; 0.08, 0.818; 0.10, 0.909; 0.12, 1.000; 0.15, 1.045; 0.20, 1.091; 0.27, 1.118; 0.41, 1.136; 0.82, 1.145; 2.31, 1.155]. Інші найбільш важливі параметри, що впливають на перехідний процес при комутації трансформатора, такі: $R1(pu)$, $R2(pu)$ – параметри у відносних одиницях, які характеризують активні втрати енергії відповідно в первинній та вторинній обвитках і $L1(pu)$ – лінійна індуктивність розсіяння первинної обвитки. При цьому значення $R1(pu) = 0,024$ визначається на основі даних дослідів КЗ (див табл.), тобто для конкретно взятого трансформатора ОСМ1-0,4УЗ:

$$R1(pu) + R2(pu) = (U_{1КЗ}/I_{1НОМ}) / (U_{1НОМ}/I_{1НОМ}) = U_{1КЗ}/U_{1НОМ} = 10,5/220 = 0,048,$$

де $I_{1НОМ}$ – номінальний струм первинної обвитки.

При цьому $R1(pu)$ складе близько половини (50 %) від суми $R1(pu) + R2(pu)$, тобто $0,048/2 = 0,024$. Це ж число (0,024) може бути першим орієнтиром для $L1(pu)$.

Якщо виконати фізичне ввімкнення трансформатора ОСМ1-0,4УЗ на ХХ та при нульовій фазі U_1 і моделювання цього процесу в *MatLab/Simulink/SimPowerSystems* при згаданих параметрах, то можна одержати деяке відхилення як за величиною першого сплеску струму, так і затуханням процесу в часі. Проте наступними ітераціями $L1(pu)$ до значення 0,014 можна досягти абсолютного співпадіння одержаних даних за величиною амплітуди сплесків. Такого ж роду ідентичність (на рівні інструментальної похибки вимірювання) буде спостерігатися для цього трансформатора при інших варіаціях фази комутації його первинної обвитки. Порівняння даних фізичного експерименту та візуального імітаційного моделювання для інших типоміналів ОФТ також показує аналогічний достатньо високий ступінь співпадіння результатів.

Окрім того, робота також була спрямована на практичну реалізацію схемотехніки вузлів перетворювачів напруги із ТКВС, апробацію розроблених вузлів перетворювачів напруги в лабораторних та реальних умовах експлуатації, обґрунтування рекомендацій щодо покращення їх характеристик.

1. Липківський К.О., Можаровський А.Г. Особливості процесів зміни вихідної напруги регуляторів спрямованого струму, побудованих на основі трансформаторно-ключових виконавчих структур // Техн. електродинаміка. – 2014. – № 3. – С. 42–46.
2. Липківський К.О., Можаровський А.Г. Єдність та відмінності різновидів неспотворюючого процесу цілеспрямованої зміни величини напруги електричного струму // Техн. електродинаміка. – 2014. – № 5. – С. 101–103.
3. Липківський К.О., Можаровський А.Г. Можливості реструктуризації виконавчого органу стабілізатора змінної напруги з вольтодавачими трансформаторами // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2014. – Вип. 39. – С. 74–78.
4. Липківський К.О., Мартинов В.В., Руденко Ю.В., Можаровський А.Г., Халіков В.А. Вдосконалення методів аналізу та засобів регулювання напруги в джерелах живлення електротехнологічного обладнання // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2014. – Вип. 38. – С. 99–106.
5. Руденко Ю.В. Влияние неидеальности трансформатора на процессы в прямоходовом двухтактном преобразователе // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2014. – Вип. 39. – С. 79–82.

УДК 621.314+621.314.214

К.А. Липковский, докт. техн. наук, **В.В. Мартынов**, канд. техн. наук, **Ю.В. Руденко**, канд. техн. наук, **А.Г. Можаровский**, канд. техн. наук, **В.А. Халиков**, канд. техн. наук

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

Исследование и проектирование полупроводниковых преобразователей для стабилизации и регулирования напряжения в источниках питания электротехнологического оборудования

В отделе регулирования параметров электроэнергии Института электродинамики НАН Украины разработаны математические модели полупроводниковых преобразователей для исследования стационарных режимов с учетом внутренних параметров трансформатора. Рассчитаны регулировочные и нагрузочные характеристики преобразователей. Созданы теоретические и методологические основы для эффективного проектирования и расширения традиционной сферы использования преобразователей напряжения переменного и выпрямленных токов, разработаны методики и адаптированы программные пакеты для их применения при исследовании систем с трансформаторно-ключевыми исполнительными структурами. Библ. 5, таблица.

Ключевые слова: мощные полупроводниковые преобразователи, преобразование напряжения, нелинейность нагрузки, трансформаторно-ключевой узел, компьютерное моделирование, оптимизация коммутации.

K.O. Lypkivskiy, V.V. Martynov, Yu.V. Rudenko, A.G. Mozharovskiy, V.A. Halikov

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

Research and design of semiconductor converters for voltage stabilization and regulation at power supplies of electric technology equipment

Mathematical models of semiconductor converters for investigation of stationary regimes, taking into account the internal parameters of the transformer. Designed regulation and load characteristics of converters. Established the theoretical and methodological framework for efficient design and expand the scope of use of traditional converters alternating and rectified currents, developed methods and software packages tailored for their application in the study of systems with transformer-and-switches executive structures. References 5, table.

Key words: powerful semiconductor converters, voltage conversion, load nonlinearity, transformer-and-switches node, computer simulation, optimization of commutation.

Надійшла 20.05.2015

Received 20.05.2015

№ 10. ВІДДІЛ МОДЕЛЮВАННЯ МАШИН ЗМІННОГО СТРУМУ

УДК 621.313

МЕТОДИКА ОЦІНКИ РІВНЯ НАГРІВАННЯ ЕЛЕМЕНТІВ РЕШІТЧАСТОГО ЕКРАНА НА ТОРЦІ СТАТОРА ПОТУЖНОГО ТУРБОГЕНЕРАТОРА

О.І. Титко¹, чл.-кор. НАН України, **В.А. Крамарський**², канд. техн. наук, **К.О. Кобзар**³, гол. констр.

1, 2 – Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ- 57, 03680, Україна

3 – завод «Електроважмаш»,
Харків, Україна
kramarsky@yandex.ru

Представлено нову методику розрахункової оцінки рівня нагрівання елементів решітчастого екрана на торці статора потужного турбогенератора для захисту крайніх пакетів осердя від електромагнітних полів розсіювання, розроблену у відділі моделювання машин змінного струму Інституту електродинаміки НАН України у 2014 році. Отримано нові наукові результати щодо рівнів нагрівання елементів різних варіантів конструкції решітчастого екрана у номінальному режимі. Методика дає змогу на стадії ескізного проектування вибрати найбільш ефективний варіант його конструкції. Бібл. 8, рис. 3, табл. 2.

Ключові слова: турбогенератор, торцева зона статора, електромагнітний екран, втрати, температура.

Комплекс досліджень електромагнітних і теплових характеристик на основі математичного і масштабного фізичного моделювання, натурних випробувань турбогенераторів [3, 4] підтверджує ефективність встановлення решітчастого екрана у вигляді натискної плити і