

## ВДОСКОНАЛЕННЯ МЕТОДІВ АНАЛІЗУ ТА ЗАСОБІВ 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 електродинамики НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна

*Стисло розкрито зміст основних наукових досліджень, що проводилися у звітному періоді за напрямком науково-дослідних робіт "Джерело" та "Стан".* Бібл. 10.

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

**1. Аналіз особливостей процесів у напівпровідникових перетворювачах для потужного електротехнологічного обладнання.** У ході виконання науково-дослідної роботи "Джерело" – "Розвиток та узагальнення теоретичних основ перетворення електроенергії та розробка на цій основі ефективних спеціалізованих високочастотних перетворювачів для потужного електротехнологічного устаткування" були продовжені роботи із створення теоретичних і практичних засад для ефективного проектування високочастотних імпульсних перетворювачів, призначених для використання спільно із специфічним навантаженням: електронно-променеві та плазмові технологічні установки.

У результаті теоретичних та експериментальних досліджень процесів в основних вузлах, блоках силових інверторів та систем керування були розроблені математичні моделі, які сприяли вивченню та вдосконаленню процесів перетворення електроенергії. Це, зокрема, посприяло розробці рекомендацій і процедур розрахунків джерел живлення з використанням потужних транзисторних перетворювачів для технологічного устаткування.

Для електронно-променевих гармат розроблені джерела живлення потужністю від 15 до 450 кВт, які перетворюють трифазну вхідну напругу  $3 \times 380$  В/50 Гц у регульовану і стабілізовану постійну напругу 30...60 кВ з гальванічним розділенням. Для плазмотронів постійного струму розроблено джерела живлення потужністю від 200 до 600 кВт.

Важливою особливістю досліджених та розроблених джерел живлення є використання багатофазного високочастотного інвертора. Це дало змогу не тільки розділити потужність навантаження між кількома інверторами (фазами), які утворюють багатофазну систему, зменшуючи потік енергії через окремі інвертори і трансформатори, але і при відносно невисокій частоті комутації в окремому інверторі, яка забезпечує оптимальні процеси перетворення електроенергії, істотно підвищити підсумкову частоту пульсацій у вихідній напрузі. Такий підхід дозволив істотно зменшити енергію яка запасується у вихідних ланцюгах багатофазного високовольтного випрямляча при заданому рівні пульсацій вихідної напруги, і суттєво збільшити швидкодію джерел живлення при відпрацюванні різних впливаючих факторів.

На прикладі джерела живлення для потужного повітряного плазмотрона показано деякі особливості навантаження та сформульовано основні вимоги до швидкодії джерел живлення потужного технологічного обладнання. Особливістю дугового розряду є те, що він належить до «безмежних розрядів». Тобто при виникненні дуги між двома електродами при живленні від джерела напруги струм дуги прагне до нескінченності. Для того, щоб забезпечити роботу дугового плазмотрона постійного струму, потрібно використовувати джерело з крутопадаючою характеристикою, що дає змогу обмежувати та стабілізувати струм дугового розряду при зміні опору дуги в широких межах. Окрім стабілізації струму і можливості роботи на навантаження з падаючою вольт-амперною характеристикою джерело живлення має задовольняти і ряду інших вимог.

У дуговому плазмотроні постійного струму дуговий розряд горить при атмосферному тиску. Перенесення струму здійснюється в основному електронною компонентою плазми. В першу чергу це стосується повітряної плазми, в якій виділяють дві основні групи коливань, обумовлені наявністю заряджених частинок і частотою, що обумовлена коливаннями повітряного потоку в каналі плазмотрона. Частота коливань електронів та іонів визначається величиною магнітного поля струму дуги. Наприклад, при величині струму дуги 200 А і розміром шнура дуги  $R=3$  мм, індукція магнітного поля на межі шнура  $B = \frac{\mu_0 I}{2\pi R} = 0,0133$  Тл. Звід-

ки ларморовська частота коливань електронів складе:  $f_{ce} = \frac{eB}{2\pi m_e} = 3,73 \cdot 10^8$  с<sup>-1</sup>, а ларморов-

ська частота коливань іонів однократно іонізованих іонів азоту –  $f_{ci} = 1,45 \cdot 10^4$  с<sup>-1</sup>. Частоти власних коливань повітряного потоку в каналі плазмотрона від температури водоохолоджуваної стінки (~20 °С) до температури плазмового шнура (~12000 °С) можуть змінюватися в достатньо широких межах  $f_{as} = (0,173 \dots 1,114) \cdot 10^5$  с<sup>-1</sup>. Крім того, в плазмотроні з вихровою стабілізацією дуги має місце обертання газового потоку з частотою порядку 10 с<sup>-1</sup>. Слід також відзначити, що катодна пляма, яка визначає локалізацію дугового розряду на катоді, переміщується по катоду і може розпадатися на декілька окремих плям. При цьому переміщення дуги на катоді характеризується виникненням і розпадом окремих плям, що й обумовлює рух катодної плями по катоду. Цей механізм призводить до коливань струму дуги у деяких межах. Частота таких коливань пов'язана зі швидкістю переміщення плями по катоду і може змінюватися в достатньо широких межах.

Можна бачити, що спектр власних частот, обумовлених як наявністю заряджених частинок, так і газодинамічних частот, пов'язаних з переміщенням дуги по катоду в плазмотроні, достатньо широкий. У свою чергу, джерело живлення дугового плазмотрона повинно забезпечувати відсутність збудження коливань у дуговому розряді в каналі плазмотрона.

Перераховані вимоги до електроживлення дугового розряду можна звести до таких вимог: джерело живлення дугового розряду має забезпечувати роботу плазмотрона в усьому діапазоні струмів і напруг вольт-амперної характеристики плазмотрона; напруга холостого ходу повинна бути достатньою для «підхоплення» дугового розряду після підпалювання його осцилятором; система стабілізації струму розряду повинна забезпечувати підтримку заданого струму дуги і подавлення коливань як плазмового характеру, так і газодинамічного; джерело живлення має забезпечувати можливість наростання напруги з швидкостями ~ 30 кВ/с при одночасній стабілізації струму дуги.

Ці вимоги, особливо до статичної і динамічної стійкостей, необхідно враховувати при створенні джерел живлення для подібних технологічних установок. Оскільки електронний промінь, дуга або плазма, як елементи навантаження, безпосередньо підключені до джерела електроживлення, від якості його статичних та динамічних характеристик залежить якість технологічного процесу. Але для досягнення високих статичних і динамічних характеристик імпульсних джерел живлення, які є дискретно нелінійними системами, необхідно забезпечити їх стійку роботу в усьому діапазоні управляючих і збурюючих величин.

Досліджено основні методи аналізу динамічних і статичних характеристик багатозначних схем імпульсних джерел електроживлення, визначено найраціональніші методи з погляду простоти використання, встановлено їх допустимі області застосування для отримання достовірних результатів.

Розроблено математичну модель високовольтного високочастотного трансформаторно-випрямляючого модуля, що враховує паразитні параметри і дає змогу визначати енергію вихідних ланцюгів [2].

Проаналізовано складові повної енергії високовольтного кола установки для електронно-променевого зварювання. Встановлено, що величина пульсацій анодної напруги високовольтного перетворювача залежить від співвідношення опору навантаження секції і ємності конденсатора фільтра секції. Показано, що ємність фільтра секції пропорційна індуктивності

розсіювання вторинної обмотки багатообмоточного трансформатора [2]. Розроблено методику розрахунку ємності фільтра імпульсного високовольтного перетворювача напруги, що враховує паразитну індуктивність розсіювання обмоток багатообмоткового трансформатора. Встановлено, що енергія, накопичувана у вихідному ланцюгу багатосекційного імпульсного високовольтного перетворювача напруги, рівна добутку еквівалентної ємності фільтра, квадрату вихідної напруги комірки і числу комірок джерела анодної напруги [2].

Розроблено математичну модель зворотногоперетворювача напруги для високопотенційних застосувань, яка враховує неідеальності силового високовольтного трансформатора, обумовлені індуктивністю розсіювання обмоток [6]. Дослідження цієї моделі при забезпеченні необхідних вихідних характеристик дало змогу визначити область параметрів силового трансформатора і зворотногоперетворювача залежно від електричної міцності ізоляції, потужності навантаження. Аналіз електромагнітних процесів дозволив обґрунтувати вибір таких важливих параметрів зворотногоперетворювача, як коефіцієнт трансформації, індуктивність намагнічення силового трансформатора для заданих параметрів потужності на виході перетворювача і заданій конструкції трансформатора, що забезпечує необхідну електричну міцність.

Проведені дослідження за допомогою розробленої моделі дали змогу виявити закономірності зміни відносних втрат енергії в зворотногоперетворювачі при зміні коефіцієнта трансформації силового трансформатора. Встановлено, що при великих індуктивностях розсіювання обмоток силового трансформатора збільшення коефіцієнта трансформації від 4 до 10 зменшує енергетичну ефективність зворотногоперетворювача у 2...4 рази.

Розроблено математичну модель та отримано аналітичні вирази для дослідження перехідних процесів при стрибкоподібних змінах навантаження у вихідних ланцюгах високовольтних джерел електроживлення для електронно-променевих гармат [7]. Отримані аналітичні вирази дали змогу визначити діапазон оптимальних значень опору в ланцюзі вихідного конденсатора, при якому кількість енергії, яка здатна виділитися з конденсатора при зміні опору навантаження, не перевищуватиме допустимого рівня.

З дослідження моделі «джерело живлення – лінія з'єднання – електронно-променеве навантаження» слідує, що якнайгірший випадок для джерела живлення виникає при іскрінні і пробоях, при яких енергія в лінії з'єднання повністю не розсіюється за час існування пробою. При аналізі перехідних процесів у системі "джерело живлення – лінія з'єднання – навантаження" необхідно враховувати ВАХ навантаження і реальні параметри діодів. Введення індуктивності послідовно з виходом високовольтного джерела живлення істотно обмежує амплітуду зворотної хвилі струму і може служити інструментом захисту високовольтного джерела живлення від пробойів, при мінімізації ємності приведені до вихідних клем джерела живлення.

Дослідження моделі «джерело живлення - лінія з'єднання – електронно-променеве навантаження» дало змогу розробити спеціальний фільтруючий ланцюг секціонованого джерела електроживлення. Дослідженням цього ланцюга встановлено, що істотний вплив на кількість енергії, здатну виділитися з вихідного конденсатора фільтра, в ланцюг навантаження при зміні опору навантаження від номінального до короткого замикання, чинить приєднання активного опору в ланцюг розряду конденсатора. Проведені дослідження показали, що кількість енергії, яка виділяється з вихідного ланцюга в навантаження у режимах зміни опору навантаження, не залежить від величини ємності вихідного конденсатора, а визначається тільки величиною введенного в ланцюг розряду активного опору.

Розроблено модель імітаційного моделювання в середовищі *OrCad 9.2* для аналізу електромагнітних процесів у потужних випрямлячах з нелінійним навантаженням, яка дає змогу визначати необхідні параметри фільтруючого конденсатора з урахуванням паразитних параметрів силового трансформатора – активних втрат в обмотках та індуктивності розсіювання обмоток [4]. Проведені дослідження встановили, що традиційні методи розрахунку фільтрів ємності потужних випрямлячів, що працюють на стабілізуючі перетворювачі, дають істотну помилку, оскільки враховують тільки лінійний характер навантаження. Це може при-

зводити до виникнення коливального режиму. Дослідження показують необхідність значного збільшення величин вихідних ємностей потужних випрямлячів. Це дає можливість як покласти коливальні складові у вихідних струмах і напругах потужних випрямлячів з нелінійним навантаженням, так і зменшити амплітуду вихідних струмів і напруг на основній частоті до прийнятних мінімальних величин.

**2. Дослідження питань раціонального проектування трансформаторно-ключових виконавчих структур та їхньої ефективної роботи у складі систем регулювання напруги змінного та спрямленого струмів.** На основі виконаних досліджень щодо розширення функціональних можливостей та оптимізації комутаційних процесів у силових трансформаторно-ключових вузлах [3] 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").

**Порівняльна оцінка регулювальних можливостей неспотворюючих регуляторів напруги змінного та спрямленого струмів для визначення раціональних варіантів.** Дослідження топологічно близьких схемних рішень регуляторів напруги змінного та спрямленого струмів з трансформаторно-ключовими виконавчими структурами (ТКВС), в яких напівпровідникові ключові елементи (КЕ) знаходяться у колі силового струму [1], доводить, що при однаковій кількості КЕ (пар тиристорів) останні мають переваги щодо ефективності використання КЕ, яка визначається коефіцієнтом  $\xi = J/N$ , де  $N$  – кількість КЕ;  $J$  – кількість нетотожних станів системи (або, що те ж саме, кількість нетотожних коефіцієнтів передачі по напрузі). Так, у разі глибокого регулювання (в діапазоні  $0 \dots U_{2\max}$ ) при  $N=6$  маємо для ТКВС змінного струму  $J_{zc}=9$  ( $\xi_{zc}=1,5$ ), а для ТКВС спрямленого струму  $J_{cc}=12$  ( $\xi_{cc}=1,5$ ), при  $N=8$  маємо відповідно  $J_{zc}=16$  ( $\xi_{zc}=2$ ), а для ТКВС спрямленого струму  $J_{cc}=20$  ( $\xi_{cc}=2,5$ ) тощо.

Хоча в разі необхідності регулювання напруги в діапазоні, який починається не з 0, а з деякого значення  $U_{2\min}$ , такого збільшення ефективності використання КЕ не спостерігається, все ж регулятори напруги спрямленого струму і при цьому мають певну перевагу. В них чотири тиристори, які підходять до виводів секції обвитки трансформуючого елемента (ТЕ), що забезпечує рівень  $U_{2\min}$ , можна замінити менш вартісними нерегульованими напівпровідниковими приладами – звичайними діодами: при переході ТКВС з одного стану в інший введення в дію будь-якої пари тиристорів "закриє" найближчу діодну пару і, навпаки, при вимкненні якоїсь тиристорної пари відбудеться автоматичне введення в дію найближчої до них діодної пари. При цьому дещо спрощується й система керування ТКВС.

Все це свідчить про те, що 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 числі отримувати більшу точність регулювання напруги.

Проте є ще й більш цікава і вагома особливість РН спрямленого струму, а саме зручність реалізації комутацій (переключень) 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 включення 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 якийсь проміжок без електропостачання), або покласти на систему керування додаткову функцію стеження за напругою та струмом, що веде 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.

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 номінальних значень напруги та струму на всіх елементах ТКВС, проте це питання заслуговує окремого дослідження.

Окреслені вище позитивні властивості регуляторів напруги спрямленого струму, побудованих на основі високоефективних ТКВС, спонукають порушити 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. В першу чергу – це численні різноманітні нагрівальні пристрої (зокрема, ТЕНи – 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 негативного впливу на мережу, то видається доцільним використання для цієї мети саме регуляторів напруги спрямленого струму на основі трансформаторно-ключових виконавчих структур.

Слід додати, що регулятори спрямленого струму на основі ТКВС можуть з успіхом використовуватись у багатофазних випрямлячах, що живляться від несиметричної трифазної системи напруг. Використання в них пофазного регулювання дає змогу суттєво зменшити пульсації вихідної спрямленої напруги, що полегшить роботу пасивних фільтруючих пристроїв або взагалі зробить непотрібним їх встановлення [8].

Продовжувались дослідження, спрямовані на **розробку та реалізацію методики раціонального проектування трансформаторно-ключових виконавчих структур**, зокрема таких, що входять до складу так званих дискретних стабілізаторів напруги змінного струму [5]. Їх характеристика вхід-вихід формується з кінцевого числа нетотожних коефіцієнтів передачі  $K_j$  (де  $j$  – номер коефіцієнта, загальна кількість яких складає  $J$ ), і вона знаходиться в полі стабілізації, яке обмежене значеннями вхідної ( $U_{1\min}$ ,  $U_{1\max}$ ) та вихідної ( $U_{2\min}$ ,  $U_{2\max}$ ) напруг. При цьому намагаються оптимізувати значення коефіцієнтів передачі  $K_j$  характеристики і для заданого числа  $J$  отримати максимальну зміну  $U_1$  та мінімальну  $U_2$ . На практиці необхідною умовою роботи стабілізатора є наявність при переході між суміжними  $K_j$  перекриття – петлі гістерезису, ширина якої  $\Delta U_{\text{гг}}$ .

Серед стабілізаторів можна виділити ті, в яких використано принцип розділення потужностей на ту, яка регулюється, та ту, яка не регулюється. У цьому випадку раціональним є застосування в структурі вольтододавчого трансформатора (ВДТ) з живлячим автотрансформатором і винесення ключів з кола силового струму. Тому важливим є дослідження закону вибору коефіцієнтів передачі характеристики вхід-вихід дискретних стабілізаторів, щоб зміна ширини петель гістерезису була б оптимальною. Це дасть змогу розробити та реалізувати методику раціонального проектування пристроїв цього класу.

Однією з особливостей проектування дискретного стабілізатора, де у регулюючому органі застосовані ТКВС такого типу, ВДТ працює в режимі вольтододавання (на цьому інтервалі формується половина коефіцієнтів передачі  $K_j$  ( $j = \overline{1, (0,5J)}$ )) та вольтовіднімання (друга половина коефіцієнтів передачі  $K_j$  ( $j = \overline{(0,5J + 1), J}$ )). Проте досягти в цьому випадку однаковості ширини петель гістерезису можливо лише в межах вказаних інтервалів, при цьому, як показали дослідження, на другому інтервалі ширина петлі гістерезису буде більшою.

Між коефіцієнтами передачі кожного з режимів існує зв'язок, який можна представити у вигляді виразу  $K_{j+0,5J} = K_j / (1 + \alpha)$ , ( $j = \overline{1, (0,5J)}$ ), де  $\alpha = W_2 / W_1$  – коефіцієнт трансформації ВДТ;  $W_2$  – число витків вторинної,  $W_1$  – первинної обмоток ВДТ, тобто значення відповідних коефіцієнтів передачі пропорційні між собою. Розглядався вплив на поведінку характеристики вхід-вихід цієї властивості.

Попередньо задавалися початкові параметри характеристики вхід-вихід:  $J$  і нормовані величини  $g = U_{2\max} / U_{2\min}$  та  $d = \Delta U_{II} / U_{1\min}$ . У режимі вольтододавання ширина петель гістерезису  $d_n = d$  ( $n = \overline{1, (0,5J - 1)}$ ), а значення коефіцієнтів передачі  $K_j$  ( $j = \overline{1, (0,5J)}$ ) розраховуються за відомими виразами. Наступний  $K_{0,5J+1}$ , який формується, коли ВДТ знаходиться в режимі вольтовіднімання, невідомий. Задавалася ширина перехідної між режимами петлі гістерезису  $d_{0,5J}$ .

Аналіз, який найбільш наочно краще проводити графічно, довів, що ми можемо отримати значення наступного коефіцієнта передачі  $K_{0,5J+1}$ . Потім знаходиться величина коефіцієнта пропорційності  $(1 + \alpha)$  між відповідними коефіцієнтами передачі у режимах вольтододавання та вольтовіднімання, а потім значення інших коефіцієнтів  $K_j$  ( $j = \overline{(0,5J + 2), (J)}$ ).

Дослідження показують, що ширина всіх наступних петель гістерезису дорівнює  $d_n = d(1 + \alpha)$ ; ( $n = \overline{(0,5J + 1), (J - 1)}$ ). З цього виразу можна зробити висновок, що в порівнянні з заданою початковою шириною петлі гістерезису в режимі вольтододавання при заданих умовах вибору коефіцієнтів передачі  $K_j$  петлі також мають завжди більшу ширину. Після цього визначається реальна ширина діапазону вхідної напруги  $G = U_{1\max} / U_{1\min}$ .

Таким чином, отримано всі вирази, щоб розрахувати параметри характеристики вхід-вихід при зміні ширини початкової петлі гістерезису  $d$ . Слід наголосити на тому, що для її ширини існують певні обмеження. По-перше, за мінімальним значенням – це 0, тобто її відсутність при переході між суміжними коефіцієнтами, і в цьому випадку характеристика перетворюється на гранично можливу, а її коефіцієнти передачі визначатимуться виразом  $K_j = g^{1-j}$  ( $j = \overline{1, J}$ ). По-друге, за її максимальним значенням, яке виникає в ситуації, коли коефіцієнт передачі  $K_2$  співпадає з  $K_1$ , тобто, коли  $d = g$ .

Зазначимо, що обмежено також границі зміни перехідної петлі  $d_{0,5J}$ . Нижня – це 0, а верхня визначається умовою, коли коефіцієнт передачі  $K_{0,5J+1}$  співпадає з  $K_{0,5J}$ , тобто, коли коефіцієнт  $K_{0,5J}$  буде рівний  $g$  і тоді вирази для розрахунку  $K_{0,5J}$  та перехідної петлі  $d_{0,5J}$  матимуть дещо простіший вигляд.

Проведено аналіз типових випадків вибору характеристики вхід-вихід з певними властивостями, який показав, що для попередньої оцінки поведінки основних параметрів характеристики достатньо визначити їх залежність від коефіцієнта  $(1 + \alpha)$ . Аналіз також показав, що при зростанні  $(1 + \alpha)$  відповідного пропорційного збільшення зазнає ширина петлі  $d_j$ , а ширина петлі  $d_{0,5J}$  при цьому з суттєво більшою крутизною зменшується, і при деякому значенні стає рівною нулю (вона "зникає"). Це підтверджує те, що є обмеження на можливу зміну ширини петлі. При цьому доведено наявність характерної точки, в якій петлі рівні між собою. Тобто в цьому випадку характеристика вже має іншу властивість ширини петель, яка відрізняється від наведеної. Змінилися інтервали рівності ширин петель: перший  $j = \overline{1, (0,5J - 1)}$ , а другий  $j = \overline{(0,5J + 1), (J - 1)}$ .

Таким чином, у результаті проведених досліджень отримано вирази для розрахунку параметрів характеристики вхід-вихід регулюючого органу дискретного стабілізатора змінної напруги, що має в своєму складі ТКВС з вольтододавчим трансформатором. Це дає змогу розробити та реалізувати методику раціонального проектування трансформаторно-ключових виконавчих структур, які формують характеристику, у якій ширина петель гістерезису однакова на вказаних піддіапазонах.

Проведено розробку методик та адаптацію програмних пакетів на предмет їхнього застосування при проектуванні та дослідженні силових трансформаторно-ключових структур та систем із ними. На цій базі продовжено розробку основ комутації трифазних трансформаторів (ТФТ) засобами візуального імітаційного моделювання. Адже одночасне підключення всіх трьох первинних обмоток ТФТ до мережі живлення, незалежно від значень фазових кутів її лінійних чи фазних напруг на момент включення, без застосування якихось додаткових заходів завжди викликає перехідні процеси в формі затухаючих сплесків вхідного струму. Вони спричиняються насиченням магнітопроводу під час та після комутації, і внаслідок незначних величин внутрішніх опорів ТФТ у порівнянні з однофазними трансформаторами (ОФТ) мають значно більшу амплітуду і відповідно носять більш екстремальний характер. Це змушує розробляти алгоритми включення ТФТ, спрямовані на недопущення або пом'якшення такого роду струмових ексцесів.

Проте етапу включення завжди передує короткий або в тій чи іншій мірі довготривалий період обезструмленого стану обмоток. Він характеризується природним розмагнічуванням осердя трансформатора і тому, залежно від того, яким чином та за яких умов виконується процес відключення, залежить ступінь залишкової намагніченості. Якщо ставити перед собою задачу недопущення сплесків вхідного струму трансформатора при його наступному включенні, то необхідно, щоб у обезструмленому стані магнітопровід трансформатора з точки зору величини потоку був у більш-менш передбачуваному стані. Це дало б можливість виробити достатньо прості і прийнятні алгоритми для його наступного включення [9].

Було наголошено на необхідності врахування характерної особливості магнітних процесів у стержнях ТФТ, як і для будь-якого іншого трансформатора, що проявляється у їх підпорядкованості принципу електромагнітної інерції. Відповідно до цього принципу завжди присутня тенденція до збереження незмінними наявних у них магнітних потоків ( $\Phi$ ). Це проявляється в тому, що більше навантаження на трансформатор на момент його відключення буде причиною більш пологого спаду магнітного потоку і, навпаки, його незначна величина – до крутого. На цій основі було розглянуто процеси зміни стану магнітопроводу при відключенні від мережі живлення ТФТ із чотирипровідною системою під'єднання його первинних обмоток. Відповідно запропоновано декілька алгоритмів комутації, які при їх реалізації призводять до зменшення залишкової намагніченості осердя трансформатора. Одним із найбільш неочевидних способів є наступна рекомендація: *безпосередньо перед відключенням на вторинній стороні трансформатора розривати нульовий провід, а після здійснення комутації цей електричний зв'язок (в обезструмленому стані ТФТ) знову поновлювати.*

Також розглядалися комутаційні процеси у трифазних трансформаторах із різними конфігураціями з'єднання обмоток при відсутності в їх системі живлення нульового проводу. Показано, що при усталеному режимі роботи трансформатора циркуляція магнітних потоків у його осерді є динамічно зрівноваженою системою стосовно осі, проведеної через їх нульові значення (сума миттєвих значень потоків для будь-якого конкретного моменту часу в такому режимі буде дорівнювати нулю). Переривання струму через різні значення фазних кутів та природної комутації тиристорів відбувається для однієї із підключених фаз відносно інших завжди раніше, що порушує врівноваженість інерційної системи магнітних потоків. Це провокує безпосередньо після моменту обезструмлення подальше одиночне сплескоподібне збільшення значення потоків відповідних стержнів. Значення  $\Phi$  у ході своєї зміни перевищує межу, що відокремлює область насиченого стану магнітопроводу, тому, як наслідок, це спричиняє аперіодичне одиночне збільшення вхідного струму навіть при простому обезструмленні ТФТ тиристорним комутатором, що не є характерним для ОФТ.

Оперативно привести магнітопровід ТФТ до нульових початкових умов, тобто підготувати до наступного включення, можливо фактично лише двома способами: або через режим попереднього знеструмлення його вторинних обмоток, і тоді це буде досягнуто практично миттєво після виключення останнього ключа комутатора, або ж за відносно тривалий проміжок часу (залежно від величини навантаження та значення струму намагнічування) за рахунок експоненціального по формі й природного за характером процесу саморозмагнічен-

ня. Активізація процесу розмагнічування шляхом подачі додаткових фазово-регульованих імпульсів напруги ефективна лише на першому початковому етапі її застосування.

Коли неможливо забезпечити нульові значення величин магнітних потоків у стержнях ТФТ для реалізації його комутації в моменти часу, відповідні наперед жорстко заданим фазовим кутам вхідної напруги, то тоді необхідна розробка чи адаптація більш гнучких алгоритмів виконання комутації. Один із таких варіантів реалізується *при дотриманні принципу комутації, відповідно до якого підключення потрібної обмотки виконується в момент рівності миттєвих значень двох магнітних потоків – поточного, реального існуючого на момент комутації, та усталеного, передбачуваного для післякомутаційного режиму*. Тобто в такому разі не ставиться завдання домогтися розмагнічування осердя, а визначення прийнятних моментів комутації, відповідним чином адаптуючись до наявного стану стержнів магнітопроводу [10]. При цьому одержується ряд дискретних часових відліків, в яких можливе включення необхідного ключа при дотриманні прийнятних форми і величини вхідного струму. Цей принцип закладений у ряді розроблених систем організації комутації ТФТ та ОФТ.

1. Липківський К.О. Порівняльна оцінка ефективності використання ключових елементів у неспотворюючих регуляторах напруги змінного та спрямованого струмів // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАН України, 2013. – Вип. 36. – С. 82–86.
2. Мартынов В.В., Лебедев Б.Б. Энергия выходной цепи источника ускоряющего напряжения // Техн. электродинамика. – 2013. – № 4. – С. 50–55.
3. Мартинов В.В., Липківський К.О., Руденко Ю.В., Халіков В.А., Можаровський А.Г. Аналіз процесів перетворення параметрів електроенергії в силових напівпровідникових пристроях // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАН України, 2013. – Вип. 35. – С. 81–90.
4. Мартынов В.В., Руденко Ю.В. Моделирование электромагнитных процессов в системе электропитания со стабилизирующим преобразователем // Техн. электродинамика. Темат. вып. "Силовая электроника та енергоефективність". – 2012. – Ч.2. – С. 143–146.
5. Можаровський А.Г. Дослідження характеристики вхід-вихід дискретного стабілізатора напруги з вольтододавчим трансформатором // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАН України, 2013. – Вип. 36. – С. 86–89.
6. Руденко Ю.В. Аналіз процесів в обратноходовом преобразователе с учетом неидеальности трансформатора // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАН України, 2011. – Вип. 30. – С. 108–116.
7. Руденко Ю.В. Переходные процессы в выходных цепях источника питания, работающего на нестационарную технологическую нагрузку // Техн. электродинамика. – 2013. – № 2. – С. 50–57.
8. Руденко Ю.В., Липковський К.А. Аналіз вихідних характеристик выпрямителя при несимметрии системы питающих напряжений // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАН України. – 2013. – Вип. 34. – С. 69–76.
9. Халіков В.А. Алгоритми відключення трифазних трансформаторів та супутні цьому процеси // Техн. електродинамика. – 2013. – № 3. – С. 33–39.
10. Халіков В.А. Комутаційні процеси у трифазних трансформаторах із трипровідною системою живлення // Техн. електродинамика. – 2013. – № 4. – С. 42–49.

УДК 621.314

**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

**Совершенствование методов анализа и средств регулирования напряжения в источниках питания электротехнологического оборудования**

*Кратко раскрыто содержание основных научных исследований, которые проводились в отчетном периоде по направлению научно-исследовательских работ "Джерело" и "Стан".* Библ. 10.

**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

**Improvement of analysis methods and facilities for voltage regulation at the power supplies of technological equipment**



*The content of main scientific researches is briefly shown which are conducted on reported period for scientific and research works "Dzherelo" and "Stan". References 10.*

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

Надійшла 3.04.2014

Received 3.04.2014