

## МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ НАПІВПРОВІДНИКОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ТРИФАЗНОЇ НАПРУГИ З ДВАНАДЦЯТИЗОННИМ РЕГУЛЮВАННЯМ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ

*Анотація:* У статті проведено аналіз електромагнітних процесів в електричних колах з напівпровідниковими комутаторами. Створено математичну модель для аналізу електромагнітних процесів у напівпровідникових перетворювачах з широтно-імпульсним регулюванням вихідної напруги. Наведено графіки, що відображають електромагнітні процеси у електричних колах.

*Ключові слова:* електромагнітні процеси, вихідні напруга та струм.

### Вступ

Якісне перетворення електричної енергії дозволяє використовувати в перетворювальних установках ланку високої частоти з частотою переключення вентилів значно більшою від частоти змінної напруги промислової мережі. У роботах [1–6] показана доцільність використання структур напівпровідникових перетворювачів (НПП) з однократною модуляцією при побудові систем вторинного електропостачання для комплексів діагностики електромеханічних пристроїв із різноманітним видом вхідної енергії. У даній роботі проводиться аналіз аспекту використання тієї ж структури НПП в якості ланки високої частоти, що стосується побудови й аналізу перетворювачів для електромеханічних комплексів із широтно-імпульсним регулюванням (ШІР) постійної напруги при дванадцятизонному керуванні.

**Метою роботи** є використання методу багатопараметричних функцій для дослідження електромагнітних процесів в електричних колах з напівпровідниковими комутаторами.

### Аналіз електромагнітних процесів

Узагальнена структурна схема перетворювача показана на рис. 1. На структурній схемі позначені: СМА, СМВ, СМС – силові модулятори (СМ) фазних напруг А, В і С відповідно, ВВ – високочастотний випрямляч, Н – навантаження. Сукупність СМ, підключених до енергетичної мережі паралельно і з'єднаних по виходу послідовно, представляє собою ланку високої частоти перетворювача. До складу СМ входять: інвертори випрямленої напруги (ІВН), – узгоджувальні трансформатори (Т).

Таким чином кожен СМ має в своєму складі  $N$  ІВН, де  $N$  – це число інверторів.

Створення математичної моделі перетворювача передбачає розробку математичного забезпечення, спроможного провести аналіз

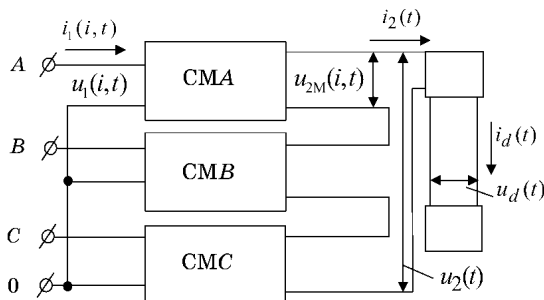


Рис. 1 – Структурна схема перетворювача

його електромагнітних процесів відносно енергії, яка генерується, з урахуванням характеру навантаження, енергії, яка при цьому споживається, а також енергії, яка перетворюється в окремих ланках і в окремих елементах перетворювача.

При складанні математичної моделі перетворювача із комп'ютерною орієнтацією її застосування використаємо метод багатопараметричних модулюючих функцій [1–4], який передбачає попереднє представлення алгоритмічного рівняння перетворювача. При цьому приймемо такі припущення: вхідна енергетична мережа симетрична і її внутрішній опір дорівнює нулю, транзистори і діоди ІВН представляються ідеальними ключами, узгоджувальні трансформатори не мають втрат, а навантаження перетворювача має еквівалентний активно-індуктивний характер.

Дана структура дозволяє реалізувати багатоканальний спосіб перетворення параметрів електромагнітної енергії мережі, при якому в СМ здійснюється розгалужена модуляція миттєвих значень попередньо випрямлених фазних напруг  $u_1(i, t)$ , частоти  $\omega_1$ , трифазної енергетичної мережі відповідними еквівалентними модулюючими впливами  $\psi(\alpha_P, t)$ , частоти  $\omega_2$ . В результаті такої операції на виході кожного з ІВН формується промодульована напруга

$$u_{2M}(p, i, t) = \frac{1}{k_T} u_1(i, t) \phi(i, t) \psi(\alpha_P, t), \quad (1)$$

де:  $i = 1, 2, 3$  – номери фаз енергетичної мережі;  $k_T$  – коефіцієнт трансформації узгоджувального трансформатора;  $p = 1, 2, 3, \dots, n$  – номери зон регулювання вихідної напруги;  $\phi(i, t)$  – функції прямокутного сіноса, співпадаючі за часом з положенням відповідних фазних напруг мережі;  $u_1(i, t)$  – миттєві значення вхідної напруги мережі.

Функції прямокутного сіноса подаються як

$$\phi(i, t) = \text{sign} \left\{ \sin \left( \omega_1 t - \frac{(i-1) 2\pi}{3} \right) \right\}, \quad (2)$$

а миттєві значення вхідної напруги мережі представлені у вигляді

$$u_1(i, t) = U_{1m} \sin \left( \omega_1 t - \frac{(i-1)2\pi}{3} \right), \quad (3)$$

$U_{1m}$  – амплітудне значення фазної напруги.

Еквівалентні модулюючі впливи подаються виразом

$$\psi(\alpha_P, t) = \frac{1}{2} \sum_2 \text{sign} [\sin(\omega_2 t \pm \alpha_P(t) - \varphi)], \quad (4)$$

де  $\alpha_P(t)$  – кути управління, за рахунок зміни яких забезпечується ШПР вихідної напруги перетворювача;  $\varphi$  – початкова фаза еквівалентних модулюючих впливів;

Вихідна напруга перетворювача  $u_d(t)$  подається виразом

$$u_d(t) = \frac{1}{k_T} \sum_{P=1}^{12} \sum_{i=1}^3 u_1(i, t) \phi(i, t) \psi(\alpha_P, t) v(t), \quad (5)$$

де  $v(t)$  – функція прямокутного сіноса, співпадаюча за часом з положенням вихідної напруги  $u_2(t)$  ланки високої частоти перетворювача.

$$v(t) = \text{sign}(u_2(t)) \quad (6)$$

Струм навантаження знайдемо, як реакцію одноконтурного  $RL$ -ланцюга на дію напруги (7). Для цього диференціальне рівняння, складене для вихідного контуру перетворювача, представимо у вигляді

$$D(t, y) = \frac{u_d(t)}{L} - \frac{R}{L} y_0, \quad (7)$$

де:  $y_0$  – визначається з початкових умов;  $R$  і  $L$  – відповідно активний опір і індуктивність навантаження.

Рішення (12) відносно струму навантаження визначимо числовим методом у вигляді матриці

$$i_d(t) = \text{rkfixed}(y, 0, k, s, D), \quad (8)$$

де:  $y$  – вектор початкових умов;  $0, k$  – часовий інтервал рішень;  $s$  – кількість точок на часовому інтервалі рішень;  $D$  – вектор функції диференціальних рівнянь.

Еквівалентні моделюючі функції (4) і (6), які є безрозмірними і мають одиничну амплітуду, можна розглядати як функції перетворення, що визначають залежність вхідного струму від вихідного струму, який показаний у вигляді рішення (8) співвідношенням (7). Для визначення вхідного струму  $i_2(t)$  високочастотного випрямляча необхідно (7) розділити на (6). Якщо в функції перетворення є нульовий рівень операцію ділення на повному періоді існу-

вання (8) виконати неможливо. Це призводить до необхідності знаходження струму перед високочастотним випрямлячем на інтервалах ненульового значення, з послідовним припасуванням результатів окремих підрахунків. Однак подання (6) функцією однічної амплітуди дозволяє визначити струм  $i_2(t)$  перемноженням (8) на (6) і, тим самим, спростити процес підрахунків, представляючи результати на повному інтервалі існування (6) і (8). Таким чином, вхідний струм високочастотного випрямляча має вигляд

$$i_2(t) = i_d(t)v(t). \quad (9)$$

Для визначення вхідних струмів інверторів  $i$ -х фаз для кожної  $p$ -ї зони регулювання врахуємо, що  $i_2(t)$  протікає в загальному контурі всіх СМ, утвореному послідовно з'єднаними вторинними обмотками узгоджувальних трансформаторів і прийнемо до уваги алгоритмічне рівняння (9) і те, що (2) і (4) є функціями однічної амплітуди.

При цьому в загальному виді

$$i_1(n, i, t) = \frac{i_2(t)\psi(\alpha_P, t)\phi(i, t)}{k_T} \quad (10)$$

Часові діаграми струму навантаження в координатах вихідної напруги перетворювача, побудовані за (5) – (8) для дванадцятизонного регулювання, представлені на рисунку. 2.

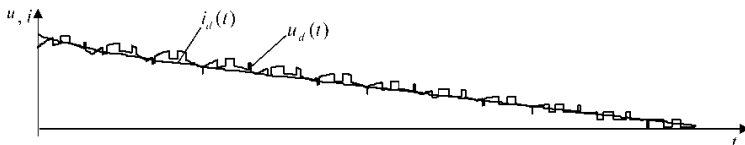


Рис. 2 – Часові діаграми струму і напруги навантаження та вхідних струмів інверторів в координатах фазних напруг енергетичної мережі

Вхідні струми інверторів  $i_1(n, i, t)$  можуть бути визначені при відомому струмі навантаження без попереднього розрахунку вихідного струму  $i_2(t)$  ланки високої частоти за (10). Для цього треба прийняти до уваги алгоритмічне рівняння (5) і тоді, враховуючи (10), отримаємо

$$i_1(n, i, t) = \frac{i_d(t)\phi(i, t)|\psi(\alpha_P, t)|}{k_T}. \quad (11)$$

Для визначення струмів  $i$ -х фаз енергетичної мережі у всьому діапазоні регулювання вихідної напруги виконаємо сумування вхідних струмів інверторів всіх зон регулювання в кожній з  $i$ -ї фа-

зі. Враховуючи рівняння (11) загальний вираз для струмів  $i$ -х фаз енергетичної мережі подамо у вигляді

$$i_1(i, t) = i_1(1, i, t) + i_1(2, i, t) + i_1(3, i, t) + \dots + i_1(12, i, t) \quad (12)$$

де:  $i_1(1, i, t)$ ,  $i_1(2, i, t)$ ,  $i_1(3, i, t)$ ,  $\dots$ ,  $i_1(12, i, t)$  – вхідні струми інверторів  $i$ -х фаз для першої, другої, третьої, та дванадцятої зон регулювання

Часові діаграми вхідних струмів  $i$ -х фаз енергетичної мережі в координатах фазних напруг, побудовані за (12) для трьохзонного регулювання, представлені на рисунку. 3.

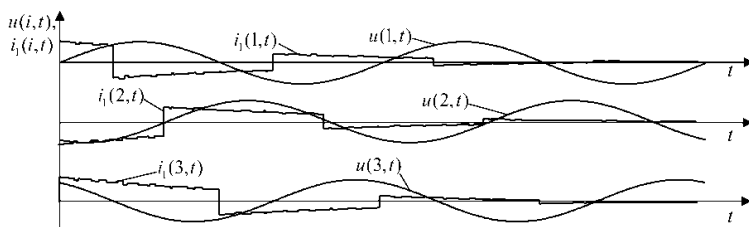


Рис. 3 – Часові діаграми вхідних струмів  $i$ -х фаз енергетичної мережі в координатах фазних напруг

Для того, щоб знайти амплітудні значення струмів через силові транзистори ІВН, достатньо проаналізувати струми  $i_{1T}(n, i, t)$  первинних обмоток узгоджувальних трансформаторів, котрі знаходяться в колах протікання струмів через силові транзистори. Враховуючи (9) і число каналів перетворення енергії, отримаємо:  $i_{1T}(n, i, t) = \frac{i_2(t)}{12k_T}$ . За часом ці струми співпадають з вихідним струмом ланки високої частоти перетворювача.

### Список використаних джерел

1. Макаренко М.П. Математична модель перетворювача трифазної напруги в постійну напругу / М.П. Макаренко, В.В. Михайленко // Електроніка и связь. – 2002. – № 14. – С. 73–75.
2. Патент 18750. України. МПК Н02М 1/02. Інвертор напруги / М.П. Макаренко, В.В. Михайленко, В.В. Пілінський, заявник та власник патенту НТУУ “КПІ” – Завл. 31.05.2006, опубл. 15.11.2006. Бюл. № 11.
3. Патент 20985. України. МПК Н02М 1/02. Модулятор випрямленої напруги / М.П. Макаренко, В.В. Михайленко, Заявник та власник патенту НТУУ “КПІ” – Завл. 18.09.2006, опубл. 15.02.2007. Бюл. № 2.
4. Макаренко М.П. Системний аналіз електромагнітних процесів у напівпровідникових перетворювачах електроенергії модуля-

ційного типу / М. П. Макаренко, В.І. Сенько, М. М. Юрченко – К. : НАН України, ІЕД, 2005. – 241 с.

5. Макаренко М.П. Аналіз електромагнітних процесів у перетворювачах з багатозонним регулюванням вихідної напруги функціями багатопараметричного виду / М. П. Макаренко, В. В. Михайленко // Техн. електродинаміка. Тем. вип. "Силова електроніка та енергоефективність". – 2002. – Ч. 1. – С. 19–22.
6. Макаренко Н.П. Анализ электромагнитных процессов в двенадцатипульсном преобразователе с зонным регулированием выходного напряжения / Н. П. Макаренко, В. В. Михайленко, Н. Н. Юрченко // Вестник НТУ "Харьковский политехнический институт". "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика". – 2002. – Т. 1. – С. 233–234.

Отримано 23.04.2015 р.