

РОЗДІЛ VI. ЕНЕРГЕТИКА

УДК 621.3.011.74.005

В.І. Сенько, д-р техн. наук

В.В. Михайленко, канд. техн. наук

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», м. Київ, Україна

АНАЛІЗ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ У КОЛАХ З НАПІВПРОВІДНИКОВИМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ ТРИФАЗНОЇ НАПРУГИ У ПОСТІЙНУ З П'ЯТИЗОННИМ РЕГУЛЮВАННЯМ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ

В.И. Сенько, д-р техн. наук

В.В. Михайленко, канд. техн. наук

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт», г. Киев, Украина

АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЦЕПЯХ С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ТРЕХФАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ С ПЯТИЗОННЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Vitalii Senko, Doctor of Technical Sciences

Vladyslav Myhailenko, PhD in Technical Sciences

National Technical University of Ukraine «Kyiv Politechnic Institute», Kyiv, Ukraine

ANALYSIS OF THE ELECTROMAGNETIC PROCESSES IN CIRCUITS WITH SEMICONDUCTOR CONVERTERS OF THE THREE-PHASE VOLTAGE IN CONSTANT WITH FIVE ZONED REGULATIONS OF THE OUTPUT VOLTAGE

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 в електричних колах.

Ключові слова: електромагнітні процеси, вихідні напруга та струм.

Проведено анализ электромагнитных процессов в электрических цепях с полупроводниковыми коммутаторами. Создано математическую модель для анализа электромагнитных процессов в полупроводниковых преобразователях с широтно-импульсным регулированием выходного напряжения. Приведено графики, которые отражают электромагнитные процессы в электрических цепях.

Ключевые слова: электромагнитные процессы, выходные напряжение и ток.

Analysis of the electromagnetic processes is organized beside this article in electric circuit with semiconductor commutator. Mathematical model is created for analysis electro-magnetic processes in semiconductor converter with width pulsed regulation of the output voltage. The broughted graphs, which reflect the electromagnetic processes in electric circuit.

Key words: electromagnetic processes, output voltage and current.

Сучасні тенденції якісного перетворення електричної енергії, а також успіхи у розвитку напівпровідникової техніки дозволяють використовувати в перетворювальних установках ланку високої частоти з частотою переключення вентилів значно більшої від частоти змінної напруги промислової мережі. У роботах [1-3] показана доцільність використання структур перетворювачів частоти (ПЧ) з однократною модуляцією під час побудови систем вторинного електропостачання для комплексів діагностики електромеханічних пристроїв із різноманітним видом вхідної енергії. У цій роботі проводиться аналіз аспекту використання тієї ж структури ПЧ як ланки високої частоти, що стосується побудови й аналізу перетворювачів для електромеханічних комплексів із широтно-імпульсним регулюванням (ШІР) постійної напруги при п'ятизонному керуванні.

Метою роботи є використання методу багатопараметричних функцій з використанням пакета MATHCAD для аналізу електромагнітних процесів в електричних колах з напівпровідниковими комутаторами.

Узагальнена структурна схема перетворювача показана на рис. 1. На структурній схемі позначені: СМА, СМВ, СМС – силові модулятори (СМ) фазних напруг A , B і C від-

повідно, ВВ – височастотний випрямляч, Н – навантаження. Сукупність СМ, підключених до енергетичної мережі паралельно і з’єднаних по виходу послідовно, представляє собою ланку високої частоти перетворювача. Структура СМ представлена на рис. 2.

На структурній схемі, показаній на рис. 2, позначені: ІВН – інвертор випрямленої напруги, Т – узгоджувальний трансформатор, n – номер ІВН.

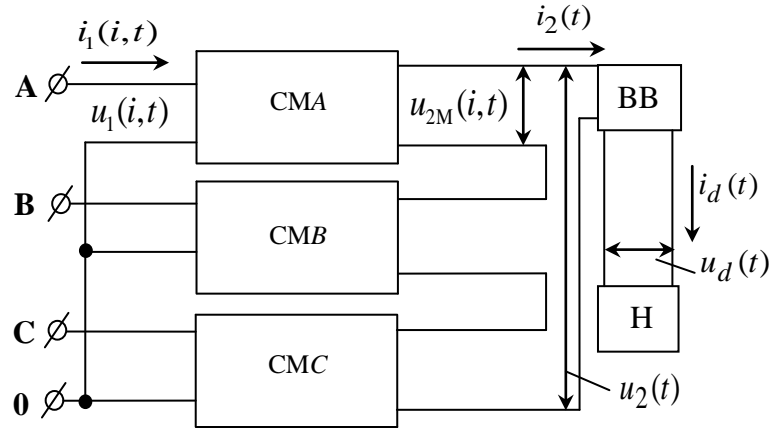


Рис. 1. Структурна схема перетворювача

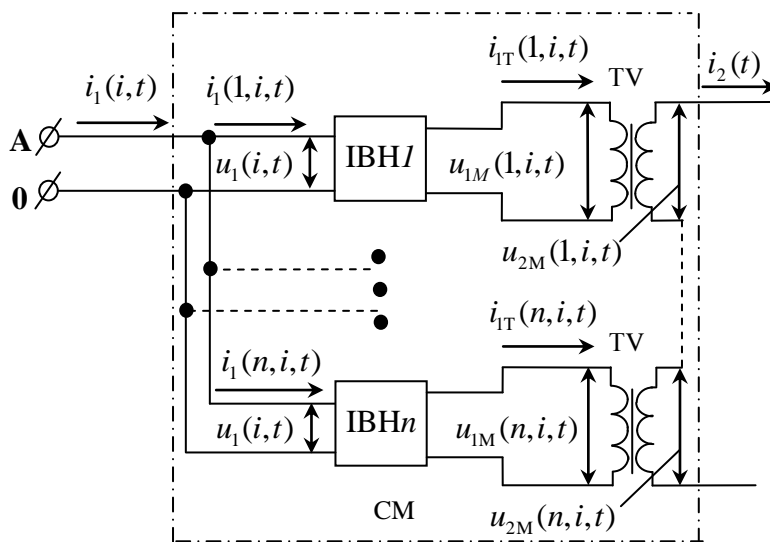


Рис. 2. Структурна схема силового модулятора

Таким чином, кожен СМ має у своєму складі N ІВН, де N – це кількість інверторів.

Створення математичної моделі перетворювача передбачає розроблення математичного забезпечення, спроможного провести аналіз 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 елементах перетворювача.

Під час складання математичної моделі перетворювача із комп’ютерною орієнтацією її застосування використовуємо метод багатопараметричних модулюючих функцій [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.

Така структура дозволяє реалізувати багатоканальний спосіб перетворення параметрів електромагнітної енергії мережі, при якому в СМ здійснюється розгалужена моду-

ляція миттєвих значень попередньо випрямлених фазних напруг $u_1(t)$, частоти ω_1 , трифазної енергетичної мережі відповідними еквівалентними модулюючими впливами $\psi(\alpha_p, t)$, частоти ω_2 . В результаті такої операції на виході кожного з ІВН формується промодульована напруга

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

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; $\phi(t)$ – функції прямокутного синуса, що збігаються за часом із положенням відповідних фазних напруг мережі; $u_1(i, t)$ – миттєві значення вхідної напруги мережі.

Функції прямокутного синуса 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

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

де $\alpha_p(t)$ – кути управління, за рахунок зміни яких забезпечується ШІР вихідної напруги перетворювача; φ – початкова фаза еквівалентних модулюючих впливів.

У перетворювачі забезпечується почергова зміна кутів керування в діапазоні від 0° до 90° . У формуванні напруги кожної зони керування задіяні три інвертора, які підключені до відповідних фаз мережі живлення. Умови зміни кутів керування в окремих зонах подаються у такому вигляді: $\alpha_p(t) = 0$, якщо $t < \frac{(p-1)T}{N=5}$; $\alpha_p(t) = \pi$, якщо $t > \frac{pT}{5}$, а інакше $\alpha_p(t) = f_X(p, N, t)$, де $f_X(p, N=5, t)$ – функція, яка задає закон зміни $\alpha_p(t)$, яка залежить від номера зони p і їх кількості $N=5$.

Вихідна напруга u_2 т ланки високої частоти перетворювача згідно з його структурною організацією та відповідно з виразом (1) представляється сумою

$$u_2 t = \sum_{p=1}^5 \sum_{i=1}^3 k_T \cdot u_1(i, t) \cdot \phi(i, t) \cdot \psi(\alpha_p, t), \quad (5)$$

а вихідна напруга перетворювача $u_d(t)$ як випрямлена напруга (6), подається виразом

$$u_d t = \sum_{p=1}^5 \sum_{i=1}^3 k_T \cdot u_1(i, t) \cdot \phi(i, t) \cdot \psi(\alpha_p, t) v(t), \quad (6)$$

де $v(t)$ – функція прямокутного синуса, що збігається за часом із положенням вихідної напруги u_2 ланки високої частоти перетворювача.

$$v(t) = \text{sign}(u_2(t)). \quad (7)$$

Часові діаграми ланки високої частоти u_2 і перетворювача u_d побудовані за (1)–(6) при зміні величини кута управління α_p за лінійним законом в координатах від часу t , подані на рис. 3.

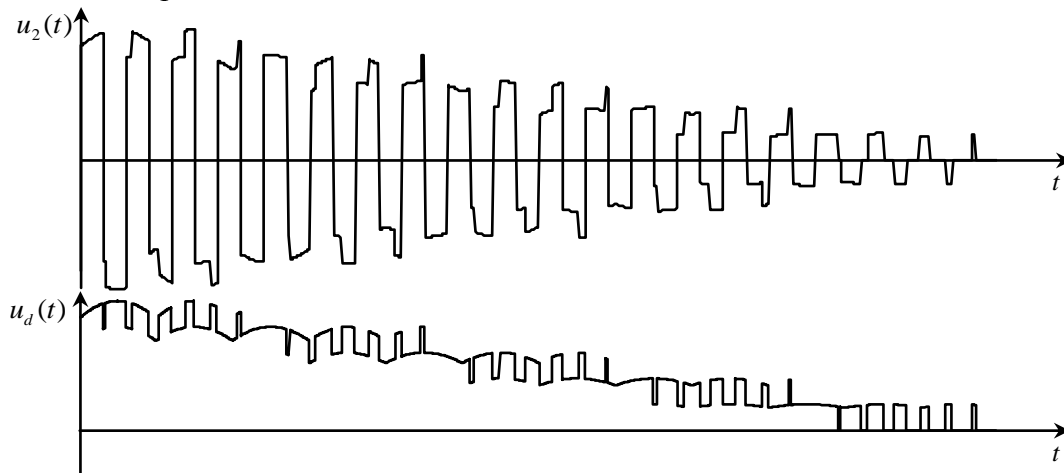


Рис. 3. Часові діаграми напруг $u_2(t)$ і $u_d(t)$

Для більш детального аналізу вихідної напруги перетворювача в (5) позначимо $u_1(\alpha_p, t) = |u_1(\alpha_p, t)|$ і, враховуючи (3) і (4), а також те, що в (6) $\psi(\alpha_p, t)v(t) = |\psi(\alpha_p, t)|$, алгоритмічне рівняння перепишемо у вигляді

$$u_d(t) = \frac{1}{2k_T} \cdot \sum_{p=1}^5 \left(\sum_{i=1}^3 \left| U_{1m} \sin \left(\omega_1 t - \frac{i-1}{3} 2\pi \right) \right| \cdot \left| \sum_2 \text{sign} \sin(\omega_2 t \pm (\alpha_p/2) - \varphi) \right| \right). \quad (8)$$

Із наведених діаграм і (8) видно, що вихідна напруга перетворювача досягне максимальної величини за умови, що $\alpha_p(t) = 0$. У цьому випадку частота пульсацій вихідної напруги $\omega_{\Pi} = 6\omega_1$, а (9) матиме вигляд

$$u_d(t) = \frac{1}{k_T} \sum_{p=1}^5 \sum_{i=1}^3 \left| U_{1m} \sin \left(\omega_1 t - \frac{i-1}{3} 2\pi \right) \right|. \quad (9)$$

З останнього виразу легко знайти середнє значення вихідної напруги, яке подається, як

$$U_{d0} = \frac{2,7}{k_T} U_{11} + U_{12} + U_{13} + U_{14} + U_{15} = 2,7 U_{21} + U_{22} + U_{23} + U_{24} + U_{25}, \quad (10)$$

де $U_{11}, U_{12}, U_{13}, U_{14}, U_{15}$ і $U_{21}, U_{22}, U_{23}, U_{24}, U_{25}$ – відповідно діючі значення напруг первинної і вторинної обмоток узгоджувального трансформатора для першої, другої, третьої, четвертої та п'ятої зон регулювання $U_{2p} = \frac{1}{k_T} U_{1p}$.

Миттєві, а також середнє значення вихідної напруги $u_d(t)$ приймуть нульову величину при $\alpha_p(t) = \pi/2$. У повному діапазоні зміни $\alpha_p(t)$ регульовальна характеристика перетворювача має вигляд

$$U_{d\alpha} = 2,7 \sum_{p=1}^N U_{2p} \cdot \gamma, \quad (11)$$

де $\gamma = t_i/T_2$ – коефіцієнт заповнення; t_i – ширина імпульсу вихідної напруги при ШПР; T_2 – період модулюючого впливу; $t_i = 0 \div T_2$; $T_2 = 2\pi/\omega_2$.

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

$$D(t, y) = \frac{u_d(t)}{L} - \frac{R}{L} y_0, \quad (12)$$

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

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

$$i_d(t) = \text{rkfixed } y, 0, k, s, D, \quad (13)$$

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

Еквівалентні моделюючі функції (4) і (7), 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 (12) співвідношенням (13). Для визначення вхідного струму $i_2(t)$ високочастотного випрямляча необхідно (13) розділити на (7). Якщо в функції перетворення є нульовий рівень, операцію ділення на повному періоді існування (8) виконати неможливо. Це приводить до необхідності знаходження струму перед високочастотним випрямлячем на інтервалах ненульового значення з наступним припасовуванням результатів окремих підрахунків. Однак подання (7) функцією одиничної амплітуди дозволяє визначити струм $i_2(t)$ перемноженням (13) на (7) і тим самим спростити процес підрахунків, представляючи результати на повному інтервалі існування (7) і (13). Таким чином, вхідний струм високочастотного випрямляча має вигляд

$$i_2(t) = i_d(t) \cdot v(t). \quad (14)$$

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 прийmemo до уваги алгоритмічне рівняння (6) і те, що (2), (4) і (7) є функціями одиничної амплітуди.

При цьому в загальному вигляді

$$i_1(n, i, t) = \frac{i_2(t) \psi(\alpha_p, t) \phi(i, t)}{3k_T}. \quad (15)$$

Часові діаграми струму навантаження в координатах вихідної напруги перетворювача і вхідних струмів інверторів в координатах фазних напруг енергетичної мережі, побудовані за (13) – (15) для п'ятизонного регулювання, представлені на рис. 4.

Вхідні струми інверторів $i_1(n, i, t)$ можуть бути визначені при відомому струму навантаження без попереднього розрахунку вихідного струму $i_2(t)$ ланки високої частоти за (14). Для цього треба прийняти до уваги алгоритмічне рівняння (6) і тоді, враховуючи (13), отримаємо

$$i_1(n, i, t) = \frac{i_d(t) \phi(i, t) |\psi(\alpha_p, t)|}{5k_T}. \quad (16)$$

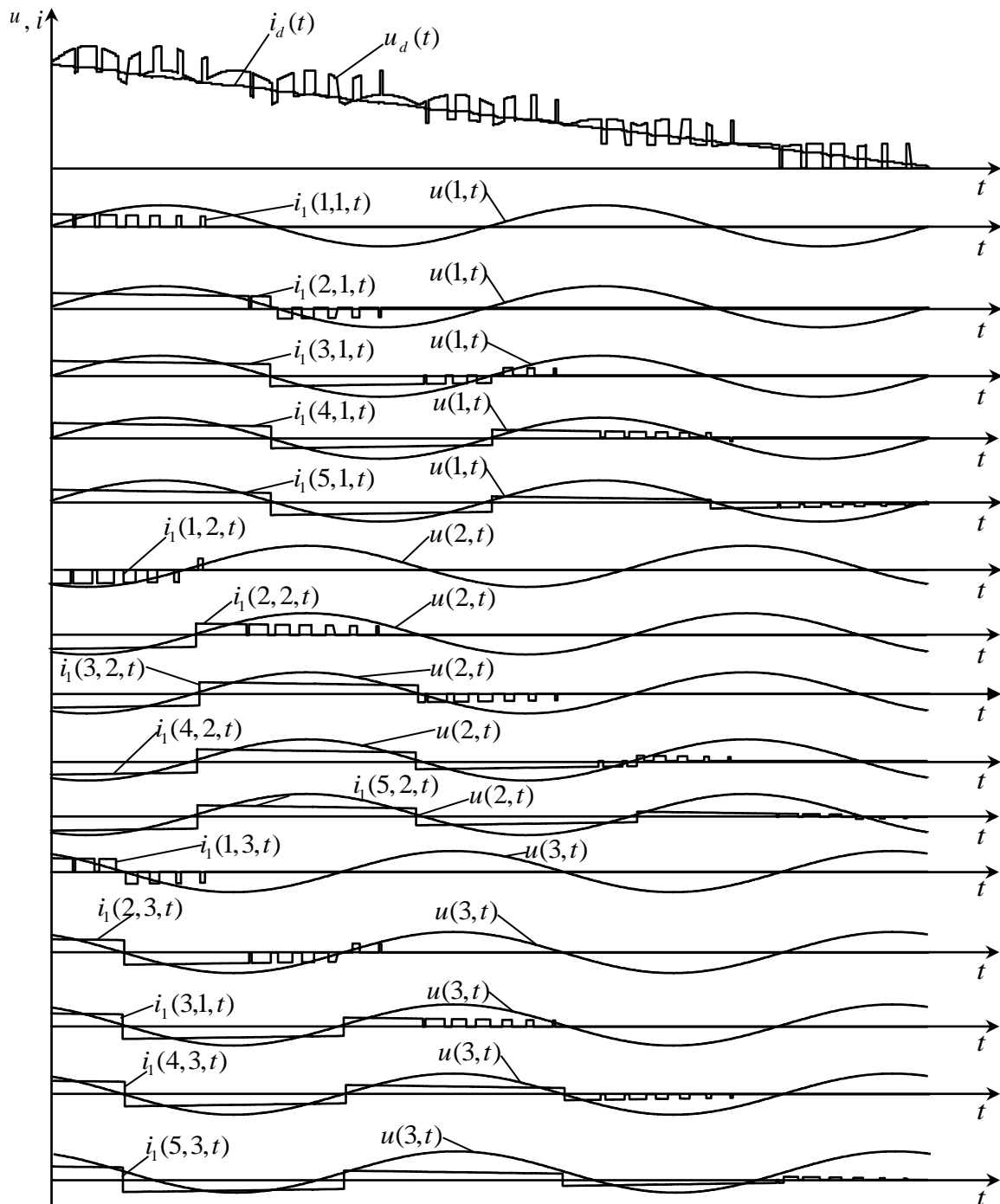


Рис. 4. Часові діаграми струму і напруги навантаження та вхідних струмів інверторів у координатах фазних напруг енергетичної мережі

Для визначення струмів i -х фаз енергетичної мережі у всьому діапазоні регулювання вихідної напруги виконаємо сумування вхідних струмів інверторів усіх зон регулювання в кожній з i -ї фази. Враховуючи рівняння (16), загальний вираз для струмів i -х фаз енергетичної мережі подамо у вигляді

$$i_1(i,t) = i_1(1,i,t) + i_1(2,i,t) + i_1(3,i,t) + i_1(4,i,t) + i_1(5,i,t), \quad (17)$$

де $i_1(1,i,t)$, $i_1(2,i,t)$, $i_1(3,i,t)$, $i_1(4,i,t)$, $i_1(5,i,t)$ – вхідні струми інверторів i -х фаз для першої, другої, третьої, четвертої та п'ятої зон регулювання.

Часові діаграми вхідних струмів i -х фаз енергетичної мережі в координатах фазних напруг, побудовані за (17) для трьохзонного регулювання, представлені на рис. 5.

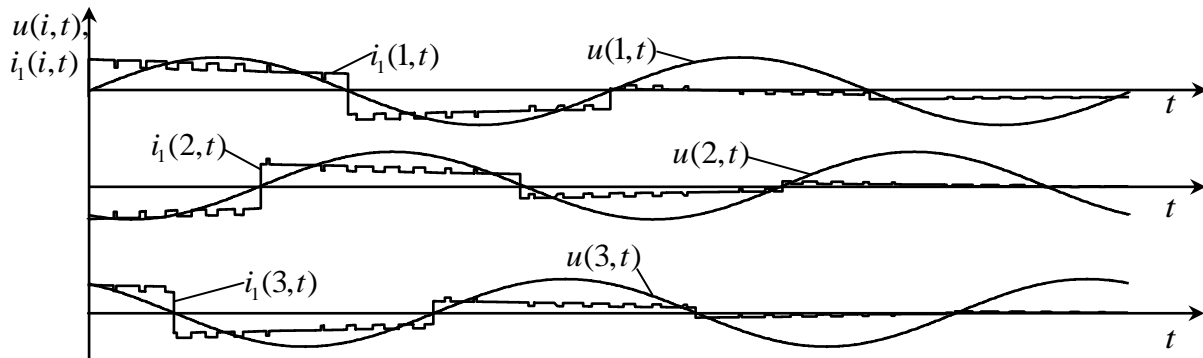


Рис. 5. Часові діаграми вхідних струмів i -х фаз енергетичної мережі в координатах фазних напруг

Для того, щоб знайти амплітудні значення струмів через силові транзистори ІВН, достатньо проаналізувати струми $i_{1T}(n,i,t)$ первинних обмоток узгоджувальних трансформаторів, які знаходяться в колах протікання струмів через силові транзистори. Враховуючи (14) і кількість каналів перетворення енергії, отримаємо: $i_{1T}(n,i,t) = \frac{i_2(t)}{5k_T}$. За

часом ці струми збігаються з вихідним струмом ланки високої частоти перетворювача.

Висновки і пропозиції. Підтверджено доцільність використання програмного пакета MATHCAD для аналізу електромагнітних процесів та оптимізації параметрів напівпровідникових перетворювачів. Такий підхід дозволяє зменшити нестабільність режимів у технологічному навантаженні та режимів споживання електроенергії від мережі електроживлення.

Список використаних джерел

1. Макаренко М. П. Математична модель перетворювача трифазної напруги в постійну напругу / М. П. Макаренко, В. В. Михайленко // Електроніка і зв'язь. – 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» ; заявл. 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» ; заявл. 18.09.2006 ; опубл. 15.02.2007, Бюл. № 2.