

### 3. Висновки

1. Запропонований принцип побудови ЛАЦП на комутованих конденсаторах дає змогу реалізувати новий клас ЛАЦП середньої та високої точності, зокрема слідкуючих ЛАЦП.

2. Для підвищення швидкодії (насамперед за рахунок зменшення часу установлення) треба перейти до реалізації слідкуючого ЛАЦП на ЛАЦП з меншою кількістю тактів перетворення, наприклад – інтерполювальних [8,9,12] чи порозрядних [10,11] ЛАЦП; це одночасно сприятиме і підвищенню точності.

1. Мичуда З.Р. *Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі – АЦП майбутнього*. – Львів, 2002. 2. Мичуда З.Р. *Аналого-цифрові перетворювачі з логарифмічною характеристикою перетворення. Огляд. Частина 1// Вимірювальна техніка і метрологія. 2000. Вип.56. С.94–100.* 3. Мичуда З.Р. *Аналого-цифрові перетворювачі з логарифмічною характеристикою перетворення. Огляд. Частина 2// Вимірювальна техніка і метрологія 2000, Вип.57, С.14–25.* 4. Мичуда З.Р. *Логарифмічний АЦП із ступінчато наростаючою розгорткою// Вісник ДУ“Львівська політехніка” 1998, №324, С.106–110.* 5. Мичуда З.Р., Лукашевич В.П. *Логарифмический аналого-цифровой преобразователь: А.с.1425726 СССР. – 1988, Бюл. № 35.* 6. Матецька Л.А., Мичуда З.Р. *Логарифмічний аналого-цифровий перетворювач з накопиченням заряду// Вісник ДУ“Львівська політехніка” 2000, №389, С. 140–146.* 7. Матецька Л.А., Мичуда З.Р. *Логарифмічний аналого-цифровий перетворювач з накопиченням заряду на послідовно включених конденсаторах// Комп'ютерні технології друкарства 2000, №5, С. 36-43.* 8. Мичуда З.Р. *Підвищення точності та швидкодії послідовних логарифмічних АЦП з перерозподілом заряду// Книга за матеріалами 4-ї міжнародної НТК «Контроль і управління в технічних системах» (КУТС-97), 1997, Т.2. С. 131-136.* 9. Католик Б.О., Мичуда З.Р., Мичуда Л.З. *Інтерполюючий логарифмічний аналого-цифровий перетворювач// Вісник НУ“Львівська політехніка”. 2002. № 445. С. 160-167.* 10. Мичуда З.Р. *Порозрядний логарифмічний АЦП// Вимірювальна техніка і метрологія 1998. Вип.53. С. 114–118.* 11. *А.с.1429136 СССР. Логарифмический аналого-цифровой преобразователь/ Мичуда З.Р., Яворский Н.В., 1988, Бюл. № 37.* 12. *Патент 43364 Україна. Спосіб логарифмічного аналого-цифрового перетворення/ Мичуда З.Р., 2001, Бюл. № 11.*

УДК 621.314

В.В. Самотий<sup>1</sup>, М.О. Хомуляк<sup>2</sup>

Національний університет “Львівська політехніка”,

<sup>1</sup>кафедра автоматики і телемеханіки,

<sup>2</sup>кафедра електронних обчислювальних машин

## МЕТОДИКА ПОКРАЩАННЯ ФОРМИ ВИХІДНОГО СИГНАЛУ МОСТОВОГО ПАРАЛЕЛЬНОГО ТИРИСТОРНОГО ІНВЕРТОРА

© Самотий В.В., Хомуляк М.О., 2004

**Запропоновано методику покращання форми вихідного сигналу мостового паралельного тиристорного інвертора у широкому діапазоні зміни частоти.**

**The method of improvement of output signal form for bridge parallel thyristor inverter with wide frequency range is proposed.**

### Вступ

Мостовий паралельний тиристорний інвертор є ключовим елементом в перетворювачах частоти. Останній є послідовним сполученням випрямляча та інвертора. Багатоплановість таких схем зумовлена можливими схемними рішеннями як випрямляча, так і інвертора. Це призводить до видозмін форм вихідних сигналів перетворювачів частоти. Бажано, щоб форма вихідного сигналу була якомога ближчою до синусоїдної. Проте під час зміни частоти керування тиристорами

змінюється як форма, так і амплітуда вихідного сигналу. Тому актуальним є питання стабілізації амплітуди та покращання форми цього сигналу в якомога ширшому діапазоні частот. Розроблення такої методики потребує досконалого математичного апарату для комп'ютерного моделювання перехідних і усталених режимів роботи перетворювачів частоти.

### Аналіз публікацій

З теоретичного погляду перетворювач частоти – це розгалужене електромагнетне коло, електрична частина якого містить як керовані, так і некеровані напівпровідникові вентиля. Тому слід зупинитися на відомих з літератури підходах до моделювання електромагнетних кіл (ЕМК), напівпровідникових вентилів, а також методах аналізу режимів їх роботи.

Першим вдалим кроком в розвитку теорії нелінійних ЕМК було введення поняття диференціальних індуктивностей [1]. Згідно з ним із загальної системи алгебро-диференціальних рівнянь стану ЕМК виключається рівняння магнетних субкіл, а одержаний результат диференціюють за часом. У результаті в рівняннях коефіцієнтами будуть диференціальні само- і взаєміндуктивності електричних контурів. Недоліком цього підходу є необхідність визначення великої кількості диференціальних параметрів і неможливість запису рівнянь стану ЕМК у нормальній формі Коші.

Вперше методика формувань рівнянь стану ЕМК одержала сучасну реалізацію в роботі [2]. Її відмінність від попередніх полягає у виключенні із загальної системи алгебро-диференціальних рівнянь стану ЕМК рівнянь електричного субкола і диференціюванні отриманого результату за часом. Коефіцієнтами в решті рівнянь будуть безрозмірні величини. Кількість цих рівнянь дорівнює кількості незалежних магнетних контурів. Тому на практиці завжди є можливість подання рівнянь стану магнетного субкола в нормальній формі Коші. Метод [2] точніший від методу [1], бо в методі [2] відсутня операція числового обертання матриці коефіцієнтів під час інтегрування рівнянь стану ЕМК.

Моделюючи роботу вентилів, дотримуються двох підходів. Один з них полягає у заміні вентиля в провідний і непровідний періоди електричними ланками зі змінними значеннями параметрів [3], а другий – у заміні вентиля ідеальним ключем [2]. Перший спосіб простіший в реалізації, але має істотні недоліки, пов'язані з порушенням числової стійкості розв'язування, збільшенням кількості інтегровальних диференціальних рівнянь. Моделювання вентиля суто резистивним колом породжує жорсткі рівняння і тому ускладнює алгоритм їх розв'язання. *RL*-моделі, як відзначено в [4], при частих комутаціях вентилів і значній їх кількості можуть призводити до істотних порушень закону збереження енергії. Другий спосіб позбавлений цих недоліків, але він складний в алгоритмічному аспекті, бо пов'язаний з логікою формування рівнянь стану змінної структури ЕМК.

Для аналізу усталених режимів найчастіше застосовують два методи: частотний, зокрема метод гармонічного балансу [5] і метод Ейприла–Трика [6], який був поширений на електромагнетні кола в [7].

Підсумовуючи огляд, беремо за основу три підходи. Для моделювання електромагнетної частини візьмемо метод [8], при моделюванні вентилів будемо дотримуватися моделі ідеального ключа [9], а розрахунок усталених режимів будемо виконувати ітераційним методом Ньютона [7].

### Постановка задачі

Як відомо, вихідний сигнал мостового паралельного тиристорного інвертора істотно залежить від частоти комутації тиристорів, ємності комутувального конденсатора та параметрів трансформатора і навантаження. Якщо прийняти, що параметри трансформатора і навантаження є величинами постійними, тоді задача дещо спрощується. Наше завдання таке. Необхідно розробити математичну модель, яка б адекватно відображала фізичні процеси, що відбуваються в досліджуваному пристрої, а на основі запропонованої математичної моделі розробити програму аналізу перехідних і усталених режимів роботи мостового паралельного тиристорного інвертора.

Необхідно розробити алгоритм перемикання тиристорів, який дасть змогу, не змінюючи ємності конденсатора, змінювати в широких межах частоту вихідного сигналу, максимально наблизивши його форму до синусоїдної.

### Математична модель мостового паралельного тиристорного інвертора

Однофазний мостовий паралельний тиристорний інвертор виконує перетворення постійного струму в змінний, а також використовується як елемент у перетворювачах змінного струму в змінний та постійного в постійний.

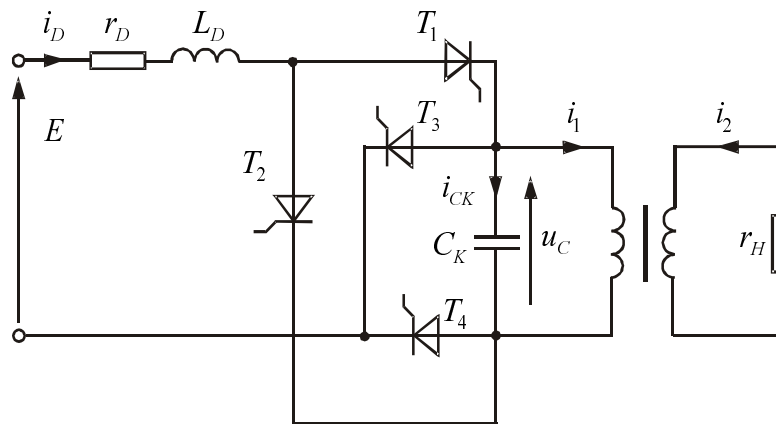


Рис. 1. Схема однофазного мостового паралельного тиристорного інвертора

Такий інвертор, як правило, складається з трансформатора, комутувального конденсатора  $C_K$ , тиристорної мостової схеми і дроселя, що забезпечує згладжування струму в колі джерела постійної напруги (рис. 1). Керує тиристорною мостовою схемою зовнішній генератор імпульсів, який разом з комутувальним конденсатором  $C_K$  визначає частоту напруги на навантаженні.

Легко зрозуміти, що рівняння такого інвертора будуть зводяться до рівнянь трансформатора,

комутувального конденсатора  $C_K$  та дроселя. Своєю чергою, конденсатор заряджається від джерела постійної напруги, яка за допомогою мостової тиристорної схеми змінює свою полярність щодо комутувального конденсатора  $C_K$ .

Записавши рівняння конденсатора та дроселя для двох комбінацій станів тиристорів ( $T_1, T_4$  – відкриті,  $T_2, T_3$  – закриті;  $T_1, T_4$  – закриті,  $T_2, T_3$  – відкриті), легко зрозуміти, що їх можна узагальнити, ввівши додаткову логічну змінну  $\varepsilon$ , а саме

$$\frac{du_{CK}}{dt} = (\varepsilon i_D - i_1) / C_K, \quad (1)$$

$$\frac{di_D}{dt} = (E - \varepsilon u_{CK} - r_D i_D) / L_D, \quad (2)$$

де  $E$  – напруга живлення (постійна);  $u_{CK}$  – напруга на комутувальному конденсаторі;  $i_D$  – струм живлення;  $r_D, L_D$  – опір та індуктивність дроселя;  $i_1$  – струм первинної обвитки трансформатора;  $\varepsilon$  – додаткова логічна змінна, що набуває значення  $\pm 1$

$$\varepsilon = \begin{cases} 1, & \text{якщо } nT \leq t < nT + T/2, \\ -1, & \text{якщо } nT + T/2 \leq t < (n+1)T, \end{cases} \quad (3)$$

$n=0, 1, 2, \dots$ ;  $T$  – період.

Рівняння обвиток трансформатора запишемо у матричній формі

$$\frac{d\Psi}{dt} = U - RI, \quad (4)$$

де  $\Psi, I$  – матриці-стовпчики повних поточкозчеплень і струмів обвиток

$$h(h = \Psi, I) = (h_1, h_2)^T;$$

$U = (u_{CK}, 0)^T$  – матриця-стовпчик напруг;  $R = \text{diag}(r_1, r_2 + r_H)$  – матриця опорів. Тут індекси 1, 2, H – вказують на причетність відповідно до первинної, вторинної обвиток трансформатора і до навантаження. Первинна обвитка вважається приведеною за кількістю витків до вторинної.

Рівняння стану магнетного кола

$$i_1 + i_2 = \alpha'(\psi)\psi, \quad (5)$$

де  $\alpha'(\psi)$  – обернена статична індуктивність трансформатора, яку визначають за основною кривою намагнечування  $\varphi(\psi)$

$$\alpha'(\psi) = \varphi(\psi)/\psi; \quad (6)$$

$\psi$  – робоче потокозчеплення осердя трансформатора.

Рівняння струмів обвиток запишемо у вигляді

$$i_1 = \alpha_1(\Psi_1 - \psi), \quad i_2 = \alpha_2(\Psi_2 - \psi), \quad (7)$$

де  $\alpha_1, \alpha_2$  – обернені індуктивності розсіювання.

Диференціюючи за часом (5), (7) і розв'язуючи отриману систему рівнянь відносно невідомих, маємо

$$\frac{dX_T}{dt} = B_T(U - RI), \quad (8)$$

де  $X_T = (\psi, i_1)^T$  – матриця-стовпчик невідомих;  $B_T$  – матриця коефіцієнтів

$$B_T = \begin{bmatrix} \alpha_1 g & \alpha_2 g \\ \alpha_1(1 - \alpha_1 g) & -\alpha_1 \alpha_2 g \end{bmatrix}, \quad g = (\alpha'' + \alpha_1 + \alpha_2)^{-1}. \quad (9)$$

де  $\alpha''$  – обернена диференціальна індуктивність трансформатора, що визначається за основною кривою намагнечування

$$\alpha''(\psi) = \frac{\partial \varphi(\psi)}{\partial \psi}. \quad (10)$$

Струм вторинної обвитки визначаємо згідно з (5)

$$i_2 = \alpha'(\psi)\psi - i_1. \quad (11)$$

Рівняння (1), (2), (8) запишемо одним матричним виразом

$$\frac{dX}{dt} = BZ, \quad Z = \frac{dY}{dt}, \quad (12)$$

де  $X = (\psi, i_1, u_C, i_D)^T$  – матриця-стовпчик змінних стану;  $B$  – матриця коефіцієнтів

$$B = \text{diag}(B_T, 1/C_K, 1/L_D);$$

$Z = (U - RI, \varepsilon i_D - i_1, E - \varepsilon u_{CK} - r_D i_D)^T$  – вектор часових функцій.

### Модель чутливостей до початкових умов

Отже, пристрій належить до кл. зі змінною структурою, але кількість інтегрованих змінних від комутації до комутації залишається незмінною. Тому тут для аналізу усталених режимів можна застосовувати модель чутливостей до початкових умов [2]

$$X(0)^{(K+1)} = X(0)^{(K)} - (F'(X(0)^{(K)}))^{-1} F(X(0)^{(K)}), \quad (13)$$

де  $F(X(0)) = X(0) - X(T)$  – умова періодичності;  $F'(X(0)) = B(T)S(T)$  – матриця Якобі рівняння періодичності. Тут матриця  $B(T)$  є матрицею коефіцієнтів рівняння стану (12) при  $t = T$ , а  $S(T) = \partial Y / \partial X(0)$  – матриця додаткових чутливостей, яку визначаємо числовим інтегруванням додаткової системи диференціальних рівнянь першої варіації

$$\frac{dS}{dt} = QS, \quad (14)$$

де  $Q = \partial Z / \partial Y$  – матриця коефіцієнтів

$$Q = \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline -r_1 a_{11} & -r_1 a_{12} & 1/C_K & 0 \\ \hline -r_2' a_{21} & -r_2' a_{22} & 0 & 0 \\ \hline -a_{11} & -a_{12} & 0 & \varepsilon / L_D \\ \hline 0 & 0 & -\varepsilon / C_K & r_D / L_D \\ \hline \end{array}$$

Нагадаємо, що початкове наближення  $X(0)^{(0)}$  задаємо довільним, як правило, нульовим, а початкові умови варіаційного рівняння  $S(0)^{(K)}$  повинні задовольняти умову  $S(0)^{(K)} = (B(0)^{(K)})^{-1}$ , де  $B = \partial X / \partial Y$ .

#### Алгоритм покращання форми вихідного сигналу інвертора

За класичним законом комутації тиристри  $T_1, T_4$  – відкриті, а  $T_2, T_3$  – закриті упродовж першого півперіоду вихідного сигналу. У другому півперіоді  $T_1, T_4$  – закриті, а  $T_2, T_3$  – відкриті. Цей закон відображений в математичній моделі залежністю (3), а крива напруги живлення трансформатора  $u_C$  буде мати експоненціальну форму заряду конденсатора. Змінивши закон комутації, ми змінимо і форму кривої напруги  $u_C$ . Постає запитання: яким повинен бути закон комутації, щоб напруга  $u_C$  була максимально наближена до синусоїди? Ми пропонуємо такий алгоритм. Задаємо взірцевий сигнал

$$u_{3P} = U_{M3P} \sin(\omega t + \varphi), \quad (15)$$

де  $U_{M3P}$ ,  $\varphi$  – очікувана амплітуда і фаза напруги на конденсаторі  $u_C$ . На кожному кроці інтегрування рівнянь стану (12) порівнюємо поточне значення  $u_C$  в момент часу  $t_i$  і взірцевий сигнал  $u_{3P}(t_i)$

$$\Delta u(t_i) = \varepsilon(u_C(t_i) - u_{3P}(t_i)). \quad (16)$$

Критерієм перемикання тиристорів є умова

$$\Delta u(t_i) > \Delta u_{\text{доп}}, \quad (17)$$

де  $\Delta u_{\text{доп}}$  – допустиме відхилення напруги конденсатора  $u_C$  від взірцевого сигналу.

Нехай  $\varepsilon = 1$ . Перевіряємо умову (17), якщо вона не виконується, тоді залишаємо відкритими тиристри  $T_1, T_4$  ( $\varepsilon = 1$ ). Якщо вона виконується, тоді відкриваємо тиристри  $T_2, T_3$  і вважаємо що  $\varepsilon = -1$ .

Нехай  $\varepsilon = -1$ . Перевіряємо умову (17), якщо вона не виконується, тоді залишаємо відкритими тиристри  $T_2, T_3$  ( $\varepsilon = -1$ ). Якщо вона виконується, тоді відкриваємо тиристри  $T_1, T_4$  і присвоюємо  $\varepsilon = 1$ .

## Результати комп'ютерного симулювання

Результати аналізу усталених режимів на інтервалі одного періоду вихідного сигналу наведені не в часовій області, а у відносній (рис. 2, 3). На осі абсцис маємо відношення часу  $t$  до періоду вихідного сигналу  $T$ , тобто відносна змінна на осі абсцис змінюється від 0 до 1. Дослідження виконувались із застосуванням моделі чутливостей до початкових умов. В розрахунках були використані такі вхідні дані:  $r_1=31.4$  Ом;  $r_2=36.2$  Ом;  $r_H=70$  Ом;  $r_B=15$  Ом;  $C=50$  мкФ,  $\alpha_1=75$  Гн<sup>-1</sup>;  $\alpha_2=100$  Гн<sup>-1</sup>;  $E=311$  В,  $U_{МЗР}=270$  В.

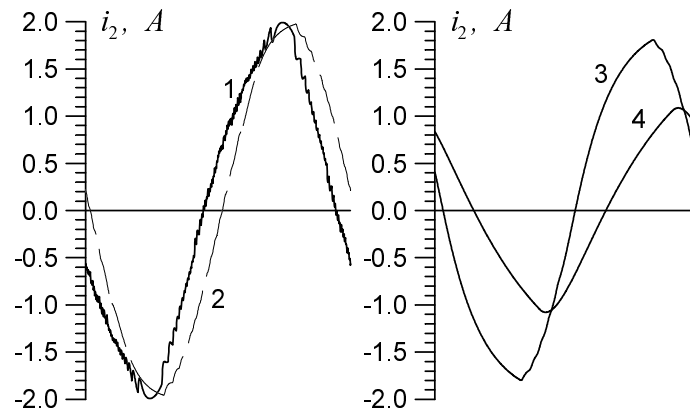


Рис. 2. Криві струмів навантаження

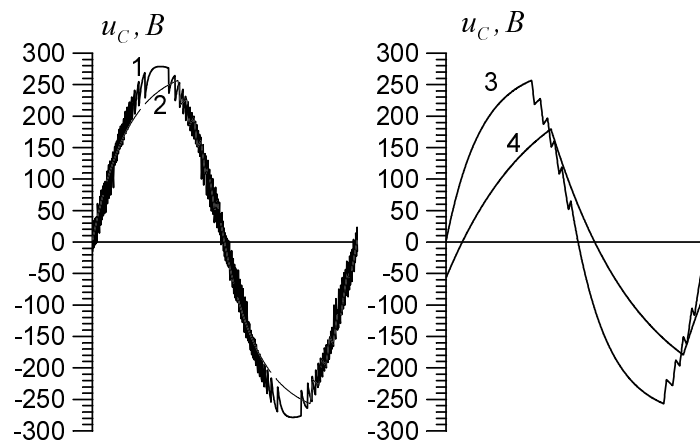


Рис. 3. Криві напруг на конденсаторі

Крива намагнечування апроксимована виразом з вибором розрахункової формули

$$\varphi(\psi) = \begin{cases} a_1\psi, & |\psi| > \psi_1, \\ S_3(\psi), & \psi_1 \leq |\psi| \leq \psi_2, \\ a_2\psi - a_0, & |\psi| > \psi_2 \end{cases} \quad (18)$$

де  $a_1 = 0.25$  Гн<sup>-1</sup>;  $a_2 = 3$  Гн<sup>-1</sup>;  $a_0 = 1.8$  А;  $\psi_1 = 0.2$  Вб;  $\psi_2 = 0.9$  Вб;  $\varphi(\psi_1) = 0.05$  А;  $\varphi(\psi_2) = 0.9$  А;  $S_3(\psi)$  – кубічний сплайн. Зауважимо, що  $\alpha''(\psi_1) = a_1$ ,  $\alpha''(\psi_2) = a_2$ .

На рис. 2 наведено криві струму навантаження ( $i_2$ ) на інтервалі одного періоду. Крива 1 відповідає частоті вихідного сигналу – 20 Гц, крива 2 – 100 Гц, крива 3 – 200 Гц, крива 4 – 500 Гц. Аналогічні криві для напруги на конденсаторі наведені на рис. 3. Як бачимо, незважаючи на

широкий діапазон зміни частоти, вихідний сигнал практично залишається синусоїдним. Без застосування запропонованого методу покращання форми вихідного сигналу було б неможливим.

Цей алгоритм дає змогу регулювати і амплітуду вихідного сигналу. Змінюючи амплітуду зрізцевого сигналу (в межах напруги живлення), можна досягти того, що струм навантаження буде мати стабільну амплітуду в досить широкому діапазоні частот. Отже, змінюючи частоту в широкому діапазоні, на виході можна отримати синусоїдний сигнал зі сталою амплітудою.

### Висновок

Основною схемою однофазного перетворювача частоти є перетворювач на основі мостового паралельного тиристорного інвертора. Він дає змогу застосувати запропонований метод покращання вихідної характеристики тиристорних перетворювачів частоти. Вдалось досягти мети – отримати синусоїдний сигнал за допомогою перемикання тиристорів в додатну і від’ємну області. Незважаючи на широкий діапазон зміни частоти, вихідний сигнал залишається близьким до синусоїдного. Без застосування запропонованого методу покращання форми вихідного сигналу було б неможливим. Дослідження виконувалися з використанням моделі чутливості до початкових умов.

Враховуючи, що аналогові системи керування електромеханічними пристроями та електротехнологічними процесами поступово витісняються системами прямого цифрового керування, можна зробити висновок про перспективність запропонованого методу покращання вихідної характеристики тиристорних перетворювачів частоти. В разі його застосування основні витрати при розробленні систем керування силовими перетворювачами припадають не на створення апаратної частини, а на розроблення алгоритмічного і програмного забезпечення.

1. Фильц З.В. Дифференциальные уравнения насыщенной асинхронной машины // Вопросы теории и регулирования электрических машин: Научн. зап. Львов. политехн. ин-та. 1963. Вып.90.  
2. Чабан В.И. К анализу электрических цепей с разветвлёнными магнитопроводами // Изв. вузов СССР. Энергетика. – 1976. – №1. – С.129-132. 3. Бондаренко В.М. Методы и алгоритмы анализа нелинейных электрических и электронных цепей // ИЭД АН УССР. Автореф. дис. на соиск. учен. степени д-ра техн. наук: – К., 1975. 4. Кутковецкий В.Я. Моделирование работы трёхфазного тиристорного коммутатора с помощью переключающих функций // Электричество. – 1984. – №4. – С.68-70. 5. Глухивский Л.И. Дифференциальный гармонический метод расчёта периодических процессов в цепях с вентильями // Изв. вузов СССР. Электромеханика. – 1980. – №1. – С.14-19.  
6. Эйприл Т., Трик Т. Анализ стационарного режима нелинейных цепей с периодическими входными сигналами // В кн.: Автоматизация в проектировании. – М., 1972. 7. Чабан В.И., Самотий В.В. Ускоренный поиск периодических режимов трёхфазных трансформаторов / Электрические сети и системы: Респ. межвед. науч.-техн. сб. – К., 1986. Вып. 22. – С.110-115. 8. Самотий В.В. Математичне моделювання стаціонарних процесів електромагнетних перетворювачів систем керування. – Львів, 1997. 9. Самотий В., Шакья С. Математичне моделювання періодичних режимів симетричної схеми випрямлення з подвоєнням напруги методом Ньютона // Вісник ДУ "Львівська політехніка". – 1999. – № 366. – С. 128 – 131.