

Можливості:

1. Візуалізація ультразвукового сигналу та визначення його амплітуди;
2. Медіанна фільтрація цифрового сигналу;
3. Алгоритм визначення моменту переходу ультразвукового сигналу через нуль, що дає змогу збільшити точність вимірювання часового інтервалу;
4. Обчислення часу проходження УЗ сигналу крізь чутливий елемент;
5. Візуалізація температурного профілю у печі;
6. Обчислення середнього значення температури вздовж чутливого елемента;
7. Збереження у файлі отриманих даних: часу проходження УЗ сигналу, амплітуди, середньої температури;

На основі збережених даних можливо побудувати графік залежності швидкості проходження УЗ сигналу від температури та залежності амплітуди сигналу від температури (згасання сигналу).

1. Луцик Я.Т., Буняк Л.К., Рудавський Ю.К., Стадник Б.І Енциклопедія термометрії. – Львів, 2003. – С. 121–123. 2. Луцик Я., Буняк Л., Стадник Б. Застосування ультразвукових сенсорів. – Львів, 1998. 3. Луцик Я.Т., Дорожовець М.М., Лихновський І.С. Погрешности импульсных ультразвуковых термометров // Измерительная техника. – 1992. – №6. – С. 37–38. 4. Залуцька Т.М., Лихновський І.С., Озгович А.І., Луцик Я.Т. Підвищення точності вимірювання та завадостійкості ультразвукового імпульсного термометра // Вісник Нац. ун-ту “Львівська політехніка”. – 2005. – №530. – С. 121–123. 5. <http://www.datasheetlist.com/datasheet-shortcut/A31.html> 6. <http://www.e12.physik.tu-muenchen.de/~mboehmer/ipuprint/cy7c419.pdf>

УДК 621.314

У.Ю. Дзелендзяк¹, В.В. Самотий^{1,2}

¹Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра комп'ютеризованих систем автоматизації

²Вища Школа Бізнесу в Домброві Гурнічій, Польща

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ПАРАЛЕЛЬНОГО ТИРИСТОРНОГО ІНВЕРТОРА, ЩО ОПИСУЄТЬСЯ ЖОРСТКИМИ РІВНЯННЯМИ

© Дзелендзяк У.Ю., Самотий В.В., 2007

Наведено математичну модель паралельного тиристорного інвертора, що ґрунтується на неявних методах числового інтегрування, а також запропоновано методику аналізу перехідних і усталених режимів його роботи.

Mathematical model of parallel thyristor inverter directed on implicit methods is submitted and method for transient and steady-state analysis of its operational modes is suggested.

Вступ

Особливості математичних моделей інверторів (перетворювачів постійної напруги в змінну) полягають у тому, що, по-перше, умови відкриття тиристорів залежать від керуваних сигналів, а по-друге, трансформатор ввімкнений між навантаженням та тиристорним інвертором.

Принцип дії тиристорних перетворювачів постійної напруги в змінну полягає в періодичному вмиканні навантаження до джерела постійної напруги зі зміною полярності, внаслідок чого через навантаження протікає змінний струм. Порівняно з транзисторами тиристори мають деякі важливі особливості, які суттєво впливають на принципи роботи схем інверторів. Вони відкриваються при подачі в коло керівного електрода струму або напруги. Але у відкритого тиристора керівні електроди втрачають свої керівні властивості, тому його закриття практично можна досягти лише зниженням анодної напруги до нуля або подачею від'ємної напруги на анод.

Запропоновано метод аналізу перехідних і усталених режимів роботи перетворювачів постійної напруги в змінну, які містять керовані напівпровідникові вентиля і описуються жорст-

кими диференціальними рівняннями. Роботу тиристорів подано за схемою ідеального ключа. Аналіз усталених режимів роботи інверторів здійснюється екстраполяційним ε -алгоритмом.

1. Аналіз публікацій

Розглянемо підходи, які застосовують для розрахунку перехідних та усталених процесів електромагнетних пристроїв, що описуються жорсткими диференціальними рівняннями, а також питання моделювання напівпровідникових вентилів. У роботі [3] для аналізу перехідних процесів використовують неявні методи числового інтегрування, зокрема неявний метод Ейлера, який володіє абсолютною стійкістю і не допускає лавиноподібного збільшення похибки при числовому інтегруванні. Цей метод можна застосовувати для систем великої розмірності. В [6] для аналізу перехідних процесів поєднують явний і неявний методи одного порядку точності. Недоліком такої моделі є високий порядок системи нелінійних алгебричних рівнянь, тому алгоритмічно вона є надто громіздкою.

Найбільш поширеними серед неявних методів до цього часу були методи формул диференціювання назад (ФДН) [8]. Їх перевагою є відсутність необхідності приведення системи рівнянь до нормального виду. Але методи ФДН мають і суттєві недоліки: вимагають значних обсягів обчислень і затрат пам'яті. У роботі [2] для розрахунку перехідних процесів використовуються кубічні сплайни замість звичайних поліномів. Це підвищує ефективність алгоритму розрахунку за методом ФДН, особливо за наявності напівпровідникових елементів у контурах. Аналіз усталених режимів можна виконувати методом гармонічного балансу [4], проте в ньому відсутня умова вибору кількості гармонік. Значного поширення набув метод Ейприла–Трика [9], але в ньому для кіл змінної структури виникають проблеми з обчисленням матриці монодромії. Найбільш придатними для цього класу задач є екстраполяційні методи, зокрема ε -алгоритм [7].

Розглянемо два основні підходи для моделювання вентилів. За першим замінюють вентиль

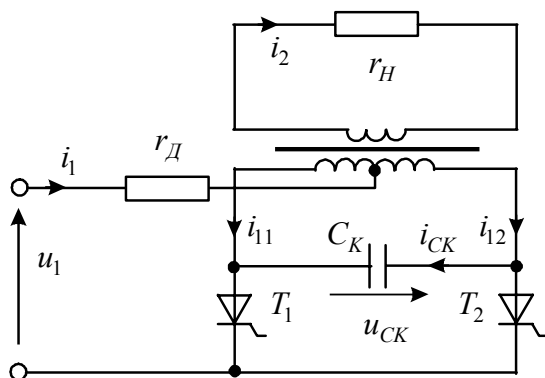


Рис. 1. Принципова схема паралельного тиристорного інвертора

RLC -ланкою, параметри якої залежать від умов відкриття і закриття вентилів і є функціями струмів або напруг вентилів [1]. За другим підходом вентиль розглядається як ідеальний ключ [5].

Враховуючи сказане, можна зробити такий висновок. Для виведення рівнянь динаміки паралельного тиристорного інвертора скористаємось методом [9], адаптувавши його до неявних методів числового інтегрування. Аналіз усталених процесів здійснюватимемо екстраполяційним ε -алгоритмом [7].

2. Виведення рівнянь динаміки

Принципова схема паралельного тиристорного інвертора (рис. 1) складається з трансформатора (T_p), комутуючого конденсатора (C_K), тиристорів (T_1 , T_2) і живиться джерелом постійної напруги u_1 . При подачі на керівний електрод тиристора T_1 додатної напруги він відкривається (T_2 – закритий) і конденсатор C_K заряджається. При подачі на керуючий електрод тиристора T_2 додатної напруги він відкривається. В цей момент напруга конденсатора через малий опір тиристора T_2 виявиться зворотною для тиристора T_1 і він закриється. Отже, у цій схемі по чергово відкриваються тиристири T_1 і T_2 .

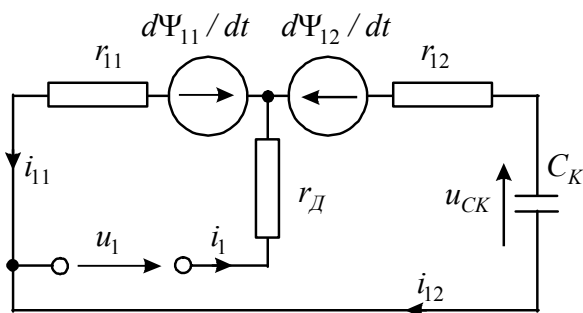


Рис. 2. Розрахункова схема первинного контуру при відкритому T_1

На рис. 2 наведено розрахункову схему для випадку, коли T_1 – відкритий, а T_2 – закритий. Рівняння електричних контурів згідно зі схемою (рис. 2) будуть

$$\frac{d\Psi_{11}}{dt} = u_1 - r_{11}i_{11} - r_D i_1, \quad \frac{d\Psi_{12}}{dt} = u_1 - u_{CK} - r_{12}i_{12} - r_D i_1, \quad (1)$$

де Ψ_{1j} , r_{1j} , i_{1j} – повне потокозчеплення, опір і струм лівої ($j=1$) і правої ($j=2$) половин первинної обвитки трансформатора; r_D – додатковий опір, що обмежує струм джерела живлення; u_1 , i_1 – напруга і струм живлення; u_{CK} – напруга на комутуючому конденсаторі.

Для контуру навантаження справедливим буде рівняння

$$\frac{d\Psi_2}{dt} = -(r_2 + r_H)i_2. \quad (2)$$

Рівняння (1), (2) доповнимо рівнянням конденсатора

$$\frac{du_{CK}}{dt} = i_{12}/C_K. \quad (3)$$

Рівняння струмів запишемо у формі

$$i_{11} = \alpha_{11}(\Psi_{11} - \psi), \quad i_{12} = \alpha_{12}(\Psi_{12} + \psi), \quad i_2 = \alpha_2(\Psi_2 - \psi), \quad (4)$$

де α_{11} , α_{12} , α_2 – величини, обернені індуктивностям розсіювання обвиток; ψ – робоче потокозчеплення; Ψ_2 – повне потокозчеплення вторинної обвитки трансформатора.

Рівняння стану магнетопровідника має вигляд

$$i_{11} - i_{12} + i_2 = \alpha'(\psi)\psi. \quad (5)$$

де $\alpha'(\psi)$ – обернена статична індуктивність трансформатора, що визначається за основною кривою намагнення.

Згідно з першим законом Кірхгофа, маємо (рис. 2)

$$i_1 = i_{11} + i_{12}, \quad (6)$$

Підставимо (6) в (1)

$$\frac{d\Psi_{11}}{dt} = u_1 - (r_{11} + r_D)i_{11} - r_D i_{12}, \quad \frac{d\Psi_{12}}{dt} = u_1 - u_{CK} - r_D i_{11} - (r_{12} + r_D)i_{12}, \quad (7)$$

Рівняння (2), (3), (7) розкладемо за неявним методом Ейлера і запишемо в дискретній формі

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{11} &= \Psi_{11}^0 + (u_1 - (r_{11} + r_D)i_{11} - r_D i_{12})\Delta t, \\ \Psi_{12} &= \Psi_{12}^0 + (u_1 - u_{CK} - r_D i_{11} - (r_{12} + r_D)i_{12})\Delta t, \\ \Psi_2 &= \Psi_2^0 - (r_2 + r_H)i_2\Delta t, \quad u_{CK} = u_{CK}^0 + i_{12}\Delta t / C_K. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Підставимо (4) в (8)

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{11} &= \Psi_{11}^0 + (u_1 - (r_{11} + r_D)\alpha_{11}(\Psi_{11} - \psi) - r_D\alpha_{12}(\Psi_{12} + \psi))\Delta t, \\ \Psi_{12} &= \Psi_{12}^0 + (u_1 - u_{CK} - r_D\alpha_{11}(\Psi_{11} - \psi) - (r_{12} + r_D)\alpha_{12}(\Psi_{12} + \psi))\Delta t, \\ \Psi_2 &= \Psi_2^0 - (r_2 + r_H)\alpha_2(\Psi_2 - \psi)\Delta t, \quad u_{CK} = u_{CK}^0 + \alpha_{12}(\Psi_{12} + \psi)\Delta t / C_K. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Виключивши в системі рівнянь (9) змінні Ψ_{11} , Ψ_{12} , Ψ_2 , u_{CK} , отримаємо одне нелінійне рівняння $F(\psi) = \alpha'(\psi)\psi + A\psi + B = 0$, де

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= 1 + \alpha_{12}\Delta t^2 / C_K + (r_{12} + r_D)\alpha_{12}\Delta t, & a_1 &= \Psi_{12}^0 + (u_1 - u_{CK}^0)\Delta t, \\ a_2 &= r_D\alpha_{11}\Delta t, & a_3 &= (r_D\alpha_{11} - (r_{12} + r_D)\alpha_{12} - \alpha_{12}\Delta t / C_K)\Delta t, \\ a_4 &= a_1 / a_0, & a_5 &= a_2 / a_0, & a_6 &= a_3 / a_0, \\ a_7 &= 1 + (r_{11} + r_D)\alpha_{11}\Delta t - r_D\alpha_{12}a_5\Delta t, & a_8 &= \Psi_{11}^0 + u_1\Delta t - r_D\alpha_{12}a_4\Delta t, \\ a_9 &= ((r_{11} + r_D)\alpha_{11} - r_D\alpha_{12}(a_6 + 1))\Delta t, & a_{10} &= a_8 / a_7, & a_{11} &= a_9 / a_7, \\ a_{12} &= a_4 - a_5a_{10}, & a_{13} &= a_6 - a_5a_{11}, & a_{14} &= 1 + (r_2 + r_H)\alpha_2\Delta t, \\ a_{15} &= (r_2 + r_H)\alpha_2\Delta t, & a_{16} &= \Psi_2^0 / a_{14}, & a_{17} &= a_{15} / a_{14}, \\ A &= \alpha_{11}(a_{11} - 1) - \alpha_{12}(a_{13} + 1) + \alpha_2(a_{17} - 1) - \alpha', & B &= \alpha_{11}a_{10} - \alpha_{12}a_{12} + \alpha_2a_{16}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Вирази для повних поточкозчеплень з врахуванням прийнятих позначень будуть

$$\Psi_{11} = a_{10} + a_{11}\psi, \quad \Psi_{12} = a_{12} + a_{13}\psi, \quad \Psi_2 = a_{16} + a_{17}\psi. \quad (11)$$

На рис. 3 наведено розрахункову схему для випадку, коли T_1 – закритий, а T_2 – відкритий.

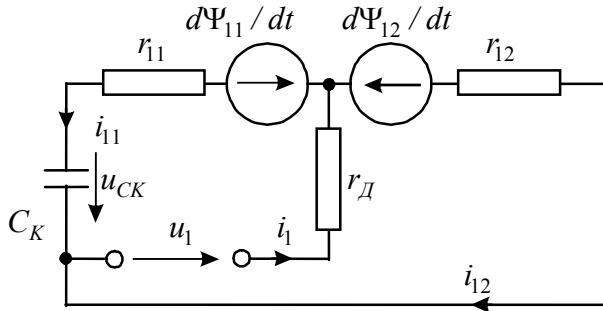


Рис. 3. Розрахункова схема первинного контуру при відкритому T_2

Рівняння електричних контурів згідно зі схемою (рис. 3) будуть

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_{11}}{dt} &= u_1 + u_{CK} - r_{11}i_{11} - r_Di_1, \\ \frac{d\Psi_{12}}{dt} &= u_1 - r_{12}i_{12} - r_Di_1, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Рівняння конденсатора матиме вигляд

$$\frac{du_{CK}}{dt} = -i_{11} / C_K. \quad (13)$$

Рівняння (2) і (4) залишаться без змін. Виконавши такі самі перетворення, як і у першому випадку, ми знову отримаємо одне нелінійне рівняння відносно ψ , де

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= 1 + (r_{12} + r_D)\alpha_{12}\Delta t, & a_1 &= \Psi_{12}^0 + u_1\Delta t, & a_2 &= r_D\alpha_{11}\Delta t, \\ a_3 &= (r_D\alpha_{11} - (r_{12} + r_D)\alpha_{12})\Delta t, & a_4 &= a_1 / a_0, & a_5 &= a_2 / a_0, \\ a_6 &= a_3 / a_0, & a_7 &= 1 + (r_{11} + r_D)\alpha_{11}\Delta t - r_D\alpha_{12}a_5\Delta t, \\ a_8 &= \Psi_{11}^0 + u_1\Delta t - r_D\alpha_{12}a_4\Delta t, \\ a_9 &= ((r_{11} + r_D)\alpha_{11} - r_D\alpha_{12}(a_6 + 1))\Delta t, & a_{10} &= a_8 / a_7, \\ a_{11} &= a_9 / a_7, & a_{12} &= a_4 - a_5a_{10}, & a_{13} &= a_6 - a_5a_{11}, \\ a_{14} &= 1 + (r_2 + r_H)\alpha_2\Delta t, & a_{15} &= (r_2 + r_H)\alpha_2\Delta t, \\ a_{16} &= \Psi_2^0 / a_{14}, & a_{17} &= a_{15} / a_{14}. \\ A &= \alpha_{11}(a_{11} - 1) - \alpha_{12}(a_{13} + 1) + \alpha_2(a_{17} - 1) - \alpha', \\ B &= \alpha_{11}a_{10} - \alpha_{12}a_{12} + \alpha_2a_{16}. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Порівняємо отримані результати, а саме вирази для коефіцієнтів (10), (14) і узагальнимо їх, ввівши додаткову логічну змінну k , що набуває значень 0, 1. Нехай для першого випадку (10) $k = 1$, а для другого (14) $k = 0$. Тоді узагальнені вирази коефіцієнтів рівнянь набудуть вигляду

$$\left. \begin{aligned}
a_0 &= 1 + k\alpha_{12}\Delta t^2 / C_K + (r_{12} + r_D)\alpha_{12}\Delta t, \quad a_1 = \Psi_{12}^0 + (u_1 - ku_{CK}^0)\Delta t, \\
a_2 &= r_D\alpha_{11}\Delta t, \quad a_3 = (r_D\alpha_{11} - (r_{12} + r_D)\alpha_{12} - k\alpha_{12}\Delta t / C_K)\Delta t, \\
a_4 &= a_1 / a_0, \quad a_5 = a_2 / a_0, \quad a_6 = a_3 / a_0, \\
a_7 &= 1 + ((1-k)\alpha_{11}\Delta t / C_K + (r_{11} + r_D)\alpha_{11} - r_D\alpha_{12}a_5)\Delta t, \\
a_8 &= \Psi_{11}^0 + (u_1 + (1-k)u_{CK}^0 - r_D\alpha_{12}a_4)\Delta t, \\
a_9 &= ((1-k)\alpha_{11}\Delta t / C_K + (r_{11} + r_D)\alpha_{11} - r_D\alpha_{12}(a_6 + 1))\Delta t, \\
a_{10} &= a_8 / a_7, \quad a_{11} = a_9 / a_7, \quad a_{12} = a_4 - a_5a_{10}, \\
a_{13} &= a_6 - a_5a_{11}, \quad a_{14} = 1 + (r_2 + r_H)\alpha_2\Delta t, \\
a_{15} &= (r_2 + r_H)\alpha_2\Delta t, \quad a_{16} = \Psi_2^0 / a_{14}, \quad a_{17} = a_{15} / a_{14}, \\
A &= \alpha_{11}(a_{11} - 1) - \alpha_{12}(a_{13} + 1) + \alpha_2(a_{17} - 1) - \alpha', \\
B &= \alpha_{11}a_{10} - \alpha_{12}a_{12} + \alpha_2a_{16}.
\end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Змінну k можна обчислити так

$$k = \begin{cases} 1, & \text{якщо } nT \leq t < nT + T/2, \\ 0, & \text{якщо } nT + T/2 \leq t < (n+1)T, \end{cases} \quad (16)$$

де $n=0, 1, 2, \dots$; T – період.

Нелінійне рівняння розв'язуємо ітераційним методом Ньютона і визначаємо ψ . Маючи робоче потокозчеплення ψ , визначасмо решту змінних

$$\Psi_{11} = a_{10} + a_{11}\psi, \quad \Psi_{12} = a_{12} + a_{13}\psi, \quad \Psi_2 = a_{16} + a_{17}\psi, \quad u_{CK} = u_{CK}^0 + (ki_{12} - (1-k)i_{11})\Delta t / C_K.$$

Згідно з (4) обчислюємо струми первинної обвитки трансформатора і навантаження i_{11} , i_{12} , i_2 .

Прискорений пошук усталеного режиму здійснюємо екстраполяційним \square -алгоритмом [7].

3. Результати числового аналізу

На рис. 4–7 наведено результати комп'ютерного симулювання усталеного режиму паралельного тиристорного інвертора. У розрахунках використано такі вхідні дані: $r_0 = 3 \text{ Ом}$; $r_{11} = r_{12} = 0.5 \text{ Ом}$; $r_2 = 1.2 \text{ Ом}$; $r_H = 32 \text{ Ом}$; $\alpha_{11} = \alpha_{12} = 70 \text{ Гн}^{-1}$; $\alpha_2 = 90 \text{ Гн}^{-1}$; $C = 0.5 \text{ мФ}$. Крива намагнечування апроксимована виразом (3.24), де $a_1 = 1 \text{ Гн}^{-1}$; $a_2 = 31 \text{ Гн}^{-1}$; $\psi_1 = 0.3 \text{ Вб}$; $\psi_2 = 0.9 \text{ Вб}$; $\varphi(\psi_1) = 0.3 \text{ А}$; $\varphi(\psi_2) = 7 \text{ А}$; $\alpha''(\psi_1) = a_1$, $\alpha''(\psi_2) = a_2$. Напругу живлення було прийнято $u_1 = 537 \text{ В}$.

На рис. 4 наведено криву напруги живлення первинної обвитки u_{CK} . За цих параметрів інвертора автоколивання, спричинені перемиканням тиристорів, мають несиметричний характер. Щоб отримати коливання, близькі до синусоїдальних, за заданої частоти комутації тиристорів необхідно змінювати ємність комутуючого конденсатора.

На рис. 5 зображено криву усталеного значення струму вторинної обвитки трансформатора i_2 . Безумовно, що несиметрія напруги комутуючого конденсатора вплинула і на форму кривої струму навантаження i_2 .

Криві струму лівої i_{11} (крива 1) і правої i_{12} (крива 2) половин первинної обвитки трансформатора в усталеному режимі наведені на рис. 6. Ці залежності містять вищі гармоніки і майже збігаються за формою.

На рис. 7 наведено криві робочого потокозчеплення трансформатора ψ на окремих ітераціях (криві 1, 2, 3, 4), що привели до усталеного режиму (крива 5). Результат був отриманий за 4 ітерації. Як показують результати аналізу, ця схема не є оптимальною для перетворення постійної напруги в змінну, бо напруга навантаження містить вищі гармоніки.

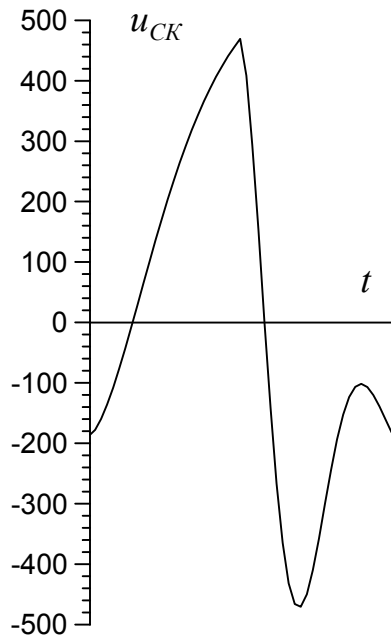


Рис. 4. Усталені значення напруги конденсатора u_{CK}

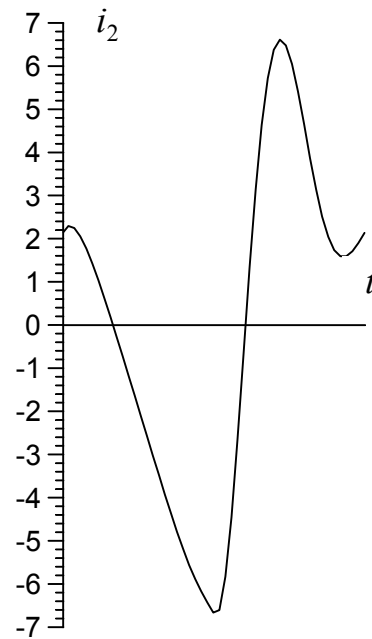


Рис. 5. Усталені значення струму i_2

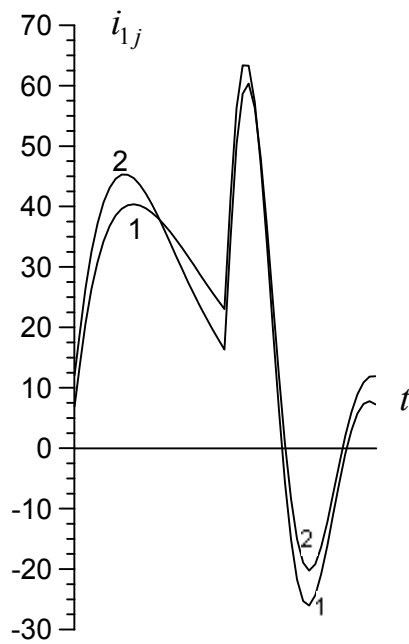


Рис. 6. Усталені значення струмів i_{11}, i_{12}

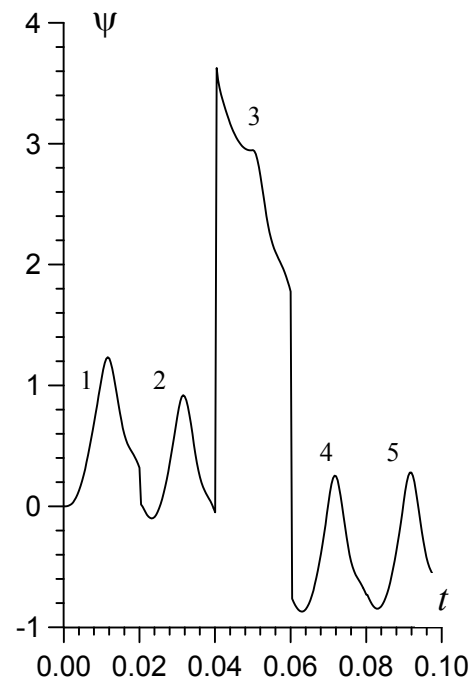


Рис. 7. Криві робочого потокозчеплення на окремих ітераціях

4. Висновок

Запропоновано метод розрахунку перехідних і стаціонарних режимів роботи паралельного тиристорного інвертора, особливістю якого є застосування неявних методів числового інтегрування до кіл змінної структури. В рівняннях динаміки робота вентилів відображена додатковою логічною змінною, що набуває значень 0, 1. Такий підхід дає змогу узагальнити отримані дискретні рівняння для всіх можливих комбінацій і звести узагальнену систему до одного нелінійного рівняння. У

результаті спрощується алгоритм аналізу та зменшується кількість обчислювальних операцій. Отже, запропонований метод є універсальним, оскільки ґрунтується на неявних методах числового інтегрування і оптимальним за обсягом обчислень.

1. Бондаренко В.М. Методы и алгоритмы анализа статических и динамических режимов нелинейных цепей. – К., 1974. – 105 с. – (Препринт / АН УССР: Ин-т электродинамики, № 66).
2. Борзюк В.Л. Неявный метод численного расчета переходных процессов в суммированных электрических машинах // Электротехника и электромеханика. – 2003. – № 3. – С. 17 – 18.
3. Васильковский Ю.Н. Перспектива моделирования динамических режимов электромеханических преобразователей на основе ценно-полевых методов // Электротехника и электромеханика. – 2003. – № 1. – С. 23 – 25.
4. Глухивский Л. И. Расчет периодических процессов электротехнических устройств. – Львов: Вища школа, 1984. – 164 с.
5. Мерабишвили П.Ф., Случанко Е.И. Исследование переходных и установившихся процессов в трехфазных мостовых выпрямителях с помощью коммутационных функций // Электричество. – 1973. – № 4. – С. 21 – 26.
6. Новак И.В. Об использовании неявных методов численного решения дифференциальных уравнений в расчетах электромагнитных переходных процессов // Изв. вузов. Энергетика. – 1994. – № 1–2. – С. 44 – 48.
7. Чабан В.И., Самотый В.В. Применение экстраполяционного метода в задачах ускоренного поиска стационарных процессов электромагнитных устройств // Изв. вузов. Электромеханика. – 1987. – № 8. – С. 13 – 17.
8. Чуа Л.О., Лин Пен Мин. Машинный анализ электронных схем. – М.: Энергия, 1980. – 640 с.
9. Aprille T.I., Triek T.N. A computer algorithm to determine the steady-state response of non-linear oscillator // IEEE Trans. Circuit Theory. – 1972. – V. c-19. – P. 354 – 360.

УДК 681.121.84

Ф.Д. Матіко, Р.М. Федоришин

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра автоматизації теплових та хімічних процесів

ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ТЕМПЕРАТУРНОГО РЕЖИМУ ПОТОКУ ПРИРОДНОГО ГАЗУ НА ТОЧНІСТЬ ВИМІРЮВАННЯ ЙОГО ВИТРАТИ МЕТОДОМ ЗМІННОГО ПЕРЕПАДУ ТИСКУ

© Матіко Ф.Д., Федоришин Р.М., 2007

Висвітлено джерела виникнення додаткових похибок вимірювання температури газу під час його обліку, наведено аналітичні залежності для їх розрахунку та запропоновано заходи для усунення цих похибок.

The sources of additional errors of temperature measurement at natural gas accounting are revealed in this paper. The formulae are given for calculation of these errors and measures are proposed to eliminate these errors.

Постановка проблеми

У зв'язку із зростанням цін на енергоносії, зокрема на природний газ, у нашій державі стали першочерговими завдання впровадження енергоощадних технологій та економного використання енергоносіїв. Відомо, що ці завдання можна вирішити тільки за умови налагодження точного обліку енергоносіїв.

Одним із стратегічно важливих для України енергоносіїв є природний газ. Облік природного газу у вітчизняній промисловості ведеться в переважній більшості витратомірами змінного перепаду тиску, тому питання підвищення точності саме цих витратомірів заслуговують на першочерговий детальний розгляд.