УДК 621.314

У. Дзелендзяк[1], В. Самотий[1, 2], А. Павельчак[1]
[1]Національний університет "Львівська політехніка",
кафедра комп'ютеризованих систем автоматики,
[2]Вища школа бізнесу в Домброві Ґурнічій, Польща

РЕЖИМИ РОБОТИ ОДНОТАКТНОГО ТИРИСТОРНОГО ІНВЕРТОРА В СИСТЕМАХ КЕРУВАННЯ

Наведено дискретну математичну модель послідовного однотактного тиристорного інвертора, яка ґрунтується на неявному методі Ейлера. Моделювання вентилів виконується за схемою ідеального ключа.

The discrete mathematical model of series single-ended thyristor invertor based on implicit Euler method is presented. The valve modeling is done by ideal switch scheme.

Вступ

Якщо система автоматичного керування (САК) є автономною і працює в умовах, де відсутні джерела змінної напруги, то її комплектують акумуляторними батареями, які генерують постійну напругу. Проте певні елементи САК можуть працювати лише при живленні змінною напругою – тоді використовують перетворювачі постійної напруги в змінну. Такі перетворювачі в літературі отримали ще назву інверторів. Існує багато схем інверторів, найпоширеніші з яких – це тиристорні інвертори. Особливості таких інверторів порівняно з випрямлячами полягають у тому, що умови відкривання тиристорів залежать від керівних сигналів. Тиристори забезпечують зміну полярності постійної напруги на комутуючому конденсаторі, що приводить до появи змінної напруги в навантаженні, яке під'єднане паралельно до комутуючого конденсатора. Залежно від параметрів схеми ми можемо отримувати різні форми вихідного сигналу, зокрема і близькі до синусоїдальної форми.

Аналіз публікацій

Задачі дослідження динамічних процесів електромаґнетних пристроїв з керованими і некерованими напівпровідниковими вентилями вимагають створення адекватних математичних моделей, які б забезпечували необхідну відповідність між розрахунковими і експериментальними результатами.

Для аналізу нелінійних динамічних моделей розроблено значну кількість числових методів, які супроводжуються різними за принципом організації процедурами оцінювання похибки інтегрування і алгоритмами. Але, незважаючи на це, розроблення нових алгоритмів аналізу моделей виділеного класу і надалі є актуальним. При цьому на перший план виступають вимоги їх універсальності, алгоритмічної простоти та достатньої точності.

Побудова математичної моделі пристрою, що містить напівпровідникові ключі, передбачає виведення рівнянь його динаміки, які дають можливість аналізувати режими роботи пристрою за різних значень його параметрів. Тому розглянемо методи аналізу перехідних процесів електромагнетних пристроїв систем керування, а також існуючі моделі напівпровідникових вентилів.

У працях [3, 4] наведено квазілінійні методи розрахунку випрямлячів, які характеризуються складністю і дають велику похибку. Метод відображення на комплексну площину під час аналізу перехідних процесів, описаний у праці [6], не передбачає врахування внутрішніх опорів ключових елементів. Перехідні процеси електромагнетних пристроїв систем керування, які описуються жорсткими диференціальними рівняннями, найчастіше розраховують неявним методом Ейлера, який є абсолютно стійким [2]. Модель, яка поєднує явний і неявний метод одного порядку точності [7], має високий порядок системи нелінійних алгебричних рівнянь і є алгоритмічно громіздкою.

Розглянемо два основні підходи до моделювання роботи тиристорів. За першим підходом тиристор розглядається як деяка електрична ланка зі змінними параметрами [1]. При цьому структура та параметри електричного кола не змінюються. За другим моделюють тиристор ідеальним ключем [5], що змінює структуру електричного кола. За такого підходу для кожної окремої комбінації відкритих і закритих тиристорів необхідно записати свою систему алгебро-диференціальних рівнянь. Це, звичайно, створює незручності при побудові алгоритму аналізу динаміки роботи таких пристроїв, але завжди можна звести множину систем таких алгебро-диференціальних рівнянь до однієї системи, вівши додаткові логічні змінні, які в загальному випадку можуть набувати значення 0 або 1 залежно від умов відкривання і закривання тиристорів.

Виведення рівнянь динаміки

Розглянемо математичну модель послідовного однотактного тиристорного інвертора (рис. 1). Роботу тиристорів моделюватимемо за схемою ідеального ключа. Аналіз перехідних процесів ґрунтується на застосуванні неявних методів числового інтегрування систем нелінійних диференціальних рівнянь.

У схемах послідовних інверторів конденсатор та навантаження увімкнені послідовно. В однотактній схемі послідовного інвертора (рис. 1) є комутуючий дросель $Д_Р$ з виводом середньої точки. Через те, що обидві половини обвитки дроселя намотані на одному осерді, дросель можна вважати автотрансформатором.

Робота такого інвертора визначається коливними процесами заряду і розряду комутуючого конденсатора. Відкриваючи тиристор T_1, струм протікає через першу половину дроселя, конденсатор і навантаження. Конденсатор заряджається. Коли напруга на коденсаторі досягне максимального значення, тиристор T_1 закриється. Для того, щоб форма кривої струму навантаження була якомога ближчою до синусоїдальної, в цей момент необхідно відкрити тиристор T_2. Тепер конденсатор почне розряджатися через другу половину дроселя і навантаження. Розряд конденсатора також має коливний характер. Режим, коли відкриті обидва тиристори, є небажаним, бо це приводить до короткого замикання джерела живлення.

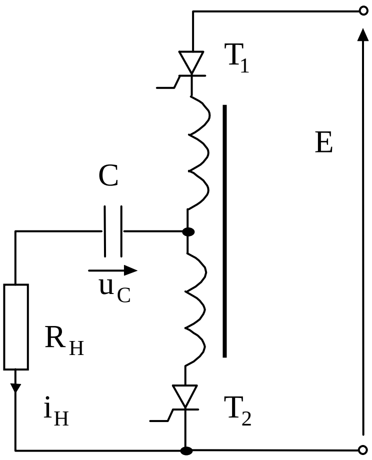

Рис. 1. Принципова схема послідовного однотактного інвертора

Якщо тиристор T_2 відкривається не відразу після закривання тиристора T_1, то між імпульсами струму в навантаженні виникає часова пауза. Такий розривний режим роботи послідовного інвертора називається режимом з природною комутацією. Він може бути забезпечений вибором періоду комутуючих імпульсів, більшим за період власних коливань контуру заряду конденсатора.

Отже, розглядатимемо три можливі комбінації відкритих і закритих тиристорів. Перша, коли тиристор T_1 відкритий, а T_2 закритий. Друга: T_1 закритий, а T_2 відкритий. Третя: обидва тиристори закриті.

Для першої комбінації рівняння електричного контуру має вигляд

$$\frac{d\Psi}{dt} = E - u_c - (r + r_H) i_H, \tag{1}$$

де E – напруга джерела живлення; u_C – напруга на конденсаторі; r – опір обмотки дроселя; r_H, i_H – опір і струм навантаження; Ψ – повне потокозчеплення обвитки дроселя.

Конденсатор описується рівнянням

$$\frac{du_C}{dt} = i_H / C. \tag{2}$$

Струм навантаження визначаємо з рівняння стану маґнетного контуру дроселя

$$i_H = \alpha' \psi . \tag{3}$$

Цей же струм можна визначити з контуру розсіяння маґнетного кола

$$i_H = \alpha(\Psi - \psi) , \tag{4}$$

де α – обернена індуктивність розсіяння; ψ – робоче потокозчеплення дроселя.

Згідно з (4) вилучимо струм i_H в рівняннях (1) – (3)

$$\frac{d\Psi}{dt} = E - u_C - (r + r_H)\alpha(\Psi - \psi), \tag{5}$$

$$\frac{du_C}{dt} = \alpha(\Psi - \psi) / C, \tag{6}$$

$$\alpha(\Psi - \psi) = \alpha' \psi . \tag{7}$$

Рівняння (5), (6) розкладемо за неявним методом Ейлера і запишемо їх в дискретній формі

$$\Psi = \Psi^0 + (E - u_c - (r + r_H)\alpha(\Psi - \psi))\Delta t, \tag{8}$$

$$u_C = u_C^0 + \alpha(\Psi - \psi)\Delta t / C, \tag{9}$$

Розв'яжемо рівняння (8), (9) відносно змінних Ψ і u_C. Введемо позначення

$$\left.\begin{aligned} &a_0 = 1 + \alpha\Delta t^2 / C + (r + r_H)\alpha\Delta t,\ \ a_1 = \Psi^0 + (E - u_C^0)\Delta t, \\ &a_2 = (\alpha\Delta t / C + (r + r_H)\alpha)\Delta t,\ \ a_3 = a_1 / a_0,\ \ a_4 = a_2 / a_0. \end{aligned}\right\} \tag{10}$$

Тоді рівняння (8) можна записати у вигляді

$$\Psi = a_3 + a_4\psi. \tag{11}$$

Підставимо (11) в (7) і запишемо отриманий результат у вигляді рівняння

$$F(\psi) = \alpha'(\psi)\psi + A\psi + B = 0, \tag{12}$$

де

$$A = \alpha(a_4 - 1) - \alpha',\ \ B = \alpha a_3. \tag{13}$$

Рівняння електричного контуру для другої комбінації має вигляд

$$\frac{d\Psi}{dt} = u_C + (r + r_H)i_H, \tag{14}$$

Доповнимо його рівнянням конденсатора (2). Рівняння (3) і (4) матимуть вигляд

$$i_H = -\alpha' \psi , \tag{15}$$

$$i_H = -\alpha(\Psi - \psi) , \tag{16}$$

Підставимо (16) в (2), (3)

$$\frac{d\Psi}{dt} = u_C - (r + r_H)\alpha(\Psi - \psi), \tag{17}$$

$$\frac{du_C}{dt} = -\alpha(\Psi - \psi) / C, \tag{18}$$

Запишемо (17), (18) в дискретній формі

$$\Psi = \Psi^0 + (u_C - (r + r_H)\alpha(\Psi - \psi))\Delta t, \tag{19}$$

$$u_C = u_C^0 + \alpha(\Psi - \psi)\Delta t / C, \tag{20}$$

Виконавши аналогічні перетворення, знову отримаємо рівняння (12), де

$$\left.\begin{aligned} &a_0 = 1 + \alpha\Delta t^2 / C + (r + r_H)\alpha\Delta t, \quad a_1 = \Psi^0 + u_C^0\Delta t, \\ &a_2 = (\alpha\Delta t / C + (r + r_H)\alpha)\Delta t,\ \ a_3 = a_1 / a_0,\ \ a_4 = a_2 / a_0, \\ &A = \alpha(a_4 - 1) - \alpha', \quad B = \alpha a_3. \end{aligned}\right\} \tag{21}$$

Порівняємо результати (10), (21). Щоб їх узагальнити, введемо додаткову логічну змінну k, яка набуває значень 1, 0, причому 1 відповідає відкритому тиристору T_1, а 0 – відкритому тиристору T_2. Узагальнений результат матиме вигляд

$$\left.\begin{aligned} &a_0 = 1 + \alpha\Delta t^2 / C + (r + r_H)\alpha\Delta t, \;\; a_1 = \Psi^0 + (kE - (2k-1))u_C^0)\Delta t, \\ &a_2 = (\alpha\Delta t / C + (r + r_H)\alpha)\Delta t, \quad a_3 = a_1 / a_0, \quad a_4 = a_2 / a_0. \end{aligned}\right\} \tag{22}$$

Рівняння (12) розв'язуємо ітераційним методом Ньютона. Маючи робоче потокозчеплення, згідно з (11) обчислюємо повне потокозчеплення обвитки дроселя.

Порівнюючи вирази (9), (20) та використовуючи додаткову логічну змінну, отримаємо узагальнений вираз для напруги на конденсаторі

$$u_C = u_C^0 + (2k-1)\alpha(\Psi - \psi)\Delta t / C, \tag{23}$$

Порівнюючи вирази (4), (16) та використовуючи додаткову логічну змінну, отримаємо узагальнений вираз для струму навантаження

$$i_H = (2k-1)\alpha(\Psi - \psi)\,. \tag{24}$$

Умова закривання тиристора T_1 визначається струмом навантаження

$$i_H \le 0\,. \tag{25}$$

Умова закривання тиристора T_2 визначається струмом навантаження

$$i_H \ge 0\,. \tag{26}$$

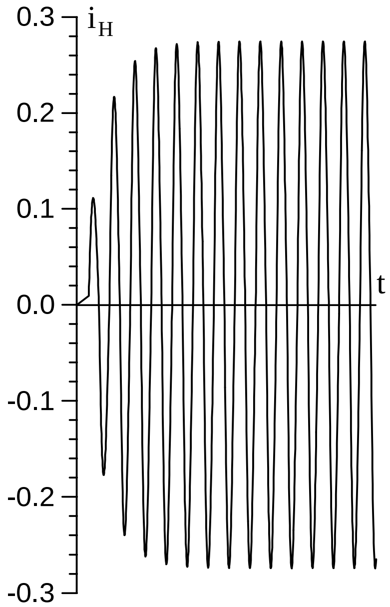

Рис. 2. Розрахункова крива струму навантаження i_H

Результати комп'ютерного симулювання

На рис. 2 – 4 наведено результати розрахунку перехідного процесу послідовного однотактного інвертора. Усталений режим у цьому випадку не розраховується, бо період коливань наперед невідомий. Це пов'язано з тією обставиною, що коливний контур однотактного тиристорного інвертора містить нелінійну індуктивність, що не дає змоги аналітично визначити період коливань. Під час розрахунків досліджувався режим, коли тиристори перемикалися в момент зміни знаку струму навантаження. Рівняння стану інтегрувалися на інтервалі часу 1.3 с.

Для розрахунків використано такі вхідні дані: $r = 3$ Ом; $r_H = 20$ Ом; $\alpha = 70$ Гн$^{-1}$; $C = 0.2$ мФ $E = 10$ В. Крива намагнечування апроксимована виразом

$$\varphi(\psi) = \begin{cases} a_1\psi, & |\psi| > \psi_1, \\ S_3(\psi), & \psi_1 \le |\psi| \le \psi_2, \\ a_2\psi - a_0, & |\psi| > \psi_2 \end{cases} \tag{27}$$

де $a_1 = 1$ Гн$^{-1}$; $a_2 = 30$ Гн$^{-1}$; $\psi_1 = 0.3$ Вб; $\psi_2 = 0.9$ Вб; $\varphi(\psi_1) = 0.3$ А; $\varphi(\psi_2) = 7$ А; $\alpha''(\psi_1) = a_1$, $\alpha''(\psi_2) = a_2$.

На рис. 2 наведено розрахункову криву перехідного процесу струму навантаження i_H. Графічно визначений період автоколивань становить приблизно $T \approx 0.08$ с. Перехідний процес триває приблизно 0.5 с.

Криву перехідного процесу напруги на конденсаторі u_C зображено на рис. 3. Період її коливань, а також час перехідного процесу збігаються з цими самими параметрами струму навантаження. Форма цієї кривої теж синусоїдальна з постійною складовою. Амплітуда змінної складової приблизно становить 20 В, а постійної – 5 В.

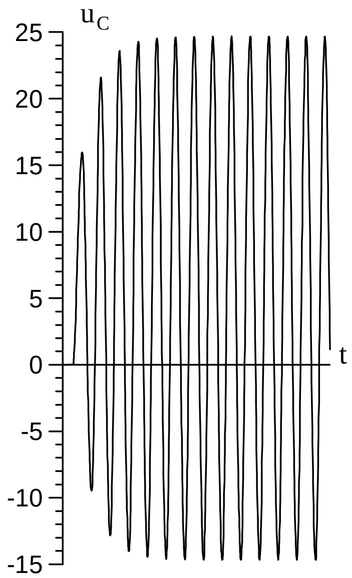

Рис. 3. Розрахункова крива напруги конденсатора u_C

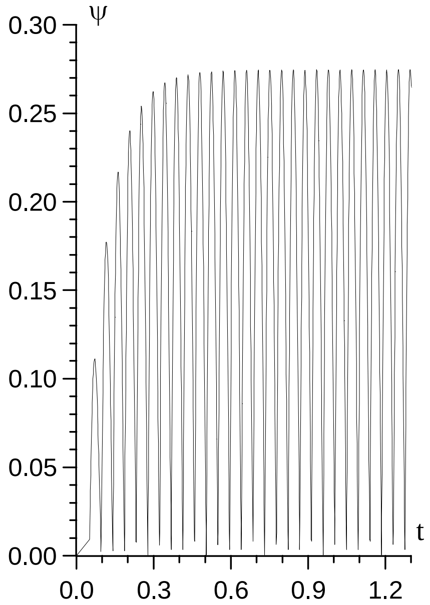

Рис. 4. Розрахункова крива робочого потокозчеплення ψ

На рис. 4 наведено криву перехідного процесу робочого потокозчеплення ψ. Форма кривої в усталеному режимі нагадує синусоїду, взяту за модулем $\mathrm{abs}(\psi_m \sin(\omega t))$, тобто містить постійну складову.

Висновок

Запропоновано метод розрахунку режимів роботи послідовного однотактного тиристорного інвертора, який ґрунтується на неявному методі Ейлера і враховує нелінійні характеристики маґнетного осердя. Подання роботи напівпровідникових вентилів за схемою ідеального ключа значно спрощує алгоритм аналізу та зменшує кількість обчислювальних операцій. Зокрема, для розглянутого послідовного однотактного тиристорного інвертора аналіз режимів роботи зводиться до розв'язування одного нелінійного алгебричного рівняння. При моделюванні вентилів RLC-ланками зі змінними параметрами ми отримали б додаткові нелінійні диференціальні рівняння. Отже, запропонований метод є універсальним, оскільки використовує неявні методи числового інтегрування, і оптимальним з погляду обсягу 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. Васьковский Ю.Н. Перспектива моделирования динамических режимов электромеханических преобразователей на основе цепно-полевых методов// Електротехніка і електромеханіка.— 2003. — № 1. — С. 23–25. 3. Галиновский А.М., Дубчак Е.М., Сафроненко Ю.А. и др. Эффективная методика расчета электромашинно-вентильной системы // Вісник УБЕНТЗ. – 1999. – №5. – С. 23–27. 4. Глебов И.А. Научые основы проектирования систем возбуждения мощных синхронных машин. – Л.: Наука, 1988. – 322 с.5. Мерабишвили П.Ф., Случанко Е.И. Исследование переходных и установившихся процессов в трехфазных мостовых выпрямителях с помощью коммутационных функций // Электричество. – 1973. – N 4. – С. 21–26. 6. Миланич Т.В. Исследование переходных процессов в цепях, питающихся от управляемых выпрямителей // Технічна електродинаміка. Системи електроживлення електротехнічних установок і комплексів. – 1999. – С. 61 – 62. 7. Новаш И.В. Об использовании неявных методов численного решения дифференциальных уравнений в расчетах электромагнитных переходных процессов //Изв. вузов. Энергетика.—1994.— № 1—2. —С. 44–48.