

УДК 65-52:681.325.5

Ю.О. Лебеденко

ПІДХОДИ ДО ПОБУДОВИ ОПТИМАЛЬНИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ СИЛОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

Вступ. Проблема найбільш повного використання електроенергії була актуальною за всіх часів, але сьогодні вона встала ще більш гостро, через збільшення частки споживачів імпульсного струму, що обумовлює певні проблеми з боку живильної мережі. Діючі міжнародні стандарти ставлять виробників електронної техніки, що живиться від мережі змінного струму, у дуже жорсткі умови. Відповідно до цих стандартів вводяться обмеження щодо значення коефіцієнту потужності електронного обладнання та гармонійного складу споживаного струму. Невиконання вимоги спричиняє не тільки відсутність конкурентоздатності, але в ряді випадків і неможливість продавати взагалі свою продукцію на світовому ринку [1].

Прикладом такого навантаження є електричний привод, оснащений силовим перетворювачем. Для забезпечення необхідних якісних характеристик процесу перетворення електричної енергії за допомогою силових перетворювачів необхідно оптимізувати керування його силовими ключами, шляхом розв'язання двох взаємопов'язаних задач: забезпечення необхідних для навантаження вихідних параметрів та зменшення впливу перетворювача на живильну мережу.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Вирішення задачі оптимізації можливе за рахунок впровадження перспективних сучасних топологій та високоефективних алгоритмів керування ключами перетворювача [2].

Силовий перетворювач представляє собою систему із змінною структурою, конфігурація якої визначається станом ключів [3]. Зміна конфігурацій виконується за певною визначеною стратегією керування. З математичної точки зору такі системи зручно описувати за допомогою перемикальних функцій h_{ij} , кожна з яких визначає стан певного ключа.

Якщо метою оптимізації є зменшення негативного впливу на мережу живлення, задачу оптимального керування силовим перетворювачем можна сформулювати наступним чином [4]:

знайти керування, що доставляє мінімум функціоналу

$$J = \sum_{i=1}^3 \int (i_{BXj}(t) - i_{BXj}^*(t))^2 dt \rightarrow \min, \quad (1)$$

де $i_{BXj}(t)$ та $i_{BXj}^*(t)$ - дійсний та бажаний (з частотою f_{BX}) вхідні струми j -ї вхідної фази перетворювача;

при обмеженнях:

$$\left| \int_0^t (u_{BHXi}^*(t) - u_{BHXi}(t)) \cdot dt \right| \leq \varepsilon, \quad (2)$$

де $u_{BHXi}(t)$ та $u_{BHXi}^*(t)$ - дійсна та задана бажана напруги i -ї вихідної фази, ε - припустиме інтегральне відхилення вихідної напруги від бажаної.

В основі більшості алгоритмів керування системами зі змінною структурою лежить навмисне введення в систему ковзного режиму, коли точка, що відповідає положенню вектора стану системи, може рухатися лише уздовж поверхні розриву [3, 5]. Задача синтезу в системах з розривними керуючими впливами, таким чином, зводиться до вибору поверхонь у фазовому просторі, на яких функції керування перетерплюють розриви. Під час руху в ковзному режимі реалізується оптимальне керування, що доставляє мінімум функціоналу, який характеризує якість керованого процесу [6].

Таким чином, оптимізація функціоналу мети (1) при обмеженнях (2) є задачею слідкування, що зводиться до пошуку варіантів структур матричного перетворювача, при яких забезпечується мінімум спотворень вхідних струмів та виконуються умови щодо вихідних напруг.

Проте, розв'язання задачі оптимального керування пов'язане з певними труднощами, обумовлених, значними нелінійностями та високим порядком рівнянь, що описують рух системи у просторі станів. Крім того, невирішеними залишаються питання практичної реалізації систем оптимального керування силовими перетворювачами, вибору апаратних та програмних засобів.

Метою роботи є синтез закону оптимального керування силовим перетворювачем та розробка практичних рекомендацій щодо його реалізації

Основний матеріал. Структуру енергосистеми із силовим перетворювачем (П), що може реалізувати оптимальний закон керування, наведено на рис. 1.

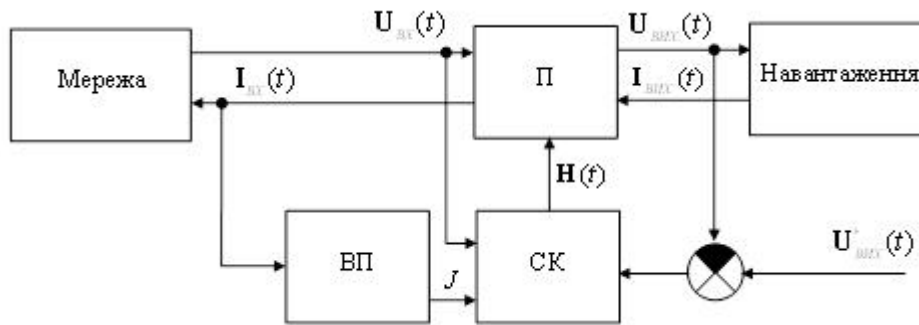


Рис. 1 Структура енергосистеми із силовим перетворювачем

Напруга джерела живлення $U_{BX}(t)$ частотою f_{BX} перетворюється комутатором на вихідну $U_{BHX}(t)$ з частотою f_{BHX} відповідно до обраної системою керування (СК) оптимальної конфігурації силових ключів, що задається матрицею комутації $\mathbf{H}(t)$. Система керування повинна формувати комутаційну матрицю, виходячи з неузгодженостей між вихідними напругами $U_{BHX}(t)$ та заданими $U_{BHX}^*(t)$, а також між значенням функціоналу \mathbf{J} , який визначається вимірювальною підсистемою (ВП) шляхом обробки інформації про вхідний струм $I_{BX}(t)$.

Для організації ковзного режиму необхідно, щоб у системі виконувались наступні умови: частота зміни структури повинна прямувати до нескінченності та має бути запас за ресурсом керування, інакше точка, що відповідає положенню вектора стану у фазовій площині вийде із режиму ковзання. Перша вимога в системі виконується при умові, що частота модуляції неопорівняно більша за частоти вхідних та вихідних напруг та власної частоти навантаження. Крім того, будемо вважати, що миттєві значення бажаної напруги не перевищують максимальні миттєві значення вхідної напруги перетворювача, що забезпечує вимоги за ресурсом керування.

Рух системи у фазовому просторі описується векторним диференціальним рівнянням [3]:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot U_{BX}, \\ \mathbf{I}_{ВП} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{D} \cdot U_{BX}; \end{cases} \quad (3)$$

де вектор стану є комбінацією векторів стану навантаження та вимірювальної підсистеми $\mathbf{X} = \begin{pmatrix} \mathbf{X}_H \\ \mathbf{X}_{ВП} \end{pmatrix}$.

Припустимо, що фазовий простір системи за допомогою деякої сукупності гіперплощин розбито на області, у кожній з яких система володіє певною лінійною структурою. На границях областей відбувається стрибкоподібна зміна матриці керування \mathbf{H} . Ковзний режим може виникнути як на одній гіперплощині, так і на перетинанні декількох гіперплощин. Вибором параметрів гіперплощин перемикачів можна забезпечити виконання вимог, які пред'являються до керованого процесу. Для зберігання цих режимів в системі до закінчення перехідного процесу необхідно забезпечити виконання умов існування ковзного режиму в будь-якій точці кожної з гіперплощин перемикачів.

Нехай у системі (3) керування \mathbf{H} формується у вигляді лінійної комбінації фазових координат, тобто кожен компонент комутаційної матриці має вигляд:

$$h_{ij} = \sum_{k=1}^{12} \Psi_{ijk} \cdot x_k, \quad (4)$$

де коефіцієнти Ψ_{ijk} є кусочно-лінійними функціями фазових координат з розривами першого роду на гіперплощинах перемикачів. Для визначення умови існування гіперплощин ковзання необхідно знайти значення розривних коефіцієнтів за заданими коефіцієнтами нормалей до гіперплощин.

Припустимо, що компоненти h_{ij} матриці \mathbf{H} є кусочно-безперервними функціями фазових координат \mathbf{X} . Ці функції зазнають розриви першого роду при влученні на одну з гіперплощин у фазовому просторі. Векторне керування змушує точку, що відповідає вектору стану, рухатися по перетинанню гіперплощин S_1, \dots, S_k , кількість який відповідає кількості керуючих перемикачів функцій h_{ij} . Для виводу рівнянь,

що описують цей рух, уведемо в розгляд вектор $\mathbf{s} = (s_1, \dots, s_9)^T$.

$$\mathbf{s} = \mathbf{G} \cdot \mathbf{X}, \tag{5}$$

де \mathbf{G} - матриця, елементи рядків якої є коефіцієнтами в рівняннях гіперплощин S_l , $\dim(\mathbf{G}) = 9 \times 12$. Будемо вважати, що при русі по перетинанню $\bigcap_{l=1}^9 S_l$ гіперплощин перемикання похідна $ds/dt = 0$. З урахуванням (3), для випадку трифазного перетворювача, одержуємо наступне рівняння:

$$\frac{ds}{dt} = \mathbf{G} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{G} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{U}_{BX}. \tag{6}$$

$$\frac{ds}{dt} = \mathbf{G} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{A}_M & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{B}_\phi \mathbf{H}(t)^T \mathbf{C}_H & \mathbf{A}_\phi \end{pmatrix} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{G} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{B}_H \cdot \mathbf{H}(t) \\ \mathbf{0}_{3 \times 6} \end{pmatrix} \cdot \mathbf{U}_{BX} \tag{7}$$

Для забезпечення режиму ковзання необхідно, щоб похідна від вектору \mathbf{s} дорівнювала нулю. Таким чином, рівняння

$$\mathbf{G} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{A}_M & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{B}_\phi \mathbf{H}(t)^T \mathbf{C}_H & \mathbf{A}_\phi \end{pmatrix} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{G} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{B}_H \cdot \mathbf{H}(t) \\ \mathbf{0}_{3 \times 6} \end{pmatrix} \cdot \mathbf{U}_{BX} = 0, \tag{8}$$

разом з умовою

$$\mathbf{G} \cdot \mathbf{X} = 0 \tag{9}$$

визначає рух у ковзному режимі.

Треба зауважити, що організація ковзного режиму для системи (3) є складною задачею через громіздкість обчислень за (8), (9) та невизначеність параметрів навантаження у будь-який момент часу [7].

На відміну від розглянутої ідеальної моделі ковзного режиму, у реальному перетворювачі ключі, які здійснюють стрибкоподібну зміну функції керування на поверхні розриву, завжди мають неідеальності. Це приводить до того, що перемикання керуючого впливу будуть відбуватися з кінцевою частотою, а точка, яка відповідає положенню вектору стану у фазовому просторі, буде здійснювати коливання в деякій кінцевій околиці поверхні розриву, що дає можливість, зробивши певні припущення, застосовувати квазіоптимальне керування. Використання квазіоптимальних систем дозволяє спростити як саму задачу синтезу, так і синтезований керуючий пристрій.

Для спрощення задачі синтезу зробимо припущення, що вихідний струм протягом періоду комутації значно не змінюється, що є справедливим, якщо навантаження має індуктивний характер і частота комутації значно перевищує частоти вхідної та вихідної напруг та власні частоти навантаження.

Це надає можливість, базуючись на поточних значеннях струмів навантаження та стану ключів перетворювача, прогнозувати зміну величин вхідних струмів на наступному інтервалі комутації при певних варіантах конфігурації комутатора. Систему керування перетворювачем, що задає послідовність зміни стану ключів в залежності від їх попереднього стану та вхідних величин можна представити як кінцевий автомат виду [8]:

$$K = (Q, T, \delta, q_0, F), \tag{10}$$

де Q - кінцева множина допустимих станів пристрою керування; T - алфавіт вхідних символів; δ - функція переходів (відображення $Q \times T \rightarrow Q$); $q_0 \in Q$ - початковий стан; $F \in Q$ - множина кінцевих станів.

Через те, що функція δ в цьому випадку є багатозначною (тобто для кожної послідовності вхідних символів може існувати більше одного стану, у який автомат може перейти з поточного), система керування силовим перетворювачем є недетермінованим автоматом.

Множина $Q \subset S$, де S - множина всіх можливих варіантів перемикання. Якщо B - множина можливих станів силового ключа перетворювача, причому її потужність $|B| = k$, то в загальному випадку перетворювача з m вхідними та n вихідними фазами потужність множини S дорівнює

$$|S| = k^{m-n} \tag{11}$$

Для двонаправленого ключа комутатора кількість можливих станів $k = 2$, тобто кількість можливих варіантів перемикачів

$$|S| = 2^{m-n} \tag{12}$$

В цьому випадку процедура пошуку оптимального керування полягає у виборі такого варіанту перемикачів, при якому виконуються обмеження за вихідною напругою (3) та забезпечується мінімальне значення інтегральної оцінки спотворень вхідного струму J (5). Такий підхід для випадку, наприклад, трифазного матричного перетворювача потребує аналізу 27-ми допустимих конфігурацій комутатора, що значно ускладнює алгоритм пошуку та підвищує вимоги до швидкодії СК.

Суть алгоритму оптимального керування матричним перетворювачем частоти з мінімізацією негативного впливу на мережу полягає у наступному: за виразом (2) визначається значення інтегральної оцінки спотворень вхідного струму J для кожного з можливих варіантів перемикачів. Завдяки тому, що струм навантаження при активно-індуктивному його характері та інтегральна оцінка спотворень вхідного струму змінюється повільно, можливо передбачити, який з варіантів перемикачів забезпечить мінімум функціонала J . Повний перебір усіх припустимих варіантів перемикачів потребує процедури постійного сортування масивів значень функціонала для кожної з структур комутатора, що приводить до значних втрат машинного часу [9].

Алгоритм функціонування адаптивної системи керування перетворенням електричної енергії вимагає здійснення постійного контролю в реальному часі процесів у вхідних та вихідних колах і формування сигналів керування ключами перетворювача, що обумовлює наявність взаємопов'язаних підсистем вимірювання та обчислення. Зростання ступеня інтеграції в мікропроцесорній техніці, використання мікроконтролерів з убудованим набором спеціалізованих периферійних пристроїв, дозволяє значно спростити схему реалізацію за рахунок скорочення кількості інтерфейсних пристроїв і створення одноплатного контролера прямого цифрового керування [10]. Пряме цифрове керування [11] припускає не тільки формування керуючих впливів, але і забезпечення можливості прямого введення в контролер сигналів різних зворотних зв'язків з наступною програмно-апаратною обробкою усередині контролера. Функціональну схему системи керування процесом перетворення електричної енергії наведено на рис. 2.

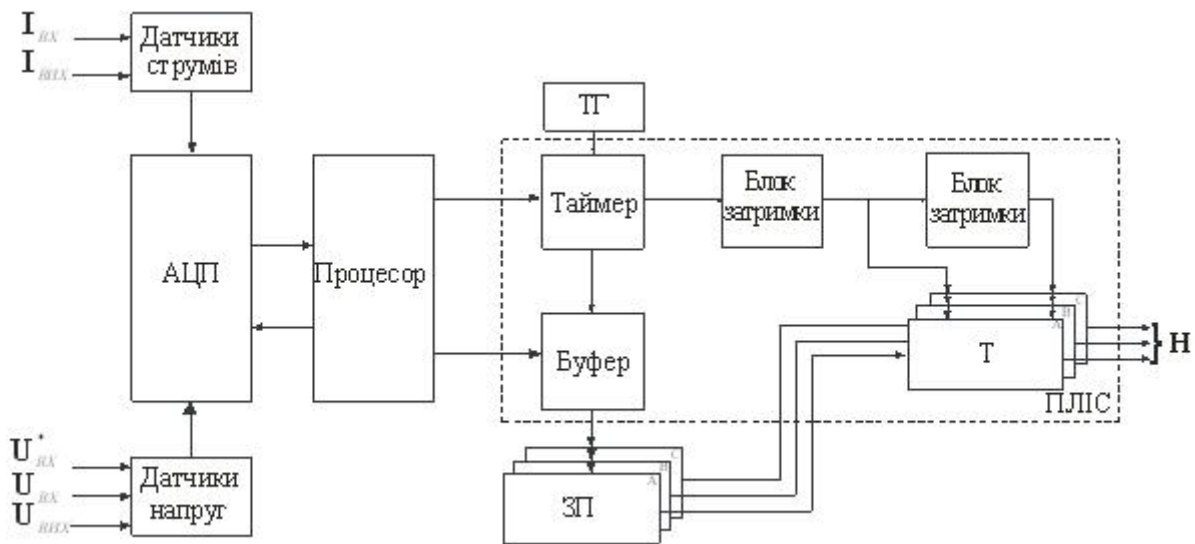


Рис. 2. Функціональна схема системи керування процесом перетворення електричної енергії

Вхідні та вихідні струми та напруги, а також напруги завдання, вимірюються відповідними датчиками. Для вимірювання струмів доцільно використовувати резистивний метод з використанням струмового шунта або датчики, що засновані на ефекті Хола. Останні забезпечують електричну ізоляцію підсистеми вимірювання від силового кола, широкий діапазон частот, низькі втрати енергії, але потребують наявності зовнішнього джерела живлення. Вхідні та вихідні напруги і струми оцифровуються за допомогою

аналого-цифрового перетворювача (АЦП), та надходять до процесора [12]. Для реалізації запропонованого алгоритму керування системою перетворення електричної енергії процесор здійснює ввід даних з АЦП, аналізує їх, визначає конфігурацію ключів перетворювача, що забезпечує мінімум спотворень вхідного струму при заданій вихідній напрузі, та надсилає результат обчислень на програмовану логічну інтегральну схему (ПЛІС), яка виконує функції часового та логічного узгодження процесора з силовими ключами перетворювача. ПЛІС здійснює буферування та зберігання станів всіх змінних протягом наступних підінтервалів в реальному часі. Сигнали від ПЛІС через драйвери із оптичною розв'язкою надходять на затвори транзисторів силової частини. Щоб уникнути перехресного проведення силових ключів під час вмикання, якщо може привести до короткого замикання, процесор в першу чергу здійснює аналіз поточних станів ключів та перевірку на непротиріччя обраного варіанта конфігурації існуючим обмеженням. Функції цифрової фільтрації можуть бути реалізовані як на основі ПЛІС, так і програмними засобами процесора.

Виводи:

1. Реалізація ковзного режиму в системах перетворення електричної енергії дозволяє задовольнити вимогам щодо якості функціонування силових перетворювачів. Алгоритм оптимального керування перетворювачем при цьому базується на припущенні, що вихідний струм протягом періоду комутації значно не змінюється. Це дає можливість в реальному часі прогнозувати зміну величин вхідних струмів на наступному інтервалі комутації при певних варіантах конфігурації комутатора, базуючись на поточних значеннях струмів навантаження та стану ключів перетворювача.

2. Представлено функціональну схему оптимального регулятора системи перетворення електричної енергії, сформульовано вимоги до її складових.

ЛИТЕРАТУРА:

- ГОСТ 13109-97. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. Межгосударственный стандарт.
- Шрейнер Р.Т. Прогнозирующее релейно-векторное управление активным непосредственным преобразователем частоты / Р.Т. Шрейнер, А.А. Ефимов, К.Н. Корюков // АПТ-2002 НГТИ 10-13 ноября 2002.- С.194 – 198.
- Емельянов С.В. Системы с переменной структурой / Емельянов С.В. – М.: Наука, 1967 г. – 336 с.
- Лебеденко Ю.О. Алгоритм оптимального управління безпосереднім перетворювачем частоти / Ю.О. Лебеденко // Автоматика–2007: XIV міжнародна конференція з автоматичного управління, 10–14 вересня 2007 р.: матеріали конф. – Севастополь, 2007. – Т. 1. – С. 161–163.
- Беллман Р. Динамическое программирование / Беллман Р.; пер. с англ. И.М. Андреевой [и др.]. Под ред. Н.Н. Воробьева. М., Изд. иностр. лит., 1960. – 400 с.
- Уткин В.И. Скользящие режимы и их применение в системах с переменной структурой. / Уткин В.И. – М.: Наука, 1974. – 272 с.
- Лебеденко Ю.О. Модель нечіткого виводу для оптимального управління перетворювачем частоти в системах автономного живлення / Ю.О. Лебеденко, Г.В. Рудакова // Автоматика. Автоматизація. Електротехнічні комплекси та системи. – 2009. – № 2(24). – С. 162 – 167.
- Дональд Кнут. Искусство программирования, том 1. Основные алгоритмы / Дональд Кнут. – М.: «Вильямс», 2006. – 720 с.
- Выскуп В.Г. Прецизионные цифровые системы автоматического управления / Выскуп В.Г. – М.: Машиностроение, 1984 – 136 с.
- Дроздов В.Н. и др. Системы автоматического управления с микро-ЭВМ / Дроздов В.Н. – Л.: Машиностроение, 1989. – 283 с.
- Файнштейн В.Г. Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами / В.Г. Файнштейн, Э.Г.Файнштейн. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 239 с.
- Грушвицкий Р.И. Аналого-цифровые периферийные устройства микропроцессорных систем / Грушвицкий Р.И. и др. – Л.: Энергоатом, 1989. – 160 с.

ЛЕБЕДЕНКО Юрій Олександрович – к.т.н., доцент кафедри технічної кібернетики Херсонського національного технічного університету

Наукові інтереси: оптимальне керування, системи перетворення параметрів електричної енергії в автономних енергетичних системах.