

зовсім недавно – методів вейвлет-аналізу, які з самого початку орієнтовані на аналіз нестационарних процесів у частотно-часовому просторі [4,5].

Основна концепція побудови вейвлет-методів складається в поданні сигналу у вигляді сукупності зміщень і стисків деякої функції – вейвлета. Вейвлет-функція локалізована в часі й по частоті, що забезпечує вейвлет-перетворення властивістю виявляти локальні короткочасні особливості сигналу. Саме за рахунок зміни масштабів вейвлети здатні виявити розходження в характеристиках на різних шкалах, а шляхом зміщення проаналізувати властивості сигналу в різних точках на всьому досліджуваному інтервалі.

При побудові алгоритмів діагностики й моніторингу стану нестационарних електротехнічних систем на базі даних методів, потрібне вивчення структурних властивостей сигналів, що характеризують поводження об'єкта. Тому актуальною є реалізація завдань математичного моделювання таких об'єктів із застосуванням чисельних методів вейвлет-аналізу.

1.ГОСТ 13109-97. Качество электрической энергии. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.

2.IEC 61000-4-7:2002 Electromagnetic compatibility (EMC) Part 4-7: Testing and measurement techniques – General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto.

3.Висяшев А.Н. Электромагнитная совместимость в электроэнергетических системах. – Иркутск: ИрГТУ, 2005. – 693 с.

4.Айфичер Э., Джервис, Барри У. Цифровая обработка сигналов: практический подход. – 2-е изд. – М.: Изд. дом "Вильямс", 2004. – 992 с.

5.Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов. – 2-е изд. – М.: ООО «Бином-Пресс», 2006. – 656 с.

Отримано 21.06.2010

УДК 621.331

В.В.ПАНЧЕНКО

Українська державна академія залізничного транспорту, м.Харків

ДИНАМІЧНА МОДЕЛЬ ВИПРЯМЛЯЮЧОЇ УСТАНОВКИ З ВОЛЬТОДОДАВАЛЬНИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ

Розроблено динамічну модель випрямляючої установки з вольтодобавочним перетворювачем для аналізу динамічних процесів у замкнутих системах автоматичного регулювання гармонічного складу випрямленої напруги.

Разработана динамическая модель выпрямительной установки с вольтодобавочным преобразователем для анализа динамических процессов в замкнутых системах автоматического регулирования гармонического состава выпрямленного напряжения.

The dynamic model of the rectifying installation with a buck converter is developed which is used for the analysis of dynamic processes in automatic control closed loops of rectified voltage harmonic composition.

Ключові слова: динамічна модель, вольтододавальный перетворювач, широтно-імпульсна модуляція, система автоматичного регулювання, динамічний процес.

Покращення гармонічного складу напруги в контактній мережі постійного струму ϵ , без сумніву, актуальною науково-технічною задачею. Традиційно вольтододавальный перетворювач застосовувався для стабілізації і регулювання вихідної напруги тягової підстанції постійного струму. Однак існує можливість його використання в якості активного фільтра для зменшення амплітуд неканонічних гармонік вихідної напруги випрямляючої установки.

Останні дослідження присвячені аналізу вихідної напруги тягової підстанції постійного струму та компенсації небажаних гармонічних складових [1-5] не висвітлюють необхідним чином питання застосування вольтододавального перетворювача як засобу для покращення гармонічного складу випрямленої напруги. Між тим, останнім часом все більш високими стають вимоги до якості електричної енергії в цілому, та на залізниці зокрема. У таких умовах постає питання про отримання розрахункових співвідношень та синтез динамічної моделі випрямляючої установки з вольтододавальним перетворювачем.

Мета даної роботи – дослідження динамічних процесів системи «некерований випрямляч - вольтододавальный перетворювач» і розробка її динамічної моделі.

Придушення неканонічних гармонік випрямленої напруги здійснюється у структурі, зображеній на рис.1.

Паралельно керованій частині підключені шунтуючі діоди, що підвищує енергетичні показники установки. При цьому режим роботи некерованої частини не змінюється. При кутах керування $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ шунтуючі діоди у роботу не вступають, а при $\pi/3 \leq \alpha \leq 2\pi/3$ струм періодично проходить через них; коли $\alpha = 2\pi/3$ весь струм проходить через ці діоди.

Завдяки застосуванню шунтуючих діодів підвищується надійність роботи підстанції, забезпечується безперервність тягового струму при випадкових зникненнях керуючих імпульсів, підвищується коефіцієнт потужності керованої частини на 2,5-4%, знижується величина заважаючої напруги, а також рівень радіозавад [1].

У загальному випадку диференційне рівняння, що описує процес протікання струму навантаження для симетричного режиму має вигляд:

$$e_{\phi} - e_n = (L_k + L_n) \frac{di}{dt} + i_n (R_o + R_n), \quad (1)$$

де $e_{\phi} = E_{\phi m} \sin(\theta_0 + \psi_i)$; L_k – комутуюча індуктивність; L_n – індуктивність навантаження; R_o – активний опір обмоток трансформатора; R_n – активний опір навантаження; e_n – е.р.с навантаження.

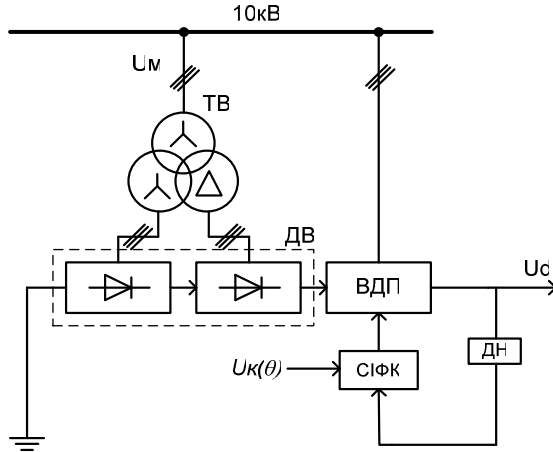


Рис. 1 – Структурна схема випрямлюючої установки з вольтододавальним перетворювачем:

Т – трансформатор; ДВ – діодний випрямляч; ВДП – вольтододавальний перетворювач; СІФК – система імпульсно-фазового керування; ДН – датчик напруги.

Розглянемо динамічну модель ВДП при симетрії живлячої мережі та СІФК у режимі безперервного струму. У цьому випадку $L_k = 0$, $R_o = 0$.

Керування вольтододавальним перетворювачем виконується за допомогою СІФК з вертикальним принципом керування та широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ), тому для повного опису досліджуваної установки необхідно рівняння (1) доповнити умовами перемикачів:

$$U_k(\theta) = U_{on}(\theta), \quad (2)$$

де $U_k(\theta)$ – сигнал на вході вольтододавального перетворювача; $U_{on}(\theta)$ – опорний сигнал СІФК (залежить від частоти ШІМ).

При переході випрямляча у режим переривчастого струму виконуються друга умова перемикавання:

$$i_n(\theta_1, \theta_2) = 0. \quad (3)$$

Е.р.с. тиристорного випрямляча визначається за виразом

$$e_{TB} = E_m \sin(\theta + \frac{\pi(m-2)}{2m} + \psi_n), \quad (4)$$

де θ – поточний кут; ψ_n – фазовий зсув між векторами е.р.с. живлячої мережі.

Для визначення динамічних характеристик тиристорного випрямляча необхідно розрахувати приріст вихідної е.р.с. під впливом збільшення сигналу керування:

$$\Delta e_{TB}[\Delta U_\kappa(\theta_n)] = \Delta e_{TB}[U_\kappa + \Delta U_\kappa] - e_{TB}(U_\kappa), \quad (5)$$

Отримане значення Δe_{TB} являє собою послідовність імпульсів з частотою ШІМ, довжиною $\Delta\alpha$ і обмеженою зверху відрізками синусоїд (рис.2). Динамічний зв'язок між вхідною ΔU_κ та вихідною Δe_{TB} координатами визначимо лінеаризацією рівняння (5) відносно нового стану системи $U_{\kappa n}$. Розклавши рівняння (5) у ряд Тейлора і обмежившись першими двома членами, отримаємо:

$$\Delta e_{TB} = \left[\frac{de_{TB}}{dU_\kappa} - \Delta E_{TB}(U_{\kappa n}) T \delta(U_\kappa - \Delta U_{\kappa n}) \right] \frac{\Delta U_{\kappa n}}{1!}. \quad (6)$$

Величина стрибка вихідної е.р.с. у точці розриву:

$$\begin{aligned} \Delta E_{TB}(\theta_n) &= E_m[nT] - E_m[(n-1)T] = E_m \left(\sin[\theta_n + \frac{\pi(m-2)}{2m}] - \right. \\ &\left. - \sin[\theta_n + \frac{\pi(m+2)}{2m}] \right) = 2E_m \sin \frac{\pi}{m} \sin \theta_n. \end{aligned} \quad (7)$$

Збільшення поточного значення кута керування $\Delta\alpha_n = \Delta\theta_n$ пов'язано з відповідним збільшенням сигналу керування ΔU_κ умовою перемикавання (2). Це дозволяє перетворити вираз (6) до вигляду:

$$\Delta e_{TB}(\theta_n) = \frac{\Delta U_\kappa(\theta_n)}{1!} \left[\frac{de_{TB}}{dU_\kappa} - \Delta E_{TB}(\theta_n) \frac{d\theta_n}{dU_\kappa} \sum_{n=0}^{\infty} \delta(\theta - \theta_n) \right], \quad (8)$$

де $\theta_n = f[U_\kappa(\theta_n) + \Delta U_\kappa(\theta_n)]$ визначається з умови перемикавання (2).

Для визначення зв'язку між збільшенням сигналу керування ΔU_κ та відхиленням кутової координати $\Delta\theta_n$ необхідно вирішити рівняння, отримане з першої умови перемикавання на n-му тактовому ін-

тервалі:

$$U_{\kappa}(\theta_0 + \Delta\theta_n) = U_{on}(\theta_n). \quad (9)$$

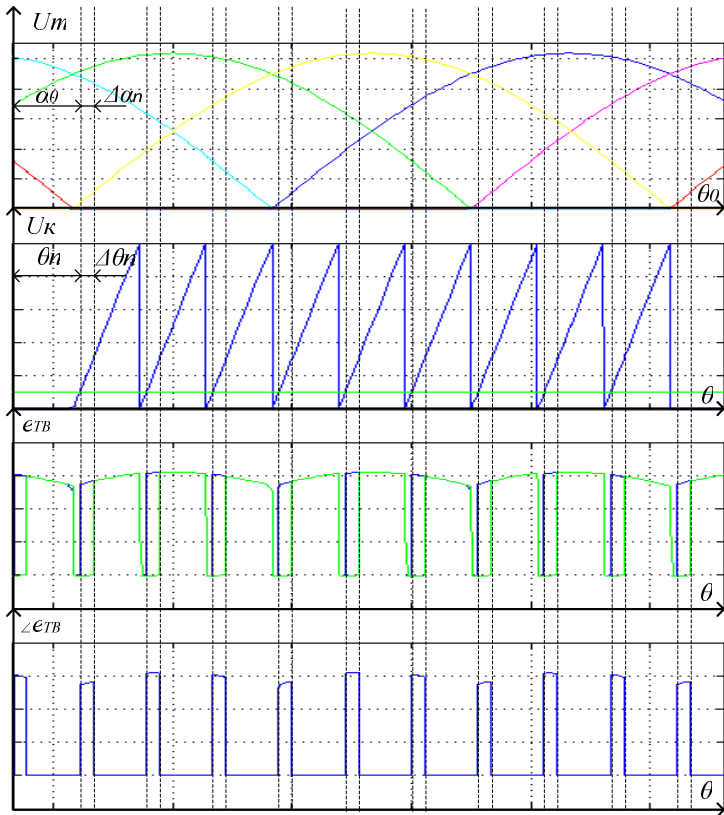


Рис.2 – Осцилограми роботи вольтододавального перетворювача

Для невеликих приростів ΔU_{κ} це рівняння може бути апроксимоване відносно початкового стану системи першими двома членами ряду Тейлора. Тоді ліва і права частини рівняння приймають вигляд:

$$U_{\kappa}(\theta_0 + \Delta\theta_n) = U_{\kappa}(\theta_0) + \Delta U_{\kappa}(\theta_0) + \frac{dU_{\kappa}(\theta_0)}{d\theta} \Delta\theta_n,$$

$$U_{on}(\theta) = U_{on}(\theta_0) + \frac{dU_{on}(\theta_0)}{d\theta} \Delta\theta_n. \quad (10)$$

Підставивши вираз (10) з урахуванням складових керуючої дії до першої умови перемикачання і перетворивши відносно θ_n , отримаємо:

$$\Delta\theta_n = \frac{U_{\kappa 0}(\theta_0) - U_{on}(\theta_0) + \Delta U_{\kappa}(\theta_0)}{\frac{dU_{\kappa 0}(\theta_0)}{d\theta} - \frac{dU_{on}(\theta_0)}{d\theta}}. \quad (11)$$

З першої умови перемикачання (2) виходить, що в момент рівноваги системи

$$U_{\kappa 0}(\theta_0) - U_{on}(\theta_0) = 0. \quad (12)$$

Виконавши в (11) граничний перехід з урахуванням (12), отримаємо:

$$\frac{d\theta_n}{dU_{\kappa}} = \frac{1}{\frac{dU_{\kappa}(\theta_0)}{d\theta} - \frac{dU_{on}(\theta_0)}{d\theta}}. \quad (13)$$

При введенні тиристорного випрямляча до замкнутої системи автоматичного регулювання, що містить передавальну функцію приведеної неперервної частини з різницею порядків поліномів чисельника та знаменника менше двох керуюча дія $U_{\kappa 0}$ в моменти θ_0 містить розриви. В особливому випадку похідна від $U_{\kappa 0}(\theta)$ у виразі (13) дорівнює її лівобічному значенню.

Вводимо до виразу (13) по аналогії з [5] позначення:

$$F^{-1} = 1 - \frac{\frac{dU_{\kappa 0}(\theta_0)}{d\theta}}{\frac{dU_{on}(\theta_0)}{d\theta}}, \quad (14)$$

отримаємо

$$\frac{d\theta_n}{dU_{\kappa}} = -F \frac{d\theta}{dU_{on}(\theta_0)}. \quad (15)$$

Таким чином, враховуючи (7) і (15), вираз для розрахунку приросту вихідної е.р.с. під впливом збільшення сигналу керування приймає вигляд:

$$\Delta e_{TB} = 2E_m \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot \sin \theta_n \cdot \Delta U_{\kappa}(\theta_n) \cdot F \frac{dU_{on}}{d\theta} \sum_{n=0}^{\infty} \delta(\theta - \theta_n). \quad (16)$$

З отриманого виразу можна зробити висновок, що при невеликих значеннях $\Delta U_{\kappa}(\theta_n)$ тиристорний випрямляч являє собою амплітудно-імпульсний модулятор другого роду з коефіцієнтом передачі, що залежить від виду опорного сигналу. Для n -го інтервалу роботи тиристор-

ного випрямляча опорний сигнал характеризується залежністю

$$U_{on}(\theta_n) = \frac{1}{\omega_0 T_0} \int_{\theta_{(n-1)}}^{\theta_n} U_0 d\theta = \frac{U_0 \theta}{\omega_0 T_0}. \quad (17)$$

Тут T_0 – стала часу інтегратора; $\omega_0 = 2\pi f$, $f = f_0 k$, де f – частота ШІМ; $k = 1, 2, \dots, n$.

Статичний коефіцієнт передачі за умови лінійності регульовальної характеристики у режимі безперервного струму дорівнюватиме:

$$K_{TB} = \frac{U_{d0}}{U_m}, \quad (18)$$

де $U_{d0} = E_m \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}$.

Перетворивши (16), використовуючи вирази (17) і (18), отримаємо:

$$\Delta e_{TB}(\theta) = \Delta U_{\kappa}(\theta_n) K_{TB} F \omega_0 T \sum_{n=0}^{\infty} \delta(\theta - \theta_n). \quad (19)$$

Вихідною координатою амплітудно-імпульсного модулятора є послідовність δ -функцій, модульованих за амплітудою е.р.с. вольтододавального перетворювача [5].

Отриманий вираз дозволяє аналізувати динамічні процеси у досліджуваній моделі, за умови симетрії живлячої мережі та системи імпульсно-фазового керування.

Виразу (19) відповідає імпульсна система автоматичного регулювання (САР), зображена на рис.3.

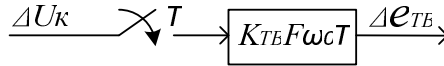


Рис.3 – Імпульсна САР

Вона містить у своєму складі імпульсний елемент з періодом квантування вхідного сигналу T , що дорівнює:

$$T = \frac{1}{m \cdot f}. \quad (20)$$

Якщо вольтододавальний перетворювач включений до складу замкнутої САР параметрів вихідної напруги, то імпульсна система доповнюється ланкою, що утворює приведену неперервну частину (рис.4) з передавальною функцією $W(p)$.

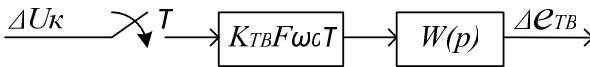


Рис.4 – Імпульсна САР при включенні випрямляча до замкнутої структури

$W(p)$ залежить від тієї задачі, яку вирішує конкретна система автоматичного регулювання.

Фрагмент динамічної моделі вольтододавального перетворювача у замкнутій структурі розроблений у системі MATLAB зображений на рис.5.

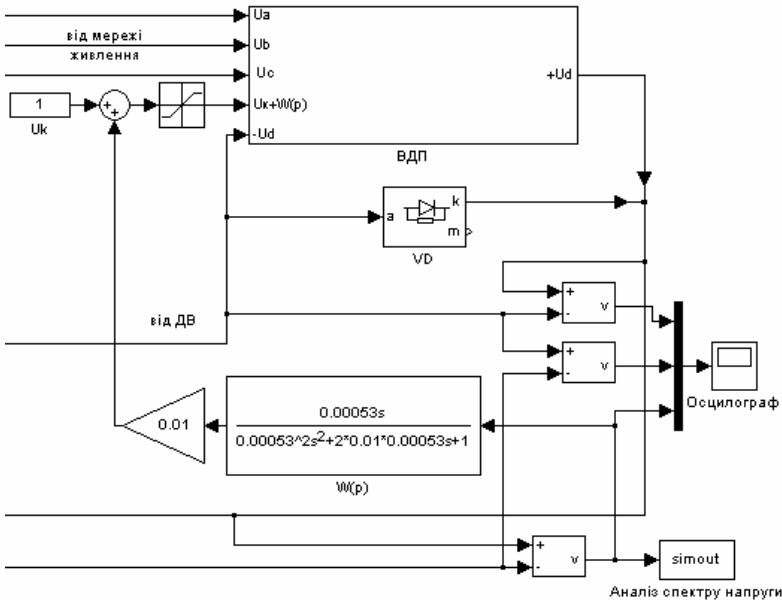


Рис.5 – Фрагмент динамічної моделі ВДП у замкнутій структурі

Підсистема ВПД являє собою вольтододавальний перетворювач, що містить у своєму складі керований трифазний шестипульсний мостовий випрямляч і систему керування з ШІМ.

Таким чином, включення керованого випрямляча до замкнутої системи автоматичного регулювання дає змогу придушувати неканонічні гармоніки вихідної напруги викликані несиметрією живлячої мережі і несиметрією випрямляючої установки.

Отримана динамічна модель випрямляючої установки з вольтододавальним перетворювачем, дозволяє ефективно аналізувати динамічні

процеси у замкнутых системах автоматического регулирования гармоничного склада выпрямленной нагрузки.

1.Бей Ю.М., Мамошин Р.Р., Пупынин В.Н., Шалимов М.Г. Тяговые подстанции. – М.: Транспорт, 1986 – 319 с.

2.Жуйков В.Я., Коротеев И.Е., Рябенский В.М. и др. Замкнутые системы преобразования электрической энергии. – К.: Техніка; Братислава: Альфа, 1989. – 320 с.

3.Розенвассер Е.Н. Периодически нестационарные системы управления. – М.: Наука, 1973. – 511 с.

4.Шалимов М.Г. Двенадцатипульсовые полупроводниковые выпрямители тяговых подстанций. – М.: Транспорт, 1990. – 127 с.

5.Щербак Я.В. Замкнутые системы компенсации неканонических гармоник полупроводниковых преобразователей. – Харьков: Транспорт Украины, 1999. – 255 с.

Отримано 21.06.2010

УДК 628.440.22

А.П.КОВАЛЕВ, д-р техн. наук, С.В.СОЛЕНЬИЙ,

Г.В.ДЕМЧЕНКО, канд. техн. наук

Донецкий национальный технический университет

Ю.И.РУДЫК, канд. техн. наук

Львовский государственный университет безопасности жизнедеятельности

О ПРОБЛЕМАХ ВОЗГОРАНИЯ ИЗОЛЯЦИИ В СЕТЯХ 0,4 кВ ОБЪЕКТОВ ЖИЛОГО СЕКТОРА

Анализируются факторы, влияющие на возникновение возгораний проводки и приводят к пожарам в объектах жилого сектора. Рассмотрен способ построения защиты сетей напряжением 0,4 кВ при появлении искрящегося силового контактного соединения.

Аналізуються фактори, що впливають на виникнення загорянь проводки та призводять до пожеж в об'єктах житлового сектору. Розглянуто спосіб побудови захисту мереж напругою 0,4 кВ при появі силового контактного з'єднання, що іскрить.

In given article the analysis of the facts of ignitions of posting influencing occurrence leading fires in objects of inhabited sector is lead. The way of construction of protection of networks by a voltage 0,4 kV is examined at occurrence sparks power contact connection.

Ключевые слова: возгорание проводки, жилой сектор, искрящее контактное соединение.

В Украине, по данным МЧС, с 2005 г. по 2009 г. зафиксировано около 217 тыс. пожаров в объектах жилого сектора. Около 30% пожаров от общего их количества происходит при повреждении силовых электрических сетей (утечки тока на землю, короткие замыкания, искрение ослабленных силовых контактных соединений) [1].

Аналіз пожеж, що відбулися в Донецькій області, показав, що більше 90% пожеж в електричних мережах об'єктів житлового сектора відбуваються при випадковому виникненні іскрящогося ослабленого