

ЕЛЕКТРОМАГНІТНО СУМІСНІ З МЕРЕЖЕЮ ЖИВЛЕННЯ КОЛЕКТОРНІ ТА БЕЗКОНТАКТНІ ЕЛЕКТРОПРИВОДИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Вступ. Із постійним зростанням кількості нелінійних споживачів електроенергії, значну частку яких складають регульовані електроприводи (ЕП), все гостріше постає проблема електромагнітної сумісності (ЕМС) [1]. Протягом останніх років введено в дію цілу низку стандартів, які регламентують якість споживання електроенергії [2,3]. Для ЕП найпростішим способом усунення вищих гармонік у споживаному струмі є застосування пасивних фільтрів, проте використання останніх приводить до зниження енергетичної ефективності (ЕЕ) через зменшення $\cos\varphi$. Тому найефективнішим способом усунення завод є подавлення їх у місці виникнення. Найкраще такі задачі можна виконати, використавши високочастотні силові напівпровідникові перетворювачі: активні фільтри для високопотужних ЕП та активні випрямлячі (АВ) для ЕП малої і середньої потужності. Останні, крім функцій забезпечення ЕМС та підвищення ЕЕ, дають змогу забезпечувати двонаправлений потік потужності, а також регулювати напругу чи струм на виході. Ці дві функції вказують на доцільність застосування АВ в сучасних регульованих ЕП, що підтверджується серійними марками перетворювачів частоти відомих світових фірм (Siemens, ABB, Schneider Electric та ін.). У цих перетворювачах, призначених для асинхронних та синхронних приводів, пасивний випрямляч замінено на АВ, який стабілізує напругу в ланці постійного струму. Таким чином, система ЕП складається з двох транзисторних мостів, які утворюють дві незалежні системи керування: АВ для формування синусоїдальних струмів, що споживаються від мережі, і стабілізації напруги в ланці постійного струму та інвертор – для регулювання параметрів ЕП. Така конфігурація системи ЕП є достатньо складною і дорогою, з підвищеними комутаційними втратами енергії, що не завжди економічно обгрунтовано.

Постановка задачі дослідження. Як відомо, швидкість ЕП постійного струму, як колекторних, так і безконтактних, регулюється зміною напруги якоря від нуля до номінального значення. Виконання такої функції може здійснювати АВ понижувального (buck) чи понижувально-підвищувального (buck-boost) типів [4,5]. АВ напруги з такими функціями можуть реалізовуватися як двоступінчасті – послідовне з'єднання підвищувального АВ, який включає від одного до шести транзисторів (оскільки лише підвищувальний АВ забезпечує можливість зниження лінійних струмів у будь-який момент часу), і відповідного перетворювача постійної напруги (ППН) [4,5]. Проте двостадійний характер перетворення енергії приводить до додаткових втрат, тому більш доцільними є одноступінчасті системи. Відомі одноступінчасті АВ понижувального типу, які є комбінацією шестиключового транзисторного моста та понижувально-підвищувального ППН [4-6]. Однак останній є досить складною нелінійною динамічною ланкою, тому для якісної роботи її у складі САР необхідно застосовувати методи лінеаризації та багатопараметричного керування [6]. Зважаючи на необхідність регулювання струму якоря з метою керування моментом, для регульованого ЕП більш доцільно використати АВ з функцією джерела струму (АВС) [7]. Їм властива гранична швидкодія керування струмом, проте на вході АВС для цього повинні бути ємнісні накопичувачі енергії – конденсатори у фазах, а для згладження струмів їх підзарядження в лінійні проводи необхідно ввімкнути дроселі. Таким чином, на вході АВС отримується фільтр 2-го порядку, який на низьких частотах може створювати резонанс. Математичний опис і керування системою АВС – двигун може бути спрощений, без врахування фільтра на вході (внаслідок цього появляється деякий зеув між струмом та напругою, $\varphi \neq 0$), та складний, з врахуванням динамічних властивостей фільтра. В останньому випадку шляхом керування розширенням (з врахуванням параметрів фільтра) вектором параметрів стану здійснюється лінеаризація, в результаті чого отримується додатковий ступінь вільності – можливість регулювання активної і реактивної складових потужності, що споживається з мережі (завдання будь-якого φ) [8,9].

Метою цієї роботи є розроблення систем ЕП, у яких на АВ, крім його традиційних функцій забезпечення ЕМС та ЕЕ, накладаються додаткові функції регулювання параметрів ЕП.

Матеріали дослідження. На початковій стадії досліджень ми вибрали перший варіант як простіший (рис. 1) САР швидкості ЕП будується за традиційним методом підпорядкованого регулювання координат. Силова частина АВС складається з послідовно ввімкнених IGBT-транзисторів і діодів, останні сприймають зворотну напругу, захищаючи транзистор. Модуляція для АВС відрізняється певними особливостями і може здійснюватись одним із трьох способів: базуючись на несучій частоті; подібно, але з виключенням певних гармонік; просторово-векторною модуляцією [5,7]. Використаємо перший спосіб, який реалізується генератором модульованих сигналів, генератором трикутної напруги ГТН та формувачем імпульсів системи [7]. Осцилограми, приведені на рис. 2, ілюструють процес формування сигналів керування S1 і S4 відповідними транзисторами одного плеча (фаза a). Як синхронізуючі беруться напруги з ємнісного фільтра на вході АВС (рис. 1) – Ua на рис. 2.

Для того щоб правильно керувати АВС, спосіб модуляції сигналів керування ключами повинен задовольняти двом наступним вимогам: 1) для уникнення короткозамкненого кола через ємнісний характер на вході АВС необхідно, щоб в будь-який момент часу були замкненими щонайбільше один верхній та один нижній ключі

випрямляча; 2) ланка постійного струму є джерелом струму і через те завжди повинно бути коло циркулювання струму, тому повинні бути щонайменше ввімкненими один верхній та один нижній ключі. Підсумовуючи вищевказані умови, отримуємо основну вимогу до керування ключами АВС: у будь-який час повинні бути ввімкнені лише один верхній та один нижній ключі моста [5,7]. Модуляція їх роботи повинна забезпечувати квазісинусоїдальні лінійні струми на вході АВС (рис. 2).

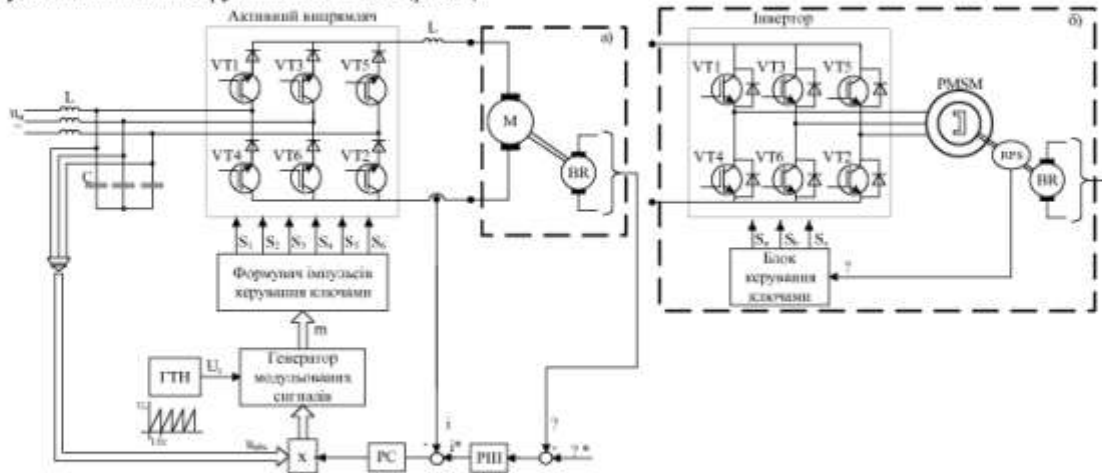


Рис. 1. Система регульованого ЕП постійного струму з АВС:

а) на базі колекторного двигуна постійного струму; б) на базі безконтактного двигуна постійного струму

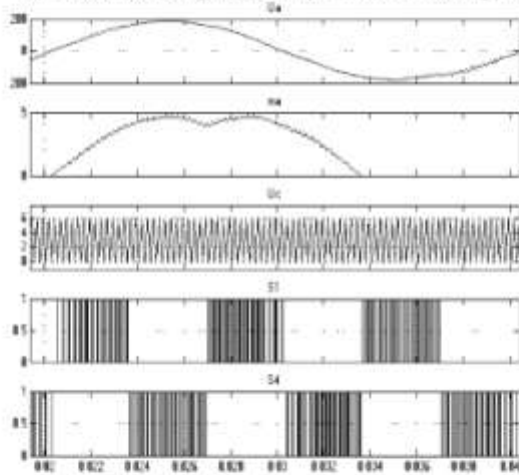


Рис. 2. Оциллограмми, що ілюструють роботу

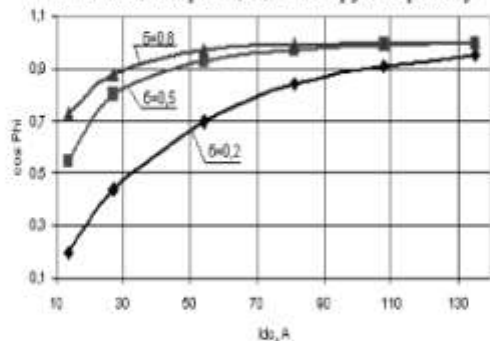


Рис. 4. Енергетичні характеристики системи ЕП з АВС

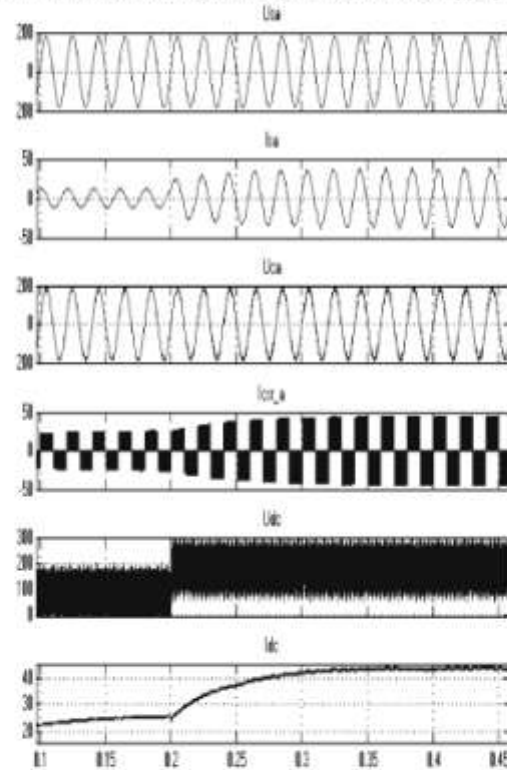


Рис. 3. Оциллограмми роботи системи ЕП з АВС:

- напруга фази а мережі
- струм у фазі а мережі
- напруга на емнісному фільтрі фази а
- струм АВС у фазі а
- напруга в ланці постійного струму
- струм на виході АВС

На рис. 3 приведені осцилограми, які ілюструють роботу системи ЕП з АВС: до часу 0,2 с ступінь модуляції $\delta=0,2$ і ustalene значення струму на виході становить $I=27$ А; у момент часу 0,2 с ступінь модуляції зростає стрибкоподібно до $\delta=0,8$, напруга на виході АВС U_{dc} реагує практично безінерційно, а швидкість наростання струму визначається електромагнітною сталою часу кола постійного струму $T_c=57$ мс (якоря двигуна). Струм, що споживається від мережі, є практично синусоїдальним, але має деякий зсув на кут φ відносно напруги мережі: практично нульовий при $\delta=0,8$ та дещо більший при $\delta=0,2$. Напруга на виході АВС є пульсуючою з частотою ШІМ, що пояснюється відсутністю ємнісного фільтра.

Важливим моментом для АВС є вибір вхідного фільтра, який розраховується за наступними виразами [10,11]:

$$(f_r^*)^2 = \left(\frac{f_r}{f_c}\right)^2 = \frac{X_L^*}{X_C^*}; \quad X_C^* = \frac{k_C N}{\pi}, \quad (1)$$

де f_r – резонансна частота LC-фільтра; $f_c = 50$ Гц – частота мережі; X_L^* , X_C^* – відносні опори дроселя і конденсатора фільтра, що рівні відповідним абсолютним значенням на частоті f_c , нормовані на умовний активний опір кола постійного струму $R_b = 2/3 \cdot U_{dc,max} / I_{dc,max}$; $k_C = 0,2$ – коефіцієнт пульсації струму I_{dc} ; $N = f_{ш\text{ИМ}} / f_c$ – коефіцієнт відношення частоти ШІМ $f_{ш\text{ИМ}}$ до частоти f_c .

Для перевірки енергетичної ефективності роботи АВС у запропонованій системі ЕП (рис. 1,а) було розроблено комп'ютерну модель в програмному середовищі MatLab/Simulink з параметрами двигуна постійного струму $P_n=10$ кВт, $U_n=220$ В, $I_n=54$ А, $M_n=90$ Н·м, $\omega_n=112$ с⁻¹, $J=0,22$ кг·м² та з врахуваннями за (1) параметрами вхідного фільтра $L=0,667$ мГн, $C=187$ мкФ.

На рис. 4 приведені енергетичні характеристики, отримані в результаті досліджень залежності коефіцієнта зсуву $\cos \varphi$ від струму на виході АВС за різних значень ступеня модуляції вихідної напруги δ (швидкості ЕП). Як видно з рис. 3, робота ЕП супроводжується значно вищим порівняно, наприклад, з тиристорним перетворювачем значеннями $\cos \varphi$, які зникають при глибокому регулюванні швидкості. При цьому форма лінійних струмів дуже близька до синусоїдальної; загальний коефіцієнт спотворення лінійних струмів вищими гармоніками THD коливався в межах 0,05-0,17 для $\delta=0,2$; 0,06-0,07 для $\delta=0,5$ та 0,02-0,04 для $\delta=0,8$. Вміст окремих вищих гармонік в споживаному струмі для трьох вищезгаданих варіантів знаходився в межах (0,5-3,5)% - для 5-ої гармоніки, (1-8)% - для 7-ої, (0,5-2)% - для 11-ої та (0,5-0,9)% - для 13-ої, причому більші значення відповідають низьким швидкостям ЕП ($\delta=0,2$).

Висновок. Таким чином, використання АВС як силового перетворювача для ЕП постійного струму, колекторного та безконтактного, забезпечує поряд з практичною безінерційністю керування, високі показники ЕМС.

Література.

1. Щур І.З. Проблеми сучасного електроспоживання // Електроінформ. – 2006. – №1. – С. 23-24.
2. IEEE Std 519-1992, "IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems", © Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. 1993.
3. Limits for harmonics current emissions (equipment input current up to and including 16 A per phase), IEC 61000-3-2 International Standard, 2000.
4. Singh B., Singh B. N. // A review of three-phase improved power quality AC-DC converters // IEEE Trans. on Ind. Electron. – 2004, Vol. 51, No 3. – P. 641-660.
5. Rodriguez J.R., Dixon J.W., Espinoza J.R., Pont J., Lezana P. PWM regenerative rectifiers: State of the art // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2005, Vol. 52, No 1. – P. 5-22.
6. Pan C., Shieh J. New space-vector control strategies for three-phase step-up/down AC/DC converter // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2000, Vol. 47, No 1. – P. 25-35.
7. Espinoza J.R., Joos G. Current-source converter on-line pattern generator switching frequency minimization // IEEE Trans. Ind. Electron. – 1997, Vol. 44, No 2. – P. 198-206.
8. Doval-Gandoy J., Penalver C.M. Dynamic and steady state analysis of a three phase buck rectifier // IEEE Trans. Power Electron. – 2000, Vol. 15, No 6. – P. 953-959.
9. Han S., Choi N., Rim C., Cho G. Modeling and analysis of static and dynamic characteristics for buck-type three-phase PWM rectifier by circuit DQ transformation // IEEE Trans. Power Electron. – 1998, Vol. 13, No 2. – P. 323-336.
10. Espinoza J.R., Joos G. State variable decoupling and power flow control in PWM current-source rectifiers // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2001, Vol. 45, No 1. – P. 78-87.
11. Graovac D., Katic V. Online control of current-source-type active rectifier using transfer function approach // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2001, Vol. 48, No 3. – P. 526-535.