

І. Щур, докт. техн. наук; І. Веклинець

Національний університет «Львівська політехніка»

РОЗВИТОК СТРАТЕГІЇ DPC У КЕРУВАННІ АКТИВНИМИ ВИПРЯМЛЯЧАМИ

Проаналізовано принципи двох основних стратегій керування активними випрямлячами, проведено аналіз відомих модифікацій стратегії прямого керування потужністю (DPC) та запропоновано нову модифікацію. Розроблено комп'ютерні моделі відомих і запропонованої модифікації стратегії DPC та виконано порівняльний аналіз показників їх роботи.

I. Shchur, I. Veklynets

DEVELOPMENT OF STRATEGY DPC FOR CONTROL OF ACTIVE RECTIFIERS

Principles of two basic strategies of active rectifiers control are analysed, the analysis of known is conducted modifications of strategy of direct power control (DPC) and new modification is offered. The computer models of known and the offered modification of strategy DPC are developed and the comparative analysis of indexes of their work is done.

Вступ. Зі зростанням кількості нелінійних споживачів електроенергії проблема їх електромагнітної сумісності (ЕМС) постає гостріше. До таких споживачів належать малопотужні однофазні пристрої (комп'ютери, побутова техніка, джерела світла з електронними пускорегулювальними апаратами) через їх масовість, а в промисловості – сучасні регульовані електроприводи (ЕП), електротехнологічні установки тощо. Такі схеми споживають явно несинусоїдальні струми з високим вмістом вищих гармонік. Впродовж останніх десятиліть введено в дію міжнародні стандарти [1, 2] та їх вітчизняні відповідники, які регламентують якість споживання електроенергії. Тому останні дослідження в галузі електроенергетики спрямовані на розроблення пристроїв, які б забезпечували високу якість споживання електроенергії та мали низький негативний вплив на мережу. Зокрема, для ЕП такими пристроями є активні фільтри, активні випрямлячі та ін [3]. Замінюючи в регульованому ЕП з проміжною ланкою постійного струму діодний міст на міст з повністю керованими елементами – активний випрямляч (АВ), за допомогою імпульсного високочастотного керування можна отримати практично синусоїдальний струм (низький вміст гармонік), сфазований з напругою мережі ($\cos\varphi = 1$). Крім цього, АВ дають змогу забезпечувати двонаправлений потік електроенергії та регулювати напругу в ланці постійного струму.

Виклад основного матеріалу. Аналіз останніх досліджень показав [4-9], що

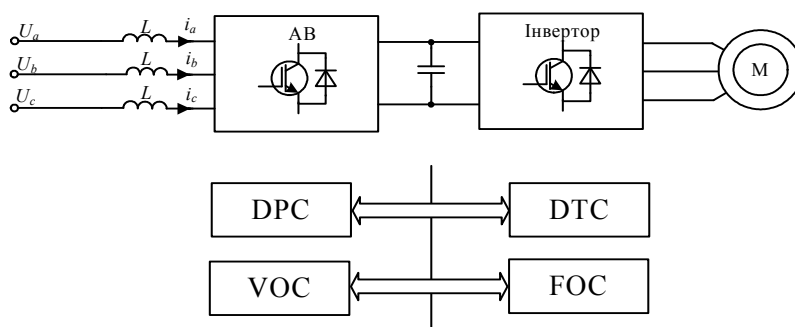


Рисунок 1 - Аналогія між стратегіями керування АВ та інвертором у регульованому ЕП з проміжною ланкою постійного струму

існують дві основні високочастотні стратегії керування АВ, які запозичені з аналогічних, що є в регульованих ЕП змінного струму (рис. 1).

Стратегія керування VOC (voltage oriented control) АВ будується за тим же принципом, що і стратегія керування

FOC (field oriented control) інвертором для синхронного чи асинхронного ЕП [4]:

векторне керування в обертових координатах, де вектор струму мережі орієнтується за вектором напруги.

Стратегія керування DPC (direct power control) АВ подібна до відомого прямого керування за моментом DTC (direct torque control) асинхронним ЕП [4-5]: замість моменту і потоку в статорі контролюються миттєві активна та реактивна потужності.

Основним недоліком стратегії VOC є необхідність в on-line перетворенні параметрів, що регулюються до обертових координат. У DPC керування ключами здійснюється за таблицею перемикач базових векторів напруг керування, що формуються АВ, на основі інформації про розміщення вектора напруги живлення та відхилення миттєвих реальних активної і реактивної потужностей від заданих значень (рис. 2,а).

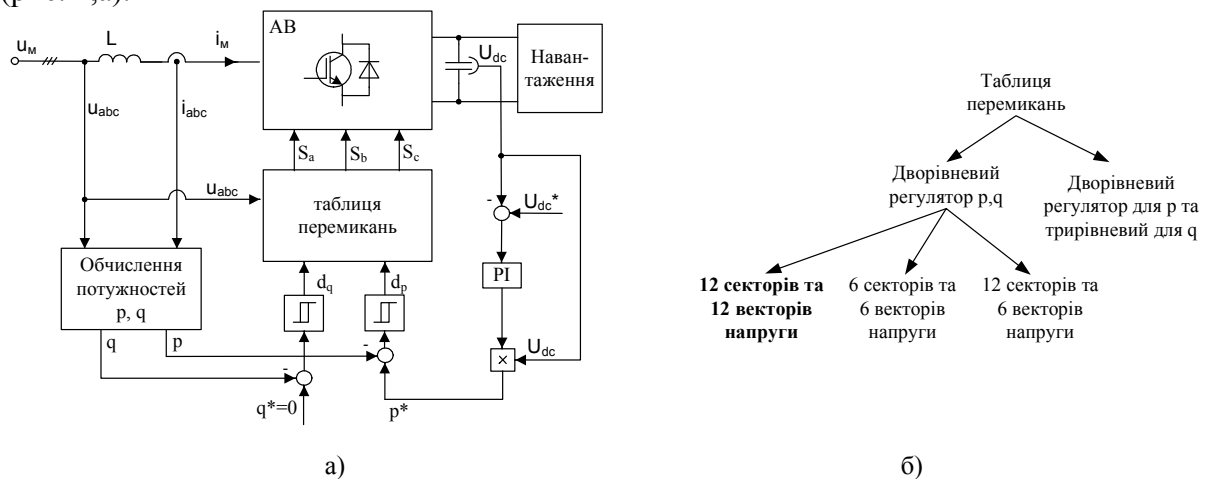


Рисунок 2 - Функціональна схема АВ з стратегією керування DPC (а) та модифікації таблиці перемикач (б)

Фактичні значення активної p та реактивної q потужностей обчислюються за виразом

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \quad (1)$$

де $u_\alpha, u_\beta, i_\alpha, i_\beta$ – напруги та струми в нерухомих координатах α, β , які обчислюються за реально вимірними фазними напругами і струмами в трифазній системі.

Без давачів напруги, що є окремим напрямком досліджень, миттєва активна та реактивна потужності визначаються через обчислений віртуальний потік та вимірний струм мережі [5, 6]. Бажане значення p^* обчислюється на основі інформації про задану та вимірну давачем напругу у ланці постійного струму на виході АВ (рис. 2,а). Бажані значення активної p^* і реактивної q^* (прийнято рівним 0) та реальні значення p, q порівнюються відповідно між собою та їх різниця подається на гістерезисні регулятори, якими задаються допустимі відхилення потужностей (ширина гістерезису). Відповідно до розміщення вектора напруги мережі $U_{мер}$ відносно базових векторів напруги АВ (рис.3) та логічних сигналів з гістерезисних регуляторів будується таблиця перемикач.

Стратегія DPC може мати різні модифікації в залежності від структури таблиці перемикач (рис. 2,б), яка, в свою чергу, залежить від кількості секторів, на які розбито коло обертання вектора напруги (рис. 3), від кількості базових векторів, що формуються станами транзисторних ключів АВ 6-ключового оберненого інвертора, та від рівнів гістерезисних регуляторів.

Перевагою стратегії DPC є простота алгоритму та висока швидкодія, проте до недоліку належить змінна частота комутації силових ключів АВ, яка в залежності від структури таблиці перемикач може значно коливатися, що, в свою чергу, ускладнює фільтрацію високочастотної складової струму.

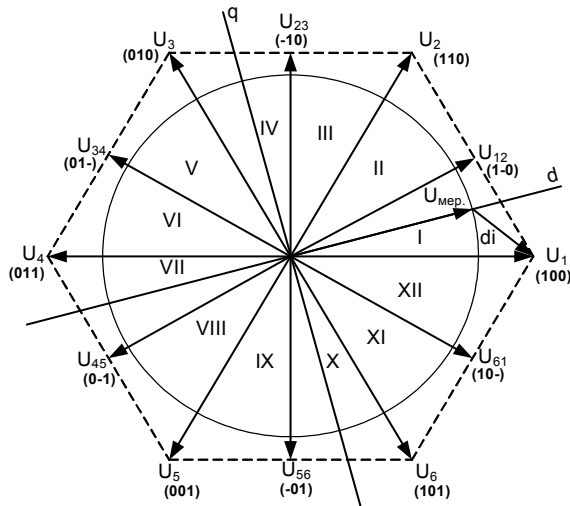


Рисунок 3 - Діаграма 12-ти базових векторів напруги керування ключами АВ

З метою оцінки показників роботи АВ з стратегією керування DPC, для моделювання використана наведена на рис. 4 функціональна (математична) модель силової частини АВ, яка відповідає основному векторному рівнянню [7]

$$\bar{u}_L = R\bar{i}_L + \frac{d\bar{i}_L}{dt}L + \bar{u}_{conv}, \quad (2)$$

де \bar{u}_L , \bar{i}_L – узагальнені вектори напруги та струму мережі; R – опір фази мережі; L – індуктивність дроселя на вході АВ; \bar{u}_{conv} – вектор фазної напруги на вході АВ. Проекції вектора \bar{u}_{conv} визначаються наступними рівняннями

$$\begin{cases} u_{Sa} = f_a \cdot u_{dc} \\ u_{Sb} = f_b \cdot u_{dc} \\ u_{Sc} = f_c \cdot u_{dc} \end{cases}, \quad (3)$$

де u_{dc} – вихідна напруга в ланці постійного струму; f_a, f_b, f_c – функції перемикачів силових ключів інвертора, що обчислюються за виразом

$$\begin{cases} f_a = \frac{2S_a - (S_b + S_c)}{3} \\ f_b = \frac{2S_b - (S_a + S_c)}{3} \\ f_c = \frac{2S_c - (S_a + S_b)}{3} \end{cases}, \quad (4)$$

де S_a, S_b, S_c – логічні сигнали керування ключами кожного плеча інвертора (1 – ввімкнений верхній ключ відповідного плеча, 0 – нижній).

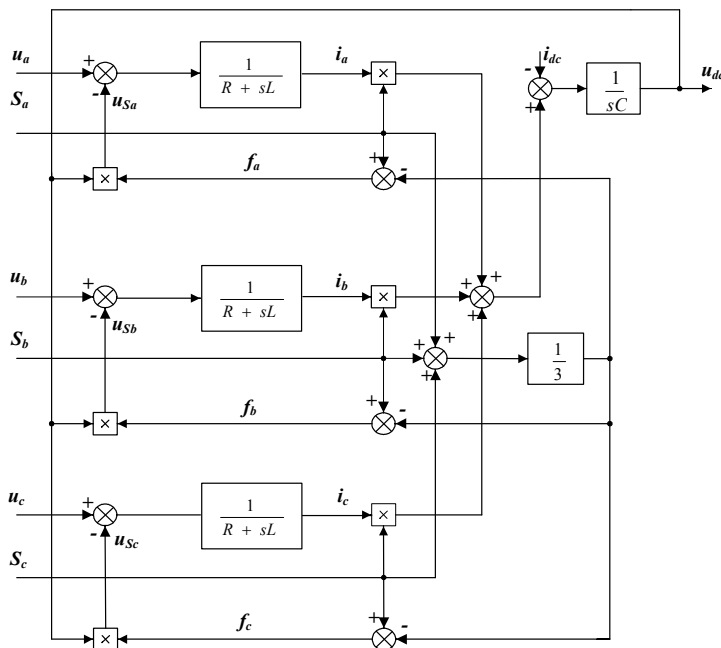


Рисунок 4 - Функціональна математична модель АВ

Баланс струмів на виході АВ описується рівнянням

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{dc}, \quad (5)$$

де C – ємність конденсатора в ланці постійного струму; i_{dc} – струм в ланці постійного струму.

Зміну струму $\bar{\Delta i}$ при перемиканні транзисторів АВ можна визначити з (2):

$$\bar{\Delta i} \approx \frac{1}{L} \int_0^{T_s} (\bar{u}_{conv}(S_a, S_b, S_c) - \bar{u}_L) dt, \quad (6)$$

де спадком напруги на опорі R знехтувано, а T_s – інтервал часу переходу з одного стану в інший.

Прийнявши припущення, що різниця між векторами \bar{u}_{conv} та \bar{u}_L є незмінною протягом інтервалу T_s , вираз (5) можна спростити до

$$\Delta \bar{i} \approx \frac{T_s}{L} (\bar{u}_{conv}(S_a, S_b, S_c) - \bar{u}_L). \quad (7)$$

Проекція $\Delta \bar{i}$ на осі в обертовій системі координат d, q (вектор \bar{u}_L спрямований по осі d , рис. 3) буде визначати зміну потужності таким чином:

$$\begin{cases} \Delta p = \Delta \bar{i}_d; \\ \Delta q = -\Delta \bar{i}_q. \end{cases} \quad (8)$$

У нашій роботі запропоновано ввести, крім шести базових векторів U_1-U_6 , між якими здійснюється релейне перемикання, додаткові проміжні вектори $U_{12}, U_{23}, \dots, U_{61}$, як це показано на рис. 3. Проміжні вектори отримуються шляхом вимкнення обох транзисторів плеча у відповідній i -й фазі, а у моделі, показаній на рис. 4, – заданням $S_i = 0,5$. Відповідно до виразів (8), для кожного із 12-и секторів вибрані вектори, що забезпечують регулювання струмів фаз таким чином, щоб забезпечити $q \rightarrow 0$, а $p \rightarrow p^*$.

Структура отриманої таблиці перемикань для запропонованої модифікації стратегії DPC наведена в табл. 1, в якій S_p, S_q – вихідні логічні сигнали гістерезисних регуляторів активної і реактивної потужностей; $U_{0,7}$ – нульові вектори (0 – замкнені 3 верхні ключі АВ, 7 – замкнені 3 нижні ключі АВ).

Таблиця 1 - Таблиця перемикань для модифікації стратегії DPC з 12 векторами та 12 секторами

Sp	Sq	Сектор											
		I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X	XI	XII
1	1	U ₁	U ₁₂	U ₂	U ₂₃	U ₃	U ₃₄	U ₄	U ₄₅	U ₅	U ₅₆	U ₆	U ₆₁
	0	U ₁₂	U ₂	U ₂₃	U ₃	U ₃₄	U ₄	U ₄₅	U ₅	U ₅₆	U ₆	U ₆₁	U ₁
0	1	U ₆	U ₆₁	U ₁	U ₁₂	U ₂	U ₂₃	U ₃	U ₃₄	U ₄	U ₄₅	U ₅	U ₅₆
	0	U ₀	U ₇	U ₀	U ₇	U ₀	U ₇	U ₀	U ₇	U ₀	U ₇	U ₀	U ₇

Для перевірки ефективності роботи запропонованої модифікації стратегії керування DPC було розроблено 4 комп'ютерні моделі АВ в програмному середовищі пакету MATLAB/Simulink з такими структурами таблиць перемикань: 1) 6 векторів напруги та 6 секторів; 2) 6 векторів та 12 секторів; 3) 6 векторів та 6 секторів для дворівневого регулятора активної потужності та тривірневого регулятора реактивної потужності; 4) 12 векторів та 12 секторів. Модифікації 2 і 3 були запропоновані раніше, як розвиток базової моделі 1 [4]. Моделі розроблені для ЕП потужністю 50 кВт, напруга на виході АВ дорівнює 600 В. Для порівняння вищезгаданих 4-х модифікацій стратегії керування DPC прийнято наступні показники:

– відносна похибка струму, яка обчислюється згідно виразу

$$\frac{\Delta i}{i_1} = \frac{|i - i_1|}{i_1}, \quad (9)$$

де i – лінійний струм мережі, i_1 – перша гармоніка струму (вираз (9) реалізовано у вигляді окремого розробленого нами блоку);

– частота перемикання ключів в одній фазі

$$f = \frac{1}{(t_{i+1} - t_i)}, \quad (10)$$

де t_i – час i -го перемикання ключів, t_{i+1} – час наступного імпульсу перемикання ключів (вираз (10) реалізовано у вигляді окремого розробленого нами блоку);

– кількість перемикань в одній фазі за півперіод $0,5T$

$$N = \sum_0^{0,5T} S_i, \quad (11)$$

причому вираз (11) реалізовано за допомогою стандартного блоку бібліотеки MATLAB/Simulink;

– коефіцієнт спотворення струму мережі вищими гармоніками THD

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n I_{\phi,i}^2}}{I_{\phi,1}}, \quad (12)$$

де $I_{\phi,i}$ – діюче значення i -ї гармоніки вхідного струму (вираз (12) реалізовано за допомогою стандартного блоку бібліотеки MATLAB/Simulink).

Результати комп'ютерних досліджень 4-х модифікацій стратегії DPC з отриманими показниками наведені в табл. 2. З метою коректного порівняння варіантів у всіх із них вибрані такі гістерезиси регуляторів потужності, щоб забезпечити однакові значення відносної похибки струму (9) (див. 1-й рядок табл. 2).

Висновок. Запропонована модифікація стратегії DPC у порівнянні з відомими забезпечує суттєве покращення показників ЕМС нелінійних споживачів електроенергії, а саме:

- майже незмінну частоту перемикання силових ключів, що спрощує фільтрацію високочастотних завад;
- суттєве зменшення комутаційних втрат;
- електромагнітну сумісність АВ з мережею із найнижчим коефіцієнтом гармонічних спотворень.

Література

1. IEEE Std 519-1992, "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems", © Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. 1993.
2. Limits for Harmonics Current Emissions (Equipment Input Current up to and Including 16 A Per Phase), IEC 61000-3-2 International Standard, 2000.
3. Щур І.З. Проблеми сучасного електроспоживання // Електроінформ. – 2006. - №1. – С. 23-24.
4. Malinowski M., Kazmierkowski M., Trzynadlowski A. A comparative study of control Techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives // IEEE Trans. Ind. Appl. – 2003. – Vol. 18, No 6. – Pp. 1390-1396.
5. Noguchi T., Tomiki H., Kondo S., Takahashi I. Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors // IEEE Trans. Ind. Appl. – 1998. – Vol. 34, No 3. – Pp. 473-479.
6. Malinowski M., Kazmierkowski M., Hansen S., Bjaberg F., Marques G. Virtual flux based direct power control of three-phase PWM rectifier // IEEE Trans. Ind. Appl. – 2001. – Vol. 37, No 4. – Pp. 1019-1027.
7. Blasko V., Kaura V. A new mathematical model and control of a three-phase ac-dc voltage source converter // IEEE Trans. Power Electr. – 1997. – Vol. 12. – Pp. 116-122.
8. Eloy-Garcia J., Alves R.. DSP-based direct power control of a VSC with voltage angle estimation // Conf., Caracas, Venesuela, 2006.
9. Malinowski M., Jasinski M., Kazmierkowski M. Simple direct power control of three-phase rectifier using spase-vector Modulation // IEEE Trans. Ind. Appl. – 2004. – Vol. 51, No 2. – Pp. 447-454.

Одержано 15.05.2008 р.