

ЕФЕКТИВНІСТЬ М'ЯКОГО ПЕРЕМИКАННЯ ТРАНЗИСТОРІВ В ЕЛЕКТРОПРИВОДІ З БЕЗКОНТАКТНИМ ДВИГУНОМ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Вступ. Безконтактні двигуни постійного струму (БДПС) широко використовуються в промисловості завдяки низькій інерційності, добрій швидкодії, високій надійності. Керування швидкістю електропривода (ЕП) з БДПС найчастіше здійснюється за принципом широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) напруги якоря, що породжує електромагнітні завади, а за підвищення несучої частоти ШІМ призводить до відчутних комутаційних втрат електроенергії. Крім цього, робота ЕП супроводжується акустичним шумом, тому що частота комутації силових транзисторів перебуває в межах звукового спектру частот [1].

Для того, щоб зменшити ці недоліки, розробляються інвертори з м'яким перемиканням силових ключів – за умови близьких до нуля значень їх напруги чи струму (відповідно ZVS та ZCS в англійськомовній аббревіатурі). Інвертори з м'яким перемиканням транзисторів класифікують за трьома категоріями [2-4]: інвертори з резонансною ланкою постійного струму; інвертори з резонансною ланкою змінного струму; інвертори з резонансними полюсами; квазірезонансні інвертори.

Постановка задачі дослідження. Метою роботи є вибір простого і ефективного способу м'якого перемикання транзисторів силового комутатора для БДПС, комп'ютерне моделювання ЕП в середовищі Mat-Lab/Simulink і порівняння його енергетичної ефективності у варіантах із жорсткою та м'якою комутаціями.

Матеріали дослідження. За базову модель ЕП було взято традиційний принцип керування БДПС з провідністю ключів, рівною 120° ел. та керуванням за дискретними сигналами давача положення ротора (ДПР) [1]. Віртуальна модель двигуна (ДВМ 115 МЗ, $M_{\max} = 4,7$ Нм, $n_{\max} = 3000$ об/хв, $U = 530$ В, $I_{d0} = 5,4$ А, $p = 8$) керувалася інвертором на IGBT-транзисторах. ШІМ напруги інвертора з метою рівномірного завантаження усіх транзисторів здійснювалася за стратегією S60Q+ (кожен транзистор модулюється протягом перших 60° ел. періоду провідності) (рис. 1) [5].

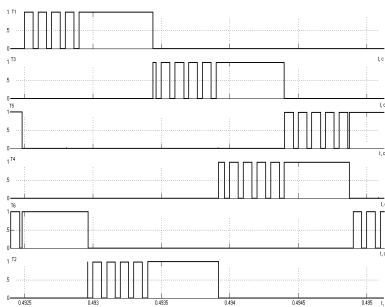


Рис. 1. Осцилограми сигналів керування затворами транзисторів для стратегії S60Q+

Аналіз способів м'якого перемикання інверторів показав, що для керування БДПС найкраще підходить принцип резонансних полюсів. Функціональна схема ЕП із м'якою комутацією, що здійснюється за цим принципом, показана на рис. 2 [4]. За м'якого перемикання ШІМ достатньо застосувати тільки до нижніх транзисторів. Для забезпечення їх перемикання при нульовій напрузі застосовано три допоміжні транзистори S_a , S_b , S_c і резонансні контури у вигляді конденсаторів C_{ra} , C_{rb} , C_{rc} (снаберів), підключених паралельно до нижніх транзисторів інвертора, та індуктивності L_r трансформатора. Оскільки емітери трьох допоміжних транзисторів з'єднуються разом, для керування їх затворами використовується одне спільне джерело постійної напруги.

Низькочастотне перемикання верхніх транзисторів інвертора відбувається за сигналами ДПР, а високочастотне (ШІМ) нижніх – наступним чином. Перед відкриттям, наприклад, транзистора S_6 , потрібно відкрити допоміжний транзистор S_b , через який почне розряджатися конденсатор C_{rb} . Струм навантаження почне протікати через первинну обмотку трансформатора, і діод D_3 , що проводить струм після закриття S_6 , закриється (у вторинній обмотці трансформатора теж почне протікати постійний струм через діод D_r). Конденсатор C_{rb} , взаємодіючи (резонує) з обмоткою трансформатора, забезпечує зниження напруги U_{s6} до нуля, після чого на затвор транзистора S_6 подається сигнал керування і він відкривається при нульовій напрузі емітер-колектор. Струм у первинній обмотці трансформатора почне спадати до нуля, замикаючись через діод D_{fp} , а головний транзистор S_6 м'яко починає пропускати струм навантаження. Як тільки струм в обмотці трансформатора впаде до нуля, то резонуюче коло перестане діяти, і струм навантаження пов-

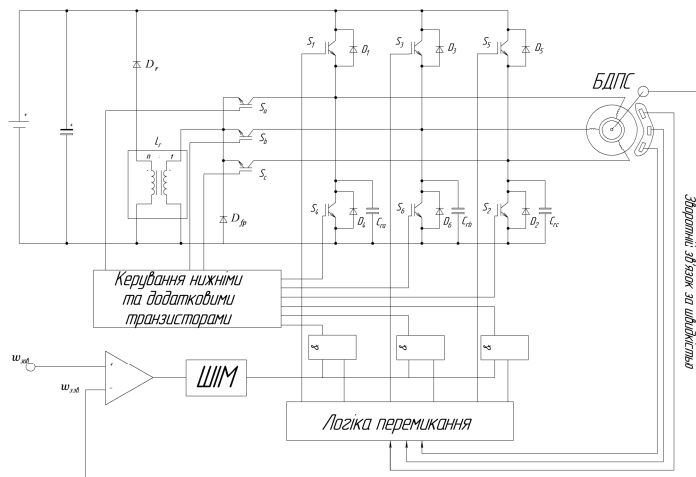


Рис. 2. Функціональна схема ЕП з БДПС та м'якою комутацією

ністю проходить через транзистори S_1 і S_6 . Таким чином, для правильної роботи схеми відповідно до описаного необхідно за початком ШІМ посліди відкривати допоміжний транзистор, а через проміжок часу ΔT_1 – головний (рис. 3). Час провідності допоміжного транзистора дорівнює ΔT_2 .

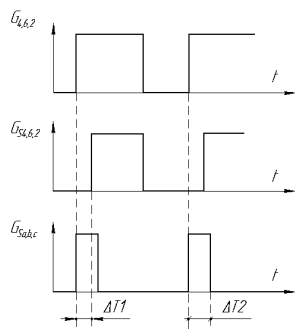


Рис. 3. Сигнали керування нижніми головними і допоміжними транзисторами

Для розрахунку індуктивності обмоток трансформатора L_{r1} і L_{r2} , ємності конденсаторів C_r та витримок часу ΔT_1 і ΔT_2 треба використати наступні вирази [4]:

$$L_r = L_{r1} + \frac{L_{r2}}{n^2}; \quad L_r \approx 4t_{on} \frac{U}{I_{0max}}; \quad C_r \approx 4t_{off} \frac{I_{0max}}{U}; \quad \omega_r = \sqrt{\frac{1}{L_r C_r}};$$

$$\Delta T_1 > (\Delta t_1 + \Delta t_2); \quad \Delta t_1 = \frac{nL_r I_{0max}}{U(n-1)}; \quad \Delta t_2 = \frac{1}{\omega_r} \arccos\left(-\frac{1}{n-1}\right);$$

$$\Delta T_2 > (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3); \quad \Delta t_3 = \sqrt{n(n-2)L_r C_r},$$

де U , I_{0max} , n , t_{on} , t_{off} – відповідно напруга живлення, максимальний фазний струм БДПС, відношення кількості витків обмоток трансформатора, час відкривання і закривання IGBT-транзисторів.

У комп'ютерній моделі ЕП з БДПС та м'якою комутацією використовувались такі основні параметри елементів: $n = 4$, $L_{r1} = 6,8$ мкГн, $L_{r2} = 4,3$ мкГн, $C_{ra} = C_{rb} = C_{rc} = 0,1$ мкФ, $\Delta T_1 = 2,5$ мкс, $\Delta T_2 = 5$ мкс.

Моделі досліджувалися при двох несучих частотах ШІМ: $f_{ШІМ} = 10$ кГц і 20 кГц.

Основні результати комп'ютерного моделювання подані на рис. 4.

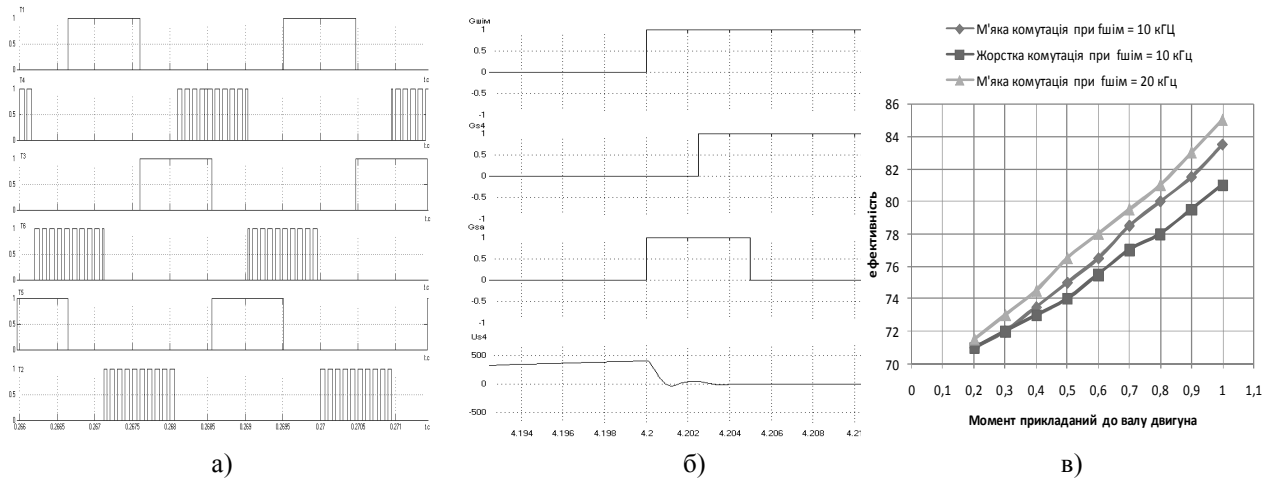


Рис. 4. Результати комп'ютерного симулювання ЕП з БДПС та м'якою комутацією:

- осцилограми сигналів керування верхніми і нижніми транзисторами;
- сигнали керування головним і додатковим транзисторами і перехідний процес напруги на транзисторі S_4 ;
- енергетичний ККД ЕП з БДПС та жорсткою і м'якою комутаціями транзисторів

Висновки.

1. При $f_{ШІМ} = 10$ кГц завдяки використанню м'якого перемикачання транзисторів інвертора досягається підвищення на 3% загального енергетичного ККД ЕП за номінального навантаження. При низьких навантаженнях ця перевага зменшується (рис. 4,в).

2. Зростання частоти ШІМ до 20 кГц призводить до ще більшого підвищення ККД ЕП (рис. 4,в), що пояснюється зниженням втрат у двигуні через низьке значення його електромагнітної сталості часу обмотки якоря (5 мс).

3. Застосований принцип м'якого перемикачання транзисторів відзначається простотою керування та забезпечує, крім підвищення енергетичної ефективності ЕП, зниження рівня електромагнітних завад та виключення акустичного шуму, ще й значне зменшення швидкостей наростання напруг і струмів через усі напівпровідникові прилади інвертора, що призводить до підвищення його надійності і терміну служби.

Література.

- Boze B.K. Modern Electronics and AC Drives. – Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR, 2002. – 711 p.
- Chen S., Lipo T. E. A Novel Soft-Switched PWM Inverter for AC Motor Drives // IEEE Trans. on Power Electron. – 1996, vol. 11, no. 4, pp. 653-659.
- Ruan X., Li B. Zero-Voltage and Zero-Current-Switching PWM Hybrid Full-Bridge Three-Level Converter // IEEE Trans. on Industr. Electron. – 2005, vol. 52, no. 1, pp. 213-220.
- Pan Z.Y., Luo F.L. Novel Resonant Pole Inverter for Brushless DC Motor Drive System // IEEE Trans. on Power Electron. – 2005, vol. 20, no. 1, pp. 173-181.
- Domoracki A., Krykowski K. Silniki BLDC – klasyczne metody sterowania // Zeszyty Problemowe-Maszyny Elektryczne. – 2005, Nr. 72, S.155-159.

**EFFICIENCY OF SOFT SWITCHING OF TRANSISTORS
IN ELECTRIC DRIVE WITH BRUSHLESS DC MOTOR**

The computer models of the systems of electric drives are developed with the brushless DC motor and inverters with the hard and soft switching of transistors. As a result of simulation power efficiency of these systems is comparative at different values of frequency of modulation and loading on electric drive.