В.С. Бойко, М.М. Юрченко*, М.І. Сотник**, С.А. Шуляк *** Національний технічний університет України "КПІ", *Інститут електродинаміки НАН України, **Суми, ДКП "Міськводоканал", ***Національний технічний університет України "КПІ"

СХЕМОТЕХНІЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ КОМПЕНСАЦІЙНОЇ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ

© Бойко В.С., Юрченко М.М., Сотник М.І., Шуляк С.А., 2003

Запропонована схемотехнічна модель компенсаційного випрямляча. Порівняні результати схемотехнічного моделювання з даними аналітичного розрахунку.

Schematic model of compensative rectifier is proposed. Results of schematic model analysis and analytical calculation data are compared.

Компенсаційні перетворювальні системи є пристроями енергетичної електроніки, дослідження електромагнітних процесів в яких пов'язано з певними складностями, оскільки контур комутації таких систем містить активні, індуктивні та ємнісні елементи, а комутація описується системою диференційних рівнянь високих порядків.

Зважаючи на складність математичних моделей цих пристроїв виникає необхідність перевірки як проміжних, так і остаточних результатів моделювання. Найбільш дешевим і зручним способом вирішення цієї проблеми є порівняння результатів математичного моделювання з результатами схемотехнічного моделювання. При схемотехнічному моделюванні дослідник складає схему досліджуваного пристрою та задає параметри її елементів. Та, при цьому, він не має можливості вплинути на спосіб отримання результату моделювання, оскільки система схемотехнічного моделювання складає математичну модель самостійно. Отже, результати схемотехнічного моделювання можна вважати результатами окремого дослідження.

Виконаємо дослідження режиму роботи трифазного напівпровідникового компенсаційного випрямляча з тиристорно-конденсаторною комутуючою ланкою (рис. 1, *a*) на схемотехнічній моделі (рис. 1, *б*), виконаній в системі МісгоСар5 [1], та порівняємо отримані результати з теоретичними розрахунками.

Математична модель досліджуваного перетворювача описана в [2–4]. Особливістю цього компенсаційного випрямляча є тиристорно-конденсаторна комутуюча ланка, застосування якої дозволило йому отримати покращені масогабаритні та регулювальні характеристики. Тиристори перетворювача переключаються через кожну 1/6 періоду напруги джерела живлення, причому послідовність вступу в роботу тиристорів (VS1, VS3, VS2) зворотна до порядку чергування фаз напруги трифазного живлення. Кут керування тиристорами комутуючої ланки α_T відраховується від моменту початку комутації вентилів V1 і V3 та визначає момент першого за період вступу в роботу тиристора VS1.



а



Рис. 1. Дослідження режиму роботи трифазного напівпровідникового випрямляча

При схемотехнічному моделюванні режимів роботи досліджуваного перетворювача застосовувалися ті самі вхідні параметри, що й при його математичному моделюванні, а саме: відносна частота контуру комутації $\omega^* = \frac{\omega_0}{\omega}$, відносне значення випрямленого струму

 $I_d^* = \frac{2I_d}{\sqrt{3}E_m}\omega L$ та значення кута керування тиристорами комутуючої ланки α_T , де

 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{3LC}}$ – власна частота контуру комутації; ω – кутова частота мережі живлення; L –

приведена індуктивність розсіювання фазової обмотки трансформатора; $C - \epsilon$ мність фази конденсаторної батареї; I_d – половина випрямленого струму перетворювача; E_m – амплітуда фазної напруги вторинної обмотки трансформатора живлення.

Схемотехнічне моделювання здійснене в режимі $\alpha_T = 180^{\circ}$, $I_d^* = 0.1$, $\omega^* = 3$.

Система трифазного живлення схемотехнічної моделі описується рівняннями:

 $e_{A}(\upsilon) = E_{m} \sin(\upsilon - 30^{0} - \alpha), \quad e_{B}(\upsilon) = E_{m} \sin(\upsilon - 150^{0} - \alpha), \quad e_{C}(\upsilon) = E_{m} \sin(\upsilon + 90^{0} - \alpha), \quad \text{де } \alpha -$ самовстановлений кут регулювання некерованого вентиля, що відраховується від точки перетину фазних напруг вторинної обмотки трансформатора, $\upsilon = \omega t = 2\pi f t -$ поточна фаза. Для моделювання була обрана величина вторинної фазної напруги трансформатора $E_{m} = 100 B$, а початкова фаза напруги при включенні вентиля V3 $\psi = -\alpha$ розраховується за комутаційними співвідношеннями, отриманими в [4]:

$$\begin{cases} 1 = -\frac{1}{2} + \frac{\cos(\upsilon - \alpha)}{(\omega^{*2} - 1)I_d^*} + \left(\frac{1}{2} - \frac{\cos\alpha}{(\omega^{*2} - 1)I_d^*}\right) \cos(\omega^*\upsilon) + \left(-\frac{\sin\alpha}{(\omega^{*2} - 1)\omega^*X^*}\right) \sin(\omega^*\upsilon),\\ \sin\alpha = \frac{1}{2}I_d^*\omega^{*2} \left(\int_0^{\gamma} i_k^*(\upsilon)d\upsilon - \gamma + 2\sigma\right),\end{cases}$$

де σ – кут, що відміряється від моменту початку комутації з вентиля V1 на вентиль V3 і визначає наступний момент комутації тиристорів комутуючої ланки, $i_k^*(\upsilon) = -\frac{1}{2} + \frac{\cos(\upsilon - \alpha)}{(\omega^{*2} - 1)I_d^*} + K_1^* \cos(\omega^* \upsilon) + K_2^* \sin(\omega^* \upsilon) -$ струм комутації у відносних одиницях,

рівняння якого отримане в [2], $K_1^* = \frac{1}{2} - \frac{\cos \alpha}{(\omega^{*2} - 1)I_d^*}, K_2^* = -\frac{\sin \alpha}{(\omega^{*2} - 1)\omega^* I_d^*}.$

Розрахунок комутаційних співвідношень дав такі значення кутів регулювання та комутації для досліджуваного режиму: $\alpha = 43.79^{\circ}$, $\gamma = 52.65^{\circ}$.

Величина приведеної індуктивності розсіювання фазових обмоток трансформатора *L*1, *L*2, *L*3, *L*4, *L*5, *L*6 розрахована за формулою:

$$L = \frac{\sqrt{3}E_m I_d^*}{2I_d \omega} = \frac{5\sqrt{3}I_d^*}{314} = \frac{5\sqrt{3} \cdot 0.1}{314} = 2.758 \text{ MFH}.$$

Для моделювання обране $I_d = 10 \ A$. Для того, щоб отримати таке значення струму на моделі, необхідно підібрати величину активного опору навантаження R7.

Для досліджуваного режиму $R_7 = 3.9 O_M$.

Величину індуктивного опору навантаження $L9 = 0.5 \ \Gamma h$ обрано, зважаючи на припущення про ідеальну згладженість випрямленого струму.

Ємність фаз конденсаторної батареї С12, С23, С31 розрахована за формулою:

$$C = \frac{1}{3L(\omega^*\omega)^2} = \frac{1}{3 \cdot 0.002758 \cdot (3 \cdot 314)^2} = 136.202 \text{ MK}\Phi.$$

Параметри діодів V1, V2, V3, V4, V5, V6 та тиристорів VS1, VS2, VS3 обиралися відповідно до значень амплітуди вторинної фазної напруги трансформатора живлення $E_m = 100 B$ та випрямленого струму елементарного перетворювача $I_d = 10 A$.

Для джерел імпульсної напруги I1, I2, I3, що генерують імпульси керування тиристорами відповідно VS1, VS2, VS3, обрані такі параметри: початкове значення напруги 0 *B*, максимальне значення напруги 0.5 *B*, тривалість плоскої вершини імпульсу 0.00333 *c*, період повтору імпульсу 0.01 *c*, початок плоскої вершини імпульсу визначений для кожного джерела окремо за такими формулами:

$$t_{I1} = \frac{0.001(\alpha_T - 180^0)}{18} = \frac{0.001 \cdot (180^0 - 180^0)}{18} = 0 \ c ,$$

$$t_{I2} = \frac{0.001(\alpha_T - 60^0)}{18} = \frac{0.001(180^0 - 60^0)}{18} = 0.006667 \ c ,$$

$$t_{I3} = \frac{0.001(\alpha_T - 120^0)}{18} = \frac{0.001(180^0 - 120^0)}{18} = 0.003333 \ c .$$

Для елементів *K*2, *K*3, *K*4, що реалізують магнітний зв'язок між обмотками трансформатора, та *K*1, що реалізує магнітний зв'язок між обмотками зрівноважувального реактора, обраний коефіцієнт зв'язку 0.98.

Опір шунтів R1, R2, R3, R4, R5, R6, R15, R16, R17, R18, R19, R20 дорівнює 0.01 Ом.

Опір резисторів *R*8, *R*9, *R*10, *R*11, *R*12, *R*13, підключених паралельно індуктивностям обмоток трансформатора живлення, дорівнює 2000 *Om*, а опір резистора *R*14, підключеного паралельно індуктивному опору навантаження, дорівнює 4000 *Om*. Оскільки величини опору цих резисторів великі, то їх вплив на результати моделювання незначний, разом з цим вони дають можливість уникнути небажаних коливальних процесів при моделюванні.

Враховуючи те, що вхідні величини ω^* , I_d^* , α_T для розрахунку параметрів схемотехнічної моделі задані у відносних одиницях, то результати моделювання також подані у відносних одиницях. Причому, базові величини є такими:

$$U_{(\delta)} = \sqrt{3}E_m = 100\sqrt{3} = 173.2 \ B, \ I_{(\delta)} = \frac{\sqrt{3}E_m}{2\omega L} = \frac{\sqrt{3}\cdot100}{2\cdot314\cdot0.002758} = 100 \ A$$

Оскільки, дослідження на схемотехнічній моделі виконувались при частоті напруги мережі живлення 50 Γu , то для перерахунку часової координати, заданої в мікросекундах, в градуси її треба помножити на 18.

Рис. 2, *а* ілюструє умови роботи конденсаторів комутуючої ланки. Ліва мітка електронного курсору на рис. 2, *а* встановлена в точках, де напруга фази конденсаторної батареї $u_{C12}^*(\upsilon)$ досягає свого максимального значення, що, відповідно до теоретичних даних, відбувається в момент $\upsilon = \pi$. Права мітка електронного курсору на рис. 2, *а* встановлена в точках, де напруга фази конденсаторної батареї $u_{C12}^*(\upsilon)$ набуває свого мінімального значення, що, відповідно до теоретичних даних, відбувається в момент $\upsilon = \pi$. Права мітка електронного курсору на рис. 2, *а* встановлена в точках, де напруга фази конденсаторної батареї $u_{C12}^*(\upsilon)$ набуває свого мінімального значення, що, відповідно до теоретичних даних, відбувається в момент $\upsilon = \frac{4\pi}{2} + \sigma$

$$v = \frac{4\pi}{3} + \sigma$$

Моделюванням для досліджуваного режиму отримані такі значення напруги: $u_{C12_{\text{max}}}^* = 0.672$, $u_{C12_{\text{min}}}^* = -0.47$.

Теоретичні розрахунки дають такі значення напруги фази конденсаторної батареї: $u_{C12_{\text{max}}}^* = u_{C12_{\Delta}(9)}^*(\pi) = 0.692, \quad u_{C12_{\text{min}}}^* = u_{C12_{\Delta}(14)}^*(\frac{4\pi}{3} + \sigma) = -0.471,$ одержані за формулами:

$$U_{C12_{\Delta}(9)}^{*}(\upsilon) = I_{d}^{*}\omega^{*2}\left(-\frac{1}{2}\upsilon + \frac{\pi}{2}\right) + \sin\alpha, \ U_{C12_{\Delta}(14)}^{*}(\upsilon) = I_{d}^{*}\omega^{*2}\left(\frac{\pi}{6} - \frac{1}{2}\sigma\right) + \sin\alpha.$$

Значення струму фази конденсаторної батареї, отримані схемотехнічним моделюванням, такі: $i_{C12_{maxu}}^* = 0.993$, $i_{C12_{minu}}^* = 0$.

Відповідно до теоретичних даних, наведених в [3], отримані значення струму фази конденсаторної батареї, а саме: $i_{C12_{maxu}}^* = 1$, $i_{C12_{minu}}^* = 0$.

На рис. 2, б зображені криві $u_d^*(\upsilon)$ випрямленої напруги у відносних одиницях розрахунку та відносного середнього значення випрямленої напруги U_d^* . Ліва мітка електронного курсору встановлена в точці, де крива випрямленої напруги досягає максимального значення. Теоретичними розрахунками встановлено, що це відбувається в момент $\upsilon = \frac{\pi}{3}$. Права мітка електронного курсору дає значення відносного середнього значення випрямленої напруги досягає значення випрямленої напруги перетворювача.

Внаслідок моделювання отримані такі значення випрямленої напруги у відносних одиницях розрахунку та відносного середнього значення випрямленої напруги: $u_{d \max}^* = 0.702$, $U_d^* = 0.448$.

Теоретичним розрахунком отримані значення: $u_{d \max}^* = u_{d_{\Delta}(3)}^*(\frac{\pi}{3}) = 0.721$, $U_d^* = 0.456$, де

$$u_{d_{\Delta}(3)}^{*}(\upsilon) = e_{C}^{*}(\upsilon) - \frac{1}{2} \Biggl[e_{B}^{*}(\upsilon) + e_{C}^{*}(\upsilon) + I_{d}^{*}\omega^{*2} \Biggl(\upsilon - \frac{\pi}{6} - 2\sigma + \frac{1}{2}\gamma - \frac{1}{2}\int_{0}^{\gamma} i_{k}^{*}(\upsilon)d\upsilon \Biggr) + \sin(\alpha) \Biggr],$$

$$U_{d}^{*} = \frac{3}{\pi} (\frac{1}{2}\cos\alpha - \frac{1}{4}I_{d}^{*} - (\frac{\pi}{6} + \sigma)\sin(\alpha) + I_{d}^{*}\omega^{*2} (-\frac{3}{8}\gamma^{2} + \sigma^{2} - \frac{\pi}{12}\gamma + \frac{\pi}{6}\sigma + (\frac{3}{4}\gamma + \frac{\pi}{12})\int_{0}^{\gamma} i_{k}^{*}(\upsilon)d\upsilon - \frac{3}{4}\int_{0}^{\gamma} \int_{0}^{\upsilon} i_{k}^{*}(\upsilon)d\upsilon d\upsilon) \Biggr).$$



Рис. 2. Умови роботи конденсаторів комутуючої ланки

Результати схемотехнічного моделювання досліджуваного перетворювача в обраному режимі зведені в таблиці.

Величина	Схемотехнічне	Аналітичний	Відхилення
	моделювання	розрахунок	[%]
$u_{C12\max}^*$	0.672	0.692	2.89
$u_{C12\min}^*$	-0.47	-0.471	0.21
$i_{C12\max u}^*$	0.993	1	0.7
$i^*_{C12\min u}$	0	0	0
$u_{d\max}^{*}$	0.702	0.721	2.64
\overline{U}_{d}^{*}	0.448	0.456	1.75

Порівняння результатів схемотехнічного моделювання та даних аналітичного розрахунку

Як бачимо, результати аналітичного розрахунку та дані схемотехнічного моделювання здебільшого збігаються, а розбіжність не перевищує 3 %. Це дозволяє рекомендувати поширити підхід авторів до дослідження електромагнітних процесів в будь-яких перетворювальних системах, а не лише компенсаційних.

1. Разевиг В.Д. Система схемотехнического моделирования Місго-Сар 6. – М., 2001. – 344 с. 2. Бойко В.С., Шуляк С.А. Трифазний напівпровідниковий випрямляч з тиристорноконденсаторною комутуючою ланкою // Техн.електродинаміка. – 2002. – № 3. – С. 23–27. 3. Шуляк С.А. Особливості режимів роботи трифазного напівпровідникового випрямляча з тиристорно-конденсаторною комутуючою ланкою // Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ: 36. наук. пр. – К., 2003. – № 1(4). – С. 44–54. 4. Бойко В.С., Шуляк С.А., Юрченко М.М. Регулювальна та зовнішя характеристики трифазного напівпровідникового випрямляча з тиристорно-конденсаторною комутуючою ланкою // Техн. електродинаміка. – 2003. – № 2. – С. 22–28.