

ФОРМУВАННЯ ВХІДНОГО СТРУМУ В СИСТЕМІ «МЕРЕЖА - ВХІДНИЙ LC-ФІЛЬТР – МАТРИЧНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ – АСИНХРОННИЙ ДВИГУН» В КОВЗНОМУ РЕЖИМІ

На сьогоднішній день спостерігається посилення уваги до дослідження та впровадження матричних перетворювачів (МП) традиційної топології. В першу чергу це пов'язано з появою нових типів силових напівпровідникових приладів та зростанням швидкодії цифрових сигнальних процесорів (DSP), які дозволяють у повній мірі використовувати розривність характеристики МП завдяки примусовому введенню ковзного режиму. Однак аналітичне дослідження електромагнітних процесів занадто ускладнене необхідністю отримання розв'язків системи трансцендентних рівнянь, тому чи не єдиною можливістю залишається використання цифрових моделей.

Структурну схему заміщення системи «мережа - вхідний LC-фільтр – матричний перетворювач – асинхронний двигун» в системі координат α - β наведено на рис. 1.

Розглядається трифазно-трифазний матричний перетворювач традиційної топології, побудований на практично ідеальних двонаправлених ключах змінного струму, навантаженням якого є асинхронний двигун (АД).

АД описується широківковою системою звичайних диференціальних рівнянь відносно струмів статора I_s та потокозчеплення ротора Ψ_r :

$$\begin{aligned} T_s \frac{dI_s}{dt} &= -K_r I_s + \frac{L_m R_r}{L_r^2 R_s} \Psi_r + \frac{1}{R_s} U_s - j T_s \omega_k I_s - j \frac{L_m}{L_r R_s} \omega \Psi_r; \\ T_r \frac{d\Psi_r}{dt} &= -\Psi_r + L_m I_s - j(\omega_k - \omega) \Psi_r; \quad J \frac{d\omega}{dt} = -M_{навант.} + M_{ем}; \end{aligned} \quad (1)$$

де $K_r = 1 + \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 \frac{R_r}{R_s}$, $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$, $T_s = \sigma \frac{L_s}{R_s}$, $T_r = \frac{L_r}{R_r}$, в системі координат, що обертається із швидкістю ω_k .

Вхідний LC-фільтр є одноланковим та описується системою рівнянь в канонічному вигляді:

$$\frac{d}{dt} |U_C| = \frac{1}{C_1} (I_g - I_1), \quad \frac{d}{dt} |I_g| = -\frac{1}{L_1} (U_C - U_g) + \frac{1}{R_1} \left(\frac{dU_g}{dt} - \frac{1}{C_1} I_g + \frac{1}{C_1} I_1 \right). \quad (2)$$

Вихідну напругу МП виражено через вхідну як $|U_s| = [H] |U_C|$ за допомогою комутаційної матриці [H] з елементами $[h_{ij}]$, $i, j = 1, 2, 3$, $h_{ij} = 0, 1$, де U_C, U_s - вектори напруг на вході та виході МП. В такому випадку в якості вектора керування для вхідного струму МП використовується його вихідний струм [1]. Визначивши вхідні струми МП через вихідні як $|I_1| = [H]^T |I_s|$, можна обчислити реактивну компоненту повного струму I_q .

Керування МП реалізовано шляхом зведення до нуля компонент $\varepsilon_\alpha, \varepsilon_\beta$ вектора інтегральних оцінок похибок вихідної напруги та похибки керування реактивною компонентою вхідного струму ε_q за рахунок організації ковзного режиму вздовж деяких поверхонь $S_f=0$ в просторі похибок, що описуються рівняннями [1]:

$$\begin{cases} S_\alpha \\ S_\beta \end{cases} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{cases} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{cases}, \quad S_q = \varepsilon_{Iq} + \tau_q \varepsilon_{Uq} = I_{qref} - I_q + \tau_q (U_{Cqref} - U_{Cq}), \quad (3)$$

де U_{Cqref}, U_{Cq} - компоненти заданого та виміряного значень реактивної компоненти вектора вхідної напруги МП; I_{refq} , - величина завдання реактивної компоненти вхідного струму.

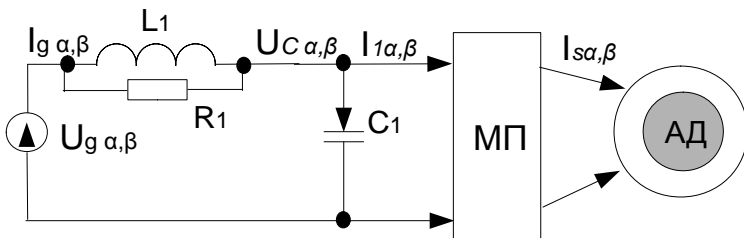


Рис.1 Схема заміщення

Задача синтезу ковзного режиму на перетині поверхонь (3) для деяких видів навантаження в тривимірній постановці вирішувалась за допомогою векторного методу керування [1]. Безпосереднє застосування векторного методу при дослідженні електромагнітних процесів та розробці програмно-апаратної частини контролера керування МП є неможливим. При побудові цифрової моделі системи

розглядався реальний ковзний режим з ненульовими миттєвими значеннями компонент вектора похибок. Використовувались аналітичні співвідношення, що дають можливість визначити в будь-який довільний момент часу розташування вектора похибок відносно векторів фазових швидкостей. Зміна структури системи відбувалась шляхом використання відповідного просторового вектора вихідної напруги МП, який забезпечує рух інтегральної кривої по напрямку до деякого околу точки перетину поверхонь ковзання $S_f=0$.

Для побудови цифрової моделі використано паспортні параметри серійного АД марки 4A132S4Y3, $P_{ном}=7,5$ кВт, що розраховані для номінального режиму: індуктивність розсіювання статора $L_s=0.00349$ Гн; індуктивність розсіювання ротора $L_r=0.00534$ Гн; взаємна індуктивність $L_m=0.12322$ Гн; активний опір статора

$R_s=0.61937$ Ом; активний опір ротора $R_r=0.42581$ Ом; номінальна синхронна швидкість обертання 1500 об/хв; к.к.д.=0.885 та $\cos\varphi =0,86$ при номінальному навантаженні; $\cos\varphi =0.53$ при навантаженні 25% від номінального.

Оскільки при синтезі було застосовано принцип ієрархії керувань [2], доцільним є такий вибір настроюваних параметрів системи керування (СК), який забезпечить різні темпи ковзного режиму в контурі слідкування за вектором U_s та в контурі відпрацювання реактивної компоненти I_q . Фігурою площі допустимих похибок вибрано квадрат, який утворюється при перетині двох взаємоперпендикулярних смуг шириною Δ . Настроюваними параметрами СК є ширина петлі гістерезису Δ та стала часу інтегрування τ оцінок похибок ε . Окрім того, на темп руху впливає миттєве значення модуля стаціонарного вектора вихідної напруги МП (ненастроюваний параметр, який можна виміряти або обчислити), яке можна розділити на дві складові – незмінну (мінімальну, але достатню для того, щоб виконувались умови існування ковзного режиму) $U_{smin} = \sqrt{3}U_C/2$ та пульсуючу.

Дискретний характер функціонування СК на базі DSP враховувався в цифровій моделі системи шляхом введення чистої затримки на видачу сигналів зміни структури МП на фіксований час δt . Зміна величини цього часового інтервалу дозволяє оцінити швидкодію обчислювача, необхідну для розробки програми DSP реального часу. Як показало моделювання, миттєве відхилення похибок керування може перевищувати величину Δ пропорційно збільшенню часу δt або приводити до втрати системою стійкості.

Темп ковзного режиму відпрацювання вхідного струму залежить від сталої часу τ_q (настроюваний параметр) та параметрів вхідного фільтру. Для побудови моделі використовувались параметри мережевого реактора типу 3TS016/00, розрахованого на $I_{RMS\ nom}=16$ А з індуктивністю $L=3.0$ мГн. Падіння напруги основної гармоніки на ньому при номінальному струмі не повинно перевищувати 4% $U_{g\phi}$. Основою для вибору ємності вхідного фільтру слугував емпіричний критерій $C \approx I_{реакт\ АД} / (3\omega_1 U_{ном\phi})$, що не виходить за межі умов, наведених в [3].

На рис. 2, 3 наведено результати моделювання перехідного процесу пуску АД згідно закону $U/f=const$, причому в процесі розгону навантаження на АД змінюється стрибком з майже нульового до номінального. При такому стрибку навантаження відбувається зміна $\cos\varphi$ АД від мінімального ($\cos\varphi =0.11$) до номінального ($\cos\varphi =0.86$). Останні чотири періоди система знаходиться в квазіусталеному режимі з $\omega \approx const$.

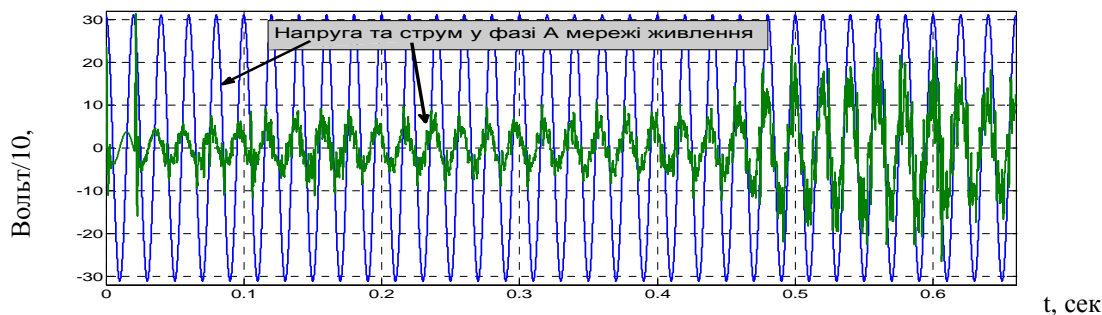


Рис. 2 Напруга мережі живлення та вхідний струм.

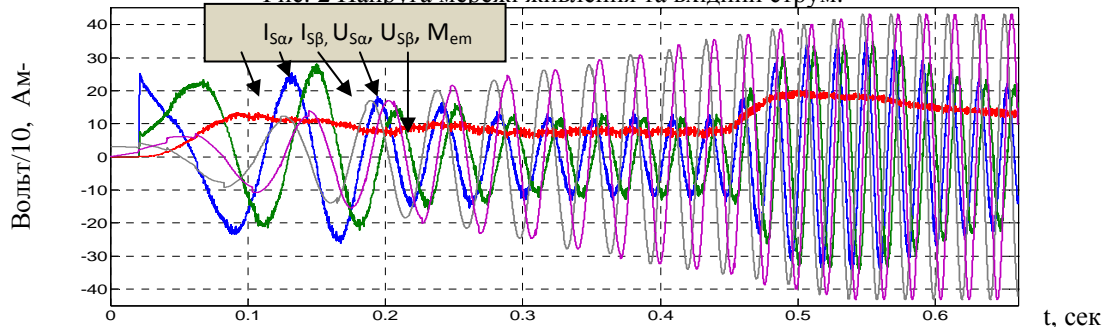


Рис. 3 Компоненти векторів напруги завдання, струму статора та електромагнітний момент АД.

Амплітуда пульсацій струму статора визначається шириною петлі гістерезису Δ та сталою часу інтегрування τ при розрахунку компонент вектора сигналу похибки вихідної напруги. Пульсації напруги U_C на фільтровому конденсаторі не чинять явного впливу на величину пульсацій струму статора.

При практичній реалізації МП з використанням ковзного режиму та формуванням вхідного струму прийнятні характеристики пульсацій струму статора АД серії 4А та відхилення вхідного струму від синусоїдального досягаються при частотах зміни структури МП, більших 11 кГц. При такій частоті час виконання основного циклу обчислення програми не має перевищувати приблизно 16 мкс, що легко досягається сучасними DSP та узгоджується з експериментальними дослідженнями. Введення на виході МП додаткового реактора зі стандартними параметрами не призводить до помітного зменшення пульсацій струму статора.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Мысак Т.В. Управление входным током матричного преобразователя с использованием скользящего режима / Т.В. Мысак, В.М. Михальский // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України. 2012. – № 33. – С. 74–83.
- [2] Уткин В.И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. - М.: Наука, 1981. - 368с.
- [3] Ferreira S Pinto, J.Fernando Silva Input Filter Design for Sliding Mode Controlled Matrix Converter // Proc. of IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC. – Vancouver. – 2001. – Vol. 2. – pp. 648–653.