

Глава 4. КОМПОНЕНТНИЙ РІВЕНЬ ОПISУ СИСТЕМ

4.1. Рівень диференціальних рівнянь для опису компонентів систем з фіксованою структурою

При проведенні практичних розрахунків режимів роботи СЕУ необхідно мати математичну модель синхронної машини як основного джерела електричної енергії та значення її параметрів.

Вибір чи створення математичної моделі синхронної машини визначається метою проведення розрахунків та базується на введених допущеннях [11–13; 17; 19; 21; 22]. Практична цінність будь-якої математичної моделі полягає у вірогідності її параметрів. У паспортних чи каталогових даних наводять значення обмеженої кількості параметрів, виражених у найбільш розповсюдженій взаємній системі відносних одиниць, що називається інакше системою x_{ad} [11].

Матричне рівняння синхронної машини для електричних контурів у осях odq у відносних одиницях x_{ad} представлено рівнянням [11]

$$\mathbf{U}_{odq} = \mathbf{R}_{в.о} \cdot \mathbf{I}_{odq} + \mathbf{X}_{odq} \cdot \frac{d\mathbf{I}_{odq}}{dt} + \mathbf{G}_{odq} \cdot \Omega \cdot \mathbf{I}_{odq}, \quad (4.1)$$

де \mathbf{U}_{odq} , \mathbf{I}_{odq} – вектори напруги і струму контурів синхронної машини в осях odq ; $\mathbf{R}_{в.о}$ – діагональна матриця активних опорів обмоток; \mathbf{X}_{odq} – матриця індуктивних параметрів; \mathbf{G}_{odq} – матриця моментів синхронної машини; $d\mathbf{I}_{odq} / dt$ – вектор перших похідних від струмів синхронної машини в осях odq .

У розгорнутому вигляді рівняння (4.1) наведено виразом (4.2),

де x_0 – індуктивний опір нульової послідовності статора; x_{ad}, x_{aq} – індуктивні опори реакції якоря відповідно по поздовжній та поперечній осях; $x_d = x_{ad} + x_{ss}$ – повний індуктивний опір по поздовжній вісі; $x_q = x_{aq} + x_{ss}$ – повний індуктивний опір по поперечній вісі; x_{ss} – індуктивний опір розсіяння статорного ланцюга; $x_f = x_{ad} + x_{sf}$ – повний індуктивний опір обмотки збудження; $x_{d1} = x_{ad} + x_{sd1}$ – повний індуктивний опір демпферної обмотки по поздовжній вісі; $x_{q1} = x_{aq} + x_{sq1}$ – повний індуктивний опір демпферної обмотки по поперечній вісі; x_{sf}, x_{sd1}, x_{sq1} – приведені індуктивні опори розсіяння роторних контурів; r_s – активний опір статорних контурів; r_f, r_{d1}, r_{q1} – приведені активні опори роторних контурів; u_0, u_d, u_q – напруги статорних контурів у осях odq ; i_0, i_d, i_q – струми статорних контурів у осях odq ; u_f – приведена напруга на обмотці збудження; i_f, i_{d1}, i_{q1} – приведені струми роторних контурів; $\tau = \omega_6 / t$ – час, рад (t – час, с); $\Omega = \omega / \omega_6$ кутова швидкість обертання ротора, в.о.; ω – кутова швидкість обертання ротора, рад/с.

$$\begin{matrix} u_0 \\ u_d \\ u_q \\ u_f \\ 0 \\ 0 \end{matrix} = \begin{matrix} r_s & & & & & \\ & r_s & & & & \\ & & r_s & & & \\ & & & r_f & & \\ & & & & r_{d1} & \\ & & & & & r_{q1} \end{matrix} \cdot \begin{matrix} \dot{i}_0 \\ \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{i}_f \\ \dot{i}_{d1} \\ \dot{i}_{q1} \end{matrix} + \begin{matrix} x_0 & & & & & \\ & x_d & & x_{ad} & x_{ad} & \\ & & x_q & & & x_{aq} \\ & x_{ad} & & x_f & x_{ad} & \\ & x_{ad} & & x_{ad} & x_{d1} & \\ & & x_{aq} & & & x_{q1} \end{matrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{matrix} \dot{i}_0 \\ \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{i}_f \\ \dot{i}_{d1} \\ \dot{i}_{q1} \end{matrix} + \begin{matrix} & & & & & \\ & & & & & \\ & & x_q & & & x_{aq} \\ & -x_d & & -x_{ad} & -x_{ad} & \\ & & & & & \\ & & & & & \\ & & & & & \\ & & & & & \end{matrix} \cdot \Omega \cdot \begin{matrix} \dot{i}_0 \\ \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{i}_f \\ \dot{i}_{d1} \\ \dot{i}_{q1} \end{matrix} \quad (4.2)$$

Для статорних контурів і для приведених до статора роторних контурів прийняті наступні базисні одиниці: $U_6 = \sqrt{2}U_{\phi.n}$ – амплітуда номінальної фазної статорної напруги, В; $I_6 = \sqrt{2}I_{\phi.n}$ – амплітуда номінального фазного статорного струму, А; $S_6 = 3/2U_6I_6$ – повна трифазна потужність, В·А; $Z_6 = U_6 / I_6$ –

опір, Ом; $\omega_6 = \omega_s$ – кутова синхронна швидкість, рад/с; $M_6 = P_6 / \omega_s$ – обертаючий момент, відповідний активній потужності при кутовій синхронній швидкості ротора $\omega_s (S_6 = P_6)$; $t_6 = 1 / \omega_s$ – час, впродовж якого при синхронній швидкості ротора ω_s досягається зміна кута в один радіан.

Щоб математична модель синхронного генератора не залежала від номінальних швидкостей агрегата, розглядаємо *електричний кут повороту* $\theta = p\gamma$ – приведений електричний кут повороту; γ – кут повороту ротора; p – кількість пар полюсів та *електричну швидкість* $\omega = p\omega_m$ – приведену кутову швидкість; $\omega_m = d\gamma / dt$ – кутова механічна швидкість ротора.

Кут θ , утворений осями d ротора і фази a статора, є функцією часу:

$$\theta = \int_0^t \omega dt + \theta_0; \quad (4.3)$$

$$d\theta / dt = \omega,$$

де θ_0 – кут, від якого починається відрахунок часу.

Виключивши різницю між геометричним та електричним кутами, у подальшому наведемо рівняння для двополюсної машини, а для переходу до багатополосних зменшимо швидкість обертання та збільшимо момент у відповідності до кількості пар полюсів машини.

При розрахунках перехідних процесів безпосереднє використання заводських параметрів, що звичайно наводяться у каталогах, не завжди можливе. Доводиться на основі каталогових даних та наближених схем заміщення визначати індуктивності розсіяння та активні опори роторних контурів. Як основні параметри судових синхронних генераторів наводять деякі з наступних параметрів у в.о.: X_d, X'_d, X''_d – індуктивні опори по вісі d : синхронний, перехідний та надперехідний; X_q, X'_q, X''_q – індуктивні опори по вісі q : синхронний, перехідний та надперехідний; T'_d, T''_d – постійні часу перехідних процесів по вісі d : перехідна та надперехідна, с; T'_q, T''_q – постійні часу перехідних процесів по вісі q : перехідна та надперехідна, с; T'_f, T_D, T_Q – постійні часу роторних контурів, с; $T'_{d0}, T''_{d0}, T'_{q0}, T''_{q0}$ – перехідні та надперехідні постійні часу по осях d і q відповідно, а індекс 0 вказує, що параметри визначені при всіх розімкнутих інших контурах генератора.

Приведені до статора індуктивні опори розсіяння роторних контурів визначають за рівняннями:

$$x_{sf} = \frac{x_{ad}(x'_d - x_{ss})}{x_d - x'_d}; \quad x_{sd1} = \frac{(x'_d - x_{ss})(x''_d - x_{ss})}{x'_d - x''_d}; \quad x_{sq1} = \frac{x_{aq}(x'_q - x_{ss})}{x_q - x'_q}.$$

Приведені до статора активні опори роторних контурів можна обчислити за наступним рівнянням:

$$r_f \approx \frac{x'_d x_{ad}^2}{\omega_s T''_d x_d (x_d - x'_d)} \quad r_{d1} \approx \frac{x''_d (x'_d - x_{ss})^2}{\omega_s T'''_d x'_d (x'_d - x''_d)};$$

$$r_{q1} \approx \frac{x'_q x_{aq}^2}{\omega_s T''_q x_q (x_q - x'_q)}$$

або

$$r_{q1} \approx \frac{x''_q (x'_q - x_{ss})^2}{\omega_s T'''_q x'_q (x'_q - x''_q)}.$$

Якщо відомі постійні часу роторних контурів T_f , T_D , T_Q , то приведені до статора активні опори роторних контурів можна обчислити за рівняннями:

$$r_{q1} = \frac{x_{q1}}{\omega_s T_Q} = \frac{x_{aq} + x'_{sq1}}{\omega_s T_Q}; \quad r_f = \frac{x_f}{\omega_s T_f} = \frac{x_{ad} + x'_{sf}}{\omega_s T_f};$$

$$r_{d1} = \frac{x_{d1}}{\omega_s T_D} = \frac{x_{ad} + x'_{sd1}}{\omega_s T_D}.$$

Якщо постійні часу роторних контурів T_f , T_D , T_Q , невідомі, тоді їх можна знайти з наступних рівнянь:

$$T'_{d0} \approx T_f + T_D; \quad T'''_{d0} \approx \left(1 - \frac{x_{ad}^2}{x_f x_{d1}}\right) \cdot \frac{T_f \cdot T_D}{T_f + T_D};$$

$$T'_{d0} \approx \frac{x_d}{x'_d} T'_d; \quad T'''_{d0} \approx \frac{x'_d}{x''_d} T'''_d;$$

$$T''_{q0} \approx \frac{x_q}{x'_q} T''_q; \quad T'''_{q0} \approx \frac{x'_q}{x''_q} T'''_q.$$

Розв'язуючи ці рівняння відносно шуканих T_f та T_D , отримуємо

$$T_D^2 - T''_{d0} \cdot T_D + \frac{T''_{d0} \cdot T'''_{d0} \cdot x_f \cdot x_{d1}}{x_f \cdot x_{d1} - x_{ad}^2} = 0; \quad T_f = T''_{d0} - T_D.$$

Математична модель синхронної машини включає диференціальні рівняння руху ротора, в.о.

$$T_j \cdot \frac{d\Omega}{d\tau} = M_{\text{пр}} + M_{\text{ем}} - D_j \cdot \Omega, \quad (4.4)$$

де

$$T_j = \frac{J \cdot \omega_{\text{б}}}{M_{\text{б}}} = \frac{J \cdot \omega_{\text{б}}^2}{P_{\text{б}}}$$

– механічна постійна часу;

$$D_j = \frac{D \cdot \omega_{\text{б}}}{M_{\text{б}}}$$

– механічна постійна демпфування; D, J – коефіцієнти, що визначаються механічним демпфуванням та інерцією; $M_{\text{пр}}$ – обертаючий момент приводного двигуна; $M_{\text{ем}}$ – гальмуючий електромагнітний момент генератора:

$$M_{\text{ем}} = -x_{ad} i_q (i_d + i_f + i_{d1}) + x_{aq} i_d (i_q + i_{q1}). \quad (4.5)$$

Оскільки $d\theta / dt = \omega$, то у відносних одиницях можна записати

$$\frac{d\theta}{d(t\omega_{\text{б}})} = \frac{\omega}{\omega_{\text{б}}}$$

або

$$\frac{d\theta}{dt} = \Omega. \quad (4.6)$$

Таким чином, синхронна машина описується в осях odq у відносних одиницях такою системою рівнянь:

- матричним диференційним рівнянням (4.2) для електричної частини машини;
- інтегральним рівнянням (4.3) та двома диференційними рівняннями (4.4), (4.6) для механічної частини машини;
- алгебраїчним рівнянням взаємозв'язку механічної та електричної частин машини для визначення електромагнітного моменту (4.5).

До безперечних переваг розглянутої моделі синхронної машини слід віднести, по-перше, порівняну простоту моделі, по-друге, можливість аналітичного розв'язку. Однак повна математична модель СЕУ, що дозволяє досліджувати і несиметричні режими, роботу генератора на різноманітного роду споживача з імпульсно-циклічним характером навантаження, математичні моделі яких представлені у різних фазних осях, потребує створення рівнянь зв'язку.

Звичайно перетворення трифазних змінних a, b, c у змінні, вперше отримані Парком, включає множник $2/3$, тоді як використані у подальшому перетворення включає множник $\sqrt{2/3}$ [12, 19]. Головна перевага такого перетворення у тому, що матриці перетворень струмів та напруг співпадають, матриці опорів симетричні та потужність синхронної машини інваріантна відносно перетворення.

Для синхронної машини із демпферними контурами по поздовжній та поперечній осях рівняння зв'язку між векторами струму \mathbf{I} та напруги \mathbf{U} у фазних осях та векторами струму \mathbf{I}_{odq} та напруги \mathbf{U}_{odq} в обертаючих осях odq , пов'язаних із ротором синхронної машини, має наступний вигляд:

$$\mathbf{I}_{odq} = \mathbf{AP} \cdot \mathbf{I}; \quad \mathbf{U}_{odq} = \mathbf{AP} \cdot \mathbf{U}, \quad (4.7)$$

де \mathbf{AP} – матриця перетворення координат:

$$\mathbf{AP} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|} \hline 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 0 & 0 & 0 \\ \hline \cos\theta & \cos(\theta - \rho) & \cos(\theta + \rho) & 0 & 0 & 0 \\ \hline \sin\theta & \sin(\theta - \rho) & \sin(\theta + \rho) & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & \sqrt{3/2} & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & \sqrt{3/2} & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sqrt{3/2} \\ \hline \end{array}.$$

Кут ρ між сусідніми фазами статора складає $2\pi/3$ електричних радіанів або $(2\pi/3)$ $(1/\rho)$ механічних радіанів.

Обернене перетворення для струмів та напруг описується рівняннями

$$\mathbf{I} = \mathbf{AP}^t \cdot \mathbf{I}_{odq}; \quad \mathbf{U} = \mathbf{AP}^t \cdot \mathbf{U}_{odq}, \quad (4.8)$$

де $\mathbf{AP}^t = \mathbf{AP}^{-1}$ – транспонована та обернена матриця перетворення координат.

Матриці перетворення координат, пряма \mathbf{AP} та обернена \mathbf{AP}^{-1} , повністю задовольняють інваріантності потужності синхронної машини при перетворенні від нерухомих осей до тих, що обертаються, і навпаки. Вони побудовані таким чином, що перетворення струмів та напруг однакові, а кількість витків двофазних обмоток, розташованих по осях d і q , у $\sqrt{3/2}$ більше, ніж трифазних [12].

Наведені рівняння зв'язку (4.7), (4.8) між векторами струму та напруги у різних координатних осях є алгебраїчними рівняннями. Однак коефіцієнти матриці перетворення \mathbf{AP} є періодичними функціями кута θ . Це необхідно враховувати при обчисленні перших похідних від струмів синхронної машини в осях abc . Продиференціюємо перше з рівнянь (4.8):

$$\frac{d\mathbf{I}}{d\tau} = \frac{d(\mathbf{AP}^t \cdot \mathbf{I}_{odq})}{d\tau} = \frac{d\mathbf{AP}^t}{d\tau} \cdot \mathbf{I}_{odq} + \mathbf{AP}^t \cdot \frac{d\mathbf{I}_{odq}}{d\tau}$$

або

$$\frac{d\mathbf{I}}{d\tau} = \frac{d\mathbf{AP}^t}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{d\tau} \cdot \mathbf{I}_{odq} + \mathbf{AP}^t \cdot \frac{d\mathbf{I}_{odq}}{d\tau}.$$

Отримуємо

$$\frac{d\mathbf{I}}{d\tau} = \frac{d\mathbf{AP}^t}{d\theta} \cdot \Omega \cdot \mathbf{I}_{odq} + \mathbf{AP}^t \cdot \frac{d\mathbf{I}_{odq}}{d\tau}. \quad (4.9)$$

Отримане рівняння (4.9) є диференціальним рівнянням зв'язку між векторами перших похідних від струмів синхронної машини у в.о. обертаючих та нерухомих координатних осях.

Аналізуючи рівняння (4.9), можна встановити, що перша додана визначає ту складову у похідній струму, котра визначена її синусоїдальним характером

і відповідає кутовій швидкості обертання ротора Ω . Друга додана визначає ту складову, що характерна лише для перехідних процесів, коли вектор $d\mathbf{I}_{odq}/dt$ не дорівнює нулю.

Диференційне рівняння зв'язку (4.9) використовується лише тоді, коли після розв'язування рівняння (4.1) обчислення нових значень струмів здійснюється у фазних осях. Однак рівняння (4.1), (4.9) можна об'єднати. Із цією метою запишемо матричне рівняння синхронної машини у фазних осях у фізичній системі одиниць

$$\mathbf{U} = \mathbf{R} \cdot \mathbf{I} + \frac{d\psi}{dt}, \quad (4.10)$$

де $\psi = \mathbf{L} \cdot \mathbf{I}$ – вектор потокозціплень; \mathbf{R} – матриця активних опорів обмоток; \mathbf{L} – матриця коефіцієнтів само- та взаємодуції контурів синхронної машини.

Враховуючи, що

$$\frac{d\psi}{dt} = \frac{d(\mathbf{L} \cdot \mathbf{I})}{dt} = \frac{d\mathbf{L}}{dt} \cdot \mathbf{I} + \mathbf{L} \cdot \frac{d\mathbf{I}}{dt},$$

а елементи матриці \mathbf{L} є функціями кута θ , тобто

$$\frac{d\mathbf{L}}{dt} = \frac{d\mathbf{L}}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt},$$

рівняння (4.10) приводимо до наступного вигляду:

$$\mathbf{U} = \mathbf{R} \cdot \mathbf{I} + \frac{d\mathbf{L}}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot \mathbf{I} + \mathbf{L} \cdot \frac{d\mathbf{I}}{dt}$$

або

$$\mathbf{U} = \mathbf{R} \cdot \mathbf{I} + \mathbf{L} \cdot \frac{d\mathbf{I}}{dt} + \mathbf{M} \cdot \omega \cdot \mathbf{I}, \quad (4.11)$$

де $\mathbf{M} = d\mathbf{L} / d\theta$ – матриця похідних від коефіцієнтів само- та взаємодуції.

Помноживши рівняння (4.11) на матрицю перетворення зліва та враховуючи, що $\mathbf{A}^t \cdot \mathbf{A} = \mathbf{E}$, де \mathbf{E} – одинична матриця, отримуємо

$$\begin{aligned} \mathbf{AP} \cdot \mathbf{U} &= \mathbf{AP} \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{AP}^t \cdot \mathbf{AP} \cdot \mathbf{I} + \mathbf{AP} \cdot \mathbf{L} \cdot \mathbf{AP}^t \cdot \mathbf{AP} \cdot \frac{d\mathbf{I}}{dt} + \\ &+ \mathbf{AP} \cdot \mathbf{M} \cdot \mathbf{AP}^t \cdot \mathbf{AP} \cdot \mathbf{I} \cdot \omega. \end{aligned}$$

Введемо позначення

$$\mathbf{U}'_{odq} = \mathbf{AP} \cdot \mathbf{U}; \quad \mathbf{I}'_{odq} = \mathbf{AP} \cdot \mathbf{I};$$

$$\mathbf{R}' = \mathbf{AP} \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{AP}^t; \quad \mathbf{L}'_{odq} = \mathbf{AP} \cdot \mathbf{L} \cdot \mathbf{AP}^t; \quad \mathbf{M}'_{odq} = \mathbf{AP} \cdot \mathbf{M} \cdot \mathbf{AP}^t,$$

де \mathbf{U}'_{odq} , \mathbf{I}'_{odq} – вектори напруги та струму; $\mathbf{R}' = \mathbf{R}$ – діагональна матриця активних опорів обмоток; \mathbf{L}'_{odq} – матриця коефіцієнтів само- та взаєміндукції обмоток; \mathbf{M}'_{odq} – матриця похідних від коефіцієнтів само- та взаєміндукції обмоток. Усі величини подані у фізичній системі одиниць та осях odq .

Використовуючи введені позначення, отримуємо

$$\mathbf{U}'_{odq} = \mathbf{R}' \cdot \mathbf{I}'_{odq} + \mathbf{L}'_{odq} \cdot \mathbf{AP} \cdot (d\mathbf{I} / dt) + \mathbf{M}'_{odq} \cdot \mathbf{I}'_{odq} \cdot \omega. \quad (4.12)$$

Прості співвідношення між індуктивними опорами синхронної машини отримуються, якщо оперувати не дійсними, а приведеними до обмотки статора величинами ротора. Процес приведення роторних ланцюгів до статорних еквівалентний процесу застосування лінійних перетворень для струмів та напруг

$$\mathbf{U}^*_{odq} = \mathbf{AU} \cdot \mathbf{U}'_{odq}; \quad \mathbf{I}^*_{odq} = \mathbf{AI} \cdot \mathbf{I}'_{odq}, \quad (4.13)$$

де \mathbf{U}'_{odq} , \mathbf{I}'_{odq} – вектори напруги та струму в осях odq у фізичній системі одиниць, із приведеними до обмотки статора величинами ротора; \mathbf{AI} та \mathbf{AU} – матриці приведення струмів та напруг

$$\mathbf{AI} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/K_{if} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/K_{id1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/K_{iq1} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{AU} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_{uf} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & K_{ud1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & K_{uq1} \end{bmatrix};$$

$$K_{if} = K_{uf} = K_{f1} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{2\rho} \cdot \frac{\sqrt{3/2}W_1}{W_f} \cdot \frac{K_{об1} \cdot K_d}{K_{обf} \cdot K_f}$$

коефіцієнт приведення струму (напруги) збудження до струму (напруги) статора; K_f – коефіцієнт форми поля збудження; K_d – коефіцієнт форми поля позовжньої реакції; $K_{обf}$ – обмоточний коефіцієнт обмотки збудження; $K_{об1}$ – обмоточний коефіцієнт обмотки статора; W_1 – кількість витків фази статора трифазної синхронної машини; $\sqrt{3/2}$ – коефіцієнт приведення, що виникає при перетворенні трифазної обмотки у двофазну; $2p$ – кількість полюсів синхронної машини; $4/\pi$ – коефіцієнт розкладення в ряд Фур'є кривої магніторушійної сили

$$K_{id1} = K_{ud1} = K_{d1} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{2p} \cdot \frac{\sqrt{3/2} W_1}{m_{d1} W_{d1}} \cdot \frac{K_{об1} \cdot K_d}{K_{обd1}}$$

те ж для демпферної обмотки по позовжній вісі;

$$K_{iq1} = K_{uq1} = K_{q1} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{2p} \cdot \frac{\sqrt{3/2} W_1 \cdot K_{об1} \cdot K_q}{m_{q1} W_{q1} \cdot K_{обq1}}$$

те ж для поперечної вісі; K_q – коефіцієнт форми поля поперечної реакції; $W_{d1} = W_{q1} = 1/2$ – кількість витків у фазі демпферних обмоток; W_f – кількість витків обмотки збудження; $K_{обd1} = K_{обq1} = 1$ – обмоточні коефіцієнти білячої клітки; m_{d1}, m_{q1} – кількість фаз демпферних обмоток, рівна кількості пазів на полюс N_{d1} та N_{q1} відповідно.

Застосовуючи рівняння (4.13) до рівняння (4.12), знаходимо

$$\begin{aligned} \mathbf{AU} \cdot \mathbf{U}'_{odq} &= \mathbf{AU} \cdot \mathbf{R}' \cdot \mathbf{AI}^{-1} \cdot \mathbf{AI} \cdot \mathbf{I}'_{odq} + \\ &+ \mathbf{AU} \cdot \mathbf{L}'_{odq} \cdot \mathbf{AI}^{-1} \cdot \mathbf{AI} \cdot \mathbf{AP} \cdot (d\mathbf{I}'/dt) + \mathbf{AU} \cdot \mathbf{M}'_{odq} \cdot \mathbf{AI}^{-1} \cdot \mathbf{AI} \cdot \mathbf{I}'_{odq} \cdot \omega \end{aligned}$$

або

$$\mathbf{U}^*_{odq} = \mathbf{R}^* \cdot \mathbf{I}^*_{odq} + \mathbf{L}^*_{odq} \cdot \mathbf{AP} \cdot \frac{d(\mathbf{AI} \cdot \mathbf{I})}{dt} + \mathbf{M}^*_{odq} \cdot \mathbf{I}^*_{odq} \cdot \omega, \quad (4.14)$$

де

$$\mathbf{R}^* = \mathbf{AU} \cdot \mathbf{R}' \cdot \mathbf{AI}^{-1}; \quad \mathbf{L}^*_{odq} = \mathbf{AU} \cdot \mathbf{L}'_{odq} \cdot \mathbf{AI}^{-1};$$

$$\mathbf{M}^*_{odq} = \mathbf{AU} \cdot \mathbf{M}'_{odq} \cdot \mathbf{AI}^{-1}.$$

Зауважимо, що матриця \mathbf{AI} є діагональною і елементи її не залежать від часу. Тому справедливо

$$\mathbf{AI} \cdot \mathbf{AP} \cdot \frac{d\mathbf{I}}{dt} = \mathbf{AP} \cdot \mathbf{AI} \cdot \frac{d\mathbf{I}}{dt} = \mathbf{AP} \cdot \frac{d(\mathbf{AI} \cdot \mathbf{I})}{dt} = \mathbf{AP} \cdot \frac{d\mathbf{I}^*}{dt},$$

де $\mathbf{I}^* = \mathbf{AI} \cdot \mathbf{I}$ – вектор струмів синхронної машини в фазних осях у фізичній системі одиниць із приведеними струмами роторних контурів до статорних.

Тоді матричне рівняння (4.14) приймає вигляд

$$\mathbf{U}_{odq}^* = \mathbf{R}^* \cdot \mathbf{I}_{odq}^* + \mathbf{L}_{odq}^* \cdot \mathbf{AP} \cdot (d\mathbf{I}^* / dt) + \mathbf{M}_{odq}^* \cdot \mathbf{I}_{odq}^* \cdot \omega. \quad (4.15)$$

Оскільки всі обмотки ротора приведені до обмотки статора, то, використовуючи для статорних і для приведених до статора роторних ланцюгів єдині базисні одиниці, матричне рівняння (4.15) можна перетворити в такому порядку. Розділимо матричне рівняння (4.15) на $U_{\bar{6}}$

$$\frac{\mathbf{U}_{odq}^*}{U_{\bar{6}}} = \frac{\mathbf{R}^* \cdot \mathbf{I}_{odq}^*}{U_{\bar{6}}} + \frac{\mathbf{L}_{odq}^*}{U_{\bar{6}}} \cdot \mathbf{AP} \cdot \frac{d\mathbf{I}^*}{dt} + \frac{\mathbf{M}_{odq}^*}{U_{\bar{6}}} \cdot \mathbf{I}_{odq}^* \cdot \omega.$$

Оскільки $U_{\bar{6}} = Z_{\bar{6}} I_{\bar{6}}$, то перепишемо

$$\frac{\mathbf{U}_{odq}^*}{U_{\bar{6}}} = \frac{\mathbf{R}^* \cdot \mathbf{I}_{odq}^*}{U_{\bar{6}}} + \frac{\mathbf{L}_{odq}^* \cdot \omega_{\bar{6}}}{Z_{\bar{6}}} \cdot \mathbf{AP} \cdot \frac{d(\mathbf{I}^* / I_{\bar{6}})}{d(t\omega_{\bar{6}})} + \frac{\mathbf{M}_{odq}^* \cdot \omega_{\bar{6}}}{Z_{\bar{6}}} \cdot \frac{\mathbf{I}_{odq}^*}{I_{\bar{6}}} \cdot \frac{\omega}{\omega_{\bar{6}}}.$$

Введемо позначення

$$\mathbf{U}_{odq} = \mathbf{U}_{odq}^* / U_{\bar{6}}; \quad \mathbf{I}_{odq} = \mathbf{I}_{odq}^* / I_{\bar{6}}; \quad \mathbf{I}_{в.о} = \mathbf{I}^* / I_{\bar{6}}.$$

$$\mathbf{R}_{в.о} = \mathbf{R}^* / Z_{\bar{6}}; \quad \mathbf{X}_{odq} = (\mathbf{L}_{odq}^* \cdot \omega_{\bar{6}}) / Z_{\bar{6}}; \quad \mathbf{XM}_{odq} = (\mathbf{M}_{odq}^* \cdot \omega_{\bar{6}}) / Z_{\bar{6}}.$$

З урахуванням введених позначень отримуємо гібридне матричне рівняння синхронної машини, в.о. [17]

$$\mathbf{U}_{odq} = \mathbf{R}_{в.о} \cdot \mathbf{I}_{odq} + \mathbf{X}_{odq} \cdot \mathbf{AP} \cdot (d\mathbf{I}_{в.о} / d\tau) + \mathbf{XM}_{odq} \cdot \Omega \cdot \mathbf{I}_{odq}. \quad (4.16)$$

Матричне рівняння (4.16) у розгорнутому вигляді можна записати рівнянням (4.17). При використанні неоднорідних форм математичного описання об'єктів у технічній літературі прийнято використовувати термін “гібридні рівняння”. У цьому розумінні його вжито і в цій роботі, через те що одна частина елементів рівняння перетворюється до обертаючих осей odq , а інша залишається неперетвореною у фазних осях.

$$\begin{pmatrix} u_0 \\ u_d \\ u_q \\ u_f \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s & & & & & \\ & r_s & & & & \\ & & r_s & & & \\ & & & r_f & & \\ & & & & r_{d1} & \\ & & & & & r_{q1} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_{d1} \\ i_{q1} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} x_0 & & & & & \\ & x_d & & & x_{ad} & x_{ad} \\ & & & x_q & & & x_{aq} \\ & & & & x_f & x_{ad} & \\ & x_{ad} & & & & x_{d1} & \\ & & & & & & x_{q1} \\ & & & & & & x_{aq} \end{pmatrix} \times$$

$$\times \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & & & \\ \cos(\Omega\tau) & \cos(\Omega\tau - \rho) & \cos(\Omega\tau + \rho) & & & \\ \sin(\Omega\tau) & \sin(\Omega\tau - \rho) & \sin(\Omega\tau + \rho) & & & \\ & & & \sqrt{\frac{3}{2}} & & \\ & & & & \sqrt{\frac{3}{2}} & \\ & & & & & \sqrt{\frac{3}{2}} \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{d\tau} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \\ i_{d1} \\ i_{q1} \end{pmatrix} +$$

$$+ \begin{pmatrix} & & & & & \\ & & & & & x_{aq} \\ & & x_{aq} - x_{ad} & & & \\ & x_{aq} - x_{ad} & & -x_{ad} & -x_{ad} & \\ & & -x_{ad} & & & \\ & & -x_{ad} & & & \\ & & & & & \\ & & & & & x_{aq} \end{pmatrix} \cdot \Omega \cdot \begin{pmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_{d1} \\ i_{q1} \end{pmatrix}.$$

(4.17)

Порівнюючи рівняння (4.1) і (4.17), необхідно відмітити, що для обчислення вектора перших похідних від струмів синхронної машини у фазних осях досить перетворити рівняння (4.16) до вигляду

$$\frac{d\mathbf{I}_{\text{B.O}}}{d\tau} = \mathbf{A}\mathbf{P}^t \cdot \mathbf{X}_{odq}^{-1} \cdot (\mathbf{U}_{odq} - \mathbf{R}_{\text{B.O}} \cdot \mathbf{I}_{odq} - \mathbf{X}\mathbf{M}_{odq} \cdot \Omega \cdot \mathbf{I}_{odq}).$$

(4.18)

Аналітичний вираз матриці \mathbf{X}_{odq}^{-1} має такий вигляд:

$$\mathbf{X}_{odq}^{-1} = \begin{array}{c} \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|} \hline \frac{1}{x_0} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & \frac{x_f \cdot x_{d1} - x_{ad}^2}{s} & 0 & \frac{-x_{ad} \cdot x_{sd1}}{s} & \frac{-x_{ad} \cdot x_{sf}}{s} & 0 \\ \hline 0 & 0 & \frac{x_{d1}}{sp} & 0 & 0 & -\frac{x_{aq}}{p} \\ \hline 0 & \frac{-x_{ad} \cdot x_{sd1}}{s} & 0 & \frac{x_d \cdot x_{d1} - x_{ad}^2}{s} & \frac{-x_{ad} \cdot x_{ss}}{s} & 0 \\ \hline 0 & \frac{-x_{ad} \cdot x_{sf}}{s} & 0 & \frac{-x_{ad} \cdot x_{ss}}{s} & \frac{x_d \cdot x_f - x_{ad}^2}{s} & 0 \\ \hline 0 & 0 & -\frac{x_{aq}}{sp} & 0 & 0 & \frac{x_q}{p} \\ \hline \end{array} \\ , \end{array} \quad (4.19)$$

де

$$s = x_f x_d x_{d1} - x_{ad}^2 (x_d + x_{sf} + x_{sd1}), \quad sp = x_q x_{q1} - x_{aq}^2.$$

Оскільки в рівнянні (4.18) вектор перших похідних від струмів синхронної машини у фазних осях обчислюється безпосередньо за параметрами, струмами та напругами, що представлені в осях odq , то рівняння зв'язку (4.9) не використовують, а застосовують лише рівняння зв'язку координат (4.7), (4.8).

На компонентному рівні опису електричного підграфу синхронна машина характеризується як традиційними матрицями параметрів $\mathbf{R}_{в.о}$, \mathbf{X}_{odq} , \mathbf{G}_{odq} , так і нетрадиційними матрицями параметрів \mathbf{X}_{odq}^{-1} , $\mathbf{X}\mathbf{M}_{odq}$. А як змінні використовують вектори напруг \mathbf{U}_{odq} , струмів \mathbf{I}_{odq} та перших похідних від струмів або в координатах $odq - d\mathbf{I}_{odq} / dt$, або у фазних осях $d\mathbf{I}_{в.о} / dt$. При цьому схема з'єднання статорних обмоток у рівняннях (4.2), (4.17) не відображена. Однак важливим завданням є моделювання процесів, що відбуваються у синхронній машині при різних схемах з'єднання їх статорних обмоток. У цьому випадку необхідні уявлення внутрішньої структури багатополюсного компонента та використання вектора потенціалів полюсів \mathbf{V} синхронної машини $\mathbf{U} = \mathbf{P}^t \cdot \mathbf{V}$, де \mathbf{P}^t – матриця інциденцій обмоток синхронної машини у фазних осях, транспонована.

Представлення параметрів синхронної машини в координатах odq необхідно виконати і для внутрішнього її параметру як структуру, тобто для схеми з'єднання обмоток. Так, згідно з рівнянням (4.7) вектор потенціалів полюсів синхронної машини в координатах odq можна записати у вигляді

$$\mathbf{V}_{odq} = \mathbf{AP} \cdot \mathbf{V}$$

або

$$\mathbf{V} = \mathbf{AP}^t \cdot \mathbf{V}_{odq}.$$

Тоді вектор напруги на обмотках синхронної машини в координатах odq отримуємо в такому порядку

$$\mathbf{AP} \cdot \mathbf{U} = \mathbf{AP} \cdot \mathbf{P}^t \cdot \mathbf{V} = \mathbf{AP} \cdot \mathbf{P}^t \cdot \mathbf{AP}^t \cdot \mathbf{V}_{odq}.$$

Позначимо

$$\mathbf{P}_{odq}^t = \mathbf{AP} \cdot \mathbf{P}^t \cdot \mathbf{AP}^t.$$

З урахуванням (4.7) знаходимо

$$\mathbf{U}_{odq} = \mathbf{P}_{odq}^t \cdot \mathbf{V}_{odq}, \quad (4.20)$$

де $\mathbf{P}_{odq}^t = \mathbf{AP} \cdot \mathbf{P}^t \cdot \mathbf{AP}^t$ – матриця інциденцій синхронної машини в осях odq , транспонована.

Вираз першого закону Кірхгофа, записаний для внутрішньої схеми з'єднання обмоток синхронної машини, має вигляд $\mathbf{P} \cdot \mathbf{I} = 0$.

З урахуванням рівняння (4.8) здійснимо перехід до координатних осей odq :

$$\mathbf{AP} \cdot \mathbf{P} \cdot \mathbf{AP}^t \cdot \mathbf{I}_{odq} = 0$$

або

$$\mathbf{P}_{odq} \cdot \mathbf{I}_{odq} = 0,$$

де $\mathbf{P}_{odq} = \mathbf{AP} \cdot \mathbf{P} \cdot \mathbf{AP}^t$ – матриця інциденцій в осях odq .

Зазначимо, що при з'єднанні фазних обмоток за схемою “зірка” матриці інциденцій в осях odq та фазних осях дорівнюють одиничній матриці:

$$\mathbf{P}_{odq} = \mathbf{P} = \mathbf{E}.$$

При з'єднанні фазних обмоток синхронної машини “трикутником” маємо

$$\mathbf{P}_{odq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & \sqrt{3}/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & 3/2 \end{bmatrix}.$$

Таким чином, на компонентному рівні опису електричного підграфа синхронна машина в координатних осях odq додатково охарактеризована матрицею інциденцій \mathbf{P}_{odq} та описана рівнянням або (4.2), або (4.17) одночасно з рівнянням (4.20).

4.2. Рівень логічних рівнянь для опису компонентів та структури динамічного підграфа

Розрахунок режимів роботи вентильних перетворювачів у СЕУ перейшов від бажаної в необхідну задачу, вирішувану на етапі НДР. Ефективність вирішення цієї задачі на основі моделювання нормальних та аварійних режимів роботи енергетичного обладнання визначається математичними моделями, що використовуються. Розроблені теоретичні основи формування математичного опису вентильних перетворювачів розглянуті нижче.

У комутаційному підграфі стан утворюючих його елементів відображає діагональна матриця X_L . Фізичні властивості елементів комутаційного підграфа описуються логічними рівняннями. Так, стан i -го тиристора описується рівнянням

$$X_i = \begin{cases} TRUE, & \text{якщо } (BY_i \wedge UV_i > 0 \wedge \overline{XA_i}) \vee (IV_i > YUD \wedge XA_i), \\ FALSE, & \text{інакше,} \end{cases}$$

де BY_i – логічна змінна, що характеризує наявність імпульсів управління i -м тиристором; UV_i – падіння напруги на i -му тиристорі, в.о.; XA_i – логічна змінна, що відображає стан i -го тиристора на попередньому кроці розрахунку; IV_i – струм через i -й тиристор, в.о.; YUD – значення струму утримання i -го тиристора у провідному стані.

Враховуючи й аварійні режими роботи тиристора, це логічне рівняння необхідно доповнити

$$X_i = \begin{cases} TRUE, & \text{якщо } (BY_i \wedge UV_i > 0 \wedge \overline{XA_i}) \wedge BXR_i \vee BXZ_i \vee (IV_i > YUD \wedge XA_i), \\ FALSE, & \text{інакше,} \end{cases} \quad (4.21)$$

де BXR_i – логічна змінна, що приймає значення $FALSE$, коли i -й тиристор знаходиться в аварійному непровідному стані, інакше – $TRUE$; BXZ_i – логічна змінна, що приймає значення $TRUE$ тоді, коли i -й тиристор знаходиться в аварійному провідному стані, інакше – $FALSE$.

Математична модель тиристора (4.21) служить моделлю і діода при умові, що логічна змінна BY_i , що відображає наявність імпульса управління на управляючому електроді тиристора, завжди рівна $TRUE$.

Опис тиристорів логічними рівняннями типу (4.21) включає алгебраїчні змінні – струм через вентиль та падіння напруги на ньому. Тому необхідні додаткові рівняння для визначення цих змінних.

Для схем тиристорних перетворювачів, в яких послідовно з кожним тиристором включені додаткові елементи, наприклад, для забезпечення рівномірного струморозподілу, струм через тиристор завжди рівний струмові через такий додатковий елемент, і додатково обчислювати його нема потреби. Така ж справа і з нульовими схемами тиристорних перетворювачів з одним тиристором у фазі, коли струм через тиристор дорівнює струмові у фазі джерела живлення.

Для мостових схем тиристорних перетворювачів можливий такий режим роботи, коли всі тиристори знаходяться в непровідному стані. В цьому режимі електричний підграф розділяється на частини. Наприклад, для трифазного мостового тиристорного перетворювача перша частина – це фазні обмотки джерела перемінної напруги, а друга – це гілка навантаження, тобто ланцюг постійного струму. Можливий і інший режим, коли два вентиля, приєднаних до одної фази, знаходяться в провідному стані, причому таких пар вентилів може бути декілька. В результаті утворюються паралельні шляхи для струму. Відомий ряд способів отримання математичного опису для аналізу таких схем та режимів [13].

Використання активно-індуктивних гілок електричного підграфа, включених послідовно з тиристорами, забезпечує простоту обчислення струму, оскільки струм через тиристор дорівнює струму через активно-індуктивну гілку, включену послідовно з ним. Однак цей спосіб приводить до збільшення кіль-

кості гілок електричного підграфа і кількості вузлів, тобто розмірність вирішуваної задачі збільшується.

Другий спосіб заснований на представленні тиристора ідеальним комутаційним елементом на рівні обчислення потенціалів вузлів системи, а на рівні обчислення струмів через тиристори – активним опором (провідністю). Такий дворівневий опис тиристорів забезпечує скорочення розмірності вирішуваної задачі на рівні електричного підграфа при обчисленні потенціалів вузлів, у порівнянні з параметричним методом. На рівні комутаційного підграфа при обчисленні струмів через вентиля останній представляється електричним комутаційним підграфом (ЕКП), а вплив зовнішньої схеми вводиться через зовнішні джерела струмів, підключених до вузлів. Описують вентиляльний перетворювач як єдиний багатополосний компонент. Таким чином, виконується укрупнене представлення елементів комутаційного підграфа. Тиристори як двополосники об'єднані в типові тиристорні перетворювачі, для яких формується математичний опис багатополосного компонента на рівні електричного комутаційного підграфа.

В електричному комутаційному підграфі відкритому стану вентиля відповідає провідність у 100 в.о., а закритому – в 0,001 в.о. Ці значення провідностей вентиля в різних його станах, що формуються за рівнянням (4.21), як показали розрахунки, допускають наявність струму через закриті тиристори величиною в 0,00001 в.о.

Щоб обчислити струми через вентиля, скористуємося рівнянням першого закону Кірхгофа при умові, що струмами витоку через ємності вузлів схеми знехтуємо:

$$\mathbf{P}_e \cdot \mathbf{I}_e + \mathbf{P}_K \cdot \mathbf{I}_V = 0$$

або

$$\mathbf{P}_K \cdot \mathbf{I}_V = -\mathbf{J}_K, \quad (4.22)$$

де $\mathbf{J}_V = \mathbf{P}_e \cdot \mathbf{I}_e$ вектор задавальних джерел струму, які підключені до вузлів, з урахуванням базисних вузлів електричного комутаційного підграфа; \mathbf{P}_K – основна матриця інцидентій електричного комутаційного підграфа.

Для електричного комутаційного підграфа з виключеним власним базисним вузлом можна записати

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_V &= \mathbf{Y}_V \cdot \mathbf{U}_V; \\ \mathbf{U}_V &= \mathbf{P}_V^t \cdot \mathbf{V}_V, \end{aligned} \quad (4.23)$$

де \mathbf{Y}_V – діагональна матриця провідностей гілок електричного комутаційного підграфа; \mathbf{U}_V – вектор падіння напруги на гілках електричного комутаційного підграфа; \mathbf{P}_V^t – основна матриця інцидентій електричного комутаційного підграфа з виключеним власним базисним вузлом, транспонована; \mathbf{V}_V – вектор потенціалів вузлів електричного комутаційного підграфа відносно свого базисного вузла.

При переході від матриці інцидентій електричного комутаційного підграфа \mathbf{P}_K до матриці \mathbf{P}_V рівняння (4.22) приймає вигляд

$$\mathbf{P}_V \cdot \mathbf{I}_V = -\mathbf{J}_V, \quad (4.24)$$

де $\mathbf{J}_V = \mathbf{P}_{ек} \cdot \mathbf{I}_e$ – вектор задавальних джерел струмів, підключених до вузлів без власного базисного вузла електричного комутаційного підграфа ($\mathbf{P}_{ек}$ – матриця інцидентій електричного підграфа без власного базисного вузла ЕКП).

Підставляючи рівняння (4.23) в рівняння (4.24), отримуємо

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_V \cdot \mathbf{Y}_V \cdot \mathbf{U}_V &= -\mathbf{J}_V; \\ \mathbf{P}_V \cdot \mathbf{Y}_V \cdot \mathbf{P}_V^t \cdot \mathbf{V}_V &= -\mathbf{J}_V. \end{aligned} \quad (4.25)$$

Потенціал вузлів електричного комутаційного підграфа можна обчислити з рівняння (4.25)

$$\mathbf{V}_V = -(\mathbf{P}_V \cdot \mathbf{Y}_V \cdot \mathbf{P}_V^t)^{-1} \cdot \mathbf{J}_V. \quad (4.26)$$

Шуканий вектор струмів через вентиля, тобто в гілках електричного комутаційного підграфа, знаходимо таким чином:

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_V &= \mathbf{Y}_V \cdot \mathbf{U}_V = \mathbf{Y}_V \cdot \mathbf{P}_V^t \cdot \mathbf{V}_V; \\ \mathbf{I}_V &= -\mathbf{Y}_V \cdot \mathbf{P}_V^t \cdot (\mathbf{P}_V \cdot \mathbf{Y}_V \cdot \mathbf{P}_V^t)^{-1} \cdot \mathbf{J}_V \end{aligned}$$

або

$$\mathbf{I}_V = -\mathbf{C}_{PV} \cdot \mathbf{J}_V, \quad (4.27)$$

де $\mathbf{C}_{PV} = \mathbf{Y}_V \cdot \mathbf{P}_V^t \cdot (\mathbf{P}_V \cdot \mathbf{Y}_V \cdot \mathbf{P}_V^t)^{-1}$ – матриця коефіцієнтів розподілу задавальних струмів по гілках схеми, що не містить електрорушійну силу (ЕРС) у гілках.

Вектор падіння напруги на вентилях U_V може бути обчислений як на рівні електричного, так і на рівні електричного комутаційного підграфів, оскільки у цих двох підграфів спільними є вузли. На рівні електричного підграфа вектор падіння напруги знаходиться з рівняння

$$U_V = P_V^t \cdot V_y, \quad (4.28)$$

де V_y – вектор потенціалів вузлів системи з урахуванням рівності потенціалів усіх вузлів, що утворюють складний.

Рівняння (4.28) відповідає умові рівності нулю потенціалів базисних та другорядних вузлів у складних, які утворюються в результаті зміни стану комутаційних елементів, що є ідеальними контактами.

На рівні електричного комутаційного підграфа вектор падіння напруги знаходиться з рівняння

$$U_V = P_V^t \cdot V_V = -P_V^t \cdot (P_V \cdot Y_V \cdot P_V^t)^{-1} \cdot J_V. \quad (4.29)$$

Очевидно, що це рівняння пов'язує умови у гілках з умовами у вузлах через схему з'єднання та параметри гілок електричного комутаційного підграфа.

Таким чином, рівняння (4.28) відповідає першому рівню опису комутаційних елементів у вигляді ідеальних контактів, а рівняння (4.29) – другому рівню опису, параметричному, і використовується для врахування падіння напруги на вентилях у провідному стані.

Щоб сформуванати матрицю коефіцієнтів розподілу задаючих струмів по гілках S_{PV} , розглянемо схему з'єднання вентилів трифазного мостового тиристорного перетворювача, що представлена на рис. 4.1а. Направлений граф схеми представлений на рис. 4.1б із обраним базисним вузлом для електричного комутаційного підграфа.

Введені наступні позначення та проміжні змінні: $y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6, y_7$ – провідності відповідних тиристорів з релейним характером зміни значень;

$$\left. \begin{aligned} b_1 &= y_3 + y_6; & b_2 &= y_5 + y_2; & b_3 &= y_1 + y_4; \\ b_4 &= y_1 y_4; & b_5 &= y_2 y_5; & b_6 &= y_3 y_6; \\ a &= y_7 b_1 b_2 b_3 + b_1 b_2 b_4 + b_2 b_3 b_6 + b_1 b_3 b_5. \end{aligned} \right\} \quad (4.30)$$

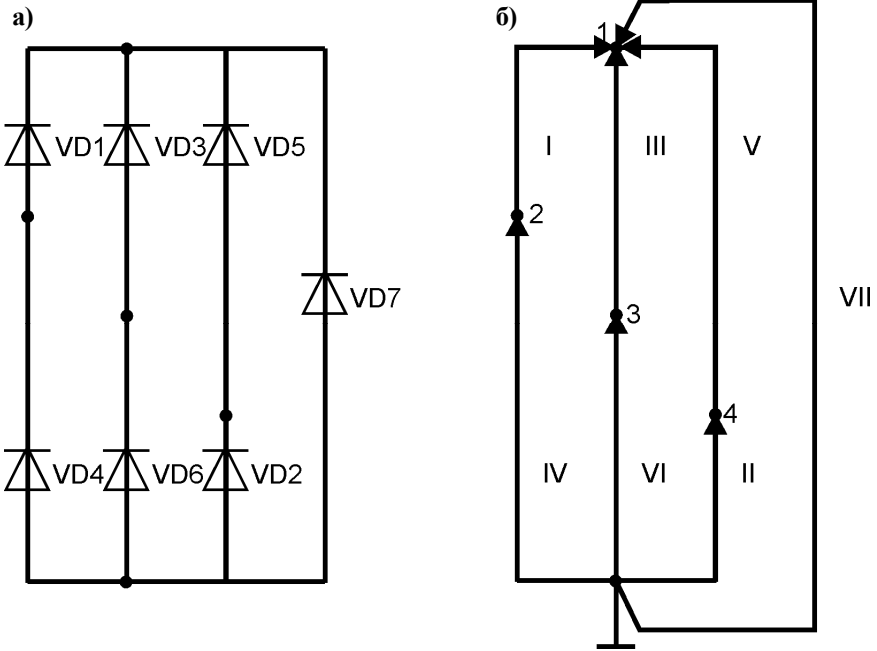


Рис. 4.1

Для розгляданого електричного комутаційного підграфу основна матриця має вигляд

$$\mathbf{P}_V = \begin{matrix} & \text{I} & \text{II} & \text{III} & \text{IV} & \text{V} & \text{VI} & \text{VII} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \end{matrix} & \begin{bmatrix} -1 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

Діагональна матриця провідностей гілок електричного комутаційного підграфу

$$\mathbf{Y}_V = \text{diag}(y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6, y_7).$$

Матриця вузлових провідностей електричного комутаційного підграфа має вигляд

$$\mathbf{P}_V \cdot \mathbf{Y}_V \cdot \mathbf{P}_V' = \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline y_1 + y_3 + y_5 + y_7 & -y_1 & -y_3 & -y_5 \\ \hline -y_1 & y_1 + y_4 & 0 & 0 \\ \hline -y_3 & 0 & y_3 + y_6 & 0 \\ \hline -y_5 & 0 & 0 & y_5 + y_2 \\ \hline \end{array}.$$

Матриця вузлових опорів електричного комутаційного підграфа має вигляд

$$(\mathbf{P}_V \cdot \mathbf{Y}_V \cdot \mathbf{P}_V')^{-1} = \frac{1}{a} \cdot \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline b_1 b_2 b_3 & b_1 b_2 y_1 & b_2 b_3 y_3 & b_1 b_3 y_5 \\ \hline b_1 b_2 y_1 & (y_1 + y_1) b_1 b_2 + b_2 b_6 + b_1 b_5 & b_2 y_1 y_3 & b_1 y_1 y_5 \\ \hline b_2 b_3 y_3 & b_2 y_1 y_3 & (y_3 + y_1) b_2 b_3 + b_2 b_4 + b_3 b_5 & b_3 y_3 y_5 \\ \hline b_1 b_3 y_5 & b_1 y_1 y_5 & b_3 y_3 y_5 & (y_5 + y_1) b_1 b_3 + b_1 b_4 + b_3 b_6 \\ \hline \end{array}.$$

З урахуванням введених позначень матричне рівняння (4.27) приймає вигляд

$$\begin{array}{|c|} \hline i_1 \\ \hline i_2 \\ \hline i_3 \\ \hline i_4 \\ \hline i_5 \\ \hline i_6 \\ \hline i_7 \\ \hline \end{array} = -\frac{1}{a} \cdot \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline -b_1 b_2 b_4 & y_1 \left(\begin{array}{c} b_2 y_7 + \\ + b_2 b_6 + b_1 b_5 \end{array} \right) & -y_3 b_2 b_4 & -y_5 b_1 b_4 \\ \hline -b_2 b_3 b_3 & -y_1 b_3 b_1 & -y_3 b_3 b_3 & -y_2 \left(\begin{array}{c} (y_5 + y_7) b_1 b_3 + \\ + b_1 b_4 + b_3 b_6 \end{array} \right) \\ \hline -b_2 b_3 b_6 & -y_1 b_2 b_6 & y_3 \left(\begin{array}{c} b_2 y_1 + \\ + b_2 b_4 + b_3 b_5 \end{array} \right) & -y_5 b_3 b_6 \\ \hline -b_1 b_2 b_4 & -y_4 \left(\begin{array}{c} b_2 b_6 + b_1 b_5 + \\ + (y_1 + y_7) b_1 b_2 \end{array} \right) & -y_3 b_2 b_4 & -y_5 b_1 b_4 \\ \hline -b_2 b_3 b_3 & -y_1 b_3 b_1 & -y_3 b_3 b_3 & y_5 \left(\begin{array}{c} b_2 y_7 + \\ + b_1 b_4 + b_3 b_6 \end{array} \right) \\ \hline -b_2 b_3 b_6 & -y_1 b_6 b_2 & -y_3 \left(\begin{array}{c} (y_3 + y_1) b_2 b_3 + \\ + b_2 b_4 + b_3 b_5 \end{array} \right) & -y_5 b_3 b_6 \\ \hline -b_1 b_2 b_3 b_7 & -y_1 y_7 b_1 b_2 & -y_3 y_1 b_2 b_3 & -y_5 y_1 b_1 b_3 \\ \hline \end{array} \times \begin{array}{|c|} \hline j_1 \\ \hline j_2 \\ \hline j_3 \\ \hline j_4 \\ \hline \end{array}.$$

(4.31)

Обчислюючи за рівнянням (4.30) проміжні змінні та елементи матриці S_{PV} по стану тиристорів на початку кроку дискретного часу та розв'язуючи рівняння (4.31) за значеннями задавальних джерел струмів у кінці кроку дискретного часу, визначаємо струми через вентиля, тобто приймаємо, що на кроці дискретного часу стан тиристорів не змінюється. Використовуючи знайдені значення струмів через тиристори та падіння напруги на тиристорах, обчислені на початку кроку дискретного часу за рівнянням (4.28), можна визначити стан тиристорів у кінці кроку дискретного часу за рівнянням (4.21) для кожного тиристора. Відзначимо тут лише, що логічні змінні BY_i , котрі характеризують наявність імпульса управління i -м тиристором, також обчислюються на початку кроку дискретного часу за математичними моделями систем управління, котрі будуть розглянуті нижче.

Дискретний характер зміни часу при використанні цифрових обчислювальних машин для реалізації рівнянь (4.21), (4.27), (4.28) приводить до того, що одного рівняння стану для кожного тиристора (4.21) виявляється недостатньо. Так, алгебраїчні матричні рівняння (4.27), (4.28) описують не окремі тиристори, а весь тиристорний перетворювач у цілому як багатополосний комутаційний компонент. Тому і логічні рівняння (4.21) для кожного тиристора тиристорного перетворювача повинні розглядатися одночасно, причому порядок їх розгляду повинен відповідати природним умовам комутації.

Сформуємо тепер математичний опис вентиляльних перетворювачів для визначення струмів через вентиля, що представляють у провідному стані рівними по величині опорами. Причому величина їх опорів у розрахунках не використовується, що дозволяє виключити додаткові похибки в обчисленнях.

Очевидно, що матриця $\mathbf{P}_V \cdot \mathbf{Y}_V \cdot \mathbf{P}_V^t$ завжди має обернену, оскільки відповідає параметричному опису комутаційних елементів. Однак частіше всього нас цікавлять струми лише в гілках, які відображають провідний стан комутаційних елементів. Якщо прийняти, що провідному i -му вентилю відповідає кінцеве значення елемента $\mathbf{Y}_V(i, i)$, а непровідному стану j -го комутаційного елемента відповідає $\mathbf{Y}_V(j, j) = 0$, то j -й рядок і j -й стовпчик матриці $\mathbf{P}_V \cdot \mathbf{Y}_V \cdot \mathbf{P}_V^t$ будуть нульовими та обернена матриця не існує, а рівняння (4.27) не може використовуватись.

Врахування динамічного характеру структури електричного підграфа здійснено шляхом переходу від матриці \mathbf{P}_e до матриці $\mathbf{CB} \cdot \mathbf{P}_e$. Щоб врахувати динамічний характер структури і електричного комутаційного підграфа, в ре-

зультаті переходу в непровідний стан його елементів, формалізуємо алгоритм перетворення матриці C_p .

На логічному рівні опису динамічний характер структури електричного ланцюга представлений матрицею B_L , що містить інформацію про об'єднання вузлів та виділення базисних в результаті цього об'єднання. Матриця C_L містить інформацію про виникаючі перерізи та виділення базисних в результаті утворення перерізів. Матриця P_e для електричного підграфа сформована за умови, що всі комутаційні елементи знаходяться в непровідному стані, а матриця P_V , навпаки, – за умови, що всі комутаційні елементи знаходяться в провідному стані. Тому достатньо для електричного комутаційного підграфа сформулювати логічну матрицю C_{LV} для M спільних вузлів з електричним підграфом та обраним довільно базисним, перейти до її алгебраїчної форми C_V та здійснити множення

$$CP = C_V \cdot P_V. \quad (4.32)$$

Динамічний характер структури електричного комутаційного підграфа визначений виключенням з нього непровідних гілок, що і враховується його новою динамічною матрицею інциденцій. Із врахуванням рівнянь (4.25), (4.32) можна записати

$$CP \cdot Y_V \cdot CP^t \cdot V_V = -C_V \cdot J_V. \quad (4.33)$$

Як правило, в схемах вентильних перетворювачів застосовують вентилі одного типу. Активні опори таких вентилів у провідному стані однакові і дорівнюють r . Тоді матрицю провідностей можна записати як

$$Y_V = r^{-1} \cdot X, \quad (4.34)$$

де X – діагональна матриця стану вентилів (алгебраїчна). Причому якщо i -й вентиль проводить струм, то $X(i) = 1$, інакше $X(i) = 0$.

Підставляючи рівняння (4.34) в (4.33), отримуємо

$$CP \cdot r^{-1} \cdot X \cdot CP^t \cdot V_V = -C_V \cdot J_V. \quad (4.35)$$

Перехід комутаційних елементів у непровідний стан, тобто виключення відповідних із гілок, приводить до виникнення перерізів, розділення на частини електричного комутаційного підграфа та виділення в кожній з виділених

частин базисного вузла. Процес утворення базисних вузлів у результаті виникнення підграфів можна записати так:

$$\begin{aligned} \mathbf{CE}_L &= \overline{\mathbf{C}_{LV} \vee \overline{\mathbf{E}}_L} = \overline{\overline{\mathbf{GE}}_L \vee \overline{\mathbf{E}}_L \vee \overline{\mathbf{E}}_L} = (\mathbf{GE}_L \vee \overline{\mathbf{E}}_L) \wedge \mathbf{E}_L = \\ &= \mathbf{GE}_L \wedge \mathbf{E}_L \vee \overline{\mathbf{E}}_L \wedge \mathbf{E}_L = \mathbf{GE}_L, \end{aligned}$$

оскільки матриці \mathbf{C}_{LV} і \mathbf{GE}_L діагональні.

Формалізована умова рівності нулю потенціалів виникаючих базисних вузлів при переході від логічної матриці \mathbf{CE}_L до її алгебраїчного представлення матрицею \mathbf{CE} можна записати у формі рівняння $\mathbf{CE} \cdot \mathbf{V}_V = 0$ або, помноживши на коефіцієнт r^{-1} , як

$$r^{-1} \cdot \mathbf{CE} \cdot \mathbf{V}_V = 0. \quad (4.36)$$

Рівняння (4.35), (4.36), записані одночасно, приймають вигляд

$$(\mathbf{CP} \cdot r^{-1} \cdot \mathbf{X} \cdot \mathbf{CP}^t + r^{-1} \cdot \mathbf{CE}) \cdot \mathbf{V}_V = -\mathbf{C}_V \cdot \mathbf{J}_V$$

або

$$r^{-1} \cdot (\mathbf{CP} \cdot \mathbf{X} \cdot \mathbf{CP}^t + \mathbf{CE}) \cdot \mathbf{V}_V = -\mathbf{C}_V \cdot \mathbf{J}_V. \quad (4.37)$$

З урахуванням розглянутих рівнянь (4.32), (4.34) систему рівнянь (4.23) можна привести до наступного вигляду:

$$\mathbf{I}_V = r^{-1} \cdot \mathbf{X} \cdot \mathbf{U}_V; \quad \mathbf{U}_V = \mathbf{CP}^t \cdot \mathbf{V}_V$$

або

$$\mathbf{I}_V = r^{-1} \cdot \mathbf{X} \cdot \mathbf{CP}^t \cdot \mathbf{V}_V. \quad (4.38)$$

Оскільки матриця

$$(\mathbf{CP} \cdot \mathbf{X} \cdot \mathbf{CP}^t + \mathbf{CE})$$

завжди має обернену, то перетворимо рівняння (4.37) відносно вектора потенціалів вузлів

$$\mathbf{V}_V = -r \cdot (\mathbf{CP} \cdot \mathbf{X} \cdot \mathbf{CP}^t + \mathbf{CE})^{-1} \cdot \mathbf{C}_V \cdot \mathbf{J}_V. \quad (4.39)$$

Підставляючи рівняння (4.39) у (4.38), отримуємо

$$\mathbf{I}_V = -r^{-1} \cdot \mathbf{X} \cdot \mathbf{C}_P^t \cdot r \cdot (\mathbf{C}_P \cdot \mathbf{X} \cdot \mathbf{C}_P^t + \mathbf{C}_E)^{-1} \cdot \mathbf{C}_V \cdot \mathbf{J}_V$$

або

$$\mathbf{I}_V = -\mathbf{X} \cdot \mathbf{C}_P^t \cdot (\mathbf{C}_P \cdot \mathbf{X} \cdot \mathbf{C}_P^t + \mathbf{C}_E)^{-1} \cdot \mathbf{C}_V \cdot \mathbf{J}_V. \quad (4.40)$$

Позначимо

$$\mathbf{C}_P = \mathbf{X} \cdot \mathbf{C}_P^t \cdot (\mathbf{C}_P \cdot \mathbf{X} \cdot \mathbf{C}_P^t + \mathbf{C}_E)^{-1} \cdot \mathbf{C}_V. \quad (4.41)$$

Тоді

$$\mathbf{I}_V = -\mathbf{C}_P \cdot \mathbf{J}_V, \quad (4.42)$$

де \mathbf{C}_P – динамічна матриця коефіцієнтів розподілу задаючих струмів по гілках електричного комутаційного підграфу, що не містить ЕРС у гілках.

Динамічна матриця коефіцієнтів розподілу задаючих струмів отримана при умові, що активні опори всіх комутаційних елементів у провідному стані рівні. Причому величина цього опору в розрахунках не бере участі, а матриця \mathbf{C}_P у порівнянні з матрицею \mathbf{C}_{PV} відображає лиш такий параметр, що динамічно змінюється при переході комутаційних елементів у непровідний стан, як структура.

Таким чином, рівняння (4.41), (4.42) дозволяють розраховувати струми в гілках комутаційного підграфу при представленні комутаційних елементів ідеальними контактами, не застосовуючи їх параметричний опис.

4.3. Рівень керуючих рівнянь для опису блоків управління систем з динамічною структурою

Застосована система управління задає режим роботи вентильного перетворювача. Як приклад розглянемо порядок формування математичного опису систем управління вентилями синхронним збудником. Ця система реалізує два способи: фазо-імпульсного управління (ФУ) та широтно-імпульсного управління (ШУ).

При ФУ на тиристор подаються імпульси управління, сфазовані відносно моменту переходу через нульове значення напруги фази a синхронного збудника. Регулювання вихідної напруги тиристорного перетворювача відбувається за рахунок зміни кута управління тиристором, тобто фази переднього фрон-

ту імпульсу управління тиристором відносно вказаної точки синхронізації. Причому в будь-якому встановленому режимі роботи імпульси управління α всіх тиристорів однакові, мають одну тривалість, ідеальну крутизну переднього фронту та амплітуду, достатню для включення тиристорів.

При ШУ на тиристори подаються імпульси однієї з двох систем імпульсів управління, кожна з яких має раніше заданий кут управління для всіх тиристорів.

Перша система імпульсів управління відповідає випрямляючому режиму роботи перетворювача α_b , а друга – інверторному режиму α_i . Зміна систем імпульсів управління здійснюється в межах заданого інтервалу управління тривалістю T_y , рівному періоду вихідної напруги синхронного генератора. Співвідношення між тривалостями роботи тиристорного перетворювача під управлінням кожної з двох систем управління α_b і α_i задається скважністю управління TU , котра рівна відношенню тривалості роботи перетворювача з системою імпульсів управління, що відповідає випрямляючому режиму перетворювача T_b , до заданої тривалості інтервалу управління T_y , тобто

$$TU = \frac{T_b}{T_y}. \quad (4.43)$$

При $TU = 1$ тиристорний перетворювач працює у випрямляючому режимі, а при $TU = 0$ – в інверторному. Тим самим на обмотці збудника синхронного генератора, тобто на навантаженні тиристорного перетворювача, задається або максимально позитивна, або максимально негативна напруга. Необхідне значення середньої напруги на виході тиристорного перетворювача визначає величина TU .

У розглядуваній системі ШУ здійснює перехід з інверторного режиму у випрямляючий, а переключення режимів може здійснюватись у будь-якій точці інтервалу T_y та приходиться на будь-який момент існування генерованих незалежно від цього імпульсів управління систем α_i , що відключається, та α_b , що включається, сфазованих лише з напругою синхронного збудника. Оскільки довжина інтервалу управління жорстко сфазована з напругою синхронного генератора частотою 50 Гц, фаза якого при зміні режиму його роботи по відношенню до напруги синхронного збудника частотою 100 Гц також

змінюється, то в математичну модель системи управління вводиться кут зсуву $\alpha_{оп}$ інтервалу управління T_y по відношенню до моменту синхронізації системи управління, тобто до моменту переходу через нульове значення напруги фази a синхронного збудника. Найбільш складний режим роботи тиристорного перетворювача, пов'язаний із ШУ, пояснений якісними діаграмами, що представлені на рис. 4.2 [15].

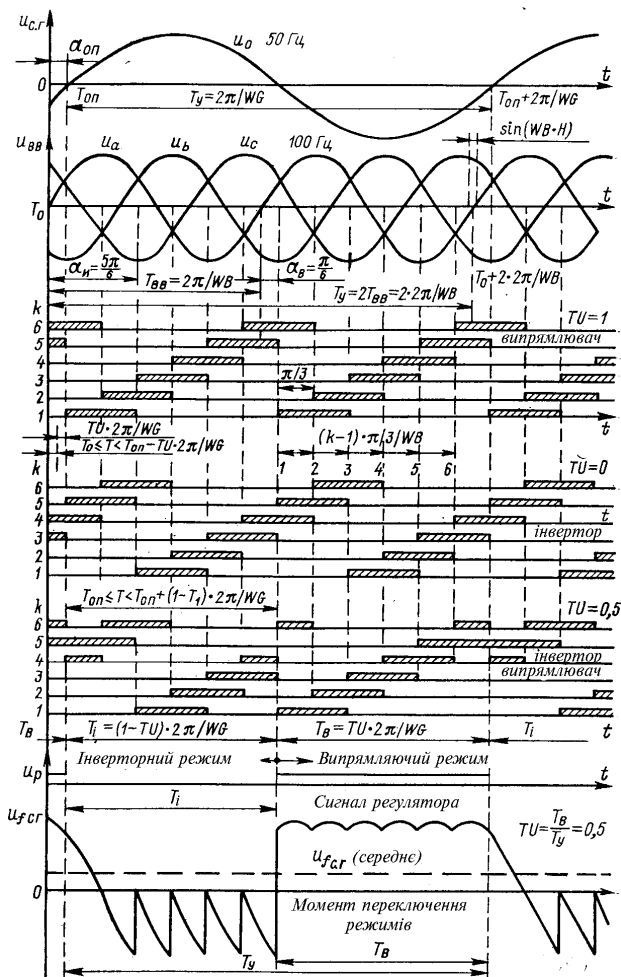


Рис. 4.2

Даний алгоритм роботи системи управління тиристорними перетворювачами вентильного синхронного збудника можна записати наступними аналітичними виразами.

Умова синхронізації ШУ визначає момент переходу напруги u_a синхронного збудника через нульове значення із негативної області у позитивну

$$u_{aH} \leq 0 \wedge u_a > 0 \wedge t \geq T_0 + 2 \cdot 2\pi / WB \cdot D_H, \quad (4.44)$$

де u_{aH} – напруга фази a синхронного збудника у попередній момент часу, тобто в момент часу $t-H$, в.о.; u_a – напруга фази a синхронного збудника у розглядуваний момент часу, t , в.о.; t – розглядуваний момент часу, с; T_0 – момент синхронізації.

Початкове значення моменту синхронізації в секундах задане виразом $T_{\text{поч}} = -2 \cdot 2\pi / WB$, де WB – кутова частота напруги синхронного збудника, рад/с; $D_H = 1 - \sin(WB \cdot H)$ – поправочний коефіцієнт, що враховує дискретний характер зміни часу з кроком H , в.о.

При виконанні умови (5.2) момент синхронізації обчислюється за рівнянням

$$T_0 = t - [u_a / (u_a - u_{an})]H, \quad (4.45)$$

що враховує практично лінійний характер зміни синусоїдальної напруги при переході нульового значення та знак напруги u_{aH} в момент $t-H$. Момент часу T_{on} , що враховує кут зсуву α_{on} інтервалу управління T_y по відношенню до моменту синхронізації системи управління, обчислюється за рівнянням

$$T_{on} = T_0 + \alpha_{on} \cdot \pi / (180 WB), \quad (4.46)$$

де $\pi/180$ – коефіцієнт, що враховує переведення з електричних градусів у радіани значення кута зсуву α_{on} .

Умови вироблення імпульсів управління для інверторного режиму роботи тиристорного перетворювача визначається двома зонами. Для попереднього інтервалу управління T_y

$$T_0 \leq t < T_{on} - TU \cdot 2\pi / WG, \quad (4.47)$$

для наступного інтервалу управління T_y

$$T_{on} \leq t \leq T_{on} + (1 - TU) \cdot 2\pi / WG, \quad (4.48)$$

де WG – кутова частота напруги синхронного генератора, рад/с.

Попередньо задавши системі кут управління $\alpha = \alpha_b$, тобто випрямляючий режим роботи тиристорного перетворювача, перевизначимо кут управління перетворювачем $\alpha = \alpha_i$ при виконанні умов (4.47) або (4.48).

Якщо попередньо задати $\alpha = \alpha_i$ для системи управління, то умови вироблення імпульсів управління для випрямляючого режиму роботи тиристорного перетворювача також визначаються двома зонами. Для попереднього інтервалу управління T_y

$$T_{on} - TU \cdot 2\pi / WG \leq t < T_{on}, \quad (4.49)$$

для наступного інтервалу управління

$$T_{on} + (1 - TU) \cdot 2\pi / WG \leq t < T_{on} + 2\pi / WG. \quad (4.50)$$

Інтервал часу, що відповідає наявності імпульсу управління на k -му тиристорі, визначається за рівнянням

$$T_N = T_0 + (k - 1) \cdot \pi / (3WB) + \alpha\pi / (180WB), \quad (4.51)$$

де $\pi/3$ – коефіцієнт, що враховує зсув моменту природної комутації тиристорів трифазної мостової схеми перетворювача, рад; k – номер тиристора в схемі перетворювача.

Оскільки частота синхронного генератора $f_{c,r} = 50$ Гц, а частота синхронного збудника $f_{c,z} = 100$ Гц, то на інтервалі управління $T_y = 1/f_{c,r}$ існує два періоди напруги синхронного збудника $T_{вв} = 1/f_{c,z}$, причому між інтервалами T_y і $T_{вв}$ існує часовий зсув, що задається кутом зсуву $\alpha_{on}, \alpha_{on} \cdot \pi / (180WB)$.

Одночасно необхідно врахувати наявність вироблених раніше імпульсів управління. Умови, за якими враховуються вироблені раніше імпульси управління, мають наступний вигляд. Для першого періоду напруги синхронного збудника

$$t < T_N, \quad (4.52)$$

а для другого періоду напруги синхронного збудника

$$t \geq T_N + 2\pi / WB. \quad (4.53)$$

При виконанні умови (4.52) інтервал часу, відповідний наявності імпульсів управління, зменшується на період

$$T_N = T_N - 2\pi / WB, \quad (4.54)$$

а при виконанні умови (4.53) – збільшується на період

$$T_N = T_N + 2\pi / WB. \quad (4.55)$$

Після вказаних коригувань кінцева умова наявності імпульсу управління на k -му тиристорі має вигляд

$$T_N \leq t < T_N + T_Z \cdot \pi / (180WB), \quad (4.56)$$

де T_Z – задана тривалість імпульсу управління, ел. градус, напруги синхронного збудника.

Попередньо задане значення $BY_k = FALSE$ для кожного k -го тиристора, які відповідають відсутності імпульсу управління на його управляючому вході, при виконанні умови (4.56) перевизначається як $BY_k = TRUE$, що відповідає наявності імпульсу управління.

Таким чином, рівень опису систем управління вентилями перетворювачами утворюють вирази (4.43...48), (4.51...4.56), що є математичною моделлю системи управління, яка реалізує ШУ тиристорним перетворювачем вентилюючого синхронного збудника. Вхідними параметрами слугують змінні $T_{ном.}$, TU , WG , WB , α_v , α_i , α_{om} , u_a , u_{aH} , t , H , T_Z , а вихідною функцією – вектор \mathbf{BY} , що характеризує наявність імпульсів управління на тиристорах перетворювача. Важливою визначеною та збереженою на інтервалі управління T_y додатковою вихідною змінною є момент часу T_0 , тобто точка синхронізації системи управління відносно періоду $T_{вв}$ напруги синхронного збудника.

Математичні моделі силової частини вентилюючого перетворювача разом з його системою управління утворюють комплексну модель керованого вентилюючого перетворювача, причому універсальну з точки зору можливості реалі-

зації як двох способів управління (тобто ФУ та ШУ), так і отримання випрямляючого та інверторного режимів із заданими характеристиками.

При необхідності врахування додаткових можливостей, властивих іншим системам управління вентилями перетворювачами, розглянута модель доповнюється відповідними залежностями.

Контрольні питання

1. У чому сутність цілісної математичної моделі системи?
2. Що являє собою матрично-топологічний метод формування математичної моделі?
3. Що описує рівень диференційних рівнянь?
4. Що описує рівень алгебраїчних рівнянь?
5. Що описує рівень логічних рівнянь?
6. Що описує рівень керуючих рівнянь?
7. У чому сутність задачі струморозподілу?
8. Що описує матриця струморозподілу?
9. У чому сутність та універсальність першого закону Кірхгофа?
10. Форма запису першого закону Кірхгофа для динамічних систем при їх дослідженні засобами обчислювальної техніки.