

## ІДЕНТИФІКАЦІЯ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ ТИРИСТОРНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЗА ПАРАМЕТРАМИ КОМУТАЦІЇ ВЕНТИЛІВ

Питання ідентифікації вихідної напруги тиристорного перетворювача (ТПН) актуальне при вирішенні теоретичних і практичних завдань керування асинхронними електродвигунами (АД). Під вихідною напругою ТПН розуміємо першу гармонійну складову, яка є складною функцією від кута включення тиристорів  $\alpha$  та характеру навантаження, або фази струму статора  $\varphi$ . Уявивши асинхронний двигун (АД) як активно-індуктивне навантаження, можна записати першу гармонійну вихідної напруги ТПН для випадку синхронізації з напругою мережі в формі функції  $U_1 = f(\alpha; \varphi_e)$ , де  $\varphi_e$  – еквівалентна фаза струму статора, розрахована за схемою заміщення

$$\varphi_e = \arctg \frac{x_e}{r_e}, \quad (1)$$

де  $x_e$  і  $r_e$  – еквівалентні опори

$$r_e = r_1 + \frac{x_0^2 r_2' / s}{(x_2' + x_0)^2 + (r_2' / s)^2}$$

$$x_e = x_1 + x_0 - \frac{x_0^2 (x_2' + x_0)}{(x_2' + x_0)^2 + (r_2' / s)^2}$$

Для зв'язку між собою параметру навантаження (фаза струму  $\varphi$ ) та умов комутації вентилів (кут управління  $\alpha$  та провідності вентилів  $\lambda$ ) у дограничному та зверхграничному режимах використовуються відповідні трансцендентні рівняння:

$$\frac{\sin(\lambda)}{e^{\frac{-\lambda}{\tan(\varphi)}} \cdot \frac{\pi}{2 + e^{\frac{\pi}{3 \tan(\varphi)}} - e^{\frac{2\pi}{3 \tan(\varphi)}}} - \cos(\lambda)} = \tan(\alpha - \varphi) \quad \text{при } \alpha < \alpha_{cp} \quad (2)$$

$$\sin(\alpha - \varphi + \frac{\pi}{6} + \lambda) = \sin(\alpha - \varphi + \frac{\pi}{6}) \cdot e^{\frac{-\lambda}{\tan(\varphi)}} \quad \text{при } \alpha > \alpha_{cp} \quad (3)$$

Після гармонійного аналізу миттєвих значень напруги статора АД та ідентифікації напруги першої гармоніки у вигляді поліному, отримуємо

$$U_1 = A_0 + A_1 \cdot \alpha + A_2 \cdot \alpha^2, \quad (4)$$

де  $A_0, A_1, A_2$  – коефіцієнти рівняння регресії

$$\left. \begin{aligned} A_0 &= -0,1291 + 0,06165 \cdot \varphi_e - 7,2407 \cdot 10^{-4} \cdot \varphi_e^2 \\ A_1 &= 0,02723 - 1,5212 \cdot 10^{-3} \cdot \varphi_e + 2,038 \cdot 10^{-5} \cdot \varphi_e^2 \\ A_2 &= -2,1534 \cdot 10^{-4} + 8,2836 \cdot 10^{-6} \cdot \varphi_e - 1,194 \cdot 10^{-7} \cdot 10^{-4} \cdot \varphi_e^2 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

В (4) і (5) кутові величини вимірюються в електричних градусах, а вихідна напруга у відносних одиницях.

Наведені рівняння використовуються для спрощеного моделювання статичних та динамічних режимів асинхронного електроприводу із тиристорними перетворювачами напруги [1]. За класифікацією цей спосіб регулювання віднесений до регулювання напруги на обмотці статора, але реальною координатою, що регулюють, є не напруга, у кут включення вентилів, оскільки напруга значно залежить, крім нього, від  $\varphi_e$ . Керуючи електроприводом згідно (4) та (5) практично неможливо отримати механічну характеристику при якомусь заданому постійному значенні напруги. Вплив фази струму на вихідну напругу можна розглядати як позитивний внутрішній зворотній зв'язок АД, який часто призводить до нестійкої роботи електроприводу [2].

Позбутись цих недоліків, тобто забезпечити керування за заданою напругою, можна, якщо синтезувати зворотну функцію  $\alpha = f(U1; \varphi_c)$ . Це нескладно зробити, перетворивши (4) і залишивши незмінними коефіцієнти (5). Тоді можна розрахувати і побудувати сімейство механічних характеристик саме при різних заданих напругах. При регулюванні в такій системі унеможливаються нестійкі режими, оскільки зміни еквівалентного кута не впливають на вихідну напругу. Такий спосіб регулювання добре зарекомендував себе при моделюванні. Вводячи до моделі нелінійні залежності параметрів АД від насичення сталі та витиснення струму ротору, отримуємо високу адекватність моделі реальним режимам електроприводу.

Але такий спосіб формування вихідної напруги не можна пропонувати для використання у практиці саме із-за необхідності додаткових обчислень  $\varphi_c$  та значного впливу зміни параметрів схеми заміщення, які досить складно враховувати. Якщо би ми мали перетворювач із ідеальною синусоїдальною формою вихідної напруги, то проблеми розрахунків за (1) та стеження за зміною параметрів двигуна не існували би, оскільки експериментально отриманий параметр  $\varphi$  включає в собі всі біжучі зміни параметрів, що нас цікавлять. З урахуванням реальної комутації вентилів можна запропонувати аналог фази струму – кут запізнювання закінчення струму  $\delta$ , або кут додаткової провідності. Якщо виміряти фізично кут  $\delta$  і використовувати його як сигнал зворотного зв'язку, то можна побудувати систему імпульсно – фазового управління, яка буде автоматично підтримувати задане встановлене значення вихідної напруги незалежно від параметрів навантаження. При цьому не потрібно обчислювати (1), і стежити за зміною параметрів навантаження, що дає можливість значно спростити математичний апарат системи управління. За таких умов при ідентифікації напруги нас цікавить один параметр – кут виключення тиристора  $\beta = \pi + \delta$ .

Якщо значення кута  $\beta$  підставити у вирази (6), (7) для обчислення фазної напруги на окремих інтервалах комутації [3], то з'являється можливість провести гармонійний аналіз вихідної напруги, отримати множину  $U1 = f(\alpha; \delta)$  та побудувати сімейства характеристик  $U1 = f(\alpha)$  для заданих значень  $\delta$ , рис.1.

$$U = \begin{cases} 0 & \text{при } \beta - \pi \leq \omega t \leq \alpha \\ Um \cdot \sin(\omega t) & \text{при } \alpha \leq \omega t \leq (\beta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot Um \cdot \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) & \text{при } (\beta - \frac{2\pi}{3}) \leq \omega t \leq (\alpha + \frac{\pi}{3}) \\ Um \cdot \sin(\omega t) & \text{при } (\alpha + \frac{\pi}{3}) \leq \omega t \leq (\beta - \frac{\pi}{3}) \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot Um \cdot \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) & \text{при } (\beta - \frac{\pi}{3}) \leq \omega t \leq (\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ Um \cdot \sin(\omega t) & \text{при } (\alpha + \frac{2\pi}{3}) \leq \omega t \leq \beta \\ 0 & \text{при } \omega t \leq (\beta - \pi) \\ 0 & \text{при } \omega t \geq \beta \end{cases} \quad \text{при } \alpha < \alpha_{cp} \quad (6)$$

$$U = \begin{cases} 0 & \text{при } \beta - \frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \alpha \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot Um \cdot \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) & \text{при } \alpha \leq \omega t \leq \beta \\ 0 & \text{при } \beta \leq \omega t \leq (\alpha + \frac{\pi}{3}) \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot Um \cdot \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) & \text{при } (\alpha + \frac{\pi}{3}) \leq \omega t \leq (\beta + \frac{\pi}{3}) \\ 0 & \text{при } (\beta + \frac{\pi}{3}) \leq \omega t \leq (\alpha + \pi) \\ 0 & \text{при } \omega t \leq (\beta - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad \text{при } \alpha \geq \alpha_{cp} \quad (7)$$

Умова переходу між системами рівнянь (6), (7) наступна:

$$\alpha_{cp} = \frac{\pi}{3} + \delta \quad (8)$$

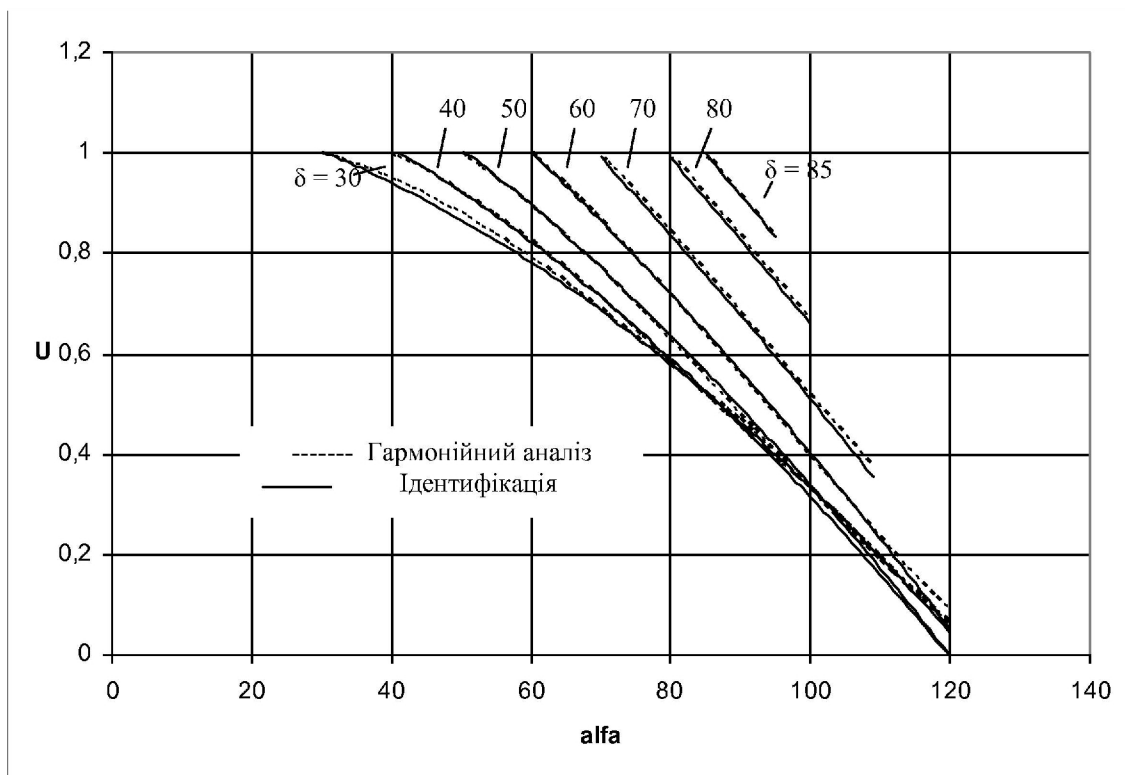


Рис.1 – Характеристики  $U1 = f(\alpha, \delta)$ , отримані у результаті гармонійного аналізу і ідентифікації

Аналогічно (4), (5) отримана приблизна аналітична форма залежностей вихідної напруги ТПН від кута управління та біжучого значення кута запізнювання.

$$U1 = B0 + B1 \cdot \alpha + B2 \cdot \alpha^2 \quad (9)$$

$$\begin{aligned} B0 &= 0,969 - 5,565 \cdot 10^{-4} \cdot \delta + 1,93 \cdot 10^{-4} \cdot \delta^2 \\ B1 &= -2,469 \cdot 10^{-5} - 3,225 \cdot 10^{-5} \cdot \delta - 1,63 \cdot 10^{-6} \cdot \delta^2 \\ B2 &= -3,227 \cdot 10^{-5} - 1,288 \cdot 10^{-6} \cdot \delta + 1,808 \cdot 10^{-8} \cdot \delta^2 \end{aligned} \quad (10)$$

Перетворивши (9) у вигляді  $\alpha = f(U1)$ , отримаємо можливість керування безпосередньо вихідною напругою за біжучими даними керуючої дії  $\alpha$  та збурюючої дії  $\delta$ . Важливою перевагою даного способу керування напругою є її інваріантність щодо зміни параметрів схеми заміщення двигуна.

При користуванні виразами (9) та (10) треба враховувати наступні обмеження:

$$\begin{aligned} 1) \text{ Якщо } & U1 > 1, \text{ то } U1 = 1 \\ & U1 < 0, \text{ то } U1 = 0 \end{aligned}$$

2) При куті запізнювання  $\delta > 60$  ел. град., кут  $\alpha$  потрібно обмежувати за виразом:

$$\alpha = 180 - \delta \quad (11)$$

Середня похибка у вказаному на рис. 1 діапазоні змінних складає 0,76 %, відносно номінальної напруги.

1. Андрищенко О.А. Упрощенная модель электропривода ТПН-АД. // Автоматика. Автоматизация. Электротехнические комплексы и системы. Межвузовский журнал.- Херсон: ХГТУ, 1998, №2(3) -С.32-41.

2. Андрищенко О.А., Бойко А.О. Природа неустойчивых режимов в размыкнутой системе электропривода "Тиристорный перетворювач - асинхронный двигатель". Электроинформ. Львов, издательский дом "Екоинформ", №2 – 2006, С.6-7.

3. Асинхронный электропривод с тиристорными коммутаторами. / Петров Л.П., Ладензон В.А., Обуховский М.П., Подзоллов Р.Г. М., «Энергия», 1970, 128 с.