

УДК 621.313.292.001.2

Снітков І.Ф., Черніков В.І., Завгородній В.Д.  
ДУ “Львівська політехніка”, СКБ електромеханічних систем

**ОСОБЛИВОСТІ ПАРАМЕТРИЧНОГО ПРОЕКТУВАННЯ  
СИНХРОННИХ ВИКОНАВЧИХ ДВИГУНІВ  
МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНОГО ЗБУДЖЕННЯ  
(ЧАСТИНА 1. ТЕОРЕТИЧНІ ЗАСАДИ ПАРАМЕТРИЧНОГО ПРОЕКТУВАННЯ  
СИНХРОННИХ ВИКОНАВЧИХ ДВИГУНІВ)**

© Снітков І.Ф., Черніков В.І., Завгородній В.Д., 2000

**У статті викладено основи підходу до вибору параметрів синхронних виконавчих двигунів магнітоелектричного збудження (СД) на основі оптимізації їх характеристик при забезпеченні максимального можливого значення електромагнітного моменту в заданому габариті з метою розроблення методики параметричного проектування електронно керованих СД.**

**Вступ**

Істотне покращання якості електротехнічних матеріалів останнім часом, зокрема постійних магнітів, а також всезростаюче застосування для керування електромеханічними виконавчими елементами цифрових обчислювальних пристроїв (від мікросхем, мікропроцесорів до однокристальних ЕОМ) і їх доступність спричиняють необхідність зміни підходів до вибору критеріїв при проектуванні електронно керованих виконавчих двигунів. Передусім це стосується СД, оптимальні параметри яких досі вибирають не з умови забезпечення максимального для цього габариту значення електромагнітного моменту (потужності), а з інших умов – або задовільних пускових властивостей, або оптимального коефіцієнта потужності  $\cos\varphi$ , або максимального коефіцієнта корисної дії  $\eta$ . При мікропроцесорному ж керуванні СД, яке забезпечує частотний його пуск при постійному моменті і роботу з оптимальним кутом навантаження  $\theta$ , що відповідає максимальному значенню добутку  $\eta \cos\varphi$ , вказані критерії втрачають актуальність.

Отже, тепер появилася можливість виконання СД з такими параметрами, які б забезпечували при допустимих значеннях електромагнітних навантажень (індукція в повітряному проміжку  $B_\delta$ , лінійне навантаження  $A$  та густина струму в провідниках обмотки якоря  $j$ ) їх роботу в області критичних значень кута  $\theta$ , що гарантує суттєве зменшення масо-габаритних показників двигуна. Завдяки обчислювальним ресурсам стало можливим просто враховувати і індивідуальні особливості СД, зумовлені розкидом параметрів електротехнічних матеріалів, точністю виготовлення складальних одиниць тощо і вплив різних зовнішніх факторів на систематичні відхилення цих параметрів. Керування здійснюється в цифровій формі, забезпечуючи його стабільність у часі та запобігаючи впливу зовнішніх факторів, а застосування ефективних регуляризованих алгоритмів дає змогу оптимально впливати і на динамічні характеристики СД.

### Особливості сучасних виконавчих СД

Сучасні виконавчі СД здебільшого виконують багатополосними із збудженням від постійних магнітів типу магніто-твердих феритів,  $SmCo$ ,  $FeNdB$ , які характеризуються практично лінійною залежністю  $B(H)$  та магнітною проникністю на рівні  $\mu_0$  або її одиниць. Вони живляться від джерела постійного струму через інвертор, а тому якір виконується трифазним, що дозволяє оптимально використати об'єм активного простору. Крім того, багатополосність індуктора при відносно низькій (сумірній з кількістю полюсів) дискретності структури зубчастого якоря дає можливість виконувати його обмотку із зосереджених котушок типу “зубець – полюс”, внаслідок чого практично відсутній електромагнітний зв'язок між окремими фазами обмотки, що значно полегшує роботу керованого інвертора і дозволяє використовувати ЕРС знеструмленої фази як давача кутового положення ротора для керування роботою інвертора. Робота в області низьких частот інвертора при багатополосності СД без затруднень дозволяє його роботу в області частот обертання 5...20 рад/с без механічних редукторів, що підвищує надійність та безшумність.

Характеристики застосовуваних постійних магнітів з одного боку призводять до різкого зменшення індуктивних опорів реакції якоря по повздовжній і поперечній осях  $x_{ad}$  і  $x_{aq}$ , а з іншого – до практичної їх тотожності, незважаючи на явнополосність ротора, так що  $x_{ad} \approx x_{aq}$ , а тому  $x_d \approx x_q = x$ , значення якого приблизно становить одиниці індуктивного опору розсіювання обмотки якоря  $x_\sigma$  і стає сумірною, або навіть меншою, від активного опору фази  $r$ . Через це доцільним є прийняття при проектних розрахунках за базовий опір значення  $r$ , яке має домінуюче значення у визначенні характеристик СД цієї конструкції.

Відомо [1, с.119], що електромагнітний момент  $M$  неявнополосного синхронного двигуна визначається за формулою

$$M = \frac{mU^2}{\omega z} \cdot \varepsilon \cdot \left( \sin(\theta + \alpha) - \varepsilon \cdot \frac{r}{z} \right), \quad (1)$$

де  $m$  – кількість фаз СД;  $U$  – фазна напруга живлення;  $\omega = 2\pi f/p$  – синхронна частота обертання ротора при частоті напруги  $f$  і кількість пар полюсів  $p$ ;  $\varepsilon = E/U$  – рівень збудженості СД при ЕРС обмотки якоря  $E$ ;  $\theta = \arcsin(\dot{U}, \dot{E})$  – часовий кут між фазорами напруги  $\dot{U}$  та ЕРС  $\dot{E}$ ;  $z = \sqrt{r^2 + x^2} = r\sqrt{1 + \sigma^2}$  – повний опір обмотки фази, де  $\sigma = x/r$  – відносне значення індуктивного опору фази;  $\alpha = \arctg \sigma$ .

Ще Ф.Юферовим [1] було показано, що значення максимально можливого моменту  $M_{m0}$  в заданому активному об'ємі СД, а відтак і значення максимально можливої корисної потужності  $P_{2m} = \omega M_{m0}$  в оптимально збудженого СД при  $\varepsilon_0 = 0,5z/r = 0,5 \sqrt{1 + \sigma^2}$  – не залежать від значень індуктивних опорів, а визначаються лише напругою  $U$  та опором  $r$  як

$$M_{m0} = \frac{mU^2}{4r\omega}. \quad (2)$$

Наявність же індуктивного опору  $x$  (або  $\sigma$  у в.о.) впливає лише на значення кута  $\theta$ , при якому спостерігається  $M_m$ . Зауважимо, що навіть при відхиленні  $\varepsilon$  від  $\varepsilon_0$  на  $\pm 20\%$  величина  $M_m$  практично не відрізняється від  $M_{m0}$ . Дійсно, поклавши  $\varepsilon = \chi \varepsilon_0$ , відповідно з (1) та (2) отримаємо  $M_m = \chi(2 - \chi)M_{m0}$ , тобто в діапазоні зміни  $0,8 \leq \chi \leq 1,2$   $M_m \approx M_{m0}$  з точністю до сотих часток, що дає змогу користуватись (2) навіть при  $\varepsilon \neq \varepsilon_0$ . І якщо раніше дослідники

сприймали (2) лише як математичний курйоз, то можливість забезпечення за допомогою мікропроцесорної техніки запуску СД і його роботу в області кута  $\theta$ , що наближається до  $\theta_0 = \pi/2 - \alpha$ , дозволяє покласти (2) в основу проектних розрахунків і оптимізації параметрів СД.

### Робочі характеристики СД у відносних одиницях і їх оптимізація

Якщо за базові значення прийняти максимально допустимий момент  $M_\delta = M_{m0}$ ; максимальну корисну потужність  $P_\delta = \omega M_{m0}$ ; струм, що споживає СД при  $M = M_{m0}$ ,  $I_\delta = U/4r$ , то робочі характеристики СД, записані у відносних одиницях мають вигляд

$$I = \frac{I}{I_\delta} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1 - 2\varepsilon \cdot \cos\theta + \varepsilon^2}{1 + \sigma^2}}; \quad (3)$$

$$P_1 = \frac{P_1}{P_\delta} = \kappa + I^2; \quad \cos\varphi = \frac{P_1}{mUI} = \frac{1}{2} \left( \frac{\kappa}{I} + I \right); \quad \eta = \frac{p_2}{p_1} = \frac{\kappa}{\kappa + I}, \quad (4)$$

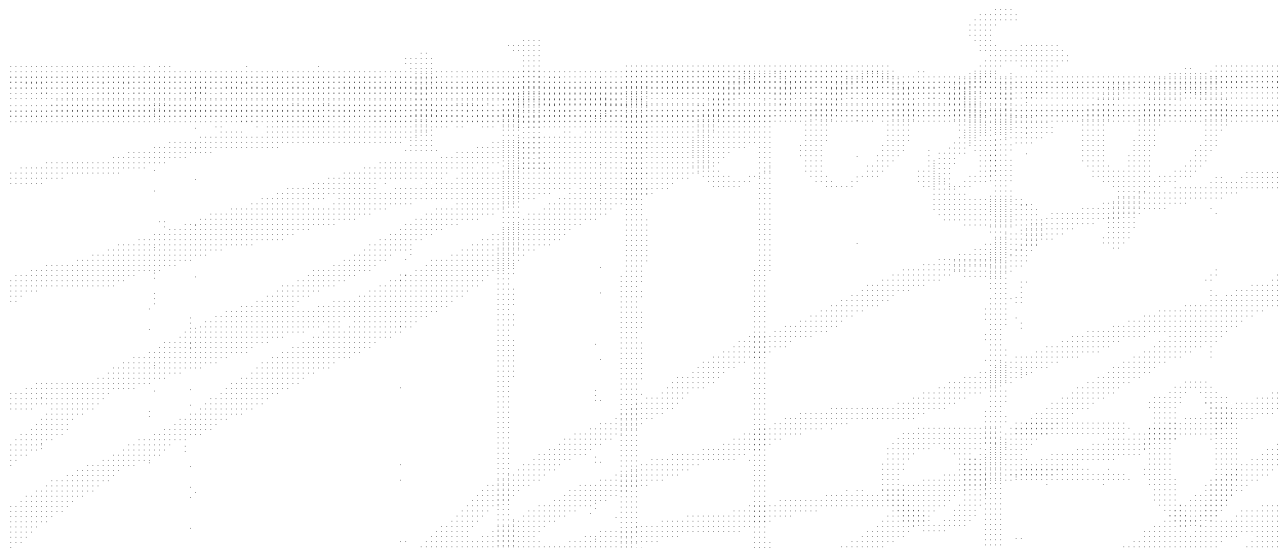
де  $\kappa = P_2/P_\delta = P_2^*$ .

Для того, щоб усі робочі характеристики записати як функційні залежності від корисної потужності  $P_2^* = \kappa$  значення  $\cos\theta$  в (3) на основі того, що  $\sin(\theta + \alpha) = 0,5(\kappa + 1)$ ,

представимо як  $\cos\theta = \sqrt{1 - \left(\frac{\kappa + 1}{2}\right)^2} \cdot \frac{\sigma}{\sqrt{1 + \sigma^2}} + \frac{\kappa + 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \sigma^2}}$ , тоді

$$I^* = \sqrt{\kappa^2 + \left(\sqrt{4 - (\kappa + 1)^2} - \sigma\right)^2} / \sqrt{1 + \sigma^2}. \quad (5)$$

Залежності  $I^*$ ;  $\cos\varphi$ ;  $\eta$ ;  $\xi = \eta \cdot \cos\varphi = f(P_2^*)$  при різних значеннях параметра  $\sigma$  показані на рис.1.





**Рис.1.** Робочі характеристики СД при різних значення параметра  $\sigma$ .

Аналіз залежностей  $I^*$ ;  $\cos \varphi$ ;  $\eta$ ;  $\xi = f(P^*_2)$  свідчить, що всі вони мають екстремум при деякому значенні параметра  $\sigma_0$ . Можна показати, що пошук екстремумів вказаних функцій еквівалентний пошуку екстремуму функції

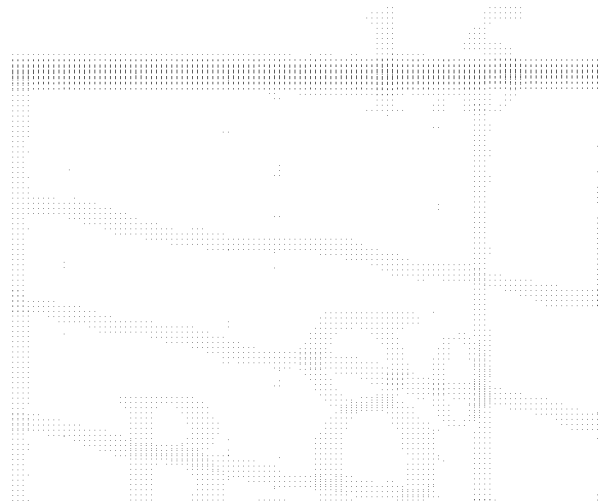
$\frac{a-b\sigma}{1+\sigma^2}$ , де  $a=1-\kappa$ ;  $b=\sqrt{4-(1+\kappa)^2}$ , яка має міні-

мум при  $\sigma_0 = \frac{a}{b} + \sqrt{1 + \frac{a^2}{b^2}} = \frac{1-\kappa + 2\sqrt{1-\kappa}}{\sqrt{4-(1+\kappa)^2}}$ .

Отже, якщо номінальну потужність СД визначати з умови його перевантажувальної

здатності  $k = \frac{M_m}{M_n} = \frac{1}{\kappa_n}$ , яка здебільшого за-

дається в діапазоні  $1,2 \leq k \leq 2$  ( $0,5 \leq \kappa_n \leq 0,8$ ) і в якому з достатньою для інженерних розрахунків точністю апроксимується виразом  $\sigma_0 = 1,76 - 0,63 \cdot \kappa_n$ , завжди існує оптимальне значення індуктивного опору фази обмотки  $x_0 = r(1,76 - 0,63 \cdot \kappa_n)$ , що забезпечує оптимальне використання активного об'єму двигуна.



**Рис.2.** Залежність параметра  $\sigma_0$  від коефіцієнта навантаження  $\kappa_n$  та робочі характеристики  $I^*$ ,  $\cos \varphi$ ,  $\xi = f(P^*_2)$ .

При цьому номінальний режим роботи СД буде характеризуватись параметрами  $I_n^*$ ;  $\cos \varphi_n$ ;  $\eta_n$ , залежність яких від  $\kappa_n = \frac{1}{k}$  показана на рис.2.

У діапазоні зміни параметра  $\kappa_n$   $0,5 \leq \kappa_n \leq 0,8$  вказані залежності досить точно апроксимуються виразами  $I_n^* = \kappa_n - 0,22$ ;  $\eta_n = 1,05 - 0,4 \cdot \kappa_n$ ;  $\cos \varphi_n = 1$ , з яких випливає, що збільшення

перевантажувальної здатності СД покращує його енергетичні характеристики, ціною чому є зменшення вихідного моменту (корисної потужності). Встановлені залежності (4), (5) разом з (1) та (2) можна покласти в основу методики параметричного проектування СД, як це зроблено в [2] стосовно асинхронних двигунів, що є змістом подальшої праці.

*Автори висловлюють подяку керівництву НВФ “ПРОГРЕТ” (Україна, м. Львів) за ініціацію та фінансування розробки синхронних виконавчих двигунів ДСТ 80-3, внаслідок чого були отримані викладені результати.*

1. Юферов Ф.М. Электрические машины автоматических устройств. М., 1988. 2. Лопухина Е.М., Семенчуков Г.А. Проектирование асинхронных микродвигателей с применением ЭВМ. М., 1980.

УДК 621.372.061

Тимощук П.В.

ДУ “Львівська політехніка”, кафедра РТП

## СТАБІЛІЗАЦІЯ ЧАСТОТИ ГЕНЕРАТОРА ГАРМОНІЧНИХ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ МАТЕМАТИЧНОГО МАКРОМОДЕЛЮВАННЯ

© Тимощук П.В., 2000

Розглянуто проблему стабілізації частоти генератора гармонічних сигналів на основі введення в коло генератора зворотного зв'язку за частотою. Генератор описується аналітичною та дискретною математичними моделями четвертого порядку, а зворотний зв'язок – другого та третього порядку. Елемент порівняння зворотного зв'язку конструюється на базі операції віднімання. Функціональні схеми аналогового та цифрового генераторів реалізуються на основі інтеграторів, суматорів, аналогових та цифрових помножувачів, подільників та ланках затримки по часу.

Низка відомих методів розв'язування задачі синтезу генераторів гармонічних сигналів не передбачають стабілізації частоти сигналів. Водночас дестабілізуючі чинники змінюють значення параметрів елементів схеми генератора, які впливають на частоту коливань, особливо в області високих частот. Стабільність частоти є одним з найважливіших параметрів генератора, тому вимоги до цього параметра сучасних генераторів досить високі [3, 4, 6].

Розглянемо розв'язування задачі стабілізації частоти генератора гармонічних сигналів автоматичним регулюванням частоти за допомогою від'ємного зворотного зв'язку за частотою. Для цього задамо опорний сигнал за частотою, віднімемо його від виміряного сигналу зворотного зв'язку, а отриманий результат подамо спільно з опорним сигналом на