

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 дестабілізувальні 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

вхід генератора. Тобто для забезпечення стабільності частоти вихідних гармонічних сигналів генератора регулюватимемо задавальну частоту залежно від результату віднімання виміряної частоти від значення опорної напруги.

Як відомо, для однозначного отримання коливань, а також для забезпечення стійкості функціонування генератора порядок кола зворотного зв'язку повинен бути меншим від порядку прямого кола пристрою. Частоту вихідних сигналів генератора можна вимірювати за допомогою частотного детектора. Якщо схема детектора описується, наприклад, макромоделлю другого порядку, тоді для її застосування в колі зворотного зв'язку треба використовувати генератор не нижче третього порядку. З огляду на це для розв'язування сформульованої задачі використаємо генератор четвертого порядку, отриманий у праці [5].

Оскільки описаний у [5] підхід, який гарантує необхідні періодичні режими генератора, не забезпечує їхньої стійкості, то сформуємо спочатку макромоделі генератора зі стабілізованою амплітудою, перейшовши від макромоделі генератора з [5]

$$\begin{aligned}x' &= x_1; \\x'_1 &= x_2; \\x'_2 &= x_3;\end{aligned}\tag{1}$$

$$x'_3 = (x_2^3 - 0.9997x_1x_2x_3)/(0.9995x_2 - 0.0013x_1^2),$$

де $x=x(t)=A \cdot \sin \omega t$, до макромоделі вигляду

$$x^{(m)}(t) = H[t, x(t), \dots, x^{(m-1)}(t)] + B[x(t), x'(t), \dots, x^{(m-1)}(t)],\tag{2}$$

де доданок $B[\dots]$ забезпечує стійкість макромоделі до зміни амплітуди [1]. Для цього на основі макромоделі (1) та макромоделі генератора з [4]

$$\begin{aligned}\dot{p} &= \omega [x^2 + p(1 - p^2 - x_2^2)]; \\x_2 &= \omega [-p + x_2(1 - p^2 - x_2^2)],\end{aligned}\tag{3}$$

де $p(t) = \sin(\omega t + \theta)$, $x_2(t) = \cos(\omega t + \theta)$, за допомогою методики синтезу нелінійних електронних кіл з [5] зобразимо аналогову макромоделі генератора четвертого порядку зі стабілізованою амплітудою у вигляді такої системи алгебродиференціальних рівнянь:

$$\begin{aligned}x' &= x_1 + x[\omega(A^2 - x^2) - x_1^2/\omega]; \\x'_1 &= x_2 + x_1[\omega(A^2 - x^2) - x_1^2/\omega]; \\x'_2 &= x_3 + x_2[\omega(A^2 - x^2) - x_1^2/\omega]; \\x'_3 &= (x_2^3 - 0.9997x_1x_2x_3)/(0.9995x_2 - 0.0013x_1^2) + x_3[\omega(A^2 - x^2) - x_1^2/\omega].\end{aligned}\tag{4}$$

У дискретній формі таке зображення набуває вигляду системи різницьових рівнянь

$$\begin{aligned}x(k+1) &= x(k) + [x_1(k) + x(k)\{\omega(A^2 - [x(k)]^2) - [x_1(k)]^2/\omega\}]h; \\x_1(k+1) &= x_1(k) + [x_2(k) + x_1(k)\{\omega(A^2 - [x(k)]^2) - [x_1(k)]^2/\omega\}]h; \\x_2(k+1) &= x_2(k) + [x_3(k) + x_2(k)\{\omega(A^2 - [x(k)]^2) - [x_1(k)]^2/\omega\}]h; \\x_3(k+1) &= [x_3(k) + \{[x_2(k)]^3 - 0.9997x_1(k)x_2(k)x_3(k)\}/ \\&\quad / \{0.9995x(k)x_2(k) - 1.0013[x_1(k)]^2\} + x_3(k)\{\omega(A^2 - [x(k)]^2) - [x_1(k)]^2/\omega\}]h,\end{aligned}\tag{5}$$

де h — крок дискретизації за часом.

Як відомо, вплив на параметри сигналів генератора нестабільності в колі зворотного зв'язку не послаблюється зворотним зв'язком. Тому в разі застосування зворотного зв'язку потрібно забезпечувати його високу стабільність. Оскільки головні дестабілізуючі чинники є в прямому колі, яке містить активні елементи та елементи навантаження, зобразимо коло зворотного зв'язку за частотою у вигляді пасивного кола, яке можна виготовити достатньо стабільним. Для цього введемо в аналогову та дискретну макромодель генератора (4), (5) відповідні додаткові члени [1, 2]. Для виконання цього завдання припустимо, що вирази, якими необхідно доповнити кожне з рівнянь системи (4) для забезпечення стабілізації частоти генератора, можна отримати, якщо частоту в таких рівняннях замінити на двовимірний поліном другого порядку з аргументами ω та ω^* , де ω – потрібна частота гармонічних сигналів генератора, яку задають опорною напругою, ω^* – частота зворотного зв'язку, отримана за допомогою частотного детектора. На підставі результатів з праці [5], а також використовуючи те, що амплітуда A генератора задана, запишемо вираз для аналогової макромодель частотного детектора у вигляді такого співвідношення:

$$\omega^*(t) = \frac{\{[x'(t)]^2 - x(t)x''(t)\}^{1/2}}{A}. \quad (6)$$

Дискретизувавши вираз (6), отримаємо різницеве рівняння детектора

$$\omega^*(k) = \frac{\{[\Delta x(k)]^2 - x(k)\nabla^2 x(k)\}^{1/2}}{A}, \quad (7)$$

де $\nabla x(k) = [x(k+1) - x(k-1)]/2$, $\nabla^2 x(k) = x(k+1) - 2x(k) + x(k-1)$ – скінченні різниці першого та другого порядку, k – номер дискрети.

Для оцінки якості побудови макромоделей генератора використаємо коефіцієнт нелінійних спотворень (КНС), який для заданих коливань визначатимемо за виразом

$$\text{КНС} = \frac{\left(\sum_{i=1}^n A_i^2 \right)^{1/2}}{A_0}, \quad (8)$$

де A_i – амплітудне значення i -ї гармоніки; n – кількість гармонік.

Нехай, для визначеності, $A \in [0.2; 2.0]$, $\omega \in [1.0; 5.0]$, $t \in [0; 2p/\omega]$. Задамо значення A , ω та t сигналів $x(t)$ дискретно з кроком 0.2, 1.0, та $0.2p/\omega$ відповідно. Для заданих дискрет A , ω та t за допомогою аналітичного диференціювання обчислимо відповідні дискрети похідних $x'(t)$, $x_1'(t)$, $x_2'(t)$ та $x_3'(t)$. Визначимо коефіцієнти шуканого полінома внаслідок розв'язування

апроксимаційних задач

$$\begin{aligned}
 & \left\{ x' - x_1 - x \left[f(A^2 - x^2) x_1^2 / f \right] \right\}^2 \longrightarrow \min C; \\
 & \left\{ x'_1 - x_2 - x_1 \left[f(A^2 - x^2) x_1^2 / f \right] \right\}^2 \longrightarrow \min C; \\
 & \left\{ x'_1 - x_2 - x_1 \left[f(A^2 - x^2) x_1^2 / f \right] \right\}^2 \longrightarrow \min C; \\
 & \left\{ \begin{aligned} & x'_3 - (x_2^3 - 0.9997x_1x_2x_3) / (0.9995xx_2 - 1.0013x_1^2) \\ & - x_3 [f(A^2 - x^2) - x_1^2/f] \end{aligned} \right\}^{1/2} \longrightarrow \min C; \\
 & f = \sum_{k_1=0}^1 \sum_{k_2=0}^1 C_{k_1 \dots k_2} [\omega(t)]^{k_1} [\omega^*(t)]^{k_2}
 \end{aligned} \tag{9}$$

у разі стійкого отримання коливань $x(t)$ для різних незначних початкових відхилень частоти $\omega^*(t)$ від заданих значень.

Розв'язування задач апроксимації, нехтування та заокруглення значень обчислених коефіцієнтів призводить до отримання аналогової макромоделі генератора зі стабілізованими амплітудою та частотою у вигляді такої системи диференціальних рівнянь:

$$\begin{aligned}
 x' &= x_1 + x[f(A^2 - x^2) - x_1^2/f]; \\
 x'_1 &= x_2 + x_1[f(A^2 - x^2) - x_1^2/f]; \\
 x'_2 &= x_3 + x_2[f(A^2 - x^2) - x_1^2/f]; \\
 x'_3 &= (x_2^3 - 0.9997x_1x_2x_3)/(0.9995xx_2 - 0.0013x_1^3) + x_3[f(A^2 - x^2) - x_1^2/f]; \\
 f &= 2\omega(t) - \omega^*(t).
 \end{aligned} \tag{10}$$

У дискретній формі макромодель (10) набуває вигляду

$$\begin{aligned}
 x(k+1) &= x(k) + [x_1(k) + x(k)\{j(A^2 - [x(k)]^2) - [x_1(k)]^2/j\}]h; \\
 x_1(k+1) &= x_1(k) + [x_2(k) + x_1(k)\{j(A^2 - [x(k)]^2) - [x_1(k)]^2/j\}]h; \\
 x_2(k+1) &= x_2(k) + [x_3(k) + x_2(k)\{j(A^2 - [x(k)]^2) - [x_1(k)]^2/j\}]h; \\
 x_3(k+1) &= x_3(k) + [\{[x_2(k)]^3 - 0.9997x_1(k)x_2(k)x_3(k)\} / \\
 & \quad \{0.9995x(k)x_2(k) - 1.0013[x_1(k)]^2\} + x_3(k)\{j(A^2 - [x(k)]^2) - [x_1(k)]^2/j\}]h; \\
 j &= 2\omega(k) - \omega^*(k).
 \end{aligned} \tag{11}$$

Як видно з отриманих макромоделей, порівняння в ланці зворотного зв'язку за частотою генератора реалізується на підставі операції віднімання $\omega - \omega^*$. Згідно з результатами проведених розрахунків, застосування стабілізації частоти коливань генератора при різних незначних початкових відхиленнях частоти від заданих значень порівняно з стабілізацією лише амплітуди дає змогу зменшувати значення коефіцієнта нестабільності частоти більше ніж на порядок. У цьому випадку значення KHC генератора зменшується приблизно на порядок. Для аналогової та дискретної макромоделей генератора значення KHC у заданих режимах не перевищує $1 \cdot 10^{-5}$. Зменшується також час встановлення коливань. У разі збудження з різних початкових умов коливання встановлюються не пізніше, ніж за чотири періоди.

Згідно з отриманими макромоделями, функціональні схеми стійких до зміни амплітуди й частоти аналогового та цифрового генераторів гармонічних сигналів можна реалізувати на базі інтеграторів, суматорів, помножувачів, подільників та ланок затримки за часом. Як свідчать результати досліджень, отримані генератори є асимптотично стійкими до зміни частоти коливань. Їх можна використовувати для функціонування в широких амплітудному та частотному діапазонах у різноманітних пристроях, зокрема, в модуляторах сигналів. Синтезовані генератори на відміну від існуючих не передбачають переналаджування своїх компонентів, якщо потрібно змінити амплітуду або частоту коливань, тобто схеми генераторів є амплітудо- та частотонезалежними.

1. Барбашин Е.А. Введение в теорию устойчивости. М., 1967. 2. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. для вузов. М., 1986. 3. Мандзій Б.А., Желяк Р.Г. Основи аналогової мікросхемотехніки. Львів, 1998. 4. Chua L.O., Green D.N. Synthesis of nonlinear Periodic Systems // IEEE Trans. on Circuit and Systems. 1974. Vol. CAS-21. P.286–294. 5. Tymoshchuk P. V. Shapovalov Y. I. Synthesis of electronic devices on the determination and digitization of implicit algebra-differential equations base // Radioelectronics and Communications Systems. 1998. Vol.41. P.41–43. 6. Тутце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. М., 1982.

УДК 621.365

Турковський В.Г., Жовнір Ю.М.

ДУ “Львівська політехніка”, кафедра ЕПМС

ЕНЕРГЕТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕНАСТРОЄНИХ СХЕМ ІНДУКТИВНО-ЄМНІСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

© Турковський В.Г., Жовнір Ю.М., 2000

За допомогою математичної моделі досліджено енергетичні характеристики (встановлені потужності реактивних елементів, коефіцієнта реактивної потужності) нерезонансних схем індуктивно-ємнісних перетворювачів джерела напруги в джерело струму з взаємодуктивним зв'язком елементів

Індуктивно-ємнісні перетворювачі (ІЄП) джерела напруги в джерело струму широко використовують для живлення електротехнічних установок, зокрема дугових сталеплавильних печей змінного струму (ДСП) [1, 4]. Згідно з [4], зменшення негативного впливу печей на мережу досягається не лише за умови жорсткої стабілізації струму навантаження, а й за нестабільності струму у межах 10...20 %, що дає змогу використовувати у схемах електропостачання печей не лише настроєні (резонансні) схеми, а й ненастроєні схеми ІЄП. Дослідження характеристик ненастроєних схем ІЄП показало, що в окремих режимах вони мають певні переваги порівняно з настроєними схемами.