

молибдена при различных температурах // *Металлофизика*. – 1988. – Т. 10. – № 2. – С. 55–59. 5. Григорянц А.Г. Основы лазерной обработки материалов. – М.: Машиностроение, 1989. – 301 с. 6. Б.И. Стадник. Новый критерий оценки неустойчивости термо-ЭДС термоэлектрических преобразователей // *Теплофизика высоких температур*. – 1980. – Т. 18. – № 4. – С. 826–833.

УДК 621.317.7

М.В. Наконечний, Ю.М. Наконечний

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра “Інформаційно-вимірвальна техніка”

АНАЛІЗ МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ДВОФАЗНОГО КЕРОВАНОГО ГЕНЕРАТОРА В СИСТЕМІ РЕГУЛЮВАННЯ ШВИДКІСТЮ ОБЕРТАННЯ ВАЛА АСИНХРОННОГО ДВОФАЗНОГО ДВИГУНА

© Наконечний М.В., Наконечний Ю.М., 2003

Розглянуто математичну модель двофазного керованого генератора в пристрої управління двофазним двигуном.

The mathematical model of a two-phase controlled generator in two-phase engine control device is considered.

1. Постановка проблеми

В ряді випадків для покращання динамічних характеристик систем автоматичного керування застосовується частотний спосіб керування виконавчими механізмами. При цьому для забезпечення необхідних фазових співвідношень в системі частота і фаза опорних сигналів повинні змінюватися згідно із змінами величини і знака похибки розузгодження.

Для розв'язання вказаних задач використовуються частотокеровані двофазні генератори, які поряд з можливістю плавного керування швидкістю обертання вала двигуна дозволяють змінювати напрям його обертання зміною полярності керуючої напруги.

2. Аналіз останніх досліджень та публікацій

Вивчення принципів формування і генерування квадратурних сигналів й способів реалізації пристроїв їх одержання показало, що найбільш перспективними з точки зору забезпечення плавності керування частотою вихідних сигналів і можливості зміни фази між ними, а також стабілізації їх амплітуди є двофазні керовані генератори з пристроями стабілізації амплітуди сигналів автоколивних систем, які виконані на основі сигнальних обернених зв'язків [2]. Принцип побудови таких двофазних керованих генераторів базується на моделюванні системи диференціальних рівнянь.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= \omega y, \\ \dot{y} &= -\omega x,\end{aligned}\tag{1}$$

розв'язками якої є функції $x(t) = A \sin(\omega t + \varphi)$, $y(t) = A \cos(\omega t + \varphi)$, початкова фаза яких визначається із початкових умов x_0 і y_0 [1].

Стабілізація амплітуди вихідних коливань генератора, який описується системою рівнянь (1), зумовлена явищами нелінійності і насичення окремих елементів його контуру. Оскільки вказані явища можуть залежати від частоти, то коливання різних частот будуть стабілізуватися на різних рівнях. Крім того, нелінійності можуть впливати на квадратуру вихідних коливань генератора. Тому використання відхилень параметрів елементів контуру генерування від ідеальних як засобу стабілізації амплітуди не забезпечує високої стабільності амплітуди вихідних коливань генератора і малих спотворень їх форми в заданому діапазоні частот, що в ряді випадків обмежує можливості таких двофазних генераторів.

Рівняння реальних двофазних генераторів повинні містити нелінійні члени, наявність яких забезпечує ефект стабілізації амплітуди вихідних коливань генератора на будь-якій частоті не залежно від початкових умов.

Введення нелінійних членів в праві частини рівнянь (1) приводить до того, що розв'язання стають, як правило, несинусоїдальними, причому із зростанням нелінійності зростають нелінійні спотворення.

Але така залежність не є характерною для всіх без винятку нелінійних моделей, свідченням чому є системи нелінійних диференціальних рівнянь

$$\begin{aligned}\dot{x} &= \omega y + f_1(x, y) \\ \dot{y} &= -\omega x + f_2(x, y)\end{aligned}\tag{2}$$

з стійким граничним циклом на колі з радіусом $r = \mu^{-1/2}$, яке визначається рішенням $x(t) = A_0 \sin \omega t$, $y(t) = A_0 \cos \omega t$. Для таких систем в стаціонарному режимі справедливе співвідношення

$$f_{1,2}(x, y) = 0.\tag{3}$$

В літературі [1, 2] розглядаються різні способи реалізації нелінійних членів системи рівнянь (2), наводяться результати дослідження таких моделей, розроблено структурні схеми двофазних генераторів з підрахунком кількості елементів, які необхідно використати для реалізації генератора з вибраним типом і числом нелінійностей.

Аналіз результатів проведених досліджень показує, що незалежно від числа і виду нелінійних членів в системі рівнянь (2) будь-яка система може бути використана для моделювання двофазного керованого генератора.

3. Формулювання цілей статті

Слід зазначити, що для випадку регулювання швидкості обертання вала асинхронного двигуна вимоги до точності і швидкодії системи стабілізації амплітуди не є визначальними, тому з метою зменшення затрат на схемну реалізацію двофазного генератора при збереженні його основних властивостей в стаціонарному режимі роботи доцільно використовувати спрощені системи диференціальних рівнянь на основі базової моделі (2) або системи диференціальних рівнянь, в яких отримання квадратурних коливань заданої амплітуди забезпечується на основі моделювання інших типів нелінійностей.

4. Виклад основного матеріалу

Спрощена математична модель квадратурного керованого генератора, який використовується в пристрої керування швидкістю асинхронних двигунів, описується системою нелінійних диференціальних рівнянь

$$\begin{aligned}\dot{x} &= \omega y + \varepsilon[1 - \mu(x^2 + y^2)]x, \\ \dot{y} &= \omega x,\end{aligned}\quad (4)$$

яка в полярних координатах має вигляд:

$$\begin{aligned}\dot{r} &= \varepsilon[1 - \mu r^2]r \sin^2 \theta, \\ \dot{\theta} &= -\omega + \varepsilon[1 - \mu r^2] \sin \theta \cos \theta\end{aligned}\quad (5)$$

Із аналізу стійкості системи випливає, що при $r \rightarrow \mu^{-1/2}$ в системі настає стійкий граничний цикл, якому на фазовій площині відповідає рівномірний рух зображуючої точки в заданому напрямку по колу радіусом $r = \mu^{-1/2}$ і тому розв'язки системи (5) в стаціонарному режимі можуть бути подані функціями вигляду

$$x(t) = A \sin \omega t \quad \text{і} \quad y(t) = A \cos \omega t,$$

у зв'язку з тим, що важко одержати загальний розв'язок, що описує процеси динаміки в системі рівнянь (4), для вивчення особливостей її роботи в перехідному режимі проведено якісний аналіз цієї системи.

Одна із особливостей системи рівнянь (4) полягає в тому, що швидкості зміни модуля і аргумента радіус-вектора r в цій системі є функціями величин r і θ , а не тільки r , що характерно для системи рівнянь (6):

$$\begin{aligned}\dot{x} &= \omega y + \varepsilon[1 - \mu(x^2 + y^2)]x, \\ \dot{y} &= -\omega x + \varepsilon[1 - \mu(x^2 + y^2)]y,\end{aligned}\quad (6)$$

і тому траєкторія руху зображуючої точки на фазовій площині в перехідному режимі є кривою, параметр розкручування і кількість витків якої залежать не тільки від величини модуля радіуса вектора r в початковий момент часу і числових значень параметра ε , але також визначається кутом θ , який характеризує початкове положення вектора r на фазовій площині.

Враховуючи те, що стаціонарний режим у двофазному генераторі, який використовується в пристрої регулювання швидкістю обертання вала двигуна, настає при значеннях керуючої напруги, близьких до нуля, доцільно провести аналіз перехідних режимів в системі (5) для значень $\omega \rightarrow 0$.

Як впливає з першого рівняння системи (5), в точках, де кут $\theta = k\pi$, $k = 0, 1, 2, \dots, n$, і $r \neq \mu^{-1/2}$ незалежно від поточних значень модуля радіус вектора r і швидкість його зміни дорівнює нулю, що вказує на порушення неперервності процесу стабілізації амплітуди для цих значень t , де функція $y(t)$ набуває нульові значення. Однак таке явище не є небезпечним з точки зору зриву процесу стабілізації амплітуди, оскільки умовою закінчення перехідного процесу в системі є досягнення модулем радіус-вектора r значення $\mu^{-1/2}$, а не значень кутів, синусу який набувають нульові значення.

З другого рівняння системи (5) випливає, що в перехідному режимі частота коливань визначається сумою двох складових, перша з яких дорівнює величині ω , яка задає значення

частоти в усталеному режимі, а друга – є спадною функцією часу, що залежить від початкових умов, значень параметра ε і досягає після закінчення перехідного процесу нульового значення.

Аналіз змінної частини другого рівняння системи (5) показує, що в тих точках фазової площини, де модуль радіус вектора r відрізняється від величини $\mu^{-1/2}$, а аргумент набуває значення $k\pi/2$, $k = 0, 1, 2, \dots, n$ – частота коливань залежить тільки від параметра ω . Для решти точок фазової площини, залежно від знака розузгодження між поточним значенням радіус-вектора r і його встановленим значенням, а також від кута θ , який характеризує положення радіус-вектора r в даний момент часу в перехідному режимі буде відбуватися наростання або спад частоти гармонічних коливань.

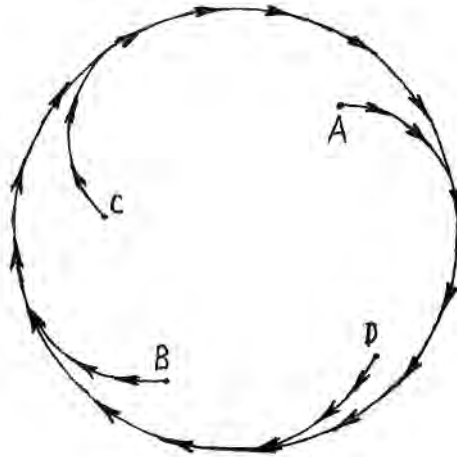


Рис. 1. Траєкторія руху зображуючої точки на фазовій площині

Як впливає з аналізу фазових траєкторій одержаних для $r < \mu^{-1/2}$, $k\pi < \theta < (2k+1)\frac{\pi}{2}$, $k = 0, 1, 2, \dots, n$, наведених на рис. 1, рух зображуючої точки на початковій стадії перехідного процесу здійснюється проти годинникової стрілки, проте при досягненні параметрами r і θ відповідних значень напрям її руху змінюється на протилежний і у вказаному напрямі вона рухається упродовж часу, що залишився до закінчення перехідного процесу.

Рух системи зображуючої точки з додатною швидкістю в початковій стадії перехідного процесу зумовлений тим, що при певних початкових умовах змінна частина в рівнянні (5) набуває значення, протилежні за знаком і більші за абсолютною величиною від параметра ω . Проте у міру його руху у вказаному напрямку модуль радіус-вектора r і аргумент θ змінюються так, що при деяких значеннях r^* і θ^* виконується умова

$$-\omega + \varepsilon[1 - \mu r^{*2}] \sin \theta^* \cos \theta^* = 0,$$

що і відповідає зупинці зображуючої точки на фазовій площині. Оскільки проміжний стан системи, що відповідає вказаним значенням параметрів r^* і θ^* є нестійким, то в системі буде відбуватися подальша зміна модуля і аргумента радіус-вектора r й тому починає виконуватися нерівність

$$-\omega + \varepsilon[1 - \mu r^2] \sin \theta \cos \theta < 0,$$

що вказує на зміну напрямку руху зображуючої точки.

Із сказаного випливає, що ні в одній з точок фазової площини, які характеризують рух системи у завершальній частині перехідного процесу, а також її поведінку в усталеному режимі, не змінюється знак швидкості $\dot{\theta}$, а, відповідно, не змінюється і напрямок руху зображуючої точки.

Вихід зображуючої точки на криву граничного циклу, що задовольняє умову $r < \mu^{-1/2}$; $(2k+1)\frac{\pi}{2} < \theta < (k+1)\pi$, $k = 0, 1, 2, \dots, n$, здійснюється без зміни знака швидкості її руху. Якщо параметр ω суттєво відрізняється від нуля, то вплив складової $\varepsilon(1-\mu r^2)\sin\theta\cos\theta$ на швидкість $\dot{\theta}$ буде незначним, в результаті чого обертання зображуючої точки в перехідному режимі буде здійснюватися з практично постійною швидкістю, величина якої повністю залежить від значень параметра ω . В цьому випадку швидкість обертання зображуючої точки в перехідному режимі визначається з виразу $\dot{\theta} \cong -\omega$, а система рівнянь (5) набере вигляд

$$\begin{aligned}\dot{r} &= \varepsilon(1-\mu r^2)r\sin^2\theta, \\ \dot{\theta} &\approx -\omega.\end{aligned}$$

Динамічні властивості системи досліджувались за допомогою пакета MATLAB [3–5]. Моделювання системи проводилось при $\omega = 1$, $\mu = 1$; $\delta = 0.02$, для коефіцієнтів затухання $\varepsilon = 0.05$; 0.2 ; 1 і початкових умов $r_0 = 0.1$; 0.5 , $\theta_0 = 15^\circ$. Кількості кроків, що визначають тривалості перехідних процесів, при різних значеннях ε і r_0 наведені в таблиці:

ε	0.05		0.2		1	
r_0	0.1	0.5	0.1	0.5	0.1	0.5
n	425	315	107	80	30	18

5. Висновки

Аналіз результатів моделювання системи (4) показує, що: по-перше, тривалість перехідного процесу в системі є функцією значень ε і r_0 і не залежить від величини θ_0 ; по-друге, для всіх значень ε і r_0 перехідні процеси в системі (4) відбуваються приблизно вдвічі повільніше ніж в системі (6). Отже, з результатів теоретичного аналізу і моделювання системи (4) випливає, що використання скороченої системи рівнянь як математичну модель генератора дає змогу створити двофазний керований генератор, що забезпечує генерування квадратурних синусоїдальних коливань заданої амплітуди. Але в такому генераторі, на відміну від генератора, що базується на моделюванні системи рівнянь (6), встановлення частоти вихідних коливань визначається швидкістю встановлення їх амплітуди.

Функціональна схема двофазного генератора наведена на рис. 2. Генератор складається з контуру генерування і пристрою стабілізації амплітуди. Контур генерування виконаний на інтеграторах ІНТ1, ІНТ2, помножувачах ПОМН1, ПОМН2, увімкнених послідовно і охоплених оберненим зворотним зв'язком на інверторі ІНВ. Помножувачі ПОМН1 і ПОМН2 виконують функції керованих резисторів. Зміна коефіцієнтів передачі помножувачів ПОМН1 і ПОМН2 еквівалентна зміні постійних часу інтеграторів ІНТ1, ІНТ2. Тому переналагодження частоти генератора здійснюється без проміжних перетворень керую-

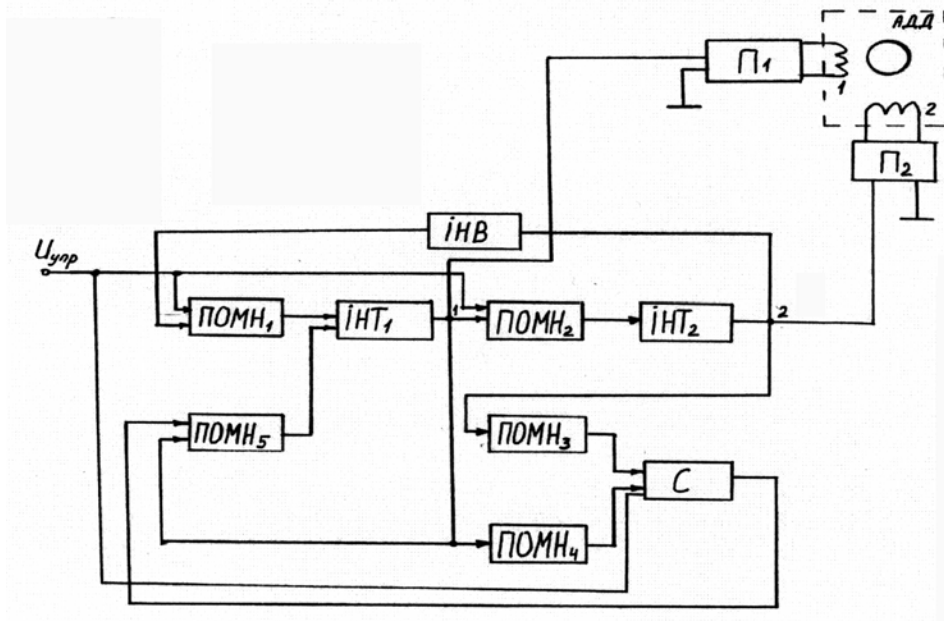


Рис. 2. Функціональна схема двофазного керованого генератора

чої напруги $U_{упр}$ в параметри частото задаючих кіл контуру генерування. Баланс фаз у контурі генерування забезпечується за допомогою інвертора ІНВ. В цьому генераторі знак квадратури залежить від полярності керуючої напруги.

Пристрій стабілізації амплітуди моделює нелінійні члени системи рівнянь (4), виконані на помножувачах ПОМН3-ПОМН5 і суматорі С. Помножувачі ПОМН3 і ПОМН4 призначені для піднесення в квадрат вихідних сигналів генератора і фактично виконують функції демодуляторів цих сигналів. Суматор С забезпечує одержання сигналу похибки розузгодження між опорною напругою і сумою вихідних напруг помножувачів ПОМН3 і ПОМН4. За допомогою помножувача ПОМН5 організується керований зворотний зв'язок, що забезпечує необхідне шунтування інтегратора ІНТ1.

Суть роботи системи стабілізації полягає в тому, що в системі організується від'ємний зворотний зв'язок, дія якого спрямована на компенсацію змін амплітуд вихідних коливань генератора. Синфазна і квадратурна напруги з першого і другого виходів генератора подаються на входи підсилювачів потужності П1 і П2, до виходів яких підімкнені статорні обмотки асинхронного двофазного двигуна АДД. Для компенсації впливу індуктивного опору обмоток двигуна, який має місце при зміні частоти напруг, що подаються на статорні обмотки двигуна, керуюча напруга $U_{упр}$ одночасно подається на входи ПОМН1 і ПОМН2, контуру регулювання, а також на третій вхід суматора С схеми стабілізації напруг вихідних коливань генератора.

Функціональна схема двофазного генератора (рис. 2), що базується на моделюванні скороченої системи рівнянь (4) аналогічно схемі генератора, виконаного на основі системи рівнянь (6), але через зменшення нелінійних членів в скороченій системі такий генератор має на один помножувач менше.

1. Minorsky N. *Non Linear Oscillations* Princeton, NY: D. van Nostrand, 1962. P. 72–74.
2. Наконечный М.В. Автоколебательные системы с гармоническим стационарным режимом // Проблемы нелинейной электротехники: Тез. докл. Всесоюз. науч. техн. конф. –

Киев, 1984. – С. 109–111. 3. Дьяконов В., Круглов В. *MATLAB: Анализ, идентификация и моделирование систем.* – СПб, 2001. 4. Дьяконов В. *Специальный справочник.* – СПб., 2002. 5. Герман-Галкин С. *Компьютерное моделирование полупроводниковых систем MATLAB 6.0.* – СПб., 2001.

УДК 537.213

Р.А. Пеленський, О.Є. Гамола

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра “Теоретичної та загальної електротехніки”

ВИМІРЮВАННЯ КОНТАКТНИХ ОПОРІВ ЕЛЕМЕНТІВ ІНТЕГРАЛЬНИХ СХЕМ

© Пеленський Р.А., Гамола О.Є., 2003

Запропоновано метод контролю омичного опору елементів інтегральних схем під час технологічного процесу їх виготовлення. Розроблено методи лінеаризації характеристик схем для їх роботи з цифровими вихідними приладами. Виготовлено експериментальні взірці автоматичного і напівавтоматичного приладів для вимірювання контактних опорів елементів інтегральних схем.

A method of checking contact resistance values of the integral schemes elements in the course of the technological process of their manufacture has been suggested. A framework for the linearization of the schemes characteristics for their work with the digital exit devices has been worked out. Experimental samples of automated and semiautomated devices for ganging contact resistance of the integral schemes elements have been elaborated.

1. Постановка проблеми

В технологіях виробництва інтегральних схем дуже важливою є проблема створення омичних контактів в елементах, розведеннях та струмовиводах. Поява неякісних ділянок на контактах приводить до підвищення опору металізованих ділянок поверхні кристала, їх нерівномірного нагрівання в робочому режимі і як наслідок до пошкодження схем. Зменшується відсоток придатних виробів і збільшується собівартість мікросхем.

2. Аналіз останніх досліджень і публікацій

Згідно з останніми дослідженнями і публікаціями [1, 2] найпоширенішим способом вирішення цієї проблеми є створення сильнолегованого шару напівпровідника безпосередньо на контакті з металом. Під час технологічного процесу виготовлення інтегральної схеми повинен проводитись контроль за якістю цього шару, що переважно здійснюється візуальними методами вибіркового контролю. Ці методи дуже трудомісткі і не вирішують проблеми.