

С.В. Водоп'ян, нач. відділу
П.М. Піонтківський, м.н.с.
Д.В. П'яковський, к.т.н., доц.

Житомирський військовий інститут радіоелектроніки ім. С.П. Корольова

ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ОЦІНКИ ЗСУВУ ФАЗ У НЕЛІНІЙНОМУ ЛАНЦЮГУ З ВИКОРИСТАННЯМ АПРОКСИМАЦІЇ НА ОСНОВІ ДИФЕРЕНЦІАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЕНЬ

Застосовано новий математичний апарат для вирішення задачі оцінки фази гармонічного сигналу на виході нелінійного елемента. Підвищена точність визначення кутового переміщення вимірювачем фазового типу за допомогою зменшення впливу нелінійностей.

Вступ

Перетворювачі переміщень застосовуються в різних галузях техніки, таких як машинобудування, точне приладобудування, системи наведення та супроводження рухомих об'єктів, робототехніка, системи автоматичного управління. Більшість контрольованих параметрів технологічних процесів припадає на кутові та лінійні переміщення. Аналізуючи класифікацію та характеристики перетворювачів переміщень, можна сформулювати вимоги, що висувуються до них [1]. Серед основних вимог є: висока точність вимірів та контролю переміщень, швидкодія, надійність, стійкість за відношенням до перешкод інформативного параметра, малі нелінійні викривлення. Крім цього, висувуються такі вимоги як: висока технологічність, невелика вартість, мала тепловіддача, габарити, маса тощо.

Порівнюючи електростатичні, електромеханічні електроконтактні, фотоелектричні, електричні механотронні та електромагнітні перетворювачі переміщень можна констатувати наступне. Перші мають високу чутливість та добротність, але вимагають високоякісної герметизації та мають великий вихідний опір. Другі мають просту конструкцію, велику потужність, але гірші, у порівнянні з іншими, метрологічні характеристики. Треті мають найбільшу точність та роздільну здатність, але недостатньо стабільні та надійні. Електричні механотронні мають високу чутливість, малу нелінійність, високу швидкодію, але вони конструктивно складні та вимагають високої потужності живлення.

Що стосується електромагнітних перетворювачів переміщень, які бувають індуктивними та трансформаторними, то незважаючи на те, що вони мають кращі показники за вихідною потужністю, захистом від впливу перешкод, надійністю, але вони не відзначаються високою точністю внаслідок нелінійності індуктивних котушок та вихідного кола синусо-косинусного обертаючогося трансформатора. Нелінійність вносить у вихідний сигнал паразитні гармоніки, які спотворюють його. Спотворення погіршує точність визначення переміщення. Вимірювачі кутових переміщень фазового типу на основі сельсінних пар та синусно-косинусного обертаючогося трансформатора найбільш поширені, незважаючи на середню точність. Крім вище названих переваг, вони мають високу стійкість та надійно працюють у широкому діапазоні вимірюваних кутів.

Розглянемо одну зі схем вимірювача кутових переміщень фазового типу [2] (рис. 1). На виході лічильника отримується цифровий код пропорційний фазовому зсуву між $U_{\alpha}(t)$ та $U_{\text{оп}}(t)$, який пропорційний куту повороту α . Нелінійність індуктивності або вихідної обмотки обертаючогося трансформатора, на яких реалізовано фазозсуваючий пристрій, приводить до визначення моменту переходу $U_{\alpha}(t)$ через нуль із похибкою.

Для вирішення цієї задачі пропонується схема, що наведена на рис. 2. Сигнали $U_{\alpha}(t)$ та $U_{\text{оп}}(t)$ переводяться у цифрову форму та поступають на мікроконтролер, де проходить обробку сигнал $U_{\alpha}(t)$, зменшується похибка, що вноситься нелінійними викривленнями та оцінюється значення кута повороту α . Цифровий код на виході схеми міститиме оцінку значення кута повороту α на основі апроксимації спотвореного гармоніками сигналу. Сучасні швидкості обробки даних мікроконтролерами дозволять покращувати точність α в реальному масштабі часу.

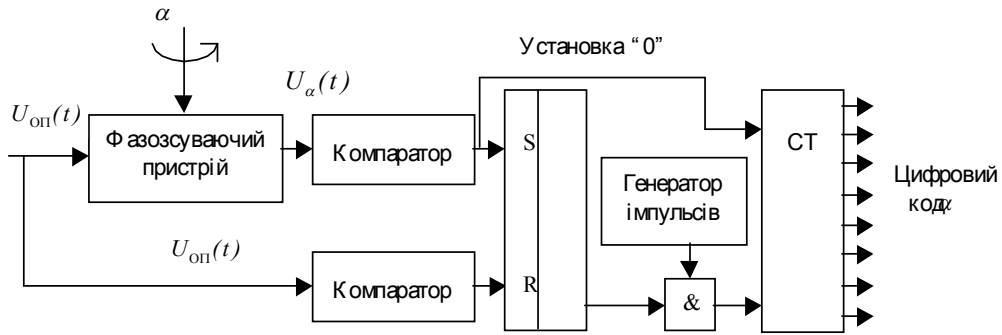


Рис. 1

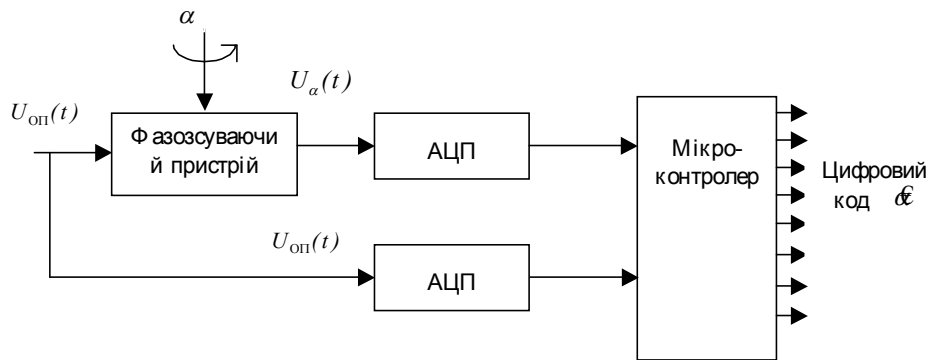


Рис. 2

Постановка задачі

Опорний сигнал $U_{оп}(t)$, що використовується у вимірювачах переміщень фазового типу, це синусоїдальний або косинусоїдальний сигнал, частота якого найчастіше 400 Гц, амплітуда залежить від конкретного виду пристрою, початкова фаза опорного сигналу не впливає на визначення α . $U_{\alpha}(t)$ на виході фазосувачого пристрою формується на основі $U_{оп}(t)$. Додатково він спотворений впливом нелінійності та зсунутий на величину, що пропорційна куту повороту α . В роботі вирішується задача підвищення точності оцінки кута повороту α . Точність покращується внаслідок апроксимації $U_{\alpha}(t)$, тобто зменшення спотворень, внесених нелінійністю. Мета досягається за рахунок застосування схеми (рис. 2) та апроксимації $U_{\alpha}(t)$ на певному інтервалі лінійною залежністю із застосуванням диференціальних перетворень [3].

Методика досліджень передбачає аналіз точності оцінки в залежності від коефіцієнта гармонік за формулою (1), тобто [4]:

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{\left(\frac{A_3}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{A_5}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{A_7}{\sqrt{2}}\right)^2 + \dots + \left(\frac{A_R}{\sqrt{2}}\right)^2}}{\frac{A_1}{\sqrt{2}}}, \tag{1}$$

$$R = 3, 5, 7, \dots, n.$$

Вплив перешкод та спотворень сигналів, крім нелінійності фазосувачого пристрою, не враховуються. Параметри всіх елементів схеми з часом вважаються незмінними.

Аналіз задачі

Кут повороту α пропорційний різниці початкових фаз опорного $U_{оп}(t)$ та зсунутого $U_{\alpha}(t)$ сигналів (рис. 3), де $t_2 - t_1 = \alpha / 2\pi \cdot f$. Моделі сигналів представл ені такими виразами:

$$U_{оп}(t) = A_1 \sin(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi_1); \tag{2}$$

$$U_{\alpha}(t) = A_1 \sin(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi_{\alpha}); \tag{3}$$

$$U_{\alpha\sigma}(t) = A_1 \sin(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi_\alpha) + \sum_{R=3}^{R=n} A_R \sin(2\pi \cdot (R \cdot f) \cdot t + \varphi_R), \tag{4}$$

$$R = 3, 5, 7, \dots, n,$$

де A – амплітуда відповідної гармоніки;
 φ – початкова фаза відповідної гармоніки;
 f – частота першої гармоніки.

Реальна фаза $U_{\alpha\sigma}(t)$ була б такою як у $U_{\alpha 1}(t)$, коли б не було викривлень, внесених нелінійністю індуктивності або вихідної обмотки обертаючогося трансформатора. Нелінійність вихідного кола спотворює $U_{\alpha 1}(t)$, вносячи до нього паразитні гармоніки, як видно з (4). Це приводить до того, що t_1 та t_Σ не співпадають (рис. 3). Фази вищих гармонік можуть змінюватись випадково, тому t_Σ може випадково змінювати своє положення в межах деякого інтервалу. Це є однією з причин низької точності вимірювача фазового типу.

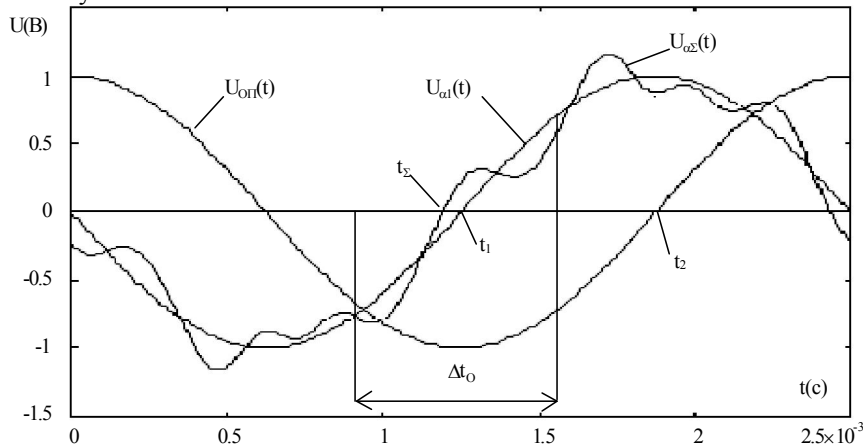


Рис. 3

Розглянемо спосіб зменшення впливу нелінійності на основі апроксимації реальної $U_{\alpha\sigma}(t)$ функцією $U_{\text{АП}}(t)$, яка має меншу похибку визначення точки перетину осі $0t$. Методика побудови алгоритму апроксимації полягає у наступному. Вибирається інтервал оцінювання такий, що $U_{\alpha 1}(t)$ можна вважати лінійною і апроксимується $U_{\alpha\sigma}(t)$ лінійною залежністю методом рівних площ. Суть методу полягає у зрівнянні інтегралів від експериментальної та апроксимуючої функцій. Реальна функція задається таблично або графічно.

Аналітичний вираз інтегралу реальної функції знаходиться за формулою трапецій [3] і матиме такий вигляд:

$$\int_{t_a}^{t_b} U_{\alpha\sigma}(t) dt = \frac{1}{2} \sum_{v=1}^{v=s} (t_v - t_{v-1})(U_{\alpha\sigma}(t_{v-1}) + U_{\alpha\sigma}(t_v)), \tag{5}$$

$$v = 1, 2, 3, \dots, N + 1.$$

З іншого боку застосування математичного апарату диференціальних перетворень дозволить від безперервного аргументу t функції $U_{\alpha\sigma}(t)$ перейти до дискретної функції $U_{\alpha\sigma}(k)$ аргументу $k = 0, 1, 2, \dots, n$ (6):

$$\int_{t_a}^{t_b} U_{\text{АП}}(t) dt = H \sum_{k=0}^{k=n} \left(\frac{t_s}{H}\right)^{k+1} \frac{F(k)}{k+1}, \tag{6}$$

де $\kappa = 0, 1$ на випадок апроксимації лінійною функцією.

Так як $U_{\text{АП}}(t)$ апроксимує $U_{\alpha\sigma}(t)$, то зрівняємо праві частини виразів (4) та (5). Відрізок Δt_0 ділиться на N однакових частин, внаслідок чого (6) спрощується й матиме вигляд:

$$\sum_{k=0}^{k=n} \left(\frac{s}{N}\right)^{k+1} \frac{F(k)}{k+1} = \frac{1}{2N} \sum_{v=1}^{v=s} (U_{\alpha\Sigma}(t_{v-1}) + U_{\alpha\Sigma}(t_v)) = \frac{1}{N} \left(\frac{U_{\alpha\Sigma}(t_0)}{2} + U_{\alpha\Sigma}(t_1) + \dots + U_{\alpha\Sigma}(t_{s-1}) + \frac{U_{\alpha\Sigma}(t_s)}{2} \right). \tag{7}$$

Підстановка в праву частину (7) реально знятих значень $U_{\alpha\Sigma}(t)$ дасть змогу знайти $F(k)$ – коефіцієнти степеневого многочлена апроксимуючого функцію $U_{\alpha\Sigma}(t)$. Апроксимація буде лінійною, отже, для отримання степеневого многочлена потрібно знайти лише $F(0)$ та $F(1)$. Для визначення коефіцієнтів вибираються два значення s , наприклад, $s = s1 = N$ та $s = s2, s2 < N$. Після підстановки всіх даних вираз перетвориться на систему лінійних алгебраїчних рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} \frac{s1}{N} \cdot F(0) + \left(\frac{s1}{N}\right)^2 \cdot \frac{F(1)}{2} &= \frac{1}{N} \left(\frac{U_{\alpha\Sigma}(t_0)}{2} + U_{\alpha\Sigma}(t_1) + \dots + \frac{U_{\alpha\Sigma}(t_{s1})}{2} \right) \\ \frac{s2}{N} \cdot F(0) + \left(\frac{s2}{N}\right)^2 \cdot \frac{F(1)}{2} &= \frac{1}{N} \left(\frac{U_{\alpha\Sigma}(t_0)}{2} + U_{\alpha\Sigma}(t_1) + \dots + \frac{U_{\alpha\Sigma}(t_{s2})}{2} \right) \end{aligned} \right\}. \tag{8}$$

Із врахуванням того, що $s1 = N$, отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} F(0) + \frac{F(1)}{2} &= \frac{1}{N} \left(\frac{U_{\alpha\Sigma}(t_0)}{2} + U_{\alpha\Sigma}(t_1) + \dots + \frac{U_{\alpha\Sigma}(t_N)}{2} \right) \\ \frac{s2}{N} \cdot F(0) + \left(\frac{s2}{N}\right)^2 \cdot \frac{F(1)}{2} &= \frac{1}{N} \left(\frac{U_{\alpha\Sigma}(t_0)}{2} + U_{\alpha\Sigma}(t_1) + \dots + \frac{U_{\alpha\Sigma}(t_{s2})}{2} \right) \end{aligned} \right\}. \tag{9}$$

Система (9) складається з двох рівнянь, невідомими є $F(0)$ та $F(1)$. Шляхом математичних перетворень, переносу Δt_0 по осі $0t$ до нуля $\Delta t_0 \in [0, H]$ та підстановки в систему реально знятих значень $U_{\alpha\Sigma}(t_s)$ знаходяться коефіцієнти степеневого многочлена, а знаючи їх, можна записати $U_{АП}(t)$ вираз (10):

$$U_{АП}(t) = F(0) + \frac{t}{H} F(1). \tag{10}$$

В результаті апроксимації $U_{\alpha\Sigma}(t)$ на інтервалі оцінювання Δt_0 лінійною функцією отримано значне підвищення точності визначення моменту перетину $U_{\alpha\Sigma}(t)$ осі $0t$. На рис. 5 показано випадок для максимального значення коефіцієнта гармонік $K_r = 0,2$; при цьому помилка до апроксимації становить $|\varepsilon_1| = 6,25 \times 10^{-5}$ секунди, що відповідає 9,424 хвилинам, а після апроксимації $|\varepsilon_2| = 1,71 \times 10^{-5}$ секунди, що відповідає 2,578 хвилинам. Виграш за точністю становить 3,655 разів.

За рахунок апроксимації точність оцінювання α підвищилась більше, ніж у 3,5 рази при $K_r = 0,2$. Залежність помилки від коефіцієнта гармонік для схеми рис. 1 (ε_1) та схеми рис. 2 (ε_2) показана на рис. 6. Застосування апроксимації суттєво покращило точність визначення кута повороту. Для широкого діапазону значень коефіцієнта гармонік виграш у точності не гірший, ніж в 3,5 разів.

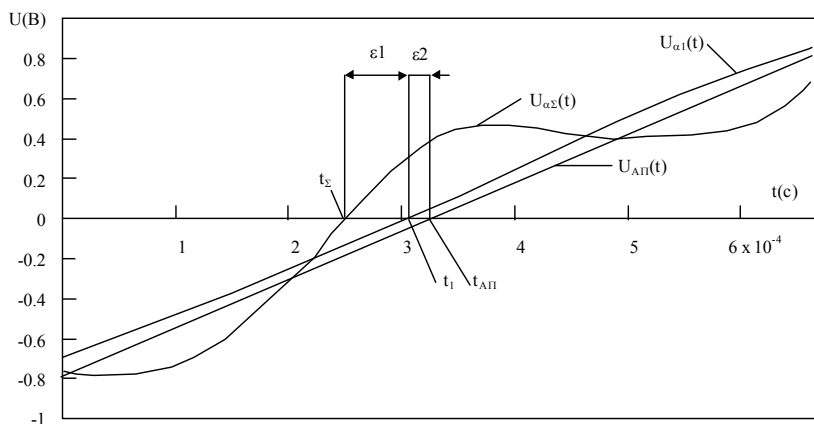


Рис. 4

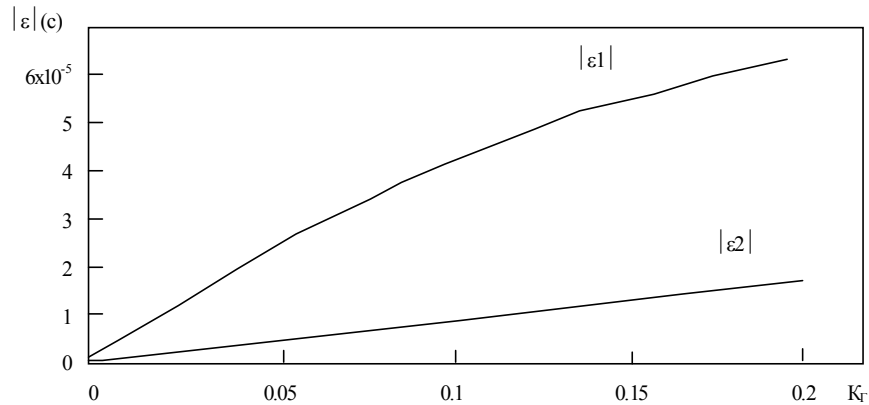


Рис. 5

Висновки

Метод диференціальних тейлорівських перетворень [3], що застосований в роботі, дозволив покращити точність оцінки кута повороту валу фазовим методом за рахунок зменшення впливу нелінійних спотворень. Отримані результати лінійної апроксимації аналітично можуть бути узагальнені на випадок кривої більш високого порядку. Математичний апарат застосований у роботі не містить складних операцій, обчислювальна складність алгоритму невелика, що дозволяє реалізувати його на базі мікропроцесорної техніки, наприклад, мікроконтролера, в реальному масштабі часу.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Домрачев В.Г., Матвиевский В.Р., Смирнов Ю.С. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 302 с.
2. Пушкарев Ю.А. Основы автоматического управления систем радиоэлектронных средств. – Житомир. ЖВУРЭ ПВО, 1991. – 479 с.
3. Пухов Г.Е. Дифференциальное преобразование и математическое моделирование физических процессов. – Киев.: Наукова думка, 1986. – 158 с.
4. Электротехнический справочник. В 3 томах. Т.1. Общие вопросы: Электротехнические материалы / Под ред. профессоров МЭИ В.Г. Герасимова, П.Г. Грудинского, Л.А. Жукова и др. – М.: Энергия, 1980. – 520 с.

ВОДОП'ЯН Сергій Васильович – начальник відділу наукового центру Житомирського військового орденів Жовтневої Революції і Червоного Прапора інституту радіоелектроніки ім. С.П. Корольова.

Наукові інтереси:

– алгоритми автоматичних систем управління та оцінювання.

ПІОНТКІВСЬКИЙ Петро Миколайович – молодший науковий співробітник НДВ Житомирського військового орденів Жовтневої Революції і Червоного Прапора інституту радіоелектроніки ім. С.П. Корольова.

Наукові інтереси:

– математичне моделювання та цифрова обробка сигналів.

П'ЯСКОВСЬКИЙ Дмитро Володимирович – заслужений працівник народної освіти України, кандидат технічних наук, доцент, начальник Житомирського військового орденів Жовтневої Революції і Червоного Прапора інституту радіоелектроніки ім. С.П. Корольова.

Наукові інтереси:

– методи та алгоритми підвищення ефективності систем дистанційного моніторингу;
– автоматичні системи управління та оцінювання.

Подано 28.05.2001