

УДК 681.586.7

Р.В. Дзюбчук, к.т.н., ст. викл.
П.М. Піонтківський, к.т.н., пров. н.с.
В.А. Шуренко, к.т.н.

Житомирський військовий інститут радіоелектроніки ім. С.П. Корольова

МЕТОДИКА ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ОЦІНКИ ЗСУВУ ФАЗ ПРИ НЕЛІНІЙНИХ СПОТВОРЕННЯХ СИГНАЛУ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПЕРЕМІЩЕНЬ

Використано математичний апарат диференціальних тейлорівських перетворень для вирішення задачі підвищення точності оцінки фази гармонічного сигналу на виході нелінійного елемента. Проведено аналіз покращення точності електромагнітних перетворювачів переміщень за рахунок апроксимації вихідного сигналу поліномом другого порядку.

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.

Особливо жорсткі вимоги щодо точності наведення і супроводження висуваються для антен прийому спеціальної інформації від космічних апаратів (КА). Високі швидкості руху супроводжуваних об'єктів, вузькі діаграми спрямованості, великі відстані між приймачем та передавачем і, як наслідок, низька енергія сигналу потребують високої точності визначення положення прийомної антени, особливо під час сеансу зв'язку. Крім того, розміри антен, вплив зовнішніх негативних факторів, постійна зміна алгоритмів супроводження КА вносять елемент апріорної невизначеності вихідних параметрів системи динамічного керування поворотом антени, саме тому перетворювачі переміщень починають відігравати ключову роль.

Аналізуючи класифікацію та характеристики перетворювачів переміщень, можна сформулювати вимоги, що висуваються до них [1]. Серед основних вимог є висока точність вимірів та контролю переміщень, швидкодія, надійність, стійкість щодо перешкод інформативного параметра, малі нелінійні викривлення. Крім цього, висуваються такі вимоги, як висока технологічність, невелика вартість, мала тепловіддача, габарити, маса та інші.

Порівнюючи електростатичні, електромеханічні, електроконтактні, фотоелектричні, електричні механотронні та електромагнітні перетворювачі переміщень, можна констатувати наступне [1–4]. Перші мають високу чутливість та добротність, але вимагають високоякісної герметизації та мають великий вихідний опір. Другі мають просту конструкцію, велику потужність, але гірші метрологічні характеристики. Треті мають найбільшу точність та роздільну здатність, але недостатньо стабільні та надійні. Електричні механотронні перетворювачі переміщень мають високу чутливість, малу нелінійність, високу швидкодію, але вони конструктивно більш складні та вимагають порівняно значної потужності живлення.

Що стосується електромагнітних перетворювачів переміщень, які бувають індуктивними та трансформаторними, то, незважаючи на те, що вони мають кращі показники з вихідної потужності, захисту від впливу перешкод, надійності, вони не визначаються високою точністю внаслідок нелінійності індуктивних катушок та вихідного кола синусно-косинусного обертового трансформатора. Нелінійність вносить у вихідний сигнал паразитні гармоніки, які спотворюють його та призводять до погіршення точності визначення переміщення. Вимірювачі кутових переміщень фазового типу на основі сельсинних пар та синусно-косинусного обертового трансформатора найбільш поширені, незважаючи на середню точність. Крім вищеназваних переваг, вони мають високу стійкість та надійно працюють у широкому діапазоні вимірюваних кутів.

Причини виникнення спотворень, їх вплив на точність розглянуті у роботах [2–4]. Напрямки підвищення точності оцінки зсуву фаз, описані у [2] та [4], ґрунтуються на вдосконаленні технічних характеристик індуктивних катушок і синусно-косинусного обертового трансформатора при їх виготовленні у напрямку зменшення нелінійності. Один із варіантів програмно-алгоритмічного вирішення цієї проблеми запропоновано у [1], але він носить лише частковий характер.

Існуючі комплекси прийому спеціальної інформації від КА можуть бути модернізовані, але перехід до прийому сигналів з частотою більше 3 ГГц призводить до необхідності підвищення точності наведення та супроводження антен у декілька разів. Уникнути помилок, викликаних нелінійністю електромагнітних перетворювачів переміщень, важко, але є реальна можливість їх суттєвого зменшення за допомогою описаної в роботі методики.

Мета роботи полягає у підвищенні точності оцінки кута повороту електромагнітних перетворювачів

переміщень за рахунок зменшення спотворень, внесених нелінійністю фазозсуваючого пристрою.

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 кута повороту α . Сигнали $S(t)$ – з викривленнями, $S_1(t)$ – без викривлень (рис. 1) на виході фазозсуваючого пристрою формуються на основі $U_{оп}(t)$. $S(t)$ додатково спотворений впливом нелінійності та зсунутий на величину, пропорційну куту повороту α . Необхідно підвищити точність оцінки кута повороту α_0 за рахунок зменшення спотворень, внесених нелінійністю фазозсуваючого пристрою.

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

У даній роботі для покращення точності оцінки фази на виході нелінійних елементів пропонується використання апроксимації спотвореного сигналу поліномом високого порядку за схемою, представленою на рис. 1.

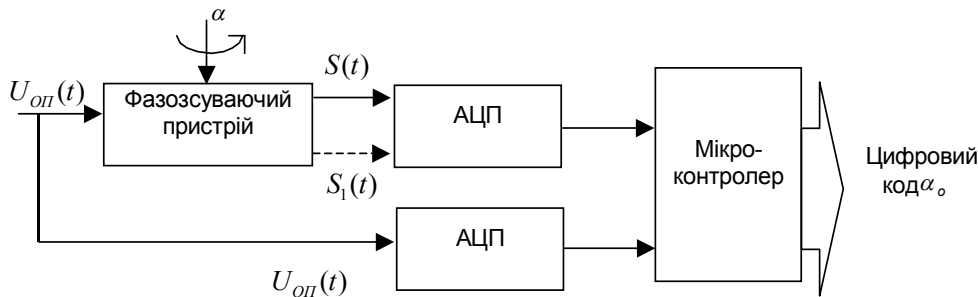


Рис. 1. Схема апроксимації спотвореного сигналу

Покращення точності оцінки зсуву фаз передбачається досягти за рахунок апроксимації $S(t)$ на певному інтервалі поліномом високого порядку із застосуванням диференціальних тейлорівських перетворень [5]. Апроксимація експериментальних даних з використанням диференціальних перетворень обумовлена необхідністю забезпечення роботи мікроконтролера у режимі квазіреального часу. У такій ситуації використання відомих многочленів, наприклад Чебишева або Лагранжа, неможливе через складність знаходження коефіцієнтів та значний обсяг обчислень [6, 7], особливо у випадках високих ступенів поліномів. Диференціальні перетворення таких недоліків не мають [5].

Методика підвищення точності оцінки зсуву фаз при нелінійних спотвореннях передбачає:

1. Переведення сигналів $S(t)$ та $U_{оп}(t)$ у цифрову форму за допомогою АЦП та подача їх на мікроконтролер.

2. Обробка сигналу $S(t)$ для зменшення похибки, що вноситься нелінійними викривленнями.

2.1. Отримання вибірки зміни сигналу на виході фазозсуваючого пристрою з часом.

2.2. Вибір інтервалу оцінювання.

2.3. Проведення апроксимації $S(t)$ поліномом високого порядку, які можуть бути використані для інтерполяції, методом рівних площ і застосуванням диференціальних перетворень.

3. Оцінку значення кута повороту α_0 .

Розглянемо всі пункти більш детально. Методика досліджень передбачає перевірку результату підвищення точності оцінки в залежності від коефіцієнта гармонік K_r [4]:

$$K_r = \sqrt{(0,5 \cdot A_3^2 + 0,5 \cdot A_5^2 + 0,5 \cdot A_7^2 + \dots + 0,5 \cdot A_R^2)} / (0,5 \cdot A_1^2), R = 3, 5, 7, \dots, n, \quad (1)$$

де A – амплітуда відповідної гармоніки;

n – номер найвищої гармоніки, що враховується при оцінюванні.

Якщо $S(t)$ – гладка функція, тоді знайдеться така ступінь полінома апроксимації – $\tilde{S}(t)$, що забезпечить апроксимацію із заданою точністю: $\|S_1(t) - \tilde{S}(t)\| \leq \varepsilon$.

Кут повороту α пропорційний різниці початкових фаз опорного $U_{оп}(t)$ та зсунутого $S_1(t)$

сигналів (рис. 2), де $t_2 - t_1 = \alpha / 2\pi \cdot f$; f – частота першої гармоніки. Модель опорного і викривленого нелінійністю фазозсуваючого пристрою сигналів описуються виразами:

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

$$S_1(t) = A_1 \sin(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi_\alpha), \tag{3}$$

$$S(t) = A_1 \sin(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi_\alpha) + \sum_{R=3}^{R=n} A_R \sin(2\pi \cdot (R \cdot f) \cdot t + \varphi_R), R = 3, 5, 7, \dots, n, \tag{4}$$

де $\varphi_{1...n}$ – початкова фаза відповідної гармоніки;

φ_α – початкова фаза зсунутого сигналу.

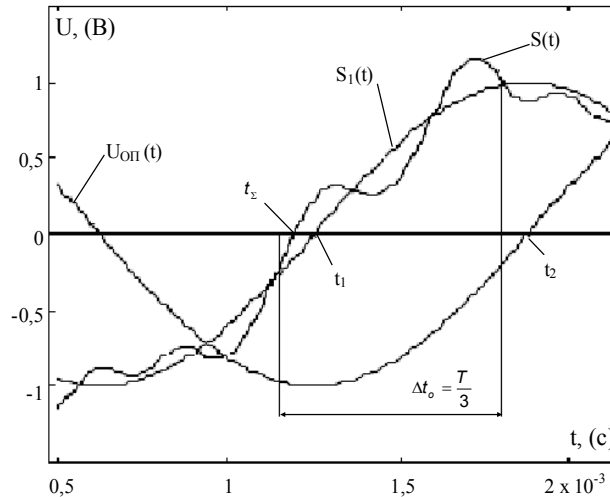


Рис. 2. Опорний – $U_{оп}(t)$; неспотворений – $S_1(t)$ та спотворений нелінійністю фазозсуваючого пристрою – $S(t)$ сигнали

Коли б не було викривлень, внесених нелінійністю індуктивності або вихідної обмотки обертового трансформатора, реальна фаза $S(t)$ була б такою, як у $S_1(t)$. Нелінійність вихідного кола спотворює $S_1(t)$, вносячи до нього паразитні гармоніки, як видно з (4). Це призводить до того, що t_1 та t_2 не співпадають рис. 2. Фази вищих гармонік можуть змінюватись випадково, тому t_2 може випадково змінювати своє положення в межах деякого інтервалу. Це є однією з причин низької точності вимірювача фазового типу.

Розглянемо методику зменшення впливу нелінійності на основі апроксимації реального сигналу $S(t)$ поліномом високого порядку. Апроксимація полягає у наступному. Вибирається інтервал оцінювання і апроксимується $S(t)$ поліномом високого порядку методом рівних площ. Вибір методу рівних площ обумовлений необхідністю отримання апроксимуючої функції за невеликою кількістю експериментальних точок. У такому випадку метод рівних площ дає однакові результати з точності апроксимації, наприклад порівняно з методом найменших квадратів, але при цьому обсяг розрахунків набагато менший [5]. Реальна функція задається таблично або графічно.

Для синтезу алгоритму апроксимації скористаємось методом рівних площ, згідно з яким умовою апроксимації таблично заданої функції $S(t)$ деяким поліномом $\tilde{S}(t)$ є тотожність площ під їхніми графіками на заданому відрізку $V = H = [0, b]$, тобто:

$$\int_0^{b_i} S(t) dt = \int_0^{b_i} \tilde{S}(t) dt, 0 \leq b_i \leq V, \tag{5}$$

$$S(t) = S_0 + S_1 t + \dots + S_m t^m,$$

$$\tilde{S}(t) = \tilde{S}_0 + \tilde{S}_1 t + \dots + \tilde{S}_m t^m.$$

Використовуючи диференціально-тейлорівські перетворення академіка Г.Є. Пухова [5]:

$$X_{(k)} = \frac{H^k}{k!} \left[\frac{d^k x(t)}{dt^k} \right]_{t=0}, k = 0, 1, 2, \dots, \quad (6)$$

$$x(t) = X_{(0)} + X_{(1)} \frac{t}{H} + X_{(2)} \left(\frac{t}{H} \right)^2 + \dots,$$

отримаємо модель апроксимації на основі використання диференційних спектрів $S(q)$ та $\tilde{S}(q)$, тобто:

$$S(q) = S_0 + S_1 H q + S_2 H^2 q^2 + \dots + S_m H^m q^m, \quad (7)$$

$$\tilde{S}(q) = \tilde{S}_0(q) + \tau \partial [\tilde{S}_1(q)] + \tau^2 \partial^2 [\tilde{S}_2(q)] + \dots + \tau^m \partial^m [\tilde{S}_m(q)], q \equiv \frac{t}{H},$$

де $\tilde{S}_0, \tilde{S}_1, \tilde{S}_2, \dots, \tilde{S}_m$ – невідомі коефіцієнти апроксимуючого полінома.

Для знаходження невідомих коефіцієнтів розіб'ємо діапазон визначення $[0, b]$ на $m+1$ діапазонів виду $[0, b_i], 0 \leq b_i \leq V, b_i$ – задані величини. Тоді на кожному з цих діапазонів чисельними методами може бути визначений функціонал:

$$V_i = \int_0^{b_i} S(t) dt. \quad (8)$$

Сукупність співвідношень (5) для $m+1$ діапазонів може бути подана у вигляді матричного запису системи лінійних рівнянь виду:

$$\vec{H} \times \vec{X} = \vec{V}, \text{ де } \vec{X} = [\tilde{S}_0 \quad \tilde{S}_1 \quad \tilde{S}_2 \dots \tilde{S}_m], \vec{V} = [V_0 \quad V_1 \quad V_2 \dots V_m]$$

$$H = \begin{bmatrix} b_0 & \frac{b_0^2}{2} & \dots & \frac{b_0^{m+1}}{m+1} \\ b_1 & \frac{b_1^2}{2} & \dots & \frac{b_1^{m+1}}{m+1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ b_m & \frac{b_m^2}{2} & \dots & \frac{b_m^{m+1}}{m+1} \end{bmatrix}, \quad (9)$$

де \vec{V} – вектор відомих значень, визначених за (8);

\vec{H} – матриця відомих коефіцієнтів;

$\vec{X} = [\tilde{S}_0, \tilde{S}_1, \tilde{S}_2, \dots, \tilde{S}_m]$ – вектор невідомих коефіцієнтів апроксимуючого полінома.

Тоді коефіцієнти апроксимуючого полінома можуть бути знайдені за виразом:

$$\vec{X} = \vec{H}^{-1} \vec{V}. \quad (10)$$

Математичний вираз для сигналу на виході фазозсуваючого пристрою отримується на основі моделювання, головним при цьому є максимальна подібність $\tilde{S}(t)$ до реального.

Найвагоміший вплив на покращення точності за рахунок апроксимації мають величина інтервалу оцінювання та коефіцієнти b_0, b_1, \dots, b_m . Інтервал оцінювання вибирається $\Delta t_o = \frac{T}{3}$ тому, що третя паразитна гармоніка має найбільшу амплітуду. Вибір саме такого інтервалу для апроксимації забезпечить повну нейтралізацію третьої гармоніки, яку б початкову фазу вона не мала.

На рис. 3 показано графіки залежності помилок визначення моменту перетину $S(t)$ осі $0t$ до апроксимації та після її застосування, ϵ_0 – помилка до апроксимації, ϵ_1, ϵ_2 – помилки після апроксимації поліномами відповідно першого та другого порядків. Добре видно, що помилка ϵ_2 при збільшенні K_Γ менша за помилку до апроксимації. У момент, коли коефіцієнт гармонік K_Γ максимальний, зменшення помилки за рахунок апроксимації поліномом другого порядку становить 4,8 разів.

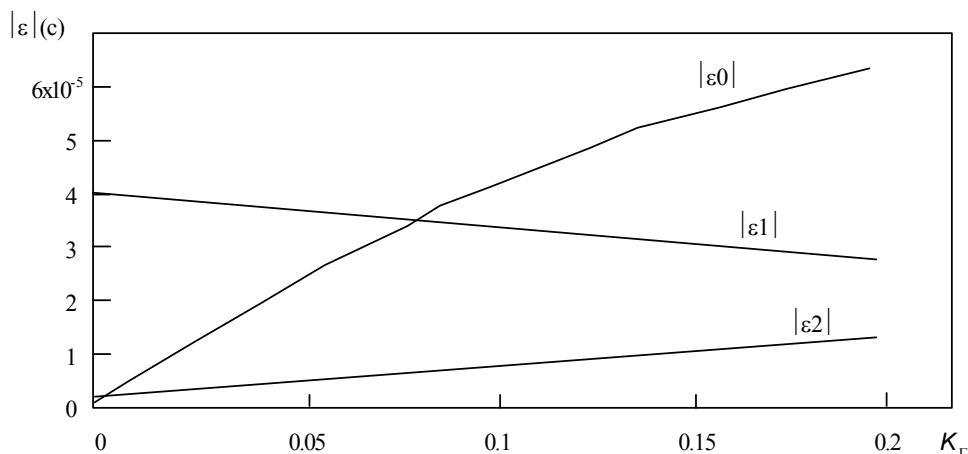


Рис. 3. Помилки визначення моменту перетину $S(t)$ осі $0t$

Характер помилки після апроксимації поліномом першого порядку зумовлений вибором розміру та положення інтервалу апроксимації. Ефекту підвищення точності оцінювання кута повороту вала фазовим методом при апроксимації поліномом першого порядку можна досягти при розміщенні точки перетину $S(t)$ осі $0t$ по центру інтервалу оцінювання, що неможливо через апіорну відсутність такої інформації. Така апроксимація ефективна, коли інтервал на якому проходить апроксимація, розміщено симетрично відносно точки перетину $S(t)$ осі $0t$ [1].

В загальному випадку наперед невідомо, де буде розміщена ця точка, її точне знаходження і є завданням, яке вирішується у роботі. Для способу апроксимації поліномом другого порядку, описаного у роботі, мають значення розмір інтервалу оцінювання та значення коефіцієнтів b_0, b_1, \dots, b_m .

Висновки. У роботі розроблено методику отримання апроксимуючого полінома за допомогою диференціальних тейлорівських перетворень, яка дозволяє покращити точність оцінки кута повороту вала фазовим методом. На відміну від існуючих методів апроксимації запропонована методика вирізняється простотою розрахунків та малим об'ємом обчислень. Отримані результати підтверджують стабільність позитивного ефекту незалежно від положення інтервалу апроксимації. Обчислювальна складність методики невелика, що дозволить реалізувати її в реальному масштабі часу на базі мікропроцесорної техніки.

Перспективи подальших досліджень. У подальшому доцільно провести дослідження щодо врахування інших факторів, що знижують точність оцінки кута повороту вала фазовим методом, перевірити ефективність використання апроксимуючих поліномів 3-го, 4-го порядку.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Водоп'ян С.В., Пionтківський П.М., П'ясовський Д.В. Підвищення точності оцінки зсуву фаз у нелінійному ланцюгу з використанням апроксимації на основі диференціальних перетворень / Вісник ЖІТІ. – 2001. – № 17. – С. 89–93.
2. Домрачев В.Г., Матвиевський В.Р., Смирнов Ю.С. Схемотехника цифрових преобразователей перемещений. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 302 с.
3. Пушкарев Ю.А. Основы автоматического управления систем радиоэлектронных средств. – Житомир: ЖВУРЭ ПВО, 1991. – 479 с.
4. Электротехнический справочник: В 3 томах. – Т. 1. Общие вопросы: Электротехнические материалы / Под общ. ред. профессоров МЭИ В.Г. Герасимова, П.Г. Грудинского, Л.А. Жукова и др. – М.: Энергия, 1980. – 520 с.
5. Пухов Г.Е. Дифференциальное преобразование и математическое моделирование физических процессов. – Киев.: Наукова думка, 1986. – 158 с.
6. Румишинский Л.З. Математическая обработка результатов эксперимента. – М.: Наука, 1971. – 192 с.
7. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. – М.: Наука, 1986. – 544 с.

ДЗЮБЧУК Роман Васильович – кандидат технічних наук, старший викладач кафедри Житомирського військового інституту радіоелектроніки ім. С.П. Корольова.

Наукові інтереси:

– алгоритми багатокритеріальної оптимізації складних технічних систем.

ПОНТКІВСЬКИЙ Петро Миколайович – кандидат технічних наук, провідний науковий співробітник наукового центру Житомирського військового інституту радіоелектроніки ім. С.П. Корольова.

Наукові інтереси:

– обробка матеріалів дистанційного моніторингу;

– математичне моделювання та цифрова обробка сигналів.

ШУРЕНОК Володимир Анатолійович – кандидат технічних наук, начальник кафедри Житомирського військового інституту радіоелектроніки ім. С.П. Корольова.

Наукові інтереси:

– інформаційні системи прийняття рішень.

Подано 14.01.2007