

КВАНТОВО–МЕХАНІЧНА МОДЕЛЬ ДАВАЧІВ КУТА ІНДУКЦІЙНОГО ТИПУ (ЧАСТИНА 4. АНАЛІЗ МЕТОДІВ ОБРОБКИ ВИХІДНИХ СИГНАЛІВ)

Завгородній В.Д., к.т.н., Мороз В.І., Петрова О.А.
Національний університет “Львівська політехніка”, СКБ електромеханічних систем
Україна, 79000, Львів, вул. Ак. Колесси, 2, СКБ ЕМС
тел./факс (0322)74-01-44, E-mail: ndl68@polynet.lviv.ua, vmoroz@polynet.lviv.ua

Наведено результати порівняльного аналізу методів обробки сигналів індукційного давача кута і запропоновано нові, які дозволяють значно підвищити розрядність і точність кутно-вимірювальних систем квантово-оптичних пристроїв локації та лазерного дистанційного моніторингу навколишнього середовища.

Приведены результаты сравнительного анализа методов обработки сигналов индукционного датчика угла и предложены новые, позволяющие значительно увеличить разрядность и точность угло-измерительных систем квантово-оптических устройств локации и лазерного дистанционного мониторинга окружающей среды.

ВСТУП

Створення цифрових прецизійних електроприводів лазерно-оптичних систем локації космічних та наземних об'єктів, квантово-оптичних систем дистанційного моніторингу (типу “Лідар”) вимагає наявності кутно-вимірювальних систем (КВС) з роздільною здатністю до 24 двійкових розрядів при середньоквадратичній похибці, що не перевищує часток кут. с. [1]. Як первинний давач кута в таких системах здебільшого використовують індукційні електромеханічні перетворювачі типу “обертвий трансформатор” [2,3], а відтак актуалізується підвищення якості їхніх метрологічних характеристик на декілька порядків.

На цей час загально прийнятою є думка, що фаза е. р. с. сигнальних обмоток індукційного давача φ_i найбільш повно відображає кутове положення ζ його ротора відносно статора [2]. Тому традиційні методи вимірювання кута ζ , як правило, базуються на різних методах визначення величини фазового зсуву е. р. с. сигнальних обмоток φ_i відносно деякого опорного сигналу тієї ж частоти f [3]. Результати якісного аналізу впливу технологічних похибок виготовлення складових давача на форму та фазу його вихідних сигналів [4] показали, що е. р. с. довільної i -тої фази сигнальної структури у полі комплексних чисел у безрозмірній формі записується як

$$E_i = F(\zeta) \cdot e^{j(\tau+\zeta-\beta \cdot i)} + B(\zeta) \cdot e^{j(\tau+\beta \cdot i)}, \quad (1)$$

де $F(\zeta)$ та $B(\zeta)$ – нормовані амплітуди хвильових пакетів (ХП) прямої (ПП) і зворотної (ЗП) послідовностей; $\tau = \omega \cdot t = 2\pi f_{\text{жс}} t$ – синхронний час за частотою живлення давача $f_{\text{жс}}$; $\beta = 2\pi/m$ – характеристичний кут m -фазної сигнальної структури.

Аналітичні дослідження дії функцій впливу на форму е. р. с. E_i (за методикою, викладеною в [4]) технологічних похибок виготовлення статора f_s і ротора f_r

$$(f_s = \sum_v \varepsilon_v^s \cdot \cos v\alpha; \quad f_r = \sum_v \varepsilon_v^r \cdot \cos v(\alpha - \zeta),$$

де $\varepsilon_v^{s(r)}$ – відносна величина огранення статора (ротора) порядку v ; α – кутова координата за розточкою складових давача) показали, що з врахуванням величин до четвертого порядку малості вирази $F(\zeta)$ і $B(\zeta)$

мають вигляд

$$F(\zeta) = 1 + 0,5 \cdot \sum_v \left((\varepsilon_v^s)^2 + 2 \cdot \varepsilon_v^s \cdot \varepsilon_v^r \cdot \cos v\zeta + (\varepsilon_v^r)^2 \right); \quad (2)$$

$$B(\zeta) = B_0 + B_s e^{j\zeta} + B_r e^{-j\zeta} + B_{sr} e^{j2\zeta} + B_{rs} e^{-j2\zeta}, \quad (3)$$

$$\text{де} \quad B_0 = 0,5 \cdot \varepsilon_1^s \cdot \varepsilon_1^r; \quad (4)$$

$$B_s = 0,5((\varepsilon_1^s)^2 - \varepsilon_2^s) + \sum_v \varepsilon_v^s \cdot \varepsilon_{v+2}^s; \quad (5)$$

$$B_r = 0,5((\varepsilon_1^r)^2 - \varepsilon_2^r) + \sum_v \varepsilon_v^r \cdot \varepsilon_{v+2}^r; \quad (6)$$

$$B_{sr} = 0,5 \sum_v \varepsilon_v^r \cdot \varepsilon_{v+2}^s; \quad B_{rs} = 0,5 \sum_v \varepsilon_v^s \cdot \varepsilon_{v+2}^r. \quad (7)$$

Побіжний аналіз (2) – (7) свідчить:

- амплітуда ХП ПП $F(\zeta)$ є завжди числом дійсним і досить близьким до одиниці з точністю до величин другого порядку малості;

- амплітуда ХП ЗП $B(\zeta)$ у загальному випадку – число комплексне, аргумент якого мало відрізняється від нуля, бо при виготовленні статора й ротора на однотипному технологічному обладнанні $B_{s(sr)} \approx B_{r(rs)}$, і за умови $\varepsilon_v^s = \varepsilon_v^r$ $B(\zeta) = B_0 + 2B_s \cos \zeta + 2B_{sr} \cos 2\zeta$;

- завдяки наявності членів ε_2^s та ε_2^r у (5) та (6) модуль ХП ЗП $|B(\zeta)|$ у порівнянні з $F(\zeta)$ є величиною першого порядку малості;

- спектр $B(\zeta)$ за координатою ζ має лише три складові (0; 1 та 2), бо всі інші фільтруються синусними обмотками давача [4];

- наявність повної симетрії $F(\zeta)$ та $B(\zeta)$ відносно індексів s і r наслідком якої є зворотність взаємодії між статором та ротором давача, як електромеханічного перетворювача;

- розбіжність між кутами ζ і $\varphi_i = \text{Arg}(E_i)$ зумовлена лише наявністю ХП ЗП, а її величина прямо пропорційна модулю $B(\zeta)$.

Метою цього викладу є аналіз існуючих методів обробки вихідних сигналів індукційного давача кута та обґрунтування нових на основі встановлених функційних залежностей (2) і (3), які в порівнянні з першими дозволяють значно підвищити роздільну здатність та точність КВС.

ХАРАКТЕРИСТИКА ТРАДИЦІЙНИХ МЕТОДІВ

Третью чверть минулого століття домінував традиційний підхід до виміру фізичних величин, що базувався на застосуванні АЦП і цифро-вимірювальних систем (ЦВС) послідовної лічби, в яких вимірювана величина перетворювалася в число імпульсів (числово-імпульсний код) [5], що найпростіше реалізувалося лише щодо двох фізичних величин: частоти та інтервалу часу. Справді, для виміру інтервалу часу досить його заповнити імпульсами відомої частоти і підрахувати сумарну кількість імпульсів. Тому КВС переважно будувалися на принципах дії цифрових фазометрів. До сьогодні застосовуються два різновиди таких схем: схема з перетворенням величини фазового зсуву е.р.с. сигнальних обмоток давача відносно деякого опорного сигналу тієї ж частоти в часовий інтервал із наступним його заповненням імпульсами еталонної частоти й схема, яка передбачає формування числового аналога кодової парсуни (маски) з наступним його зчитуванням у певні моменти часу (метод плинної стробової мітки) [6]. Обидва належать до методів прямого вимірювання і характеризуються приблизно однаковими метрологічними показниками.

Структурна схема КВС за першим способом наведена на рис. 1. Вона складається з трьох взаємно пов'язаних блоків: блоку живлення давача (БЖ1), власне первинного давача кута індукційного типу (ДК) і вторинного перетворювача (ВП1), який здійснює обробку сигналів ДК і формує відповідний код (так званий перетворювач фаза-код ПФК).

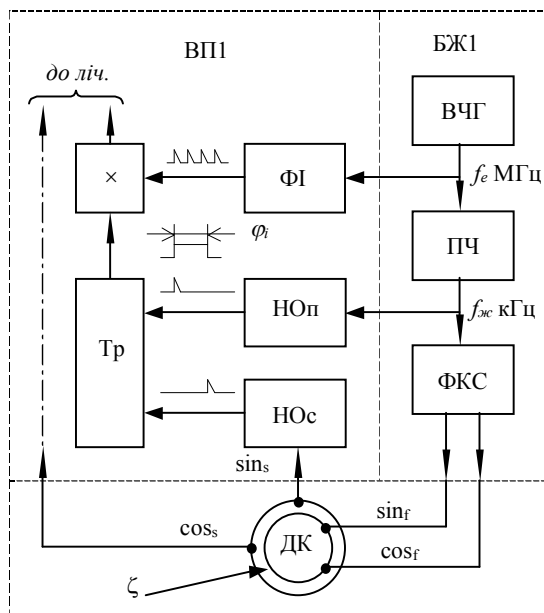


Рис. 1. Структурна схема КВС прямого перетворення фаза-код

Здебільше БЖ містить високочастотний генератор (ВЧГ) еталонної частоти f_e , подільник частоти (ПЧ), який на базі f_e ВЧГ формує синусоїдний сигнал частоти живлення $f_{жс}$ ДК та формувач квадратурних сигналів (ФКС), які після відповідного підсилення подаються на квадратурні обмотки системи збудження ДК.

Е.р.с. сигнальних обмоток ДК подаються на ВП1, тригери якого (Тр) керувані нуль-органами

“пуск” і “стоп” (HO_n і HO_c) формують інтервали часу, пропорційні фазовим зсувам ϕ_i між опорною напругою та сигнальними е.р.с. Цей інтервал заповнюється імпульсами формувача імпульсів (ФІ), отриманими на основі f_e ВЧГ.

Оцінимо основні параметри такої КВС, виходячи зі сучасних вимог: час оновлення інформації t не повинен перевищувати $0,25 \text{ мс}$, а роздільна здатність – на рівні $N > 2^{22} \approx 4,2 \cdot 10^6$. Ці показники можна забезпечити, якщо частота напруги живлення ДК $f_{жс}$ буде не меншою за величину $1/t \approx 4 \text{ кГц}$, а частота ВЧГ $f_e > f_{жс} \cdot N = 20 \text{ ГГц}$ (!). Якщо частота $f_{жс}$ не буде синхронізованою з частотою f_e , то достовірність коду буде ± 1 . Необхідність формування стробових імпульсів великої крутизни тривалістю в частки $нс$ обмежують можливості цього підходу.

Оцінимо систематичну похибку аналізованої КВС за допущення, що блоки БЖ та ВП1 виконані ідеальними, а похибки обумовлені лише технологічними факторами виготовлення ДК. Для довільної фази сигнальної структури (наприклад, $i=0$) (1) можна записати

$$E_0 = A(\zeta) \cdot e^{j(\tau+\zeta+\delta(\zeta))}, \quad (8)$$

де $A(\zeta)$ – функційна залежність модуля е.р.с. за координатою ζ (вона зараз нас не цікавить), а

$\delta(\zeta) = \arctg \frac{B(\zeta) \cdot \sin \zeta}{F(\zeta) + B(\zeta) \cdot \cos \zeta}$ – розбіжність між аргументом е.р.с. та кутовою координатою ζ .

З огляду на те, що $F(\zeta)$ різниться від одиниці на величини другого порядку малості, а $B(\zeta) \ll F(\zeta)$, без великої похибки можна покласти

$$\delta(\zeta) \approx B(\zeta) \cdot \sin \zeta. \quad (9)$$

Для якісного аналізу (2), (3) і (9) обмежимося першими трьома гармоніками деформацій статора й ротора ($\nu = \overline{1,3}$), узявши $\varepsilon_\nu^s \approx \varepsilon_\nu^r = \varepsilon_\nu$.

Сучасні прецизійні підшипникові вузли характеризуються ексцентриситетами першого та другого родів на рівні $1 \div 5 \text{ мкм}$, що при величинах повітряного проміжку індукційних ДК $20 \div 100 \text{ мкм}$ дозволяє покласти $\varepsilon_1^s \approx \varepsilon_1^r \approx 5 \cdot 10^{-2}$. Величина овальності (еліптичності) циліндричних поверхонь статора й ротора можна забезпечити на порядок меншими, тому $\varepsilon_2^s \approx \varepsilon_2^r \approx 5 \cdot 10^{-3}$. Приблизно величинами такого ж рівня характеризуються і дефекти огранення третього порядку, тому згідно з (2) і (3) у першому наближенні запишемо

$$\Delta(\zeta) = F(\zeta) - 1 \approx 5 \cdot \cos^2(\zeta/2) \cdot 10^{-3}; \quad (10)$$

$$B(\zeta) \approx (1,2 - 1,5 \cos \zeta + 0,5 \cos 2\zeta) \cdot 10^{-3}. \quad (11)$$

Для наочності на рис. 2 показано розрахункові залежності $\delta(\zeta)$, $\Delta(\zeta)$ і $B(\zeta)$ за (9) – (11) відповідно, з якого випливає, що похибка відтворення фазою е.р.с. кутової координати ζ може сягати значень порядку $2 \cdot 10^{-3}$ (насправді вона менша завдяки наявності фазових зсувів між окремими гармоніками ν , якими тут задля спрощення викладу знехтувано).

Аналітичні результати оцінки систематичної по-

хибки підтверджено експериментально для КВС на базі ДК індукційного типу ВТ 500-400 (рис. 3), амплітуда ХП ЗП якого була визначена експериментально. Розбіжність між формами кривих $\delta(\zeta)$ на рис.2 і 3 також пояснюється неврахуванням у першому випадку відповідних фазових зсувів.

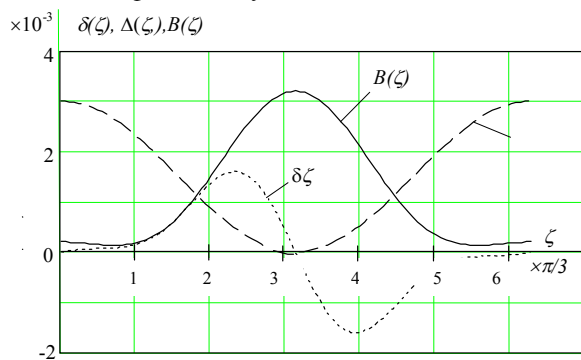


Рис. 2. Розрахункові функційні залежності $F(\zeta), B(\zeta)$ та $\Delta(\zeta)$

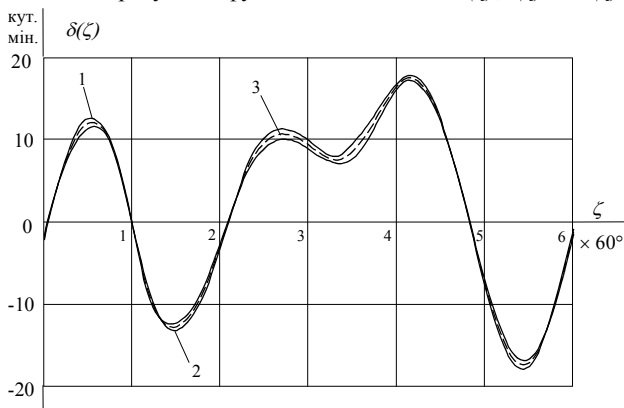


Рис. 3. Порівняння експериментально визначених похибок ДК типу ВТ500-400 з розрахунковими: 1 – для фази А; 2 – для фази В; 3 – розрахунок за (9)

Викладене свідчить, що методична похибка КВС на базі індукційного ДК, в основному визначається лише амплітудою ХП ЗП за (9) і після її усунення першу можна наблизити до величин похибок власне ВП1 (ПФК).

Для виділення складових прямої послідовності моногармонічних е. р. с. багатofазної системи були запропоновані так звані фільтри зворотної послідовності [7] (хоча насправді вони є фільтрами власне прямої послідовності). Один з варіантів такого фільтра для двофазного ДК показано на рис. 4.

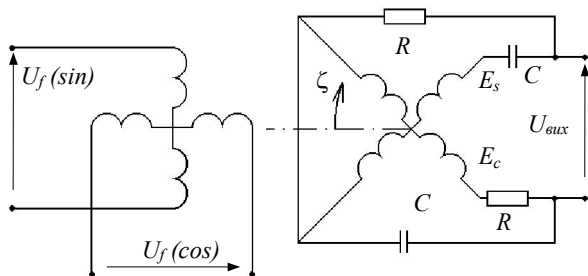


Рис. 4. Аналоговий фільтр прямої послідовності

За умови, що $\omega RC = 1$ й ідеальній формі сигналів E_s і E_c , у вихідній напрузі $U_{вих}$ складова, зумовлена зворотним магнітним полем, теоретично мала би бу-

ти анульованою. Застосування таких фільтрів дійсно дозволяє зменшити похибку майже на порядок (що явно недостатньо), а подальше її зменшення не можливе через вплив дестабілізаційних факторів (температури, часу, частоти), як на параметри ДК, так і на R, C елементи [6].

ЦИФРОВИЙ ФІЛЬТР ХП ПП

Вплив вищезгаданих дестабілізаційних факторів на роботу аналогових фільтрів перших гармонік прямої послідовності усувається цифровою фільтрацією ХП ПП вихідних сигналів ДК $E_i(1)$, суть якої полягає у застосуванні до останніх відповідних операторів зміщення вздовж часової координати $\tau D_i = \exp(\beta_i id/d\tau)$ і наступному обчисленні суми зміщених сигналів, тобто (в аналоговому форматі запису)

$$\hat{E} = \sum_{i=0}^{m-1} D_i \times E_i \equiv mF(\zeta) \cdot e^{j(\tau+\zeta)}. \quad (12)$$

Дискретний аналог (12) реалізується наступним чином: в оперативній пам'яті ЦВС протягом одного періоду сигналів збудження формується m масивів $E_{i,j}$ розмірності n сигналів E_i , оцифрованих за допомогою m -канального АЦП, де n – кількість синхронно оцифрованих точок, що на n накладає умову – це число повинно бути кратним числу m . Потім масиви $E_{i,j}$ перетворюються у відповідності з алгоритмом

$$\begin{aligned} \text{if } (j + ni/m) \leq n-1 \text{ then } E'_{i,j} &= E_{i,j+ni/m} \\ \text{else } E'_{i,j} &= E_{i,j+ni/m-n} \end{aligned} \quad (13)$$

і на їхній основі формується масив ХП ПП \hat{E}

$$\hat{E}_j = \sum_{i=0}^{m-1} E'_{i,j} \equiv mF(\zeta) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{n} j + \zeta\right). \quad (14)$$

Якщо одним із методів сформувати сигнал переходу (14) через нуль, подальше визначення координати ζ можна здійснити, як показано на рис.5, за аналогом структурної схеми ВП1, що на рис.1.

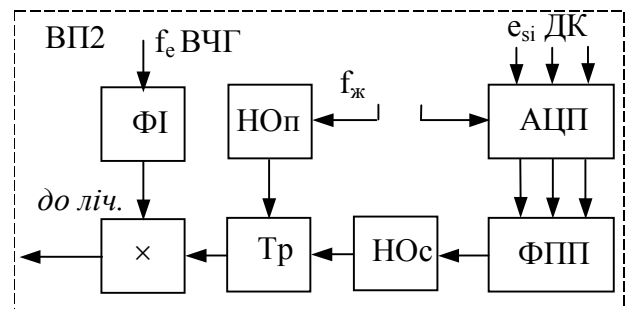


Рис. 5. Структурна схема ВП2 з цифровим фільтром ХП ПП

Основні переваги цифрового фільтра ХП ПП у порівнянні з аналоговим полягає у нечутливості до якості форми вхідних сигналів (наявності вищих часових гармонік) і до девіації частоти сигналів збудження, а також у практичній відсутності температурного впливу на параметри як фільтра, так і ДК, особливо якщо останній працює в режимі заданих струмів збудження.

Але при визначенні координати ζ за ВП2 (рис.5) КВС в цілому залишається числово-імпульсною ЦВС,

подальша практика розроблення та експлуатації яких показала (особливо на прикладі цифрових вольтметрів), що їхні потенційні можливості щодо високої точності та роздільної здатності важко реалізувати внаслідок інструментальних похибок і низької завадостійкості [8]. Перші зумовлені неточністю визначення моменту переходу через нуль внаслідок інструментальної похибки компараторів, а друга – спотворенням сигналу поблизу нуля внаслідок наявності шумів та завад.

Усе це спонукало до пошуку альтернативних підходів, зокрема, застосування інтегральних методів цифрового оброблення сигналів з використанням сучасних швидкодіючих високорозрядних АЦП і ЦАП.

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА ІНТЕГРАЛЬНИХ МЕТОДІВ

Витіснення числово-імпульсних ЦВС спричинено бурхливим розвитком мікроелектронної елементної бази за всезростаючого зменшення її вартості. Ефективне оброблення інформаційних сигналів особливо стимулювала поява спеціалізованих великих інтегральних схем – цифрових процесорів сигналів (ЦПС), які досить просто піддаються застосуванню до вимірювання різних фізичних величин завдяки відповідному програмному забезпеченню (вартість якого на протигагу вартості елементної бази непинно зростає). Великий обсяг пам'яті та швидкодія ЦПС дозволяють реалізацію софістичних алгоритмів, які усувають методичні похибки завдяки застосуванню опосередкованих методів.

Що ж до КВС, то, як буде підтверджено далі, внаслідок оброблення у цифровому форматі інформаційних сигналів ДК за однією з інтегральних процедур отримуємо дві величини

$$S(\zeta) = kF(\zeta) \cdot \sin \zeta \quad \text{та} \quad C(\zeta) = kF(\zeta) \cdot \cos \zeta, \quad (15)$$

де k – властивий даній процедурі деякий масштабний коефіцієнт. За величинами S і C сучасна мікропроцесорна техніка дозволяє з досить великою точністю визначити параметри процесу

$$\left. \begin{aligned} s &= \frac{S(\zeta)}{\sqrt{S^2(\zeta) + C^2(\zeta)}} \equiv \sin \zeta; & t &= \frac{S(\zeta)}{C(\zeta)} \equiv \operatorname{tg} \zeta; \\ c &= \frac{C(\zeta)}{\sqrt{S^2(\zeta) + C^2(\zeta)}} \equiv \cos \zeta; & q &= \frac{C(\zeta)}{S(\zeta)} \equiv \operatorname{ctg} \zeta, \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

а відтак і величину ζ за однією з обернених колових функцій

$$\zeta = \operatorname{Arc} f(C, S), \quad (17 \div 20)$$

де під $f(\bullet)$ слід розуміти одну з тригонометричних функцій \sin , \cos , tg або ctg .

Функції (17) – (20) відрізняються від загальноживаних обернених тригонометричних функцій (Arc -функцій) областю визначення – у відповідності з функційним призначенням КВС усі вони повинні бути визначеними на інтервалі $0 \leq \zeta < 2\pi$, що легко реалізується за головними значеннями відповідних $\operatorname{arc} f(|s|, |c|)$ та функцій $\operatorname{sign} s$ і $\operatorname{sign} c$. Наприклад, якщо $\zeta' = \operatorname{arcsin} |s|$, то (17) визначається як

$$\left. \begin{aligned} \text{якщо } s \geq 0 \text{ і } c > 0, \text{ то } \zeta &= \zeta'; \\ \text{якщо } s \geq 0, \text{ а } c < 0, \text{ то } \zeta &= \pi - \zeta'; \\ \text{якщо } s < 0 \text{ і } c < 0, \text{ то } \zeta &= \pi + \zeta'; \\ \text{якщо } s < 0, \text{ а } c > 0, \text{ то } \zeta &= 2\pi - \zeta'. \end{aligned} \right\} \quad (17')$$

Вирази (18) – (20) записуються аналогічним чином.

За якою з конкретних функцій (17) – (20) визначати величину ζ – окреме питання царини обчислювальної техніки. Тут лише зазначимо, що найкращий результат спостерігається за комбінованого їхнього використання, а саме

$$\begin{aligned} \text{якщо } 0 \leq s \leq 1/\sqrt{2} &- \text{ за (17); } 1/\sqrt{2} \leq s \leq 1 - \text{ за (18);} \\ \text{якщо } 0 \leq t \leq 1 &- \text{ за (19); } 0 \leq q \leq 1 - \text{ за (20).} \end{aligned}$$

Сказане проілюстровано діаграмами обчислювальних похибок визначення ζ за різними функціями (17) – (20) (рис. 6) при застосуванні 16-розрядних АЦП.

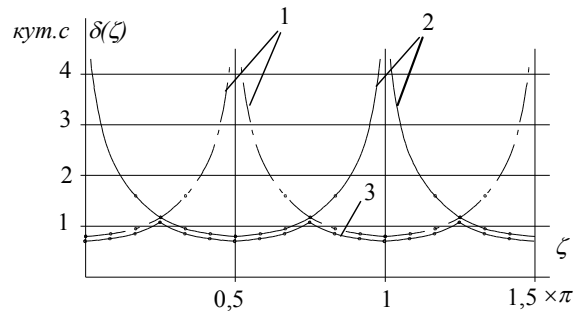


Рис. 6. Функційні залежності обчислювальних похибок за різними алгоритмами:
1 – за (17); 2 – за (18); 3 – комбінація (17) і (18)

Обробка аналогових сигналів за (16) – (20) у цифровому форматі крім обчислювальних похибок супроводжується і похибками квантування, величина яких визначається розрядністю ЦАП і АЦП. За фізичною природою ці похибки можна розглядати як випадкові. Вони усуваються обробленням недетермінованих сигналів методами цифрової фільтрації, які базуються на застосуванні кореляційної та автокореляційної процедур. Але останні нечутливі до фазових факторів сигналів [9], а тому не можуть бути використані в побудованих за фазовим принципом КВС. Натомість тут можна рекомендувати використання колової дискретної згортки (КДЗ) числових послідовностей вихідних сигналів x_j за функцією одного із сигналів збудження у за алгоритмом

$$z_i = \sum_{j=0}^{n-1} x_j \cdot y_{j-i}, \quad (21)$$

де індекс при величині y визначається як

$$\text{if } i-j > 0 \text{ then } i-j \text{ else } i-j+n.$$

СТРУКТУРНА СХЕМА КВС ЗА ПРИНЦИПОМ ФАНТОМНОЇ ПОТУЖНОСТІ ІНФОРМАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ

За умови живлення симетричними струмами система збудження ДК створює в повітряному проміжку головектор намагнічувальних сил, який в ідеальній конструкції зумовив би появу монохроматичної хвилі ІП. Унаслідок технологічних недосконалостей і про-

яву явищ дифракції та відбиття цієї хвилі в повітряному проміжку виникає ХП ЗП, а монохроматична хвиля трансформується в ХП ПП. Виділити інформаційну сутність ХП ПП можна шляхом обчислення так званої фантомної (віртуальної, уявної) потужності вихідних сигналів ХП ПП відносно до деякого опорного головектора струмів тієї ж послідовності, за який можна прийняти головектор струмів збудження, тобто – скалярного добутку вхідного сигналу на вихідний, як

$$\left. \begin{aligned} C(\zeta) &= \sum_{i=0}^{m-1} \int_0^{2\pi} E_i(\tau, \zeta) \cos(\tau - \beta \cdot i) d\tau = \frac{m}{2} F(\zeta) \cdot \cos \zeta; \\ S(\zeta) &= - \sum_{i=0}^{m-1} \int_0^{2\pi} E_i(\tau, \zeta) \sin(\tau - \beta \cdot i) d\tau = \frac{m}{2} F(\zeta) \cdot \sin \zeta, \end{aligned} \right\} (22)$$

або у дискретному форматі запису (позначка *)

$$\left. \begin{aligned} C(\zeta) &= \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{n-1} E_i \left(\frac{2\pi}{n} k, \zeta \right) \cos \left(\frac{2\pi}{n} k - \beta \cdot i \right) = \frac{mn}{2} F(\zeta) \cdot \cos \zeta; \\ S(\zeta) &= - \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{n-1} E_i \left(\frac{2\pi}{n} k, \zeta \right) \sin \left(\frac{2\pi}{n} k - \beta \cdot i \right) = \frac{mn}{2} F(\zeta) \cdot \sin \zeta. \end{aligned} \right\} (22^*)$$

Як видно з (22), величини $C(\zeta)$ і $S(\zeta)$ є аналогами активної P і реактивної Q потужності інформаційних вхідних сигналів відносно прообразів струмів збудження, при цьому всі складові, зумовлені ХП ЗП $B(\zeta)$, взаємно компенсуються.

Спрощена структурна схема КВС на базі ДК із квадратурними системою збудження і сигнальною системою за описаним принципом показана на рис. 7. Як і на рис. 1 тут умовно виділені БЖ2 і ВП3, хоча насправді робота цих блоків взаємно пов'язана спільними елементами і синхронізована.

Структура БЖ2 містить записані в постійній пам'яті процесора табличні значення функцій $\cos 2\pi k/n$ і $\sin 2\pi k/n$ (ТЗФ_с і ТЗФ_с), цифро-аналогові перетворювачі (ЦАП_с і ЦАП_с), а також підсилювачі аналогових сигналів із фільтрами ВП_с і ВП_с. За синхронізувальними сигналами генератора опорних імпульсів ГОІ зчитані у цифровому форматі величини з ТЗФ поступають на відповідні ЦАП, що формують аналоговий прообраз \sin_f і \cos_f квадратурних струмів збудження, які після відповідної фільтрації та підсилення подаються на квадратурну систему обмоток збудження ДК. Частота ГОІ f_z повинна визначатись як $f_z = n f_{жс}$. Наприклад, якщо $f_{жс} = 2^{12} = 4,096$ кГц, а $n = 2^6 = 64$, то $f_z = 262,144$ кГц, що на 4 ÷ 5 порядків менше за частоту f_e кодоімпульсної КВС. Вторинний перетворювач ВП3 цієї КВС містить двоканальний АЦП_с і АЦП_с, блок обчислення поточних параметрів фантомної потужності інформаційних сигналів S_k^* і C_k^* , який функціонує за алгоритмом (22*). Після обчислення відповідних сум за період $t = 1/f_{жс}$ за параметрами $C(\zeta)$ і $S(\zeta)$ цифровий детектор фази ЦДФ визначає величину поточної координати ζ за одним з алгоритмів (17) – (20). Виконання операцій ВП3 синхронізовано з роботою БЖ2 тим же ГОІ.

При відомій амплітуді вихідних інформаційних сигналів і заданій розрядності коду кута легко встановити вимоги до розрядності АЦП і арифметичних операцій процесора ВП3.

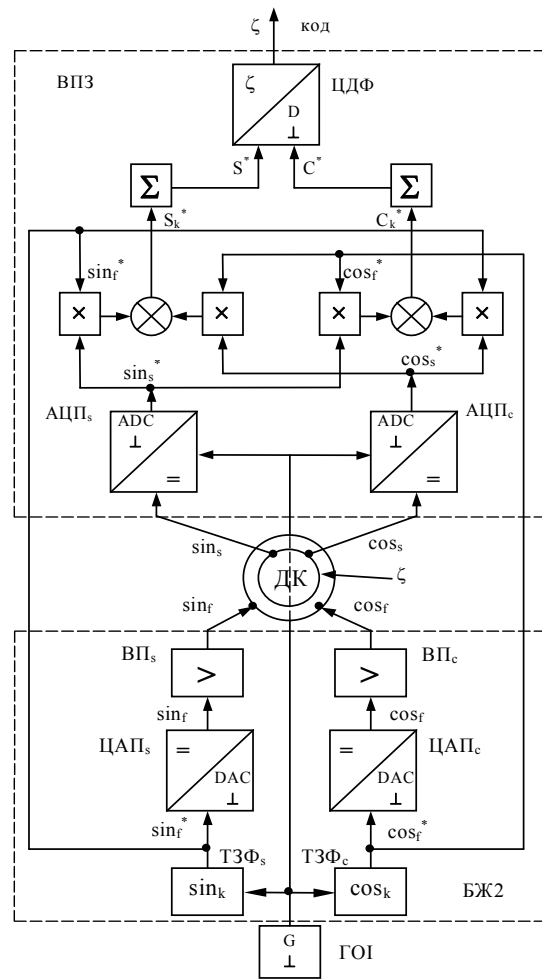


Рис. 7. Структурна схема КВС за принципом фантомної потужності інформаційних сигналів

СТРУКТУРА ВТОРИННОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЗА ПЕРШОЮ ГАРМОНІКОЮ ХП ПП

Оскільки фазова швидкість усіх складових ХП ПП однакова, визначення кута ζ можна здійснити і за фазою першої гармоніки, скориставшись аналогом дискретного перетворення Фур'є [12] у вигляді

$$C(\zeta) = \sum_{k=0}^{n-1} \hat{E}_k(\zeta) \cos \frac{2\pi}{n} k; S(\zeta) = \sum_{k=0}^{n-1} \hat{E}_k(\zeta) \sin \frac{2\pi}{n} k, (23)$$

але для цього за допомогою ФПП попередньо необхідно виділити поточні величини \hat{E}_k . За відповідні дискрети \sin_k і \cos_k можна взяти значення з ТЗФ_с і ТЗФ_с, за якими формуються сигнали збудження БЖ2, структура котрого в цьому випадку залишається такою, як і на рис. 7.

Структурна схема ВП4, що базується на обробці першої гармоніки сигналів ХП ПП, наведена на рис.8. Функційне призначення блоків ЦАП і ЦДФ й алгоритми їхньої роботи такі ж, як і в попередньому випадку. Крім того, ВП4 містить ФПП, який працює за алгоритмом (13), (14). Для зменшення впливу похибок дискретизації в схему введено блок дискретної колової згортки КДЗ для реалізації алгоритму (21). Синхронізація роботи всіх блоків здійснюється за сигналами ГОІ.

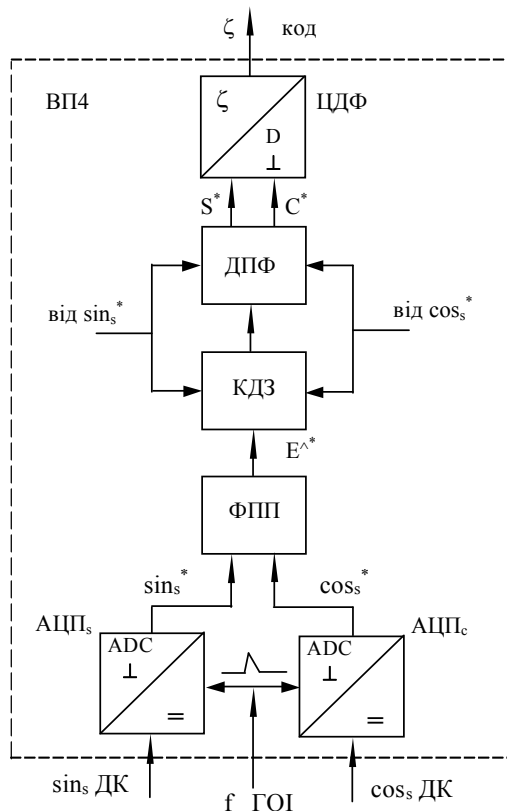


Рис. 8. Структурна схема ВП4 за принципом дискретного перетворення Фур'є ХП ПП

ВИСНОВКИ

Для забезпечення високої якості наведення й супроводу в діапазоні частот обертання від $1 \cdot 10^{-6} \text{ rad/c}$ до $0,5 \text{ rad/c}$ сучасні телескопні системи нагально потребують нового покоління КВС із підвищеними роздільною здатністю та точністю на рівні часток μm . Особливо це актуально для нової генерації *Alt-Az* телескопів, якість усіх підсистем яких повинна відповідати якості їхніх оптичних систем. З метою створення передумов вирішення цієї проблеми тут викладено нові підходи до побудови КВС на основі цифрових інтегральних методів обробки вихідних сигналів первинного давача, перевага яких у порівнянні з традиційними полягає у:

- нечутливості до наявності технологічних похибок виготовлення первинного давача;
- нечутливості до девіації за кутовою координатою амплітуд вихідних сигналів та їхньої фази;
- нечутливості до нестабільності частоти струмів збудження;
- усуненні проблеми визначення точного моменту переходу сигналів через "нуль";
- практичній нечутливості до неквадратності вихідних параметрів джерела живлення;
- усуненні залежності величини роздільної здатності від співвідношення між частотами джерела живлення та генератора задаючих імпульсів;
- нівелюванні температурного впливу на параметри первинного давача, особливо, якщо він працює в режимі заданих струмів;
- можливості досягнення великої роздільної здатності при одноканальному принципі побудови КВС.

ПЕРСПЕКТИВИ ПОДАЛЬШИХ РОЗВІДОК

Запропонований у цьому викладі підхід базується на розкладі вихідних сигналів ДК за двома взаємно ортогональними функціями \sin і \cos , як найбільш уживаними. Загалом, за базову систему можна взяти й інші функції, наприклад – два ортогональних меандри. Тоді всі арифметичні операції, які виконує вторинний перетворювач, зведуться до однієї – обчислення суми (різниці) поточних значень оцифрованих вихідних сигналів, що зменшить витрати часу на їхнє виконання, але зумовить появу методичної похибки перетворень. Отже, необхідно дослідити вплив типу базових ортогональних функцій на методичну похибку методу та час його реалізації.

Час оновлення інформації про кутове положення ротора ДК за описаними методами не може бути меншим, ніж інтервал $1/f_{\text{зк}}$. Але, скориставшись властивостями симетрії вихідних сигналів у просторово-часовому континуумі, цей інтервал можна зменшити до величини $1/2mf_{\text{зк}}$. Таким чином, предметом подальшого аналізу повинно бути встановлення співвідношення між якістю вихідної інформації й складністю (вартістю) вторинного перетворювача.

Нові принципи побудови структури КВС вимагають і нових, адаптованих до них, конструкцій самого первинного давача. На перший погляд, їм якнайкраще відповідають магнітні системи статора й ротора розіткнені за тангенціальною координатою, які забезпечують гвинтову тороїдну структуру магнітного потоку збудження. Аналіз таких конструкцій магнітної системи ДК – тема наступного викладу.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Mancini D. TNG control system: hardware, software and methods adopted to improve the performances of the fully digital drive system // Telescope Control Systems, Proc. SPIE 2479, 1995 – P. 245 – 252.
- [2] Хрушев В.В. Электрические микромашины автоматических устройств. – Л.: Энергия, 1976. – 384 с.
- [3] Ахмеджанов А.А. Системы передачи угла повышенной точности. – М.; Л.: Энергия, 1966. – 272 с.
- [4] Завгородній В.Д. Квантово-механічна модель давачів кута індукційного типу (Частина 3. Аналіз впливу технологічних похибок) // Електротехніка і електро-механіка. – 2003, № 3. – С.
- [5] Галахова О.П. и др. Основы фазометрии. – Л.: Энергия. 1976. – 256 с.
- [6] Высокоточные преобразователи угловых перемещений / Под общ. ред. А.А.Ахмеджанова. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 128 с.
- [7] Сафонов Л.Н. Фазовращатели с фильтром обратной последовательности // Электричество. – 1971, №5. – С. 63 – 66.
- [8] История электротехники / Под ред. И.А.Глебова. – М.: Издательство МЭИ, 1999. – 524 с.
- [9] Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: Питер, 2002. – 608 с.
- [10] Шрюфер Е. Обработка сигналов: цифровая обработка дискретизованных сигналов. – К.: Либідь, 1992. – 266 с.
- [11] Г. Корн, Т. Корн. Справочник по математике. – М.: Наука, 1973. – 832 с.
- [12] Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике. – М.: Наука, 1986. – 544 с.

Надійшла 30.08.2003