

УДК 621.317.2

Д. П. Орнатський, д.т.н.

Національний авіаційний університет, м. Київ

## АНАЛОГОВИЙ ІНТЕРФЕЙС ДЛЯ ЄМНОСТІ ДАТЧИКА ПЕРЕМІЩЕНЬ З ВІДКРИТИМ ПОЛЕМ

Проведено аналітичний огляд існуючих методів вимірювання малих ємностей. Розроблено аналоговий інтерфейс для дистанційних вимірювань вихідних параметрів ємнісних датчиків переміщення з відкритим полем з покращеними метрологічними характеристиками.

**Ключові слова:** ємнісні датчики переміщення з відкритим полем, паразитна ємність під'єднувальних кабелів, похибки.

**Вступ** В багатьох випадках схеми для перетворення ємності в напругу використовують мостові схеми змінного струму або схеми LC імпульсних або гармонійних коливань (потенціометричні, мостові, генераторні) [1]. Але методи зменшення впливу паразитної ємності під'єднувальних кабелів в таких схемах будуть мати малу ефективність при роботі з ємнісними датчиками переміщення, в яких зміна ємності датчика (1 – 10 пФ) може бути в 10 разів менше, ніж ємність підключення ємнісних під'єднувальних кабелів, що особливо характерно для ємнісних датчиків переміщення з відкритим полем [2].

### Аналіз літературних джерел

Тому, найбільшого розповсюдження набули наступні способи побудови аналогових інтерфейсів для ємнісних датчиків переміщення, які були захищені від впливу паразитних ємностей під'єднувальних кабелів:

- На основі автоматичного компенсатору змінного струму;
- На основі перетворення електричного заряду;
- На основі квадратичного перетворення  $U \cdot f$ .

На рис. 1 представлена структурна схема вимірювального каналу для ємнісних датчиків переміщення на основі автоматичного компенсатора змінного струму.

В якості нуля індикатора використовують суматор струмів на ОП1, який являє собою полосову систему, в якій (на відміну від тривіального випадку  $f_{вч} \gg f_{нч}$ ) розташування високо частотного, і низько частотного полюсів є протилежними, тобто  $f_{нч} \gg f_{вч}$  це має місце через те, що  $C_d \leq C_2 = C_0$ ,  $R_1 \rightarrow 0$ ,  $R_2 \gg R_1$

$$f_{нч} = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_0}; f_{вч} = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_2},$$

де  $R_1$  – резистор необхідний для запобігання високочастотній генерації.

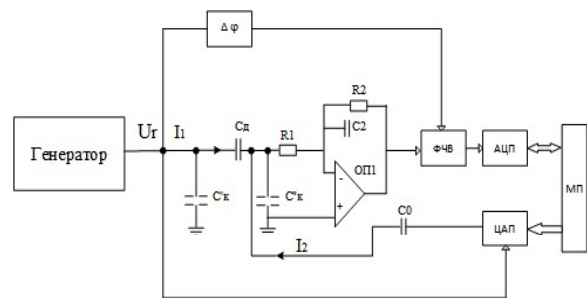


Рисунок 1 – ФЧВ – фазочутливий випрямляч, МП – мікропроцесор, ЦАП – цифро аналоговий перетворювач перемножуючого типу з інвертуючим виходом

Частота вихідної напруги генератора при цьому обирається рівною геометричному центру частотного діапазону  $f_{\Gamma} = \sqrt{f_{нч} \cdot f_{вч}}$ .

Завдяки цьому вихідна напруга  $U_{\Sigma}$  на виході нуля індикатора буде дорівнювати:

$$U_{\Sigma} = \frac{C_d}{C_z} \cdot U_r - \frac{C_0}{C_2} \cdot U_{ЦАП}$$

Ця напруга перетворює ФЧВ в постійну і за допомогою біполярного АЦП перетворюється в код який потрапляє на МП, що виконує програмне зрівноваження і керує цифро аналоговим перетворювачем, щоб напруга на виході суматора дорівнювала нулю, це значить, що при зрівноваженні

$$N_{ЦАП} = \frac{C_d}{C_0},$$

де  $N_{ЦАП}$  – керуючий код цифро-аналогового перетворювача в стані зрівноваження.

Основною перевагою таких схем є велика точність яка визначається точністю зразкової міри конденсатора  $C_0$ , точністю ЦАП, та чутливістю нуля індикатора. До недоліків відноситься складність реалізації, яка в деяких випадках не є економічно обґрунтованою.

Ємність під'єднувального кабелю  $C'_k$  не буде впливати на результат вимірювання у зв'язку з малим вихідним опором генератора напруги  $U_r$ , та активного опору приєднувального кабелю (0,1 Ом/м). Ємність під'єднувального кабелю  $C''_k$  шунтується практично нульовим опором «віртуального нуля» операційного підсилювача ОП1 який включений по схемі інвертуючого суматора.

На рис. 2 представлена структурна схема вимірювального перетворювача для ємнісних датчиків переміщень на основі перетворення електричного заряду.

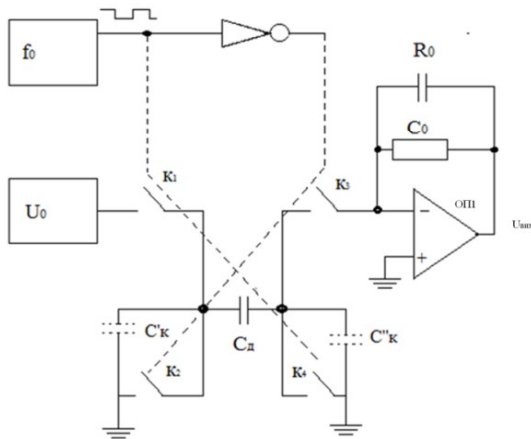


Рисунок 2 – Структурна схема вимірювального перетворювача для ємнісних датчиків переміщень, де:  $f_0$  – генератор прямокутних імпульсів типу меандр;  $U_0$  – джерело опорної напруги

Основними елементами цієї схеми є комутуючий конденсатор в якості якого виступає ємнісний датчик  $C_d$ . Датчик комутується за допомогою електронних комутаторів  $K'_1 - K''_2$ , які включаються попарно диференціально, і комутується протифазними міандрами, з частотою  $f_0$  така комутація забезпечує швидкий розряд паразитних ємностей кабелю  $C'_k C''_k$  під час фронту керуючих імпульсів, що зменшує вплив практично до нуля зарядів цих паразитних конденсаторів. При цьому постійна складова вихідної напруги (пульсації зменшуються при збільшенні постійної часу  $R_0 \cdot C_0$ )  $U_{вих}$ :

$$U_{вих} = -R_0 \cdot U_0 \cdot C_d \cdot f_0 = -\frac{R_0}{R_{екв}} \cdot U_0,$$

де  $U_0$  – постійна зразкова напруга;  $R_0$  – опір резистора в ланці негативного зворотного зв'язку ОП1; середнє значення еквівалентного опору  $R_{екв}$  комутуючого конденсатора [3], який дорівнює:

$$R_{екв} = \frac{1}{C_d \cdot f_0}.$$

Перевагою цієї схеми є простота реалізації, а недоліком те що присутня значна інструментальна похибка зумовлена “пролазом” фронтів керуючих сигналів в вимірюване коло який збільшується при зменшенні ємності датчика.

### Розробка

На рис. 3 представлена структурна схема вимірювального перетворювача для ємнісних датчиків переміщень на основі квадратичного перетворення  $U \rightarrow f$  [3].

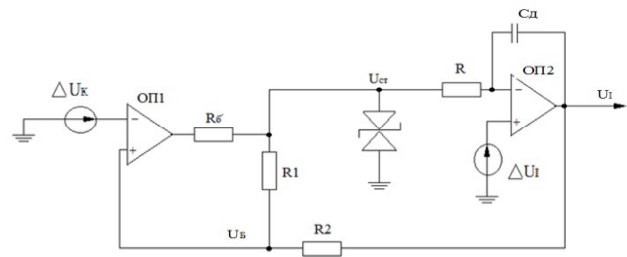


Рисунок 3 –  $\Delta U_k$  – напруга зміщення компаратора;  $\Delta U_I$  – напруга зміщення інтегратора

Схема складається з послідовно з'єданого компаратора на ОП1, та інтегратора на операційному підсилювачі ОП2, охоплених загальним зворотнім зв'язком для утворення режиму авто коливань, часова діаграма зображена на рис. 4.

Розглянемо вплив  $\Delta U_k$  і  $\Delta U_I$  окремо з урахуванням напруги зміщення компаратора. Напруга на неінвертуючому вході буде мати вигляд:

$$U_B = U_{ст} \cdot \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) + U_I \cdot \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = \Delta U_k,$$

$$U_{max} = \Delta U_k \cdot \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) + U_{ст} \cdot \frac{R_2}{R_1},$$

де  $U_{max}$  – максимальна напруга на виході інтегратора  $U_I$ ,

$$U_{\min} = \Delta U_{\kappa} \cdot \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) - U_{\text{CT}} \cdot \frac{R_2}{R_1},$$

де  $U_{\min}$  – мінімальна напруга на виході інтегратора  $U_I$ .

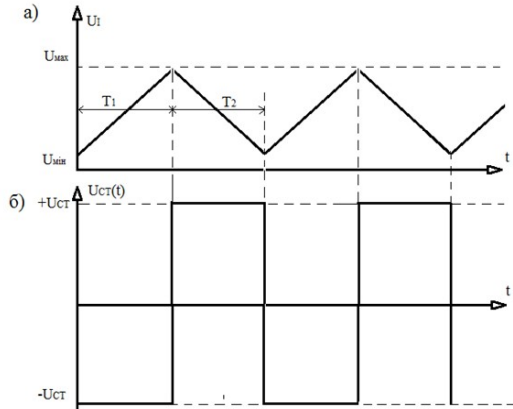


Рисунок 4 – а) вихідна напруга інтегратора; б) вихідна напруга компаратора

Максимальна зміна напруги на виході інтегратора дорівнюватиме:

$$\Delta U_I = U_{\max} - U_{\min} = 2 \cdot U_{\text{CT}} \cdot \frac{R_1}{R_2}.$$

Враховуючи, що зміна напруги інтегратора не залежить від зміщення, компаратор  $\Delta U_{\kappa}$  запишемо:

$$T_1 + T_2 = 2U_0 \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot RC_{\text{Д}} \times \left( \frac{1}{U_{\text{CT}} + \Delta U_I} + \frac{1}{U_{\text{CT}} - \Delta U_I} \right)$$

Звідки

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{R_1}{4R_2 RC_{\text{Д}}} \cdot \left[ 1 - \left( \frac{\Delta U_I}{U_{\text{CT}}} \right)^2 \right].$$

Ця схема набула поширеного використання завдяки своїм високим метрологічним характеристикам.

З останньої формули бачимо що для того щоб знехтувати похибкою від зміщення нуля інтегратора достатньо обрати відношення  $\frac{\Delta U_I}{U_{\text{CT}}}$

не більше за 0,01, тобто при зміщенні нуля операційного підсилювача порядком 10мВ напруга на стабілітроні повинна бути не менше 1 В. Таким чином перевагою такої схеми є повна відсутність впливу зміщення нуля інтегратора і компаратора. До недоліків схеми відноситься вплив затримки спрацювання компаратора, це практично унеможливорює використання такої схеми для роботи з ємнісними датчиками оскільки частота коливань знаходиться в діапазоні до (10-20 КГц) що при використанні в якості компаратора операційного підсилювача буде призводити до значної величини цієї похибки через те що перехідна характеристика в режимі великого сигналу буде мати фронти тривалості в декілька мікросекунд (через перезарядження частотно корегованих емностей ОП) і відповідатиме похибкам до 10% [2].

На рис. 5, а представлена функціональна схема вимірювального перетворювача переміщення частоти на основі квадратичного перетворення  $U \rightarrow f$ , та ємнісного датчика переміщень з відкритим полем (рис. 5, б) вільного від перелічених вище недоліків.

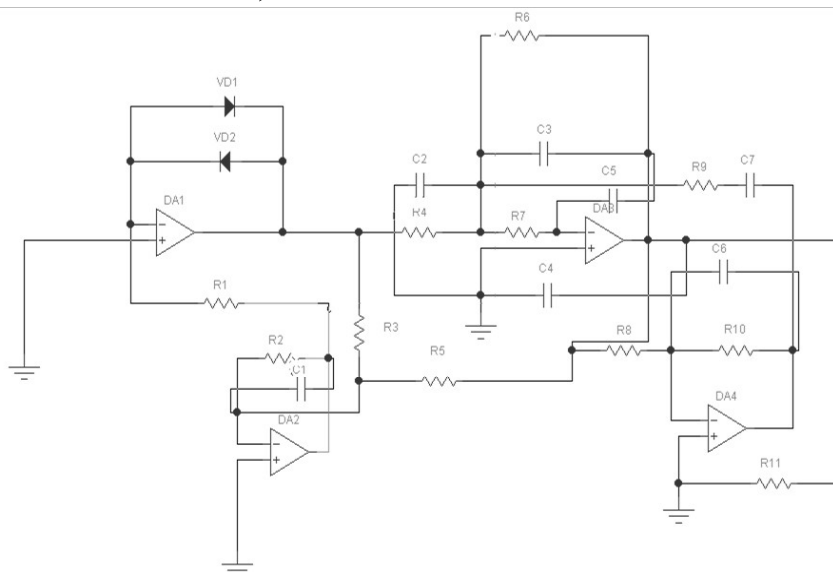


Рисунок 5, а – Функціональна схема вимірювального перетворювача

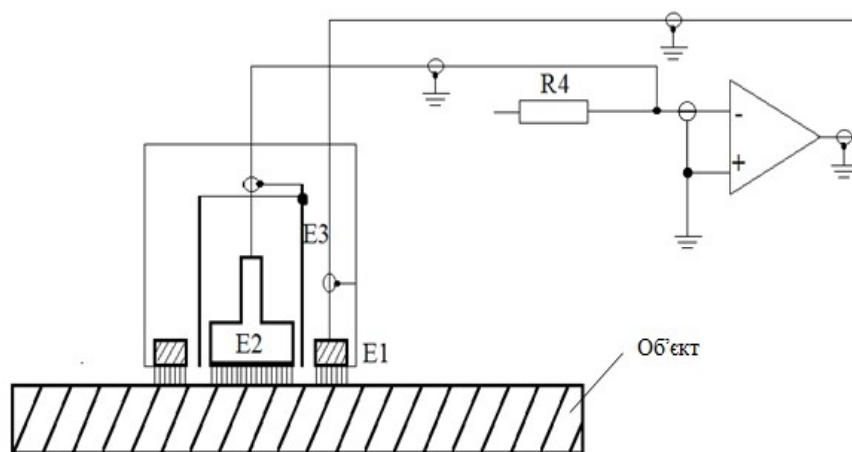


Рисунок 5, б – Функціональна схема ємнісного датчика

Завдяки тому, що амплітуда вхідної напруги інтегратора (DA 3) може становити 100...200 мВ в якості компаратора (DA 1) використовується інвертуючий підсилювач з нелінійним зворотнім зв'язком на діодах Шотки (VD1 – VD2). Це дозволяє зменшити приблизно на порядок (при використанні в якості DA1) операційного підсилювача типу ОРА604. Час затримки компаратора становить приблизно  $\Delta t_g \approx 40$  нс, завдяки тому, що операційний підсилювач (DA1) працює в режимі малого сигналу. При цьому інвертуючий суматор (DA2) необхідний для збереження балансу фаз.

Для зменшення впливу паразитних ємностей під'єднувальних кабелів (C2, C4) використовується («від'ємна» ємність DA4, C7). Елементи R7, C5 необхідні для зриву паразитного збудження інтегратора (DA3) при збільшенні довжини під'єднувального кабелю.

Моделювання цього перетворювача в програмному середовищі Elektroniks Workbench дозволило оцінити вплив ємності під'єднувальних кабелів на похибку не лінійності функції перетворення, яка не перевищувала 0,005% при довжині під'єднувальних кабелів 10 м на частоту 1 кГц.

Д. П. Орнатский, д.т.н.

## АНАЛОГОВЫЙ ИНТЕРФЕЙС ДЛЯ ЕМКОСТИ ДАТЧИКА ПЕРЕМЕЩЕНИЙ С ОТКРЫТЫМ ПОЛЕМ

*Проведен аналитический обзор существующих методов измерения малых емкостей. Разработан аналоговый интерфейс для дистанционных измерений исходных параметров емкость датчиков перемещения с открытым полем с улучшенными метрологическими характеристиками.*

**Ключевые слова:** емкостные датчики перемещений с открытым полем, паразитная емкость соединительных кабелей, погрешности.

### Висновки

Запропоноване рішення відноситься до області інформаційно-вимірювальної техніки і може бути застосовано і в системах вбудованих в різні технологічні процеси загальнотехнічного і спеціального призначення, в яких первинним перетворювачем є ємнісні датчики переміщень з відкритим полем. На відміну від існуючих типів, розроблено аналоговий інтерфейс, який забезпечує більш високі метрологічні характеристики при дистанційних вимірюваннях.

При цьому резидентна частина містить лише датчик.

### Список використаних джерел

1. [www.mikro-epsilon.com](http://www.mikro-epsilon.com).
2. Аш, Дж. Датчики измерительных систем (Текст) : пер. с франц. В 2-х книгах. – М.: Мир, 1992. – Кн.1. – 480 с.
3. Мартяшин А. И. Преобразователи электрических параметров для систем контроля и измерения / А. И. Мартяшин, Э. К. Шахов, В. М. Шляндин. – М.: Энергия, 1976. – 392 с.

Надійшла до редакції 22.05.2016

**Рецензент:** д.т.н., професор Квасніков В. П., Національний авіаційний університет, м. Київ.

D. P. Ornatsky, DSc

## ANALOG INTERFACE FOR CAPACITY MOTION SENSOR OPEN FIELD

An analytical review of existing methods for measuring small capacitances is performed. Analogue interface for remote measurements of initial parameters capacitance displacement sensors with an open field with improved metrological characteristics is designed.

**Keywords:** capacitive displacement sensor with an open field, the parasitic capacitance connection cables, error.

УДК 681.5.08

В. П. Квасніков, д.т.н., А. О. Возняковський

Національний авіаційний університет, м. Київ

## МЕТОДИКА БАЛАНСУВАННЯ ЧУТЛИВОГО ЕЛЕМЕНТУ МАЯТНИКОВОГО АКСЕЛЕРОМЕТРА

Маятникові акселерометри широко застосовуються в космічних апаратах, авіації, автомобілебудуванні, ракетах та кораблях. Один з найважливіших елементів конструкції маятникових акселерометрів – підвіси, їх форма і розміри визначають важливий параметр приладів – чутливість. На чутливість підвісу впливає маятниковість та співпадання центру мас з віссю горизонту або вертикалі. В статті йде мова про методику балансування чутливого елемента.

**Ключові слова:** акселерометр маятниковий, чутливий елемент, балансування.

## Вступ

Проблема точності маятникових акселерометрів для сучасних апаратів є одною із ключових при розробці високоточних пристроїв. Метод балансування за допомогою лазерного випарювання металу дозволяє випарювати з поверхні чутливого елемента надмалі маси, що дозволяє з високою точністю відбалансувати підвіс.

## Аналіз останніх досягнень

В роботах [1, 2] наведена математична модель чутливого елемента на пружному підвісі. Виконано дослідження двох основних форм коливальних.

В роботі [3] досліджено вплив деяких технологічних факторів на внутрішнє тертя при балансуванні. Отримані результати можуть бути використані на етапі проектування датчиків.

Розробка програм чисельного інтегрування рівнянь руху виконана автором у статті [4]. Отримані автором статті [4] результати зіставлялися з експериментальними даними і показали цілком задовільну збіжність.

Завданням, що ставилося при написанні статті, було розробка методики для обрахунку маси, необхідної для випарювання із поверхні чутливого елемента за допомогою лазерного променя, для отримання можливості виставки чутливого елемента в вісь горизонту чи вертикалі. Дана методика дозволяє зменшити похибку вимірювання прискорення.

## Виклад основного матеріалу

Для отримання необхідних співвідношень, що визначають додаткову масу, на величину якої необхідно змінити в процесі юстування основний балансувальний вантаж, розглянемо акселерометр у двох положеннях чутливого елемента по відношенню до вертикалі місця – в положенні нижнього маятника і в положенні верхнього маятника.

При суміщенні базової площини приладу з площиною горизонту маятник займе положення як це показано на рис. 1.

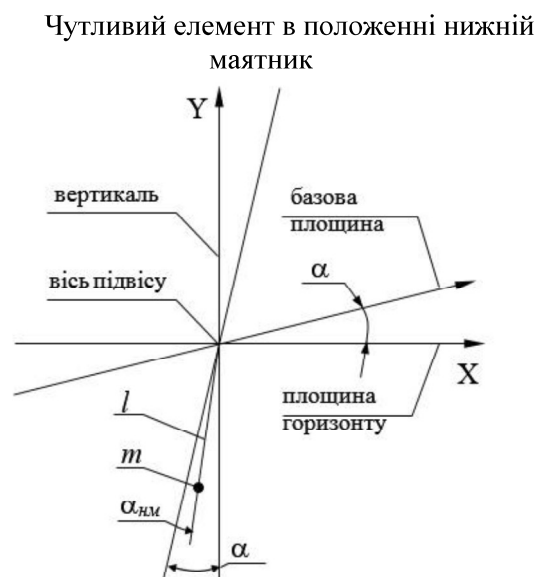


Рисунок 1 – Положення нижній маятник