

датчиками (розхил валків; зусилля прокатки), розрахунки – з використанням заміряних параметрів (момент прокатки, товщина і довжина прокату). У кінці кожного циклу (після слова «разом») наводиться задана ширина листа і середня по довжині прокату фактична товщина.

Рекомендовані операторові і автоматично відпрацьовувані величини обтискань по пропусках відповідають обмеженням енергосилових параметрів, що задаються для розрахунку. Отримано фактичні характеристики точності прокатки із застосуванням АСК ТП вище заданих (відповідно до технічного завдання). Це забезпечило істотну ефективність від їхнього застосування на стані 3600 системи автоматизації.

### Висновки

Описаний у статті підхід до визначення ви-

мог до точності математичних моделей параметрів прокатки виявив значну ефективність під час використання в АСК ТП ряду ТЛС.

### СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. *Ієвлев М.Г.* Автоматизовані системи захисту устаткування прокатних клітей від перевантажень / М.Г. Ієвлев, В.Б. Корбут // Науково-технічна інформація. – 2011. – №4(50). – С. 50–53.
2. *Карасев А.И.* Теория вероятностей и математическая статистика. – М.: Статистика, 1970. – 343 с.
3. *Ієвлев М.Г., Грабовський Г.Г.* Математичні моделі і алгоритми керування в АСК ТП товстолистових прокатних станів. – К.: Техніка, 2001. – 248 с.
4. *Ієвлев М.Г.* Стратегії автоматичного керування режимами прокатки на товстолистових прокатних станах / М.Г. Ієвлев // Автоматизація виробничих процесів. – 2007. – №1(24).
5. *Грабовський Г.Г.* Принципи побудови і методи реалізації автоматизованої системи інформаційного супроводження металу в товстолистовому цеху / М.Г. Ієвлев, В.Б. Корбут, О.М. Гнеушев // Вісник Хмельницького національного університету. – 2005. – Ч.1. – Т.1. – С. 130–131.

УДК 681. 335 (088.8)

## УНІВЕРСАЛЬНИЙ ФУНКЦІОНАЛЬНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ДЛЯ ЛІНЕАРИЗАЦІЇ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕТВОРЕННЯ ПЕРВИННИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ



**О.Й. Рішан**, канд. техн. наук,  
**О.О. Пономаренко**,  
**Ю.Д. Захарчук**

**Постановка проблеми.** Ефективність функціонування сучасної інтегрованої автоматизованої системи управління (ІАСУ) залежить від метрологічного забезпечення її нижнього рівня, яке гарантує надходження необхідної інформації в систему про стан об'єкта з необхідною точністю.

Нижній рівень ІАСУ включає в себе пер-

винні вимірювальні перетворювачі (ПВП) для вимірювання необхідних параметрів (фізичних величин, що характеризують протікання процесу в об'єкті управління), а також їхнього перетворення в аналогові уніфіковані сигнали за струмом або за напругою. При цьому якість метрологічного забезпечення визначається метрологічними характеристиками викорис-

таних **ПВП**.

Обробка всієї інформації в **ІАСУ** виконується в цифровій формі, а перетворення аналогових сигналів **ПВП** здійснює аналого-цифровий перетворювач (**АЦП**) мікропроцесорного контролера (**МПК**).

У переважній більшості випадків характеристика перетворення (**ХП**) **ПВП** за діапазоном вимірювання є нелінійною, причому **ХП** може бути як із зростаючою чутливістю, так і з чутливістю, що зменшується по діапазону. Оскільки **АЦП** здійснює пропорційне перетворення аналогового сигналу в частоту з подальшим її перетворенням у **МПК** – цифровий код, то **ХП** **ПВП** у цифровому коді стає теж нелінійною, внаслідок чого збільшується основна похибка **ПВП** і для її зменшення необхідно або звужувати діапазон вимірювання **ПВП**, що не бажано, або **ХП** **ПВП** необхідно лінеаризувати [1; 3].

У більшості сучасних засобів вимірювання (**ЗВ**) лінеаризацію **ХП** **ПВП** здійснюють у цифровому коді без зміни її чутливості, а отриману лінійну **ХП** **ПВП** знову перетворюють в аналоговий сигнал у цифро-аналоговому перетворювачі для його передачі по лінії зв'язку в **МПК**. Для збільшення чутливості **ЗВ** й усунення додаткових перетворень сигналів доцільно здійснювати лінеаризацію **ХП** **ПВП** безпосередньо під час її перетворення в частотний сигнал і передачу його по лінії зв'язку в **МПК**.

Незважаючи на широке застосування в сучасних перетворювачах, які здійснюють перетворення аналогових сигналів первинних вимірювальних перетворювачів у цифровий код, інтегральних мікросхем, в деяких випадках доцільніше використовувати конденсаторний перетворювач напруги в частоту, побудований за схемою транзисторного **РС**-генератора [4; 5].

Особливістю схеми такого генератора є лінійна залежність частоти його релаксації від вхідної перетворюваної напруги по таких незалежних каналах:

- зміни швидкості заряду ємностей **РС**-генератора за допомогою стабілізаторів струму;

- регулювання рівня заряду ємностей по напрузі;

- базових ланцюгів стабілізаторів струму заряду ємностей.

При цьому для лінійного перетворення напруги в частоту імпульсів необхідно використовувати тільки один із цих каналів.

У випадку одночасного використання двох каналів регулювання частоти **РС**-генератора (по каналу зміни струму **I** заряду й по рівню заряду ємностей) основне рівняння перетворення схеми [2] має вигляд:

$$F = \frac{I}{C * U}, \quad (1)$$

де **F** – частота імпульсів на виході генератора;

**C** – ємність конденсаторів;

**U** – напруга рівня заряду конденсаторів.

Другою особливістю схеми такого генератора є можливість глибокого регулювання частоти його релаксації по всіх трьох каналах аналоговими вихідними сигналами від операційних підсилювачів (**ОП**), які обробляють сигнал від **ПВП** до їхнього перетворення в частоту, оскільки живлення самого генератора може бути здійснене завдяки використанню повної напруги живлення (+**Uж** і – **Uж**) операційних підсилювачів.

Використовування перерахованих особливостей дає можливість створювати на основі такого **РС**-генератора функціональний перетворювач для лінеаризації аналогового сигналу **ПВП** з нелінійною **ХП**, не використовуючи при цьому додаткові **ОП**.

**Мета статті** – створення універсального функціонального перетворювача (**ФП**) аналогових сигналів **ПВП** з розширеними функціональними можливостями, який здатен лінеаризувати нелінійні **ХП** **ПВП** різних знаків зміни чутливості по діапазону вимірювання у частоту імпульсів на його виході, з

одночасним зростанням загальної чутливості і відповідно точності перетворення.

**Виклад основного матеріалу.** Якщо відповідно до залежності (1) зменшувати напругу  $U$  пропорційно зростаючому струму  $I$  заряду ємностей, тобто впливати на частоту релаксації  $RC$ -генератора по каналу зміни рівня напруги заряду конденсаторів, з протилежним знаком її зміни у порівнянні з каналом зміни швидкості заряду ємностей  $RC$ -генератора за допомогою стабілізаторів струму, то можливо отримати перетворений у лінійний частотний сигнал **ПВП** за рахунок додаткового зростання частоти генератора по діапазону перетворення, хоча вихідна чутливість **ПВП**

за аналоговим сигналом зменшується по діапазону.

Якщо ж використати такий спосіб лінеаризації для **ХП ПВП** із зростаючою чутливістю, то сигнал для коригування нелінійності буде одночасно збільшувати рівень напруги заряду конденсаторів, зменшуючи частоту релаксації, і відповідно – зменшувати чутливість **ПВП**.

Для лінеаризації **ХП ПВП** із зростаючою чутливістю по діапазону вимірювання розроблено спосіб, згідно з яким у разі перетворення аналогового сигналу в частоту, у функціональному перетворювачі (рис. 1) необхідно змістити характеристику перетворення і змінити напрям лінеаризації, тобто перейти

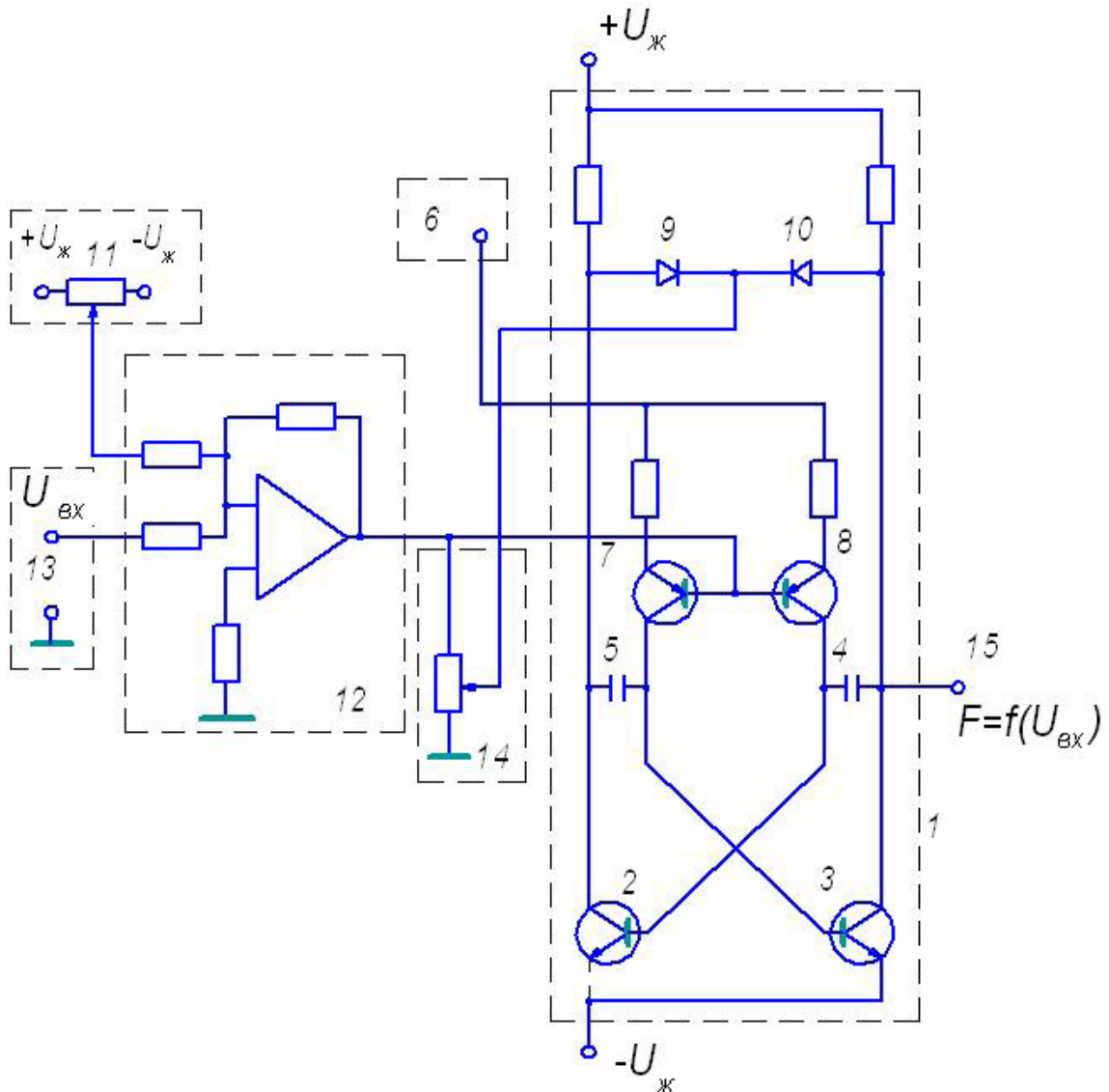


Рис. 1. Блок-схема функціонального перетворювача

до лінеаризації характеристики із чутливістю, що зменшується по діапазону від його кінця до початку (рис. 2). Останнє спричинює значне зростання чутливості вихідної ХП ПВП при лінійній її залежності по діапазону.

На блок-схемі ФП (див. рис. 1) зображені підсилювальні елементи 2; 3, що інвертують фазу RC-генератора 1; накопичувальні конденсатори 4; 5; джерело опорної напруги 6; елементи 7; 8, що задають струм заряду конденсаторів; фіксуючі діоди 8; 9; компенсатор нульового сигналу 11; ОП 12, що задає масштаб і вихід якого з'єднаний базовими ланцюгами елементів 7; 8; вхід 13 і вихід 15 ФП і блок 14 корекції нелінійності (умовно показаний у вигляді потенціометра), який під'єднаний до виходу ОП 12, а ковзний контакт потенціометра з'єднаний з катодами фіксуючих діодів 8; 9.

Якщо вхідний сигнал  $U_{BX}=0$ , що надходить від ПВП на вхід 13 ФП, і положення компенсатора нуля, яке відповідає напрузі  $U$  на виході ОП 12, що теж дорівнює нулю (потенціалу середньої точки напруги живлення ОП), частота релаксації RC-генератора дорівнює середній частоті  $F_C$ .

У разі зростання напруги  $U_{BX}$  на вході 13 ФП, що відповідає зростанню вимірюваної величини ПВП при коефіцієнті підсилення ОП 12, який дорівнює 1, і значенні коефіцієнта глибини корекції нелінійності  $b = 0$ , що встановлюється елементом 14, зміна частоти  $F$  на виході 15 ФП має пропорційний характер і дорівнює:

$$F = F_C \pm a * U_{BX} = F_C \pm a * U, \quad (2)$$

де  $a$  – коефіцієнт перетворення, який визначається параметрами елементів 7; 8 і ланцюгами перезарядження ємностей 2; 3.

У цьому випадку вихідний частотний сигнал ФП повністю повторює характер зміни аналогового сигналу  $U_{BX}$  на вході.

Знак «+» у залежності (2) відповідає збільшенню від'ємної напруги  $U$  на виході ОП 12 масштабування стосовно потенціалу середньої точки напруги його живлення. Таке зростання частоти на виході ФП забезпечується з'єднанням виходу ОП з базовими ланцюгами керування транзисторів 7; 8, які задають струм заряду ємностей 2; 5 RC-генератора.

За умови, що коефіцієнт корекції нелінійності  $b \neq 0$ , частота на виході ФП збільшується через зниження величини напруги рівня заряду ємностей 2; 5. Залежність у цьому випадку має вигляд:

$$F = F_C + \frac{a * U}{U_C - b * U}, \quad (3)$$

де  $U_C$  – вихідна напруга на катодах, які фіксують рівень заряду на діодах 9; 10.

Робота в діапазоні від'ємних напруг на виході операційного підсилювача, яка при  $b \neq 0$  спричинює зростання загальної чутливості ФП, і використовується як для лінеаризації аналогового сигналів ПВП із зростаючою, так і з чутливістю, що знижується по діапазону.

Якщо до входу 13 ФП надходить аналоговий сигнал виду

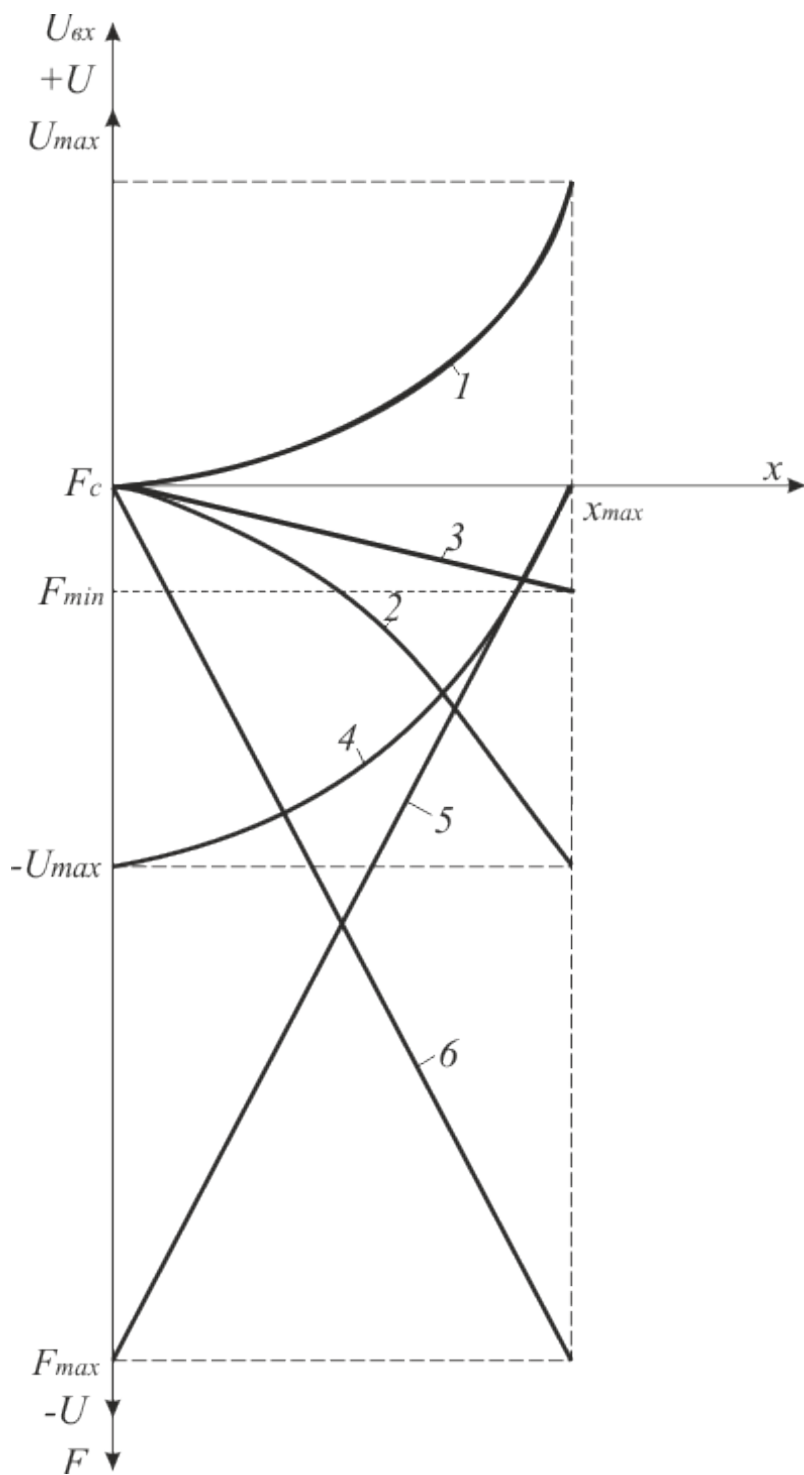
$$-U_{BX} = K_I * X + f_{IH}(X), \quad (4)$$

де  $K_I$  – коефіцієнт пропорційності;

$f_{IH}(X)$  – складова аналогового сигналу, яка вміщує більш високі степені аргументу  $X$  і описує ХП із зростаючою чутливістю, то при  $b = 0$ , напруга на виході ОП 12 дорівнює напрузі на вході, але протилежна по знаку (див. рис. 2, залежність 1).

Максимальному значенню  $X_{MAX}$  відповідає максимальне значення напруги  $U_{MAX}$  на виході ОП 12 (його коефіцієнт підсилення  $K_{II} = 1$ ).

Компенсатором нульового сигналу 11 зміщують залежність (3) на величину  $-U_{MAX}$  (див. рис. 2, залежність 4), тобто отримують залежність



**Рис. 2. Графічні залежності переходу від лінеаризації вхідного аналогового сигналу зі зростаючою чутливістю до лінеаризації сигналу з чутливістю, що зменшується:**

**1** – **ХП ПВП** із зростаючою чутливістю, яка відповідає його аналоговому сигналу по напрузі  $U=f(X)$  і частотному сигналу  $F=f(X)$  за відсутності сигналу коригування; **2** – **ХП ПВП** із зростаючою чутливістю після її інверсії; **3** – лінеаризована частотна **ХП ПВП** без її зміщення з діапазоном зміни частоти  $(F_{MIN} - F_C)$ ; **4** – зміщена в **ОП 12** аналогова **ХП ПВП** із зростаючою чутливістю, яка і є характеристикою з чутливістю, що зменшується, для аргументу  $(X_{MAX} - X)$  при зміні вимірюваного параметру від **0** до  $X_{MAX}$ ; **5** – лінеаризована частотна характеристика перетворення для аргументу  $(X_{MAX} - X)$  з приростом частоти на виході **ФП**  $(F_{MAX} - F_C)$ ; **6** – лінеаризована частотна **ХП**, яка відповідає вихідному аналоговому сигналу по напрузі  $U=f(X)$  за умови віднімання вихідної частоти **FC**-генератора від опорної частоти, яка дорівнює  $F_{MAX}$ .



$$U = -U_{MAX} + K_I * X + f_{IH}(X), \quad (5)$$

і переходять до лінеаризації останньої, але в координатах аргументу  $(X_{MAX} - X)$  у діапазоні зміни  $X$  від 0 до  $X_{MAX}$ .

При цьому характеристика набирає вигляду:

$$-U = K_2 * (X_{MAX} - X) - f_{2H}(X_{MAX} - X), \quad (6)$$

де  $K_2$  – коефіцієнт пропорційності;

$f_{2H}(X_{MAX} - X)$  – складова, яка вміщує більш високі степені аргументу  $(X_{MAX} - X)$ .

Сумісне рішення рівнянь (3) і (6), з урахуванням того, що коефіцієнт  $K_{II}$  підсилення **ОП 12** в загальному випадку може і не дорівнювати одиниці, дає вираз для зміни частоти на виході **ФП**:

$$F = F_C + K_{II} (X_{MAX} - X) \times$$

$$\frac{aK_2 - \frac{a * f_{2H}(X_{MAX} - X)}{X_{MAX} - X}}{U_C - bK_2(X_{MAX} - X) + abf_{2H}(X_{MAX} - X)} \quad (7)$$

За умови, що  $aK_2 = U_C$ , зміною значення коефіцієнта  $b$  глибини корекції нелінійності досягають рівності:

$$\frac{af_{2H}(X_{MAX} - X)}{X_{MAX} - X} = bK_2(X_{MAX} - X) + abf_{2H}(X_{MAX} - X). \quad (8)$$

Чим точніше виконується умова (8), тим ближче зміна частоти на виході **ФП** у функції від аргументу  $(X_{MAX} - X)$  до лінійної.

Лінеаризованій залежності відповідає залежність 5 (див. рис. 2).

Зворотний перехід від лінеаризованої характеристики в координатах аргументу  $(X_{MAX} - X)$  до вихідної в координатах  $(0 \dots X_{MAX})$

може бути досягнута відніманням значення частоти, що визначається за залежністю (8) із максимальної, яка визначається також із рівняння (8) при  $(X_{MAX} - X) = 0$ . У цьому випадку залежність має вигляд прямої 6 (див. рис. 2).

На рис. 2 також показана залежність частоти на виході **ФП** від вхідного аналогового сигналу зі зростаючою чутливістю до (залежність 2) і після лінеаризації (залежність 3) традиційним способом.

У разі використання створеного **ФП** для лінеаризації вхідних аналогових сигналів, чутливість яких зменшується по діапазону, необхідно змінити на протилежну полярність вхідного сигналу (порівняно з розглянутим вище випадком), тобто

$$U_{BX} = K_I * X - f_{IH}(X),$$

а компенсатором нульового сигналу установити напругу на виході **ОП 12** рівним нулю.

### Висновки

Розроблений **ФП** має такі переваги:

- підвищена точність перетворення в частоту вхідних аналогових сигналів із зростаючою чутливістю;
- практично одна точність перетворення сигналів з різними знаками чутливості;
- перехід від лінеаризації аналогового сигналу з одним знаком чутливості до лінеаризації аналогового сигналу з протилежним знаком чутливості здійснюється тільки шляхом зміни полярності цього вхідного сигналу. Експериментальні дослідження **ФП** у складі **ЗВ** для вимірювання зусилля з використанням магнітопружних **ПВП** показали, що розглянутий **ФП** дає змогу майже на порядок зменшити похибку нелінійності **ХП ПВП**.

### СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Способи зниження методичної похибки нелінійності ультразвукових інтерференційних методів контролю рівня рідин / Рішан О.Й., Христенко В.О. // Науково-технічна інформація. – 2011. – №4. – С. 54 – 56.
2. Структурні способи забезпечення інваріантності пер-

винних вимірювальних перетворювачів: матеріали міжнародної науково-технічної конференції [«Сучасні методи, інформаційне та системне управління»], (Київ, 2009) / К.: НУХТ. – С. 21–22.

3. Дифференциальный способ измерения усилий / А.И. Ришан // Автоматизация виробничих процесів. –

2003. – №1 (16). – С. 166–168.

4. Контрольно-измерительные приборы: каталог FI01 / Siemens AG. – 2007. – 573 С.

5. Контрольно-измерительные приборы и средства автоматизации: каталог продукции / «ОВЕН» (Росія). – 2005. – 185 с.

УДК 621.318.1

## РОЗРАХУНОК АЕРОСТАТИЧНИХ КОМПЕНСАТОРІВ РАДІАЛЬНОГО Й ОСЬОВОГО ЗМІЩЕННЯ ВАЛА СУПЕРПРЕЦИЗІЙНОЇ АЕРОСТАТИЧНОЇ ОПОРИ



**В.О. Тарасов**, *докт. техн. наук*,  
**Т.М. Назаренко**,  
**Л.О. Злочевська**

Проблема точності верстатів уже давно потребує вирішення. Технології ковзання й точіння – шарикових і роликів підшипників – цю задачу не вирішують. Нині в галузі машинобудування, високих технологій і конверсій точність, що забезпечується прецизійними металорізальними верстатами, становить 10 – 0,1 мкм. Теоретичні опрацювання і можливі варіанти конструкцій пристроїв інформаційного керування суперпрецизійних верстатів [1; 2; 3] відкривають нові можливості для синтезу суперпрецизійних верстатів нового покоління, які нададуть можливість забезпечити точність обробки, що становитиме 0,1 – 0,03 мкм. Асоціація ділового й науково-технічного співробітництва в галузі машинобудування, високих технологій і конверсій здійснила аналітичні дослідження критичних технологій Японії, яка планує тільки в 2020 р. виготовляти суперпрецизійні верстати такої точності. Уважають також, що в цей же час близько 15 науково-виробничих

підприємств будуть займатися підвищенням точнісних характеристик верстатів.

Запропонована авторами технологія інформаційного керування потребує системного підходу до кожного вузла верстата з пристроями його інформаційного керування. Оскільки поряд із системою керування для обчислення координат осі обертання вала аеростатичної опори [1] необхідно вміти розраховувати й конструювати компенсатори радіального й осьового зміщення вала аеростатичної шпиндельної опори і здійснювати його балансування, то розглянемо ці питання докладніше.

### **1. Розрахунок компенсаторів радіального зміщення вала суперпрецизійної аеростатичної шпиндельної опори**

Радіальне навантаження на вал аеростатичної шпиндельної опори включає в себе:

- радіальну складову сили різання  $\overline{\omega}_p$ ;
- динамічне навантаження  $\overline{\omega}_d$ , прикладене до центра маси вала, обумовлене зміщенням центра маси вала щодо осі обертання;