

# МЕТОДИ І ЗАСОБИ НЕРУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ

УДК 621.317

## ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ КОМПЕНСАЦІЙНОГО КАНАЛУ ВПЛИВУ ФЛІКЕР-ШУМУ У ВИХРОСТРУМОВИХ ВИМІРЮВАЧАХ ТОВЩИН СТАЛЕВИХ ЛИСТОВИХ МАТЕРІАЛІВ

© Бучма І.М., Ферчук К.В., 2006

Національний університет „Львівська політехніка”

*Проведено комп'ютерне моделювання впливу флікер-шуму на низькочастотний канал вихрострумowego вимірювача товщин сталевих листових матеріалів та оцінено зменшення цього впливу при використанні компенсаційного каналу. Описані особливості побудови комп'ютерної моделі каналу*

В роботах [1-2] приведені результати експериментальних досліджень по вимірюванню товщин сталевих листів вихрострумowym методом на частоті 5 Гц. При цьому максимальна товщина вимірювання становила 2-3 мм. Зменшення частоти струму збудження розширює діапазон вимірювання товщини. Тому для низькочастотного каналу товщиноміра, описаного в [3-6], вибрана частота 1 Гц. На низьких частотах має місце значний вплив флікер-шуму, який і визначає поріг чутливості товщиноміра. При значенні вимірюваної товщини 10 мм адитивна похибка складає 15-20 %, що стримує практичне використання товщиноміра. Бажано, щоб ця похибка була меншою, ніж 5 %.

Відомі декілька методів зменшення впливу флікер-шуму в засобах вимірювання з періодичним порівнянням [7]. В даній статті розглядається ефективність одного з них – методу компенсації [5].

Використання компенсаційного каналу в засобах вимірювання з періодичним порівнянням дозволяє знизити поріг чутливості приблизно на порядок [8]. Вимірювач товщин сталевих листових матеріалів відрізняється від відомих засобів вимірювання з періодичним порівнянням малим співвідношенням робочої частоти і частоти керування [8], низькою робочою частотою, наявністю детектора на елементах пам'яті. Ефект від використання компенсаційного каналу в даному випадку не є очевидним, не досліджувався і потребує проведення таких досліджень.

Дослідження здійснювалося шляхом комп'ютерного моделювання в середовищі *Simulink*.

На рис.1 наведена структурна схема низькочастотного каналу вихрострумowego вимірювача [4-5], де: К1, К2, К3 – комутатори; ДП1, ДП2, ДП3, ДП4 – диференціальні підсилювачі; П1, П2, П3, П4, П5 – підсилювачі; АЕП1, АЕП2, АЕП3, АЕП4 – аналогові елементи пам'яті; ФО – фазообертач; КП – компаратор; ЛТ – лічильний

тригер; О1, О2 – одно вібратори; АТ – атенюатор; ФПС – фільтр; що виділяє сигнал прямокутної форми (при фізичному моделюванні використані два послідовно сполучених фільтра); СД – синхронний детектор; В – вольтметр.

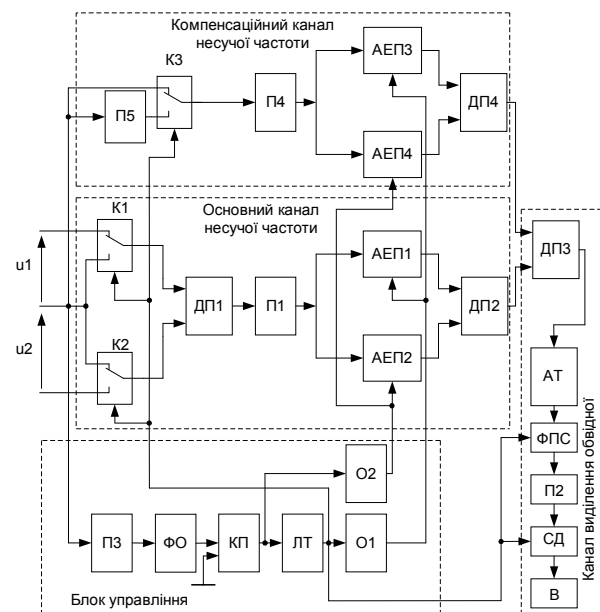


Рис.1. Структурна схема низькочастотного каналу вихрострумowego вимірювача товщин сталевих листових матеріалів з компенсаційним каналом

Модель електричної частини низькочастотного каналу вимірювача (рис.2) будується у відповідності до його структури (рис.1). Моделі більшості елементів схеми є в бібліотеці програмного середовища *Simulink* і їх реалізація не викликає труднощів. Моделі деяких елементів в бібліотеці *Simulink* відсутні, вони є більш складними і їх реалізація потребує опису.

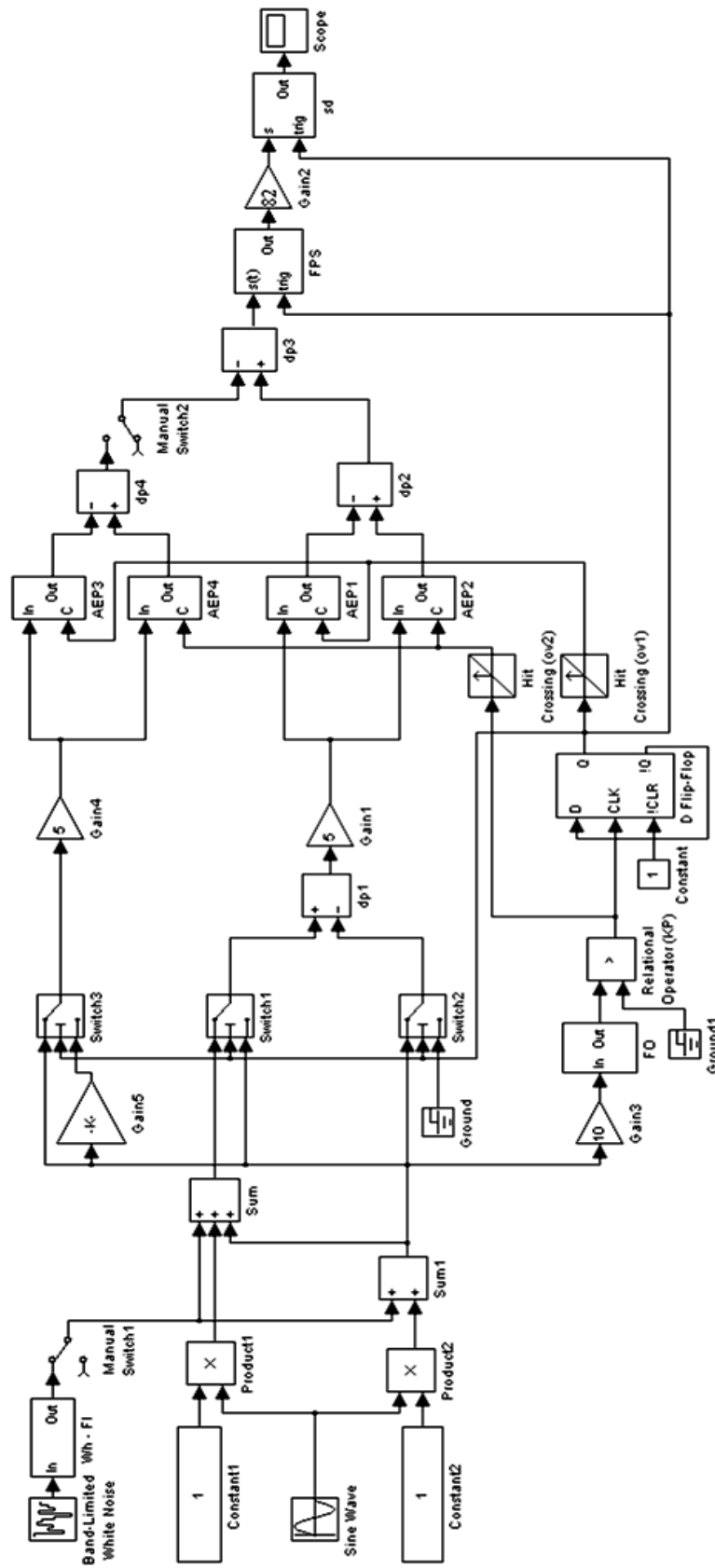


Рис.2. Схема моделювання низькочастотного каналу вихрострумового вимірювача товщин сталевих листових матеріалів з компенсаційним каналом

Моделювання в системі *Simulink* відбувається в часі. Математичні моделі деяких об'єктів (елементів) також залежать від часу. Відлік часу в середовищі *Simulink* здійснюється хронометром (блок *Clock*), що запускається в момент початку моделювання. При моделюванні виникає необхідність зсувати досліджувані сигнали в часі. Для цього використана схема моделювання зсуву сигналу в часі (рис.3).

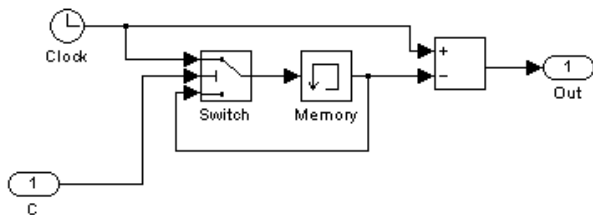


Рис.3. Схема моделювання зсуву сигналу в часі

Ця схема застосована при побудові моделі аналогового елемента пам'яті, вихідна напруга якого під час зберігання описується виразом:

$$u_{\text{АП}}(t_i \leq t < t_{i+1}) = u_{\text{вх}i} \cdot e^{-\frac{t-t_i}{\tau_p}}, \quad (1)$$

де  $u_{\text{вх}i}$  – вхідна напруга в момент надходження  $i$ -го імпульсу запису,  $t_i$  – момент надходження  $i$ -го імпульсу запису,  $\tau_p$  – стала часу кола розряду.

Схема зсуву на рис.3 здійснює зсув сигналу на час  $t_i$ . Напруга, яку потрібно запам'ятовувати, записується в аналоговий елемент пам'яті під час короткого імпульсу керуючого сигналу. При записі стала часу кола заряду конденсатора мала. В моделі вона не враховується, тому що перехідний процес заряду закінчується протягом короткого керуючого імпульсу. Оскільки в схемі використано двофазний детектор на елементах пам'яті, в якому взаємно компенсується вплив розряду конденсатора [9], то похибку в схемі за рахунок розряду конденсатора можна не враховувати.

Іншим елементом, моделювання якого в середовищі *Simulink* має свої особливості, є фільтр сигналу прямокутної форми. Фільтр, що виділяє сигнал прямокутної форми, перетворює вхідні однополярні прямокутні імпульси з шпаруватістю 2 в двополярні імпульси без постійної складової. Схема фільтра наведена на рис.4 [10, 11]. Конденсатор переключасться під дією керуючих сигналів. Почергово замикаються пари ключів К1, К4 і К2, К3. В результаті в момент переключення полярність вихідної напруги стрибком змінюється на протилежну.

Для вхідної напруги, що змінює своє значення в моменти перекомутації ключів, а між цими

моментами є незмінною, перехідний процес напруги на конденсаторі описується рівнянням:

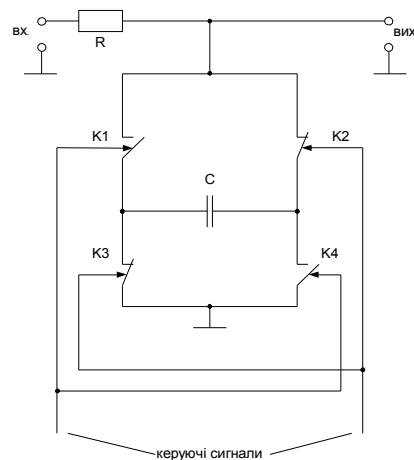


Рис.4. Фільтр, що виділяє сигнал прямокутної форми

$$u_C(t_i \leq t < t_{i+1}) = E_i + e^{-\frac{t-t_i}{\tau}} \cdot (u_C(t_i) - E_i), \quad (2)$$

де  $E_i$  – стала вхідна напруга на проміжку між  $t_i$  та  $t_{i+1}$ ,  $u_C(t_i)$  – напруга на конденсаторі в момент  $t_i$  (початкові умови),  $t_i$  – момент перекомутації ключів фільтра,  $\tau = RC$  – стала часу фільтра. Оскільки в загальному випадку вхідний сигнал фільтра не є прямокутним, то необхідно, щоб модель схеми коректно реагувала на сигнал довільної форми. Цього можна досягти, апроксимувавши вхідну напругу короткими відрізками постійних напруг, задаючись максимальною частотою, яка розглядається в сигналі, та за теоремою Котельникова визначивши період дискретизації, тобто відстань між двома сусідніми точками апроксимації.

Враховуючи те, що спектральна густина потужності фліккер-шуму переважає спектральну густина потужності білого шуму в діапазоні частот від 0 до 1000 Гц, то для виділення складових фліккер-шуму частоту дискретизації в моделі можна прийняти рівною 2000 Гц. При моделюванні ця частота задається генератором прямокутних імпульсів, які зокрема керують схемою зсуву сигналів в часі (рис.5). Тоді напруга на конденсаторі описується рівнянням (2), але в цьому випадку  $t_i$  – момент початку проміжку апроксимації. Для врахування комутації ключів К1, К2, К3, К4 необхідно сигнал, що подається на RC-ланку, і сигнал, що знімається з неї, множити почергово на  $\pm 1$  з періодом комутації.

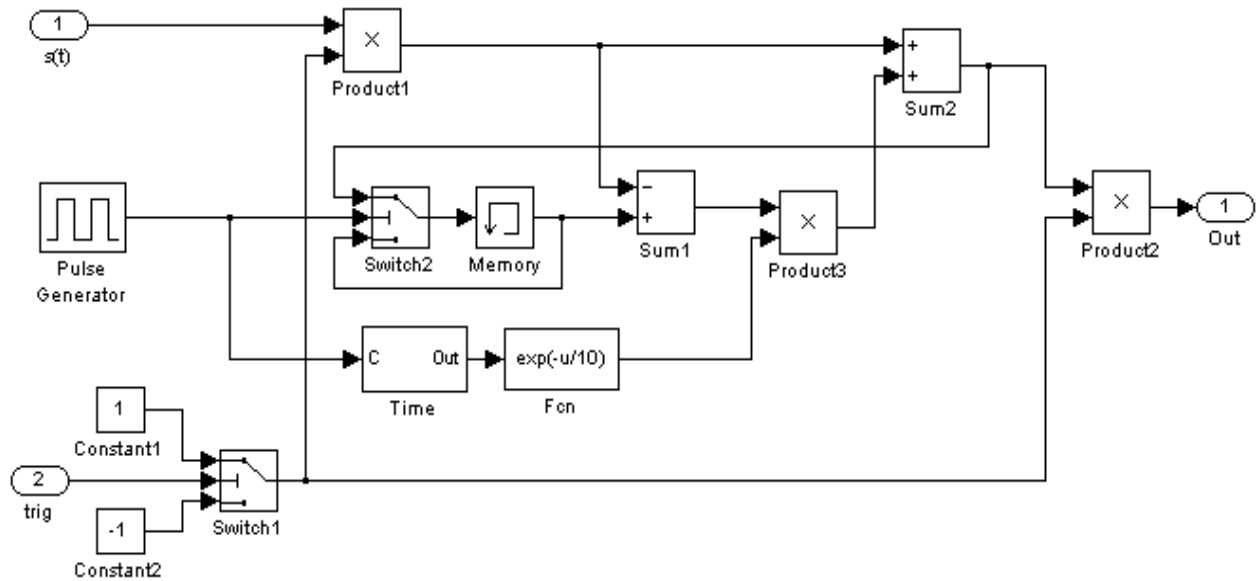


Рис.5. Схема моделювання фільтра, що виділяє сигнал прямокутної форми

Флікер-шум моделюється в діапазоні частот 0,000316 – 1000 Гц. Джерело флікер-шуму збудоване на основі джерела білого шуму шляхом пропускання білого шуму через ланку з передатною функцією [12]

$$W(s) = K \frac{(T_2s + 1)(T_4s + 1) \dots (T_ms + 1)}{(T_1s + 1)(T_3s + 1) \dots (T_ns + 1)}. \quad (3)$$

Коефіцієнт  $K$  визначається за формулою [12]:

$$K = 10^{(20 \lg \sqrt{f_0 / f_n} - 5/d)/20}, \quad (4)$$

де  $f_n$  – нижня частота діапазону моделювання флікер-шуму,  $f_0 = 1000$  Гц – частота спряження білого і флікер-шуму,  $d$  – кількість ділянок апроксимації передатної функції на декаду (як показано в [12] достатньо мати 4 ділянки на декаду). Для вказаних значень параметрів  $K = 1540$ . Виходячи з нижньої частоти і кількості ділянок на декаду, за формулами

$$T_1 = 1/(2\pi f_n \cdot 10^{1/d}), \quad (5)$$

$$T_{k+1} = T_k / 10^{1/d} \quad (6)$$

визначено, що  $T_1 = 283$  с,  $T_2 = 159$  с,  $T_3 = 89$  с,  $T_4 = 50$  с,  $T_5 = 28,3$  с і т.д.

При відсиметрованих вхідних напругах (при відсутності об'єкту вимірювання) та відключеному компенсаційному каналі спектральна густина потужності білого шуму вибирається такою, щоб пікове значення вихідної напруги вимірювача, обумовлене флікер-шумом, було в межах  $\pm 0,08$  В як

при фізичному моделюванні [3].

Результати моделювання впливу флікер-шуму на вихідну напругу вимірювача без компенсаційного каналу наведені на рис.6, звідки видно, що пікові значення вихідної напруги вимірювача також знаходяться в межах  $\pm 0,08$  В, що не дозволяє здійснювати вимірювання товщин металевих листів з меншою похибкою, ніж  $\pm 2$  мм.

Результати моделювання вихідної напруги товщиноміра з компенсаційним каналом наведені на рис. 7. Розглянуті випадки, коли коефіцієнт передачі компенсаційного каналу на 10 % більший коефіцієнта передачі основного каналу (рис. 7,а) і на 10 % менший коефіцієнта передачі основного каналу (рис. 7,б). В цих випадках амплітуда вихідної напруги вимірювача, обумовлена флікер-шумом, знаходиться в діапазоні  $\pm 0,008$  В, тобто зменшується приблизно на порядок у порівнянні з класичними засобами вимірювання з періодичним порівнянням [8].

Проведене комп'ютерне моделювання низькочастотного каналу товщиноміра підтвердило, що введення компенсаційного каналу в структуру вимірювача дозволяє зменшити вплив флікер-шуму на виході схеми приблизно на порядок. Отже використання компенсаційного каналу у низькочастотному каналі вихрострумове товщиноміра вирішує задачу зменшення порогу чутливості до допустимих значень.

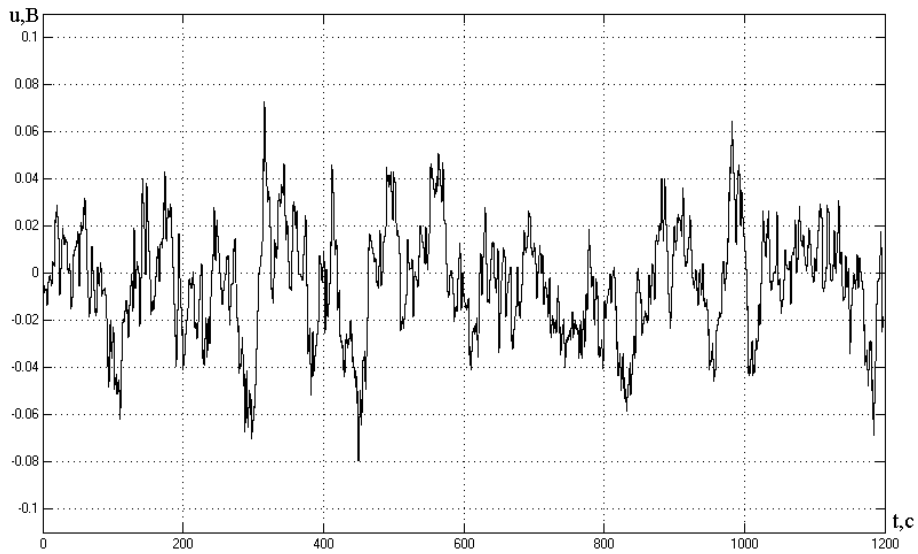


Рис. 6. Моделювання вихідної напруги вимірювача без компенсаційного каналу

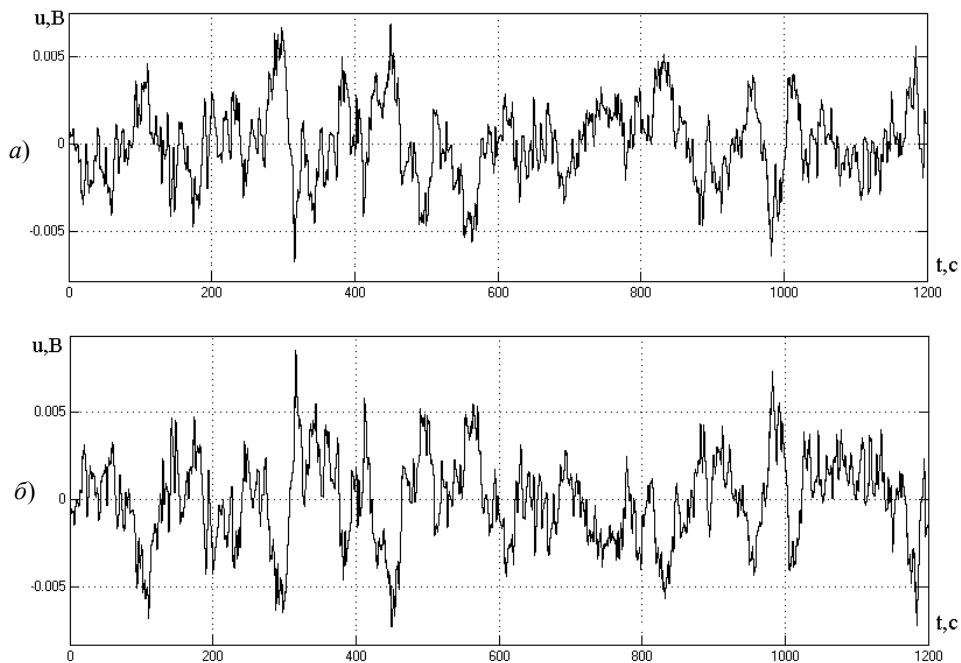


Рис. 7. Моделювання вихідної напруги вимірювача з компенсаційним каналом

1. Yamada T., Suzuki I. Спосіб та електромагнітний пристрій для вимірювання товщини пластини. *A=Trans. Jest. Electron. Ins. and Commun. Eng. Jap. A.* – 1988, v.71. – P. 1458-1460. 2. Yamada T., Suzuki I. Електромагнітний товщиномір. *Trans. Sos. Instrum. and Coatr Eng.* – 1991, v.27., №2. – P. 133-140. 3. Бучма І.М., Бучма О.І., Столярчук П.Г. Про можливості вимірювання товщин феромагнітних матеріалів методом вихрових струмів // *Автоматика, вимірювання та керування.* – 1994. – № 283. – С. 21-24. 4. Бучма І.М., Бучма О.І. Похибки модуляції

сигналів параметричного вихрострумowego перетворювача // *Автоматика, вимірювання та керування.* – 1998. №324. – С. 92-97. 5. Бучма І.М. Диференціальний вимірювач різниці амплітуд інфранизькочастотних гармонічних сигналів з періодичним порівнянням // *Відбір і обробка інформації. міжвідомчий збірник наук. праць НАН України, фіз.-мех. інститут ім. Г.В. Карпенка.* – 2000, вип. 14 (90). – С. 87-90. 6. Бучма І. Аналіз ефективності двочастотного методу зменшення впливу щільності в електромагнітному товщиномірі //

Комп'ютерна інженерія та інформаційні технології. – 2001, №433. – С. 187-190. 7. Бучма І., Михайлович Л. Методи зменшення впливу флікер-шуму в засобах вимірювання з періодичним порівнянням // Комп'ютерні технології друкарства. – 2004, №11. – С. 160-167. 8. Жукинский И.Н. Методы повышения разрешающей способности дифференциально-нулевых индикаторов периодического сравнения // Проблемы технической электродинамики. – 1973, вып. 40. – С. 52-58. 9. Бучма І. Похибки виділення обвідної методом запам'ятовування амплітудних значень у схемах періодичного порівняння // Вимірювальна техніка та

метрологія. – 1999, №55. – С. 25-31. 10. Мизюк Л.Я., Проць Р.В. Широкодиапазонный дифференциальный фазочувствительный коммутационный указатель // Отбор и передача информации. – 1980, вып. 60. – С. 84-89. 11. Бучма І.М., Михайлович Л.Ф. Варіанти побудови каналу обвідної в засобах вимірювання з періодичним порівнянням низькочастотних сигналів // Методи та прилади контролю якості. – 2003, №11. – С. 5-8. 12. Бучма І.М., Ферчук К.В. Моделювання джерела флікер-шуму в системах комп'ютерної математики // Автоматика, вимірювання та керування. – 2005, №530. – С. 79-83.

УДК 622.692.4

## МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ НАПРУЖЕНО-ДЕФОРМОВАНОГО СТАНУ КВАЗИЦИЛІНДРИЧНИХ ТІЛ З ДЕФЕКТАМИ ПОВЕРХНІ ПІД ДІЄЮ ВНУТРІШНЬОГО ТИСКУ

© Олійник А.П., Івасів О.Я., 2006

Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу

*Розглянуто математичні моделі процесу деформування та напруженого стану квазіциліндричних тіл з дефектами поверхні під дією внутрішнього тиску. Вихідними даними для моделювання є координати точок перерізів, в яких є дефекти. Обґрунтовано вибір методу інтерполяції, запропоновано методику визначення компонент вектора переміщень. У випадку, коли перерізи мають дефекти з малими відносними розмірами, запропоновано методику, що базується на використанні розв'язку задачі Ламе з урахуванням змінних радіусів кривини ліній поверхні об'єктів. Проведено тестові розрахунки, визначено межі застосування методики та напрямки її можливого узагальнення на випадок тривимірної конфігурації досліджуваного тіла*

В процесі експлуатації об'єктів, що знаходяться під дією високого тиску (трубопроводи, технологічні ємності та резервуари тощо) виникає проблема оцінки їх напружено-деформованого стану за умовами наявності дефектів поверхні (вм'ятини, випуклості). Такого роду дефекти можуть виникати внаслідок недотримання технологічних норм при спорудженні, дії силових факторів різної природи. Вказані об'єкти продовжують експлуатуватись, тому виникає та вирішується проблема оцінки діючих напружень, характеру їх розподілу. Існуючі розрахункові співвідношення базуються на спрощених моделях процесу деформування об'єктів [1], крім того, відомі результати стосуються оцінки напружено-деформованого стану об'єктів заданої форми [2, 3] без урахування визначеної шляхом експериментальних вимірювань конфігурації поверхні об'єктів.

З метою оцінки напружено-деформованого стану квазіциліндричних тіл з дефектами поверхні розглядається переріз об'єкта, який в недеформованому стані має форму кола, а для зовнішнього  $R_1$  та внутрішнього  $R_2$  радіусів виконується умова:

$$y_j = \pm \sqrt{R_j^2 - x^2}, \quad j = 1, 2, \quad (1)$$

де  $x$ ,  $y_j$  – горизонтальна та вертикальна координати точки на зовнішній та внутрішній границях перерізу;  $x \in [-R_j, R_j]$ ; знаку “+” відповідає частина перерізу над горизонтальною віссю, що проходить через його центр, а знаку “–” – частина поверхні під цією віссю.

Нехай на деякій частині перерізу знаходиться дефект, який з математичної точки зору характеризується функцією  $f_j(x)$ , яка мало