

Сучасні можливості комп'ютерної техніки та метод фільтрації на основі швидкого перетворення Фур'є дають змогу створювати інтелектуальні програмні фільтри складної конфігурації, які поєднують смуговий фільтр для створення робочої частотної смуги шумового термометра з режекторними фільтрами на певні частоти та можуть адаптуватися до зміни параметрів завади, перелаштовуючи коефіцієнти фільтрації у ході роботи. Використання таких фільтрів покращує метрологічні характеристики та заводостійкість шумових термометрів.

1. Nyquist H.A. A thermal motion of electrical charges in conductors // *Phys. Rev.* V.32. – 1928. – July. – № 1. – P.110. 2. Яцишин С.П., Микитин І.П., Домінюк Т.І., Стадник Б.І. *Перехідні теплові процеси у чут-*

*ливих елементах шумових термоперетворювачів у режимі реального часу.* // *Вимірювальна техніка та метрологія – 2006.* – №66. 3. Анатичук Л.И. Том 2. *Термоэлектрические преобразователи энергии. Институт термоэлектричества: – Киев-Черновцы. – 2003. – 376 с.* 4. Микитин І.П., Стадник Б.І., Дорожжовець М.М. *Математична модель шумового термометра на основі кореляційного підсилювача* // *Вимірювальна техніка та метрологія.* 2000. – №57. – С.63–66. 5. Микитин І.П., Стадник Б.І. *Проблеми створення вторинної апаратури у шумовій термометрії* // *Вимірювальна техніка та метрологія – За матеріалами 8-ї Міжнародної конференції “Температура – 2003”*, 2003. – № 64. – С.99–105.

УДК 621.317

## МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ СИГНАЛІВ У НИЗЬКОЧАСТОТНОМУ КАНАЛІ ВИХРОСТРУМОВОГО ТОВЩИНОМІРА СТАЛЕВИХ ЛИСТОВИХ КОНСТРУКЦІЙ

©Бучма Ігор<sup>1,2</sup>, Ферчук Костянтин<sup>1</sup>, 2008

<sup>1</sup>Національний університет „Львівська політехніка”, кафедра комп'ютеризованих систем автоматики, вул. С.Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

<sup>2</sup>Політехніка Опольська, інститут автоматики і інформатики, вул. Соснковського, 31, 45–265, Ополь, Польща

*Проаналізовано моделі сигналів параметричного вихрострумового перетворювача при їхній високочастотній комутації з балансною модуляцією та подальшим виділенням з сигналу інформативної складової в низькочастотному каналі вихрострумового товщиноміра. Запропоновано структурну схему такого каналу.*

*Проанализированы модели сигналов параметрического вихретокового преобразователя при их высокочастотной коммутации с балансной модуляцией и последующим выделением из сигнала информативной составляющей в низкочастотном канале вихретокового толщиномера. Предложена структурная схема такого канала.*

*Models of parametrical eddy-current converter signals during its high-frequency commutation with balanced modulation and successive obtaining of informative component from the signal in the low-frequency canal of eddy-current thickness meter are analyzed. Structure chart of the canal is provided.*

**Постановка задачі.** Низькочастотний канал дво-частотного вихрострумового товщиноміра сталевих листових конструкцій, описаний в [1–3], належить до засобів вимірювання з періодичним порівнянням з використанням для одержання вимірювальної інформації амплітудної модуляції. Він працює на частоті 1 Гц, співвідношення частоти комутації  $\Omega$  до робочої частоти  $\omega$  дорівнює 1. На таких частотах відзна-

чається значний вплив фліккер-шуму, який і визначає поріг чутливості товщиноміра. Одним з дієвих методів зменшення впливу фліккер-шуму є використання частоти комутації  $\Omega$ , набагато вищої від робочої частоти  $\omega$  порівнюваних сигналів [4–5]. У зв'язку з цим моделювання сигналів дасть змогу виявити оптимальні умови функціонування каналу та методи їхнього забезпечення.

**Аналіз стану досліджень та публікацій на задану тему.** Теоретичні засади методу використання частоти комутації, набагато вищої від робочої частоти, описані в [4–5]. Там показано, що частоту комутації потрібно вибирати від 2 кГц і вищу. У [6] проаналізовано деякі перетворення сигналів з частотою комутації, набагато вищою від робочої частоти.

**Формулювання цілей статті.** Необхідно проаналізувати моделі сигналів та їхні параметри у низькочастотному каналі вихрострумowego товщиноміра сталевих листових конструкцій з частотою комутації, набагато вищою від робочої частоти порівнюваних сигналів.

**Виклад основного матеріалу.** Оскільки спектральна густина потужності флікер-шуму зменшується зі збільшенням частоти, підвищення частоти комутації у тракці несучої частоти товщиноміра призводить до зменшення різниці амплітуд шуму на сусідніх півперіодах комутації [4]. Доцільним є використання параметричного вихрострумowego перетворювача, оскільки його чутливість вдвічі вища, ніж трансформаторного [7].

Вихідний сигнал модулятора, на вході якого подаються сигнали з параметричного вихрострумowego перетворювача, можна описати виразом:

$$u_m(t) = \frac{1}{2} k_{ДП} (u_{m1} \sin(\omega t + \varphi_1) + u_{m2} \sin(\omega t + \varphi_2)) + k_{ДП} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{u_{m0}}{\pi} \left( \frac{\sin((2n-1)\Omega t - \omega t + \theta)}{2n-1} + \frac{\sin((2n-1)\Omega t + \omega t - \theta)}{2n-1} \right), \quad (1)$$

де  $k_{ДП}$  – коефіцієнт підсилення диференціального підсилювача модулятора,  $u_{m1}$ ,  $u_{m2}$  – амплітуди напруг на вимірювальній та опорній обмотках параметричного вихрострумowego перетворювача відповідно,  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$  – початкові фази напруг на вимірювальній та опорній обмотках параметричного вихрострумowego перетворювача відповідно,  $\omega$  – кругова частота робочої напруги параметричного вихрострумowego перетворювача,  $\Omega$  – кругова частота комутації модулятора,  $u_{m0} = \sqrt{u_{m1}^2 + u_{m2}^2 - 2u_{m1}u_{m2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}$ ,  $\pm\theta$  – початкова фаза відповідних частотних складових вихідного сигналу модулятора.

Якщо активний опір обмоток параметричного вихрострумowego перетворювача набагато більший від індуктивного, а параметри обмоток ідентичні або здійснюється їхнє симетрування, то можна показати, що величина  $u_{m0}$  лінійно залежить від зміни індуктивності  $\Delta L_1$  вимірювальної обмотки, спричиненої об'єктом вимірювання, а кут  $\theta$  прямує до початкової фази  $\varphi_E$  напруги, що живить параметричний вихрострумовой перетворювач, взятої з протилежним знаком:

$$u_{m0} = E \frac{\omega R_2'}{(R_2 + R_2')2R_2} (L_1 - L_2 + \Delta L_1), \quad (2)$$

$$\theta \rightarrow -\varphi_E, \quad (3)$$

де  $E$  – амплітуда напруги живлення параметричного вихрострумowego перетворювача,  $L_1$ ,  $L_2$  – індуктивні опори вимірювальної та опорної обмоток відповідно,  $R_2$  – активний опір опорної обмотки,  $R_2'$  – симетрувальний опір опорної обмотки.

Якщо частота комутації набагато вища від частоти порівнюваних сигналів, є можливість використання амплітудної балансної модуляції, яка забезпечує співвідношення сигнал/шум в три рази вище ніж при амплітудній модуляції [8]. Для отримання балансно-модульованого сигналу використовується смуговий фільтр, який налаштований на частоту комутації і, отже, пропускає частоти в околі  $\Omega$ . Тому згідно з (1) напруга на його виході:

$$u_{C\Phi}(t) = k_{C\Phi} k_{ДП} \frac{u_{m0}}{\pi} (\sin((\Omega - \omega)t + \theta) + \sin((\Omega + \omega)t - \theta)), \quad (4)$$

де  $k_{C\Phi}$  – коефіцієнт передавання смугового фільтра у смузі частот  $[\Omega - \omega; \Omega + \omega]$ .

Для детектування балансно-модульованого сигналу необхідно використати синхронний детектор [6], який керується тим самим сигналом, що і комутатори.

У загальному синхронний детектор у перший півперіод керуючої напруги подає на вихід вхідний сигнал, у другий півперіод керуючої напруги – сигнал, протилежний до вхідного. Напруга на виході синхронного детектора без урахування вихідного фільтра синхронного детектора [9]:

$$u_{CD}(t) = u_{вх CD}(t) \cdot \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin((2n-1)\Omega t)}{2n-1}. \quad (5)$$

Отже, напруга на вході вихідного фільтра синхронного детектора, згідно з (5) та з урахуванням (4) буде:

$$u'_{CD1}(t) = k_{C\Phi} k_{ДП} \frac{u_{m0}}{\pi} \times (\sin((\Omega - \omega)t + \theta) + \sin((\Omega + \omega)t - \theta)) \cdot \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin((2n-1)\Omega t)}{2n-1}. \quad (6)$$

Після тригонометричних перетворень (6) набуде вигляду:

$$u'_{CD1}(t) = 2k_{C\Phi} k_{ДП} \frac{u_{m0}}{\pi^2} \times \left[ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left((2n-2)\Omega t + \omega t - \theta + \frac{\pi}{2}\right) + \sin\left(2n\Omega t - \omega t + \theta - \frac{\pi}{2}\right)}{2n-1} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left((2n-2)\Omega t - \omega t + \theta - \frac{\pi}{2}\right) + \sin\left(2n\Omega t + \omega t - \theta + \frac{\pi}{2}\right)}{2n-1} \right]. \quad (7)$$

Фільтр синхронного детектора пропускає частоти в околі частоти  $\omega$  і затримує решту частот. Отже, напруга на його виході при нульовому зсуві фази на частоті  $\omega$ :

$$u_{CD1}(t) = 4k_{CD1} k_{C\Phi} k_{ДП} \frac{u_{m0}}{\pi^2} \times \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \theta\right), \quad (8)$$

де  $k_{CD1}$  – коефіцієнт передавання вихідного фільтра синхронного детектора в околі частоти  $\omega$ .

Отриману на виході синхронного детектора змінну напругу необхідно перетворити на постійну. Це доцільно зробити за допомогою другого синхронного детектора. Частота та фаза керуючого сигналу другого синхронного детектора повинні дорівнювати відповідно частоті та фазі вихідного сигналу першого синхронного детектора. Відповідно до (3) це доцільно зробити синхронізацією керуючої напруги другого синхронного детектора з напругою, що живить параметричний вихрострумний перетворювач, причому згідно з (8) різниця фаз між ними повинна становити  $\pi/2$ .

Отже, напруга на вході вихідного фільтра другого синхронного детектора відповідно до (5) з урахуванням того, що його керуюча частота дорівнює  $\omega$ :

$$u'_{CD2}(t) = 4k_{П} k_{CD1} k_{C\Phi} k_{ДП} \frac{u_{m0}}{\pi^2} \times \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \theta\right) \cdot \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin((2n-1)\omega t + (2n-1)(\pi/2 - \theta))}{2n-1}, \quad (9)$$

де  $k_{П}$  – коефіцієнт підсилення підсилювача між синхронними детекторами. Після тригонометричних перетворень (9) набуває вигляду:

$$u'_{CD2}(t) = 8k_{П} k_{CD1} k_{C\Phi} k_{ДП} \frac{u_{m0}}{\pi^3} \times \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{\cos((2n-2)\omega t + (2n-2)(\pi/2 - \theta)) - \cos(2n\omega t + 2n(\pi/2 - \theta))}{2n-1} \right]. \quad (10)$$

Вихідним фільтром другого синхронного детектора СД2 є низькочастотний фільтр, що пропускає частоти в околі нульової частоти, тому на виході другого синхронного детектора згідно з (10) та з урахуванням (2) діє напруга:

$$u_{CD2}(t) = 8k_{П} k_{CD1} k_{C\Phi} k_{ДП} \frac{E\omega R_2 (L_1 - L_2 + \Delta L_1)}{\pi^3 (R_2 + R_2') 2R_2} \times (k_{CD2} - k_{пульс} \cos(2\omega t + 2(\pi/2 - \theta))), \quad (11)$$

де  $k_{CD2}$  – коефіцієнт передавання вихідного фільтра синхронного детектора СД2 в околі нульової частоти,  $k_{пульс} = 2/3 \cdot k_{CD2} 2\omega$  – коефіцієнт пульсацій вихідної напруги фільтра,  $k_{CD2} 2\omega$  – коефіцієнт передавання вихідного фільтра синхронного детектора СД2 на частоті  $2\omega$ .

Отже, на виході пристрою є напруга, що лінійно залежить від зміни індуктивності вимірювальної обмотки, спричиненої об'єктом вимірювання. З (11) видно, що виникають складові похибки: мультиплікативна

$$\delta_{\max} = k_{пульс} \text{ та адитивна } \delta_0 = \frac{L_1 - L_2}{L_1} \cdot 100\%.$$

Фліккер-шум, що наявний в напругах на обмотках вихрострумного перетворювача, також проходить через описані перетворення. На виході модулятора діє напруга:

$$u_{ДП \text{ ф-ш}}(t) = \frac{1}{2} k_{ДП} (u_{m1 \text{ ф-ш}} \sin(\omega' t) + u_{m2 \text{ ф-ш}} \sin(\omega' t)) + k_{ДП} \frac{u_{m1 \text{ ф-ш}}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin((2n-1)\Omega t - \omega' t) - \sin((2n-1)\Omega t + \omega' t)}{2n-1} - k_{ДП} \frac{u_{m2 \text{ ф-ш}}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin((2n-1)\Omega t - \omega' t) - \sin((2n-1)\Omega t + \omega' t)}{2n-1}, \quad (12)$$

де  $u_{ДП \text{ ф-ш}}(t)$  – напруга, зумовлена фліккер-шумом на виході диференціального підсилювача модулятора,  $u_{m1 \text{ ф-ш}}$  та  $u_{m2 \text{ ф-ш}}$  – амплітудні напруги частотної складової  $\omega'$  фліккер-шуму відповідно у перший півперіод комутації модулятора на вимірювальній обмотці

та у другий півперіод комутації модулятора на опорній обмотці вихрострумowego перетворювача.

Амплітуди напруг шуму на обмотках є близькими за значеннями, оскільки амплітуди напруг корисного сигналу на обмотках є близькими. Однак шум не є періодичним процесом. Кожна частотна складова наявна лише на певному відрізку часу і з різною амплітудою. Тому чим вища частота комутації  $\Omega$ , тим вища кореляція між напругами флікер-шуму у перший та другий півперіоди комутації модулятора, оскільки інтенсивність флікер-шуму зменшується з частотою. Отже, другим та третім доданками у (12) можна знехтувати, оскільки вони взаємно компенсуються. Тоді на виході смугового фільтра буде:

$$u_{\text{СФ2 ф-ш}}(t) = \frac{1}{2} k_{\text{ДП}} (u_{m1 \text{ ф-ш}} \sin(\omega'' t) + u_{m2 \text{ ф-ш}} \sin(\omega'' t)), (13)$$

де  $\omega''$  – частотні складові шуму в околі частоти  $\Omega$ .

Низькочастотні складові флікер-шуму, які здійснюють найбільший внесок у флікер-шум, затримуються смуговим фільтром. Синхронний детектор, що керується частотою комутації, переносить послаблені смуговим фільтром низькочастотні складові флікер-шуму в область частоти комутації і вони послаблюються також його вихідним фільтром, що пропускає частоти в області частоти порівнюваних сигналів. Отже, чим більшою є частота комутації, тим меншою є амплітуда напруги, зумовлена флікер-шумом на виході синхронного детектора.

Структурна схема низькочастотного каналу товщиноміра, що побудована за цими принципами, наведена на рис. 1 [10]. На схемі використано такі позначення: Г – генератор прямокутних імпульсів, ПЧ – подільник частоти, СФ1, СФ2 – смугові фільтри, ПП –

підсилювач потужності, ПВСП – параметричний вихрострумований перетворювач,  $L_1, L_2$  – вимірювальна та опорна обмотки параметричного вихрострумowego перетворювача відповідно, М – модулятор, К1, К2 – комутатори, ДП – диференціальний підсилювач, СД1, СД2 – синхронні детектори, П – підсилювач змінного струму, І – індикатор.

Часові діаграми її роботи наведені на рис. 2. Генератор Г формує прямокутні імпульси з частотою  $\Omega$  зі шпаруватістю два (рис. 2, а). Ці імпульси використовуються для комутації. Подільник частоти ПЧ формує імпульсну послідовність низької частоти (рис. 2, б), перша гармоніка якої виділяється смуговим фільтром СФ1, підсилюється підсилювачем потужності ПП і подається на параметричний вихрострумований перетворювач ПВСП. Напруги на обмотках параметричного вихрострумowego перетворювача ПВСП показані на рис. 2, в. На рис. 2, г показана напруга на виході диференціального підсилювача ДП, на рис. 2, г – напруга на виході смугового фільтра СФ2, на рис. 2, д – напруга на виході синхронного детектора СД1, на рис. 2, е – напруга на виході синхронного детектора СД2. Об'єднана напруга на виході смугового фільтра СФ2 та напруга на виході синхронного детектора СД1 зсунуті на  $\pi/2$  згідно з (4) та (8).

Якщо фільтр СФ1 не зсуває фазу першої гармоніки, для керування синхронним детектором СД2 необхідно використати сигнал, зсунутий на  $\pi/2$  стосовно вихідного сигналу подільника частоти ПЧ. Такий сигнал легко отримати в подільнику частоти. Якщо фільтр СФ1 зсуває фазу першої гармоніки на  $\pi/2$ , для керування синхронним детектором СД2 необхідно використати вихідний сигнал подільника частоти ПЧ, що подається на смуговий фільтр СФ1.

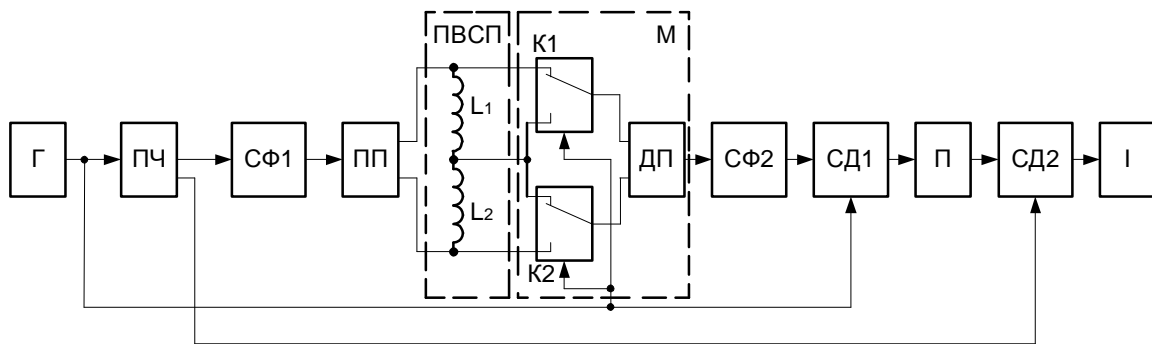


Рис. 1. Структурна схема низькочастотного каналу вихрострумowego товщиноміра

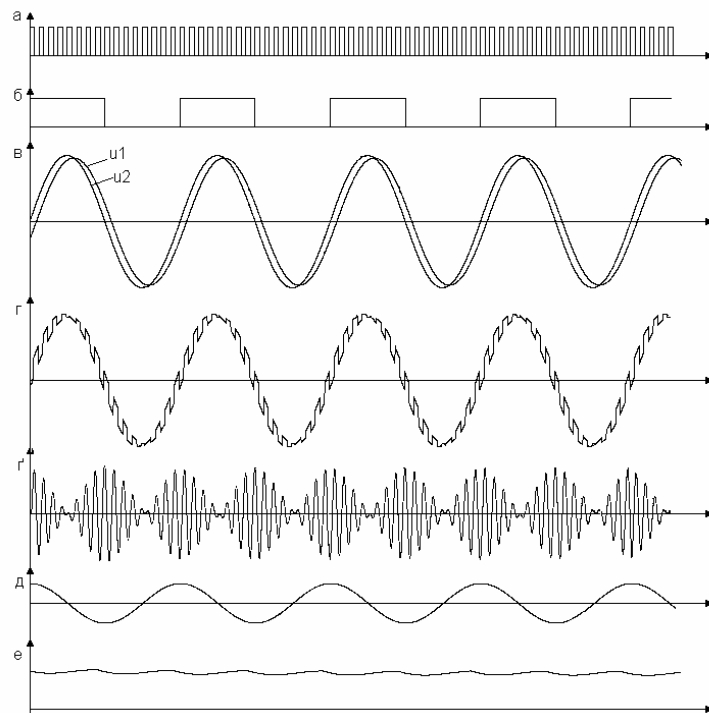


Рис. 2. Часові діаграми роботи пристрою

**Висновки.** Досліджено моделі сигналів низько-частотного параметричного вихрострумowego перетворювача при іншому періодичному перетворенні з частотою, вищою від частоти сигналів. Показано можливість використання завадостійкішої амплітудної балансної модуляції та синхронного детектора для демодуляції, що також збільшує завадостійкість. Це дає змогу створити простий в реалізації низькочастотний канал вихрострумowego товщиноміра, вихідна напруга якого лінійно залежить від зміни індуктивності вимірювальної обмотки параметричного вихрострумowego перетворювача, спричиненої об'єктом вимірювання, а вплив у каналі фліккер-шуму можна звести до рівня меншого, ніж вплив білого шуму. Розглянуто структуру такого каналу. Визначено джерела мультиплікативної та адитивної складових похибки. Наявність адитивної похибки вимагає симетрування ВСП.

1. Бучма І.М., Бучма О.І., Столярчук П.Г. Про можливість вимірювання товщин феромагнітних матеріалів методом вихрових струмів // *Автоматика, вимірювання та керування*. – 1994. – № 283. – С. 21–24.  
 2. Бучма І.М., Бучма О.І. Похибки модуляції сигналів параметричного вихрострумowego перетворювача // *Автоматика, вимірювання та керування*. – 1998. – № 324. – С. 92–97.  
 3. 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.  
 4. Бучма І.М., Вжушчак М. Вплив фліккер-шуму в тракті несучої частоти низькочастотного каналу товщиноміра сталевих листових конструкцій // *Методи та прилади контролю якості*. – 2003. – № 10. – С. 24–27.  
 5. Бучма І., Михайлович Л. Методи зменшення впливу фліккер-шуму в засобах вимірювання з періодичним порівнянням // *Комп'ютерні технології друкарства*. – 2004. – № 11. – С. 160–167.  
 6. Бучма І., Березюк Б., Михайлович Л. Особливості перетворення сигналів при періодичному порівнянні з частотою, вищою від частоти сигналів // *Вимірювальна техніка та метрологія*. – 2003. – № 62. – с. 8–11.  
 7. Buchma I., Wrzuszczak M., Ferczuk K. Przetworniki wirowoprądowe parametryczne i transformatorowe do badań nieniszczących // *Wiadomości elektrotechniczne*. – 2007. – 03. – S. 22–24.  
 8. Бучма І.М., Михайлович Л.Ф. Зниження порогу чутливості низькочастотного одноканального тракту товщиноміра сталевих листових конструкцій // *Методи та прилади контролю якості*. – 2003. – № 10. – С. 22–23.  
 9. Дехтяренко П.И. Синхронное детектирование в измерительной технике и автоматике. – К.: Техніка, 1965. – 316 с.  
 10. Пат. на корисну модель №20130. Україна. Пристрій для вихрострумowego контролю / Бучма І.М., Ферчук К.В. (Україна). – u2006 07436, G01N 27/90, – 4 с; Заявлено 04.07.2006; Опубл. 15.01.2007. Бюл №1.