ISSN 1993-9981 Методи та прилади контролю якості, № 1 (30), 2013

УДК 519.65

ЦИФРОВА ОБРОБКА СИГНАЛІВ ПРИ ДОСЛІДЖЕННІ ІЗОЛЯЦІЙНОГО ПОКРИТТЯ ПІДЗЕМНИХ ТРУБОПРОВОДІВ

Ю. Й. Стрілецький[1)] , В. А. Ровінський[2)] , О. В. Євчук [1)]

1)–Івано–Франківський національний технічний університет нафти і газу, вул. Карпатська, 15, м.Івано-Франківськ, 76019, e-mail: momental@rambler.ru

2)– Прикарпатський університет ім. В. Стефаника, вул. Шевченка, 57, Івано-Франківськ, 76025, e-mail: victor_rovinskiy@yahoo.com

Наведено способи оцінки параметрів дискретизованих періодичних сигналів. Запропоновано спосіб визначення частоти основних коливань, який у порівнянні із способом усереднення на великому інтервалі спостереженн, швидше дає правильний результат. Проаналізовано можливість оцінки величини сигналу за допомогою визначення середнього квадратичного відхилення, побудови регресійної залежності і шляхом визначення огинаючої.
Ключові слова: оцінка амплітуди, оцінка частоти, автокореляційна функція, регресійна модель, миттєва огинаюча сигналу.

Приведены способы оценки параметров дискретизированных периодических сигналов. Предложен способ определения частоты основных колебаний, который по сравнению со способом усреднения на большом интервале наблюдения быстрее сходится к правильному результату. Проанализирована возможность оценки величины сигнала с помощью определения среднеквадратического отклонения, построения регрессионной зависимости и путем определения огибающей.
Ключевые слова: оценка амплитуды, оценка частоты, автокорреляционная функция, регрессионная модель, мгновенная огибающая сигнала.

Shows how to estimate the parameters of discrete periodic signals. A method for determining the frequency of the main oscillation is compared with the averaging method on a large range of observation rather gives the correct result. Analyzed to assess the value of the signal by determining standard deviation, regression based construction, instantaneous envelope.
Keywords: amplitude estimation, frequency estimation, autocorrelation function, regression model, instantaneous envelope.

Використання цифрової обробки сигналів дозволяє суттєво спростити апаратні засоби і підвищити ефективність досліжень шляхом ускладнення алгоритмів обробки без переробки схеми. Стандартні схемні рішення у виді нормуючого підсилювача, протипідмінного фільтра і аналого-цифрового перетворювача (АЦП) дають можливість суттєво зменшити вартість розробки за рахунок значної уніфікації [1]. Після дискретизації сигналу за допомогою АЦП втрачається фізичний зміст дискретних значень і в подальших перетвореннях використовуються тільки зважені вхідним сигналом числа. Важливо вибрати спосіб оцінки цих дискретних значень, який би забезпечував однозначність. За відсутності впливу на сигнал впродовж спостереження оцінка повинна залишатися незмінною.

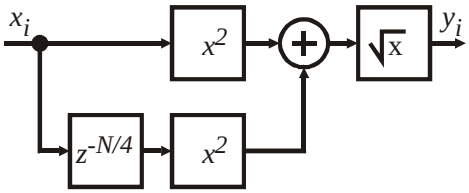
Для дослідження стану ізоляційного покриття підземних трубопроводів, необхідно правильно оцінювати величину наведеного в приймальних котушках сигналу. Оцінювати сигнал можна за амплітудою, чи енергією [2].

Метою даної статті є удосконалення методів оцінки сигналів, отриманих при дослідженні стану ізоляційного покриття підземних трубопроводів.

Особливістю досліджень стану ізоляційного

покриття підземних металевих трубопроводів за затуханням струму в його стінках є одночасне використання декількох джерел сигналу, зазвичай котушок. За допомогою цих сигналів отримують інформацію про розташування котушок у просторі навколо трубопроводу [3]. Формули, які використовуються для визначення просторового положення, містять не абсолютні значення, а відношення сигналів. Це дає можливість усунути вплив випадкової складової, що діє одночасно на всі джерела сигналу. В цьому випадку зручно оцінювати амплітуди сигналів в реальному часі від всіх джерел сигналу одночасно.

Оцінити амплітуду сигналу в реальному часі можна за допомогою визначення миттєвої огинаючої сигналу. При відомій тривалості періоду досліджуваного дискретного сигналу x_i у відліках N діаграма обчислень представлена на рис.1 [4].



$z^{-N/4}$ – функція затримки дискретного сигналу на $N/4$ відліки; x^2, $\sqrt{x}$ – функції піднесення до квадрату і добування кореня, відповідно

Рисунок 1– Діаграма пошуку миттєвої огинаючої сигналу

Реалізувати вказане обчислення в аналітичному виді можна за допомогою формули:

$$y_i = \sqrt{x_i^{\,2} + x_{i+N/4}^{\,2}}\,, \qquad (1)$$

де y_i – миттєва амплітуда сигналу, i – номер відліку вхідного масиву даних.

Застосувавши (1) до вхідного масиву (рис. 2, штрихова лінія), отриманого, як приклад, при дослідженні стану ізоляційного покриття, визначаємо миттєву огинаючу (рис. 2, суцільна лінія).

Згладити результати обчислення миттєвої огинаючої зручно шляхом застосування авторегресійного фільтра. Структура такого фільтра наведена на рис. 3.

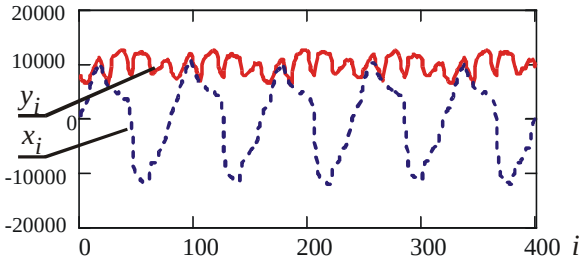


Рисунок 2– Миттєва огинаюча вихідного сигналу

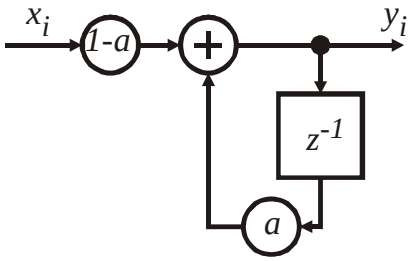


Рисунок 3– Структура авторегресійного фільтра першого порядку

Аналітично фільтр описується наступним рівнянням:

$$y_i = (1-a)\cdot x_i + a\cdot y_{i-1}, \qquad (2)$$

де $a = e^{-\frac{1}{f_d\cdot\tau}}$ залежить від частоти дискретизації f_d і сталої усереднення τ.

Згладжування результатів миттєвої амплітуди дозволяє зменшити вплив неоднорідності джерел сигналу. Обчислення, необхідні для визначення миттєвої огинаючої, прості і проводяться з поточними даними в реальному часі, що дозволяє легко реалізувати їх у вбудованих мікропроцесорних пристроях.

Однак для встановлення оцінки абсолютних вимірів необхідно застосовувати методи, які за рахунок накопичення даних дають більш стабільну оцінку сигналу. Поширеним методом оцінки енергії сигналу є визначення його середнього квадратичного відхилення (СКВ). При аналоговій обробці сигналів використовують різноманітні схемотехнічні рішення для перетворювання змінного сигналу в його середню квадратичну оцінку, оскільки реалізувати справжнє обчислення СКВ для більшості сигналів складно [5, 6]. Маючи

вибірку дискретизованих значень сигналу, незважене СКВ можна визначити за формулою [7]:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} \left(x_i - \bar{x}\right)^2}\ , \qquad (3)$$

де n – кількість точок вибірки, яка оцінюється; x_i – поточні значення дискретизованого сигналу; $\bar{x}$ –середнє арифметичне досліджуваної вибірки.

Правильне оцінювання СКВ періодичного сигналу можливе в тому випадку, коли період досліджуваного сигналу є кратним до інтервалу дискретизації. Часто період досліджуваного сигналу точно не відомий перед початком обчислень, або не дорівнює цілій кількості дискретних відліків. Тому виникає похибка в оцінці періодичного сигналу з використанням СКВ. Ілюструвати це твердження можна, визначивши СКВ для послідовності точок за формулою:

$$\sigma_j = \sqrt{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} \left(x_{i+j} - \bar{x}_j\right)^2}\ , \qquad (4)$$

де j – номер точки у вихідному масиві даних.

Вхідний масив даних x_i згенеровано із синусоїдальних коливань так, що період основних коливань N не кратний періоду дискретизації. На рис. 4 наведено результати обчислення СКВ для трьох довжин періоду: *n=N–1* (штрихова), *n=N* (суцільна товста), *n=N+1* (суцільна тонка).

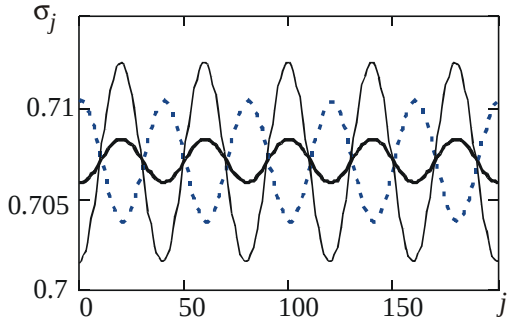


Рисунок 4 – СКВ синусоїдального сигналу для фіксованої вибірки, залежне від положення в масиві вихідних даних

Оскільки в тестовому сигналі амплітуда не змінюється, то незмінним має бути і СКВ. Однак за рахунок неспівпадіння в тій чи іншій мірі періоду коливань із періодом розрахунку СКВ результати виявилися змінним. Наведені результати доводять необхідність точного визначення періоду досліджуваного сигналу перед початком усіх оцінок.

Визначити період сигналу можна, аналізуючи вхідний сигнал, а при його складній формі аналізують автокореляційну функцію (АКФ) [8]. Якщо вхідний сигнал періодичний, то і АКФ буде періодичною. В загальному АКФ $\tilde{r}_{xx}$ дискретного сигналу розраховують за такою формулою:

$$\tilde{r}_{xx_j} = \frac{1}{N_{АКФ}} \cdot \sum_{i=0}^{N_{АКФ}-1} \left(\dot{x}_j \cdot \dot{x}_{i+j}\right), \qquad (5)$$

де $N_{АКФ}$ – тривалість ділянки сигналу, для якої обчислюється АКФ; $\dot{x}$ – центровані значення дискретних відліків сигналу.

Застосувавши формулу (5) до вхідного сигналу, отримаємо дискретну АКФ, період якої співпадає з періодом вхідного сигналу. Тривалість ділянки сигналу $N_{АКФ}$, на якій обчислюється АКФ, визначає ступінь подавлення шумових складових в отриманій АКФ порівняно із вихідним сигналом. Зазвичай тривалість АКФ беруть довжиною у період досліджуваного сигналу. Оскільки необхідно визначати період коливань, то точного значення $N_{АКФ}$ на початок дослідження немає. Тому постає питання вибору мінімального $N_{АКФ}$, так як із збільшенням тривалості АКФ збільшується кількість обчислень.

Умовою вибору мінімальної тривалості АКФ може бути максимальне співвідношення між спектральною складовою АКФ на частоті корисного сигналу й енергією всіх інших складових спектру АКФ. У випадку вхідного сигналу, отриманого при дослідженні електромагнітного поля підземного трубопроводу, корисним сигналом є синусоїда із фіксованою частотою ω_A. Тому, знайшовши спектр АКФ $\tilde{r}_{xx_j}$ для різних тривалостей $N_{АКФ}$

$$\tilde{r}_{xx}(N_{АКФ}) \Rightarrow R_{xx}(\omega), \qquad (6)$$

знаходимо максимальне значення відношення між спектральною складовою на фіксованій частоті ω_A і всіма іншими складовими:

$$\frac{Rxx(\omega_A)}{Rxx(\Sigma-\omega_A)} \to \max \ . \qquad (7)$$

Провівши відповідні перетворення, отримано залежність (рис. 5), за якою встановлено, що для АКФ вказаного раніше вхідного сигналу максимум відношення знаходиться в точці, яка відповідає тривалості $N_{АКФ} = 47$ відліків.

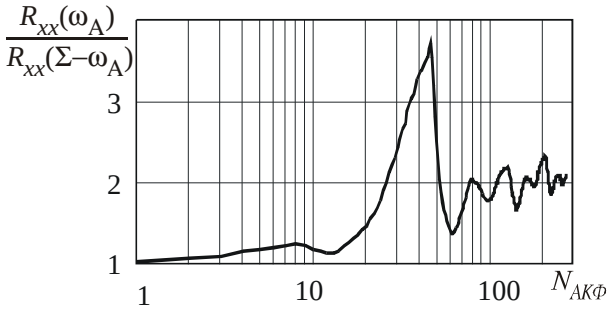


Рисунок 5 – Залежність відношення спектральної складової АКФ корисного сигналу до всіх інших складових спектру АКФ від $N_{АКФ}$

Для перевірки вірності висунутих припущень було розраховано АКФ для різних довжин АКФ (рис. 6). В результаті отримано, що збільшення тривалості АКФ вище розрахованого суттєво на форму АКФ не впливає.

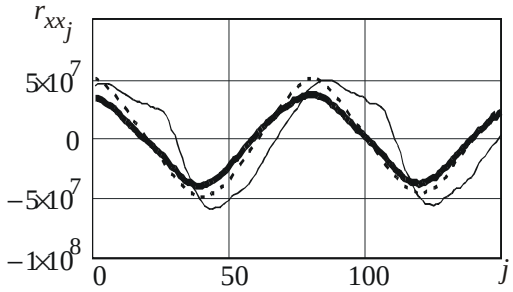


Рисунок 6 – АКФ вихідного сигналу при $N_{АКФ} = 20$ (суцільна тонка лінія), $N_{АКФ} = 47$ (штрихова лінія) і $N_{АКФ} = 80$ (суцільна товста лінія)

Таким чином за допомогою (5) з мінімальною кількістю $N_{АКФ}$ було отримано АКФ вихідного сигналу, в якій треба визначити період основних коливань. Період основних коливань можна знайти за допомогою пошуку максимумів функції. При цьому точність визначення періоду буде залежати від відношення частоти дискретизації до частоти досліджуваного сигналу. Кількість точок *N*, яка припадає на один період досліджуваного сигналу із частотою f_c при частоті дискретизації f_d, визначається за формулою:

$$N = f_d / f_c \, . \qquad (8)$$

Роздільна здатність по частоті складає:

$$\eta = f_c / N = f_c^{\,2} / f_d \, . \qquad (9)$$

Наприклад, при частоті дискретизації 8000Гц і частоті досліджуваного сигналу 100Гц роздільна здатність становить 1,25 Гц, а на один період досліджуваного сигналу припадає 80 точок відліку($N = 80$).

Однак, визначивши наближено кількість точок, яка припадає на один період сигналу, не можна точно встановити, скільки точок припадає, наприклад, на 10 періодів, що необхідно для оцінки СКВ на цьому проміжку з мінімальною похибкою. Для ілюстрації цього твердження на рис. 7 наведено суміщені графіки вхідного сигналу для першого, десятого і тридцятого періоду (відліки з 0 по 79, з 800 по 879 і з 2400 по 2479 відповідно).

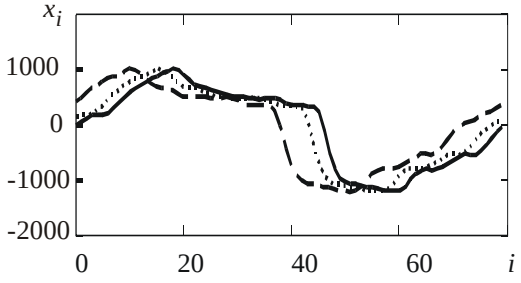


Рисунок 7 – Приклад неточності оцінки періоду цілою кількістю точок

Збільшити точність визначення кількості точок, яка припадає на один період коливання *N* можна шляхом усереднення на довшому інтервалі при аналізі АКФ вхідного сигналу. Як вже було зазначено, період досліджуваного сигналу шукають за максимумом АКФ. Однак точно встановити максимум як видно з рис. 8 не можна.

Для збільшення точності визначення максимуму можна скористатися оцінкою положення похідної від АКФ на осі відліків.

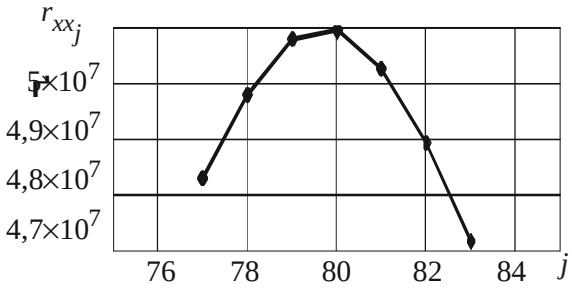


Рисунок 8 – Залежність АКФ вихідного сигналу в околі максимуму

Оскільки похідна від АКФ гармонійного сигналу також являє собою гармонійну функцію, то в околі нульового її значення її можна апроксимувати лінійною функцією:

$$\tilde{r}_{xx_i}{}' = k \cdot i + b\,,\; k = \frac{\tilde{r}_{xx_{i_1}}{}' - \tilde{r}_{xx_{i_2}}{}'}{i_1 - i_2},$$

$$b = \tilde{r}_{xx_{i_2}}{}' - k \cdot i_2\,. \qquad (10)$$

Точку, в якій апроксимована функція дорівнює нулю, шукаємо за формулою $i = -b/k$. В даному випадку похідна перетинає вісь абсцис в точці $i = 79{,}425$, що є точнішою оцінкою періоду, ніж при визначенні положення максимуму АКФ. Таким чином, шукаючи максимум АКФ протягом декількох періодів можна отримати усереднені значення довжини періоду. Результати визначення тривалості періоду основних коливань досліджуваного сигналу у відліках в залежності від кількості оброблених періодів АКФ представлено на рис. 9.

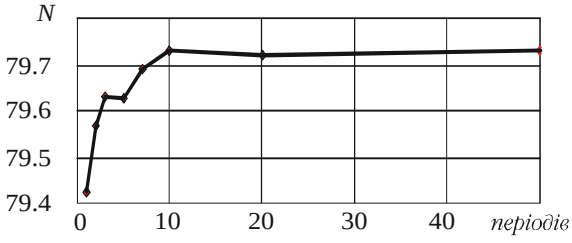


Рисунок 9 – Залежність кількості відліків на період досліджуваного сигналу від кількості усереднених періодів

Із наведеного графіку видно, що вже через 10 періодів значення *N* стабілізується. Отже, встановлено, що тривалість основного коливання у вихідному сигналі складає *N*=79,73 дискретних відліків. Це дозволяє розрахувати точне положення будь–якого періоду у вхідному сигналі.

Знаючи точну кількість відліків, яка припадає на один період досліджуваного сигналу, визначаємо його частоту, яка становить 8000/79,73=100,34 Гц. Отже внаслідок застосування АКФ і лінійної інтерполяції на протязі 10 періодів вихідного сигналу було знайдено частоту досліджуваного сигналу із похибкою ±0,01Гц. Точне значення частоти необхідне для правильного оцінювання енергії та амплітуди досліджуваного сигналу в наборі вхідних даних.

Використовуючи знайдену довжину періоду одного коливання *N*=79,73, шукаємо СКВ за формулою (4) для вибірки довжиною 10 періодів, тобто *n*=797 відліків (рис. 10).

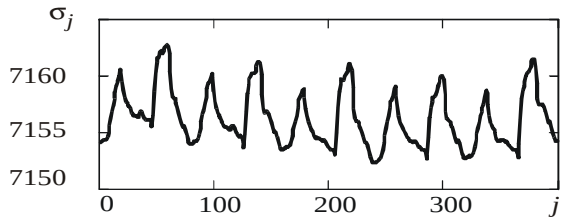


Рисунок 10 – СКВ вхідного сигналу

Описати мінливість оцінки сигналу можна за допомогою коефіцієнта варіації:

$$V = \frac{\sigma}{\bar{x}} \cdot 100\%\,. \qquad (11)$$

З використанням формули (11) коефіцієнт варіації оцінки досліджуваного сигналу за СКВ, яке охоплює 10 періодів досліджуваного сигналу, становить 0,034%. Отже за допомогою СКВ, знайденого за декількома періодами досліджуваного сигналу можна оцінити вхідний сигнал із доволі високою точністю. Причому проведені дослідження показали малий вплив попередньої фільтрації даних на СКВ.

При впливі на досліджуваний сигнал сторонніх складових часто використовують процедуру оцінки амплітуди синусоїдального сигналу за допомогою регресійної моделі. Регресійна модель для гармонійного сигналу $x(t) = A_0 + Am \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi)$ може бути описана за допомогою формули:

$$x_i = A_0 + A_1 \cdot \sin(\omega \cdot i) + A_2 \cdot \cos(\omega \cdot i), \quad (12)$$

де x_i – дискретні відліки, A_0, A_1, A_2– коефіцієнти моделі; ω– частота коливань досліджуваного сигналу.

Коефіцієнти A_0, A_1, A_2 зручно знаходити за допомогою методу найменших квадратів, представивши всі величини в матричній формі:

$$B = \begin{bmatrix} 1 & \sin(\omega \cdot 0) & \cos(\omega \cdot 0) \\ 1 & \sin(\omega \cdot 1) & \cos(\omega \cdot 1) \\ . & .. & .. \\ 1 & \sin(\omega \cdot (n-1)) & \cos(\omega \cdot (n-1)) \end{bmatrix},$$

$$X = \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ .. \\ x_{n-1} \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Шукані коефіцієнти будуть елементами матриці *A*, знайденої за формулою:

$$A = \left(B^T B\right)^{-1} B^T X . \quad (14)$$

Маючи коефіцієнти A_1, A_2, можна знайти амплітуду синусоїдального коливання за такою формулою:

$$Am = \sqrt{A_1^{\,2} + A_2^{\,2}} . \quad (15)$$

Результат оцінки амплітуди сигналу із частотою $\omega = 2\pi \cdot 100,34$ для n=797 представлено на рис.11.

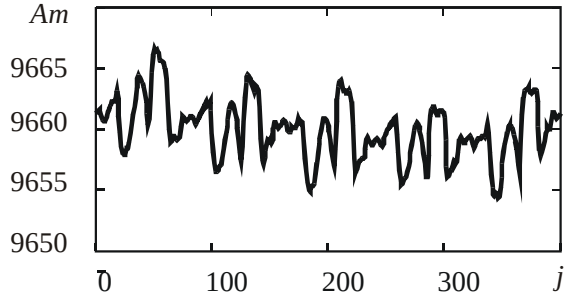


Рисунок 11 – Результат оцінки амплітуди коливань методом регресії

Коефіцієнт варіації оцінки досліджуваного сигналу отриманого за допомогою описаної регресійної моделі становить 0,025%. Менший коефіцієнт варіації оцінки амплітуди регресійної моделі в порівнянні із оцінкою енергії, отриманої з використанням СКВ, пояснюється кращим виділенням частотних складових корисного сигналу. Однак велика кількість обчислень ускладнює їх проведення в реальному часі.

ВИСНОВКИ

В результаті проведених досліджень було запропоновано спосіб визначення точного значення частоти досліжуваного сигналу, дискретизованого із фіксованою частотою. Проведено дослідження способів оцінки величини сигналу за допомогою пошуку середнього квадратичного відхилення сигналу, регресійної залежності і миттєвої огинаючої. Встановлено, що найменшу варіацію мають результати регресійного аналізу. Найменше ресурсів обчислювача вимагають методи пошуку огинаючої сигналу.

1. Rife D.C. Use of the discrete fourier transform in the measurement of frequencies and levels of tones/ D.C. Rife, G.A. Vincent/ The Bell system technical journal. February, 1970.– p.197–228. 2. Stoica P. Amplitude estimation of sinusoidal signal: survey, new results, and application/ P.Stoica, Hongbin Li, Jian Li/ IEEE TRANSACTION SIGNAL PROCESSING, vol. 48, №2, Fabruary 2008.– P.338–352. 3. Джала Р.М./ Метод безконтактних вимірювань струмів для контролю протикорозійного захисту підземних трубопроводів// Фізикохімічна механіка матеріалів.– 1999.– №3.– С.105–112. 4. Udo Zolzer/ DAFX–digital audio effects/ John Wiley & Sons.– 2002.– 533p. 5. Clarke B. RMS to DC converters ease measurement tasks/ Bob Clarke, Mark Fazio, Dave Scott/ Application note. AN–268. Analog Devices One Technology Way.– 12p. 6. Williams J. Instrumentation circuitry using RMS–to–DC converters/ Jim Williams/ Application notes AN106. Linear Technology.– 20p. 7. Опря А./ Статистика (модульний варіант з програмованою формою контролю знань)/ А.Т. Опря. Навч. посіб.– К.: Центр учбової літератури, 2012.– 448с. 8. Lawrence R. Rabiner. On the Autocorrelation analysis for pitch detection/ IEEE TRANSACTION ON ACOUSTIC, SPEECH AND SIGNAL PROCESSING/ VOL.ASSP–25, №1, Fabruary, 1977.– P.24–33.

Поступила в редакцію 26.06.2013р.

Рекомендував до друку докт. ткхн. наук, проф. Кісіль І. С.