

## МЕТОД СПЕКТРАЛЬНОГО ПРОГНОЗУВАННЯ НАДІЙНОСТІ ВИРОБІВ ЕЛЕКТРОННОЇ ТЕХНІКИ ЗА РІВНЕМ НЧ ШУМУ

### Вступ

Найбільш перспективними методами оцінювання якості виробів електронної техніки (ВЕТ) при серійному виробництві на етапі вихідного контролю є прогнозування їх надійності за рівнем НЧ шуму. Ці методи базуються на вимірюваннях спектральної щільності шуму або рівня шумової напруги на одній фіксованій частоті з подальшим аналізом показників надійності. Таким чином процедура контролю має дві складові: вимірювання і аналіз вимірних параметрів.

На сучасному етапі приладів, які б виконували процедуру прогнозування надійності за рівнем НЧ шуму майже не створюються. Тому при серійному виготовленні ВЕТ є доцільним мати прилад який міг би виконувати процедуру прогнозування в автоматичному режимі.

Одною із найважливіших характеристик при оцінюванні надійності є достовірність контролю. Більшість методів передбачають вимірювання на одній фіксованій частоті, що потребує додаткових змінних блоків – смугових фільтрів для зміни частоти прогнозування, на якій оцінюється рівень НЧ шуму. Аналіз проведених досліджень показує, що у смузі частот від 20 Гц до 2 кГц, для одного типу ВЕТ можливі шумові викиди на різних частотах дослідження [2-4]. Тому виникає необхідність у розробці методу, який дозволив би аналізувати шумові характеристики в широкому діапазоні та оцінювати надійність ВЕТ. Для цього доцільно використовувати підходи, які ґрунтуються на сучасних методах цифрової обробки сигналів.

### Аналіз цифрової фільтрації

Використання цифрової фільтрації передбачає перетворення дискретизованого сигналу з використанням математичних операцій, які виконуються мікропроцесором. Це дає можливість значно спростити аналогову частину пристроїв. Для задачі прогнозування надійності ВЕТ за рівнем НЧ шумів використання цифрових фільтрів дає можливість відмовитись від ряду перетворювальних аналогових блоків, які використовуються в роботі [1]. Як відомо надійність ВЕТ цим методом оцінюється за рівнем власних шумів, а отже інформативним параметром є шумова напруга. Її можна виразити, як випадковий нестационарний процес, що визначає основну складність при перетворенні форми сигналів для прийняття рішення про надійність.

Цифровий фільтр є дискретною системою призначеною для перетворення цифрових відліків у часовій області, дискретизованих за допомогою аналого-цифрового перетворювача (АЦП), у відліки які містять інформацію про рівень шумової напруги у заданій смузі частот. Таким чином, для вхідних відліків можна записати

$$x(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(m)u(n-m),$$

де  $x(m)$  – числова послідовність;

$u(n-m)$  – одиничний імпульс.

При проходженні через дискретну систему кожному відліку будуть відповідати відліки, які формуються відповідно до перехідної функції  $h(n)$  [5]:

$$y(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(m)h(n-m) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} h(m)x(n-m).$$

Операція цифрової фільтрації виконується лінійно-різницеvim рівнянням, що визначає структуру фільтра, яке можна записати так

$$y(k) = \sum_{n=0}^M b_n x(k-n) - \sum_{m=1}^M a_m y(k-m), \quad (1)$$

де  $b_m$ ,  $a_m$  – коефіцієнти цифрового фільтра.

Виходячи із наведеного вище можна записати загальне рівняння перетворення фільтра використовуючи z-перетворення [5]

$$H(z) = G \frac{\sum_{i=1}^M b_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^N a_i z^{-i}}, \quad (2)$$

де  $b_i, a_i$  – коефіцієнти поліномів цифрового фільтра.

Для операції прогнозування необхідно використовувати смугову фільтрацію, тому для цього випадку, при використанні методу частотного перетворення, характеристики для цифрового фільтру можна записати у вигляді

$$H(z) = G \prod_{m=1}^N \frac{1 - z^2}{(1 - b_m z + c_m z^2)(2f_d + a_m + 0.5g_m f_d^{-1})}, \quad (3)$$

де  $G$  – масштабний множник;

$N$  – порядок фільтру;

$f_d$  – частота дискретизації;

$b_m, c_m, a_m, g_m$  – коефіцієнти смугового фільтру.

Для відліків вхідного сигналу  $z$ -перетворення має вигляд

$$X(z) = \sum_{k=1}^{\infty} x(nT) z^k.$$

Таким чином, рівняння перетвореного сигналу на виході фільтру можна записати так

$$Y(z) = X(z)H(z) = G \sum_{k=1}^{\infty} x(nT) z^k \cdot \prod_{m=1}^N \frac{1 - z^2}{(1 - b_m z + c_m z^2)(2f_d + a_m + 0.5g_m f_d^{-1})}.$$

Отже, приведений вище вираз є загальним, і є рівнянням перетворенням контрольованого параметра – шумової напруги, яка визначається в заданій смузі частот.

#### Прогнозування надійності з використанням цифрової фільтрації

Вимірювальний канал у роботі [1], а саме смуговий фільтр і перетворювач середньоквадратичного значення шумової напруги, вносить свої похибки: похибку перетворювальної характеристики детектора, власні шуми, залежність характеристик від навколишнього середовища, недостатню селективність і т. ін. Тому на сучасному етапі розвитку вимірювальної техніки є можливість значно спростити структуру вимірювального каналу і тим самим зменшити похибку вимірювання, використовуючи алгоритм цифрової фільтрації. При цьому можна отримати ряд переваг, таких як відсутність калібрування фільтру, високу швидкодію, незалежність характеристик від зовнішніх чинників, високу якість фільтрації.

Використовуючи як основу метод безпосереднього вимірювання шумової напруги, запропоновано метод прогнозування надійності ВЕТ за рівнем НЧ шуму, суть якого полягає в наступному. Шумовий сигнал який виникає на виході ВЕТ (див. рис.1), ввімкненого за відповідною схемою (СВ), підсилюється попереднім (ПП) і кінцевим (КП) підсилювачами, до рівня вхідного сигналу аналого-цифрового перетворювача (АЦП).

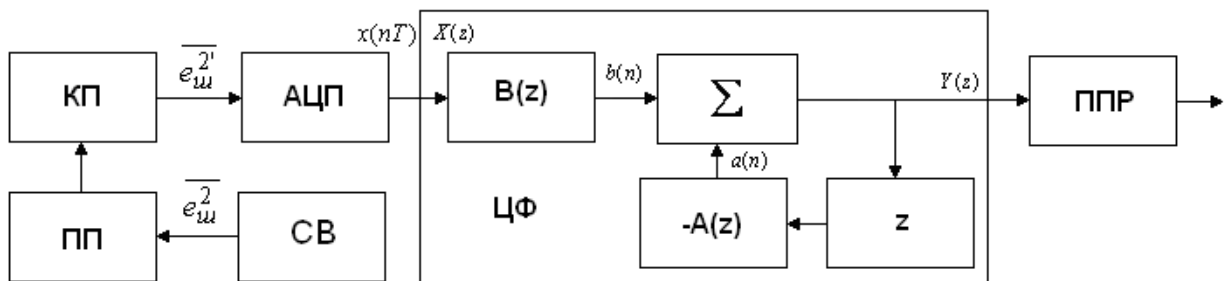


Рис. 1. Структура приладу для прогнозування надійності ВЕТ

На вхід АЦП надходить шумовий сигнал, еквівалентна шумова напруга  $e_u^2$  якого визначається за виразом

$$\overline{e_{uu}^2} = k_{mn} k_{kn} \int_{f_1}^{f_2} \overline{e_{uu}^2(f)} df, \quad (4)$$

де  $k_{mn}$  і  $k_{kn}$  – коефіцієнти підсилення попереднього і кінцевого підсилювачів відповідно.

Далі відбувається аналого-цифрове перетворення. Нехай  $x(t)$  є випадковим сигналом, який є неперервним у часі. Оскільки прогнозування ВЕТ проводиться за рівнем шумової напруги, використовуючи ряд Котельнікова сигнал можна записати як [6]

$$x(t) = k_{mn} k_{kn} (M(\overline{e_{uu}^2}) + \frac{U}{U_i} \cdot \overline{e_{uu}^2}(t)) \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin(\pi f_d (t - n / f_d))}{\pi f_d (t - n / f_d)},$$

де  $U_i$  – амплітуда імпульсів дискретизації;

$M(\overline{e_{uu}^2})$  – математичне очікування шумової напруги, яке визначається із шумової моделі.

Після квантування сигналу отримаємо

$$x(nT) = \frac{2^n}{U_{on}} k_{mn} k_{kn} (M(\overline{e_{uu}^2}) + \frac{U}{U_i} \cdot \overline{e_{uu}^2}(t)) \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin(\pi f_d (t - n / f_d))}{\pi f_d (t - n / f_d)}, \quad (5)$$

де  $n$  – кількість розрядів АЦП;

$U_{on}$  – опорна напруга.

Квантовані цифрові відліки поступають на вхід цифрового фільтра (ЦФ), де відбувається фільтрація шумового сигналу у наперед визначених смугах. Точність відфільтрованого сигналу безпосередньо залежить від перетворювальної характеристики фільтра. В цьому випадку доцільно застосовувати найбільш максимальну величину вікна, що забезпечить високу крутість характеристики і в свою чергу призводить до збільшення обсягу розрахунків. Тому доцільно застосовувати рекурсивний цифровий фільтр. Для забезпечення високого рівня вибіркової було обрано порядок фільтра 10.

Відповідно до формули (1) внутрішню структуру смугового фільтра можна записати

$$y_{m,k} = (2f_d + a_m + 0.5g_m f_d^{-1})(y_{m-1,k} - y_{m-1,k-2}) + b_m y_{m,k-1} - c_m y_{m,k-2}.$$

У відповідності з цим імпульсна і частотна характеристик фільтра мають вигляд, як на рис. 2

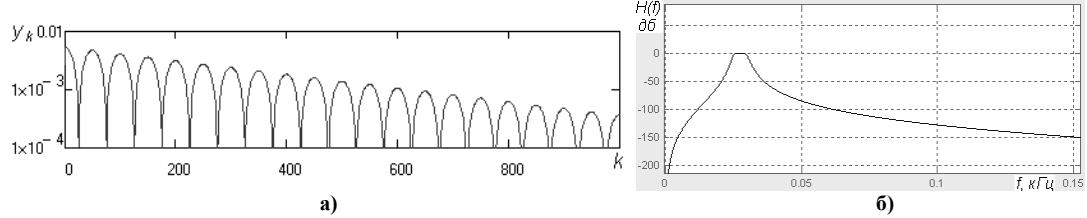


Рис. 2 Імпульсна характеристика смугового фільтра а) і частотна б)

Для перевірки працездатності алгоритму використаємо зворотне z-перетворення. Тоді відліки шумового сигналу можна представити так:

$$y(n) = \frac{2^N}{U_{on}} k_{mn} k_{kn} (M(\overline{e_{uu}^2}) + \frac{U}{U_i} \cdot \overline{e_{uu}^2}(t)) \exp(-j\pi n / f_d) \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin(\pi f_d (t - n / f_d))}{\pi f_d (t - n / f_d)} \times \\ \times G \prod_{m=1}^N \frac{1 - (\exp(-j\pi n / f_d))^2}{(1 - b_m (\exp(-j\pi n / f_d)) + c_m (\exp(-j\pi n / f_d))^2) (2f_d + a_m + 0.5g_m f_d^{-1})}. \quad (6)$$

Графік залежності зміни відліків від зміни шумової напруги на вході вимірювальної схеми для нижньої смуги частот приведений на рис. 3 а.

Для вимірювання шумової напруги в аналогових пристроях використовуються середньоквадратичні детектори. Аналіз виразу (6) показує, що для отримання необхідного результату, графік якого наведений на рис. 3 б), необхідно скористатись формулою

$$y_i^2(n) = \frac{\sum_{n=1}^M y^2(n)}{n}. \quad (7)$$

де  $M$  – визначає кількість відліків, які необхідно взяти для отримання відповідної достовірності оцінки випадкової величини.

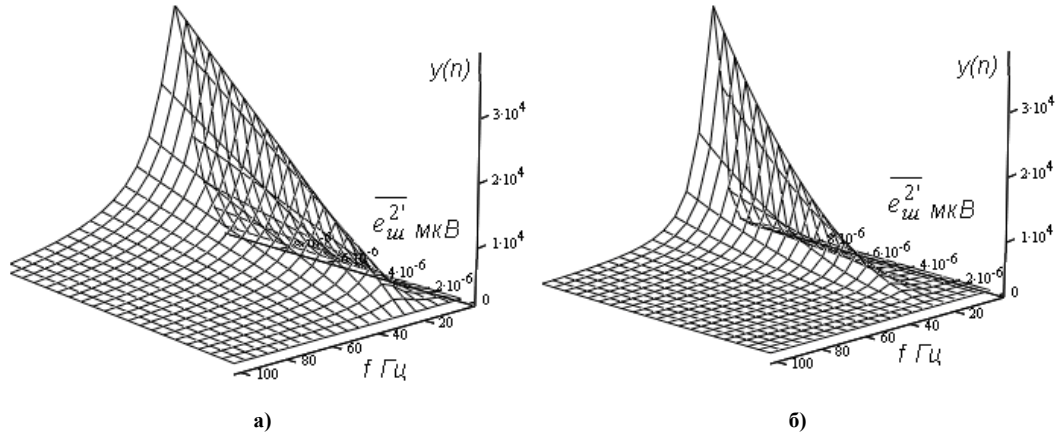


Рис. 3. Графік перетворення шумової напруги за лінійним законом а) і квадратичним б)

Після цього перетворені відліки надходять у пристрій приймання рішення (ППР), у якому проводиться операція оцінки надійності ВЕТ, що досліджуються.

#### Аналіз похибок

При використанні вимірювальних приладів на кінцевий результат впливає багато чинників, одні з яких можна усунути, а інші є неконтрольованими. Для аналогової частини приладу при застосуванні малозумлячих сучасних компонентів похибка складає не більше 1%. Оскільки основна операція контролю проводиться над кодованими відліками після аналого-цифрового перетворення, тому необхідно провести оцінку похибок цифрового перетворення. До таких похибок можна віднести: похибку перетворення АЦП, шум при наближенні чисел, похибка характеристики цифрового фільтра.

Таким чином, похибка при квантуванні АЦП, з урахуванням [1], становить

$$\delta_1 = \frac{U_{on}}{2^n k_1^2 k_2^2 e_u^{2'}}.$$

При виконанні операцій додавання і множення виникає шум наближення числа. Якщо число попадає у інтервал між  $n$ -розрядними числами, то виконується випадкова операція округлення, що призводить до виникнення похибки. В даному випадку використовується фільтр десятого порядку, тому для такого фільтра похибка наближення складе

$$\delta_2 = \sum_{i=1}^N 2^{-2n} / 12 = \frac{5}{6} 2^{-2n}.$$

де  $n$  – розрядність кодового слова мікропроцесора.

Третій вид похибки пов'язаний із невідповідністю перетворювальної характеристики ідеального фільтра і заданого реального. Використовуючи розрахунки [5] середньоквадратичну похибку фільтра можна визначити так

$$\delta_3 = \sqrt{\frac{1}{k} \sum_{k=1}^N \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |H_{id}(\omega) - H_p(\omega)|^2 d\omega},$$

де  $H_{id}(\omega)$  – ідеальна характеристика фільтра;

$H_p(\omega)$  – реальна (розрахована) характеристика фільтра.

Підставляючи вираз (2) для ідеальної та реальної характеристик, виразимо середньоквадратичну похибку через коефіцієнти і крок квантування фільтра:

$$\delta_3 = \sqrt{\frac{G_1 2^{-n}}{24\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1}{\left(1 + \sum_{i=1}^N b_i z^{-i}\right) \left(1 + \sum_{i=1}^N b_i z^i\right) z} dz + \frac{G_2 2^{-n}}{24\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{\sum_{i=1}^N a_i z^i \cdot \sum_{i=1}^N a_i z^{-i}}{\left(1 + \sum_{i=1}^N b_i z^{-i}\right)^2 \left(1 + \sum_{i=1}^N b_i z^i\right)^2 z} dz}.$$

Оскільки всі похибки є незалежними шумовими джерелами цифрового перетворення, то загальна похибка перетворення запишеться

$$\delta = \delta_1 + \delta_2 + \delta_3.$$

Графік залежності похибки перетворення від зміни рівня шумової напруги приведений на рис 4.

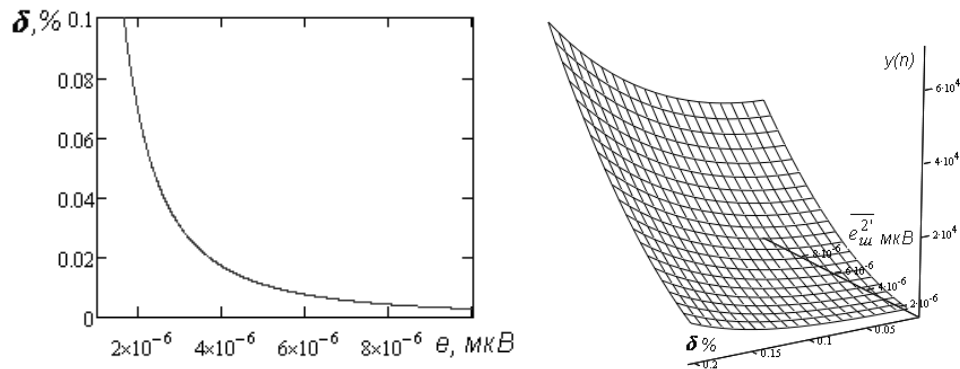


Рис. 4. – Залежність перетворювальної похибки від зміни вхідного сигналу

Аналізуючи похибки аналогової і цифрової частини можна дійти до висновку, що вимірювальний параметр, який несе інформацію про надійність ВЕТ відображає реальний шумовий процес із допуском 1,5%.

#### Алгоритм прогнозування надійності

Запропонований метод можна розділити на три етапи. Перший етап реалізується в аналоговій частині, де формується підсилений шумовий сигнал, який відображає рівень власних шумів ВЕТ. Цей етап є незалежним, його дія розпочинається відразу після встановлення досліджуваного ВЕТ при подачі живлення. Наступні два етапи є керованими і контролюються за допомогою команд центрального процесора програмно. Алгоритм роботи приведено на рис. 5.

При запуску приладу на першому етапі відбувається ініціалізація апаратних засобів і запуск програми. АЦП встановлюється в циклічний режим роботи. Метод передбачає прогнозування надійності ВЕТ у діапазоні найбільшого прояву низькочастотного шуму, а саме до 1 кГц. Для забезпечення цього тут використовується автоматична зміна досліджуваної смуги. Таким чином, спочатку встановлюється нижня досліджувана смуга із шириною 10 Гц і верхньою межею  $f_e = 30$  Гц. Далі встановлюється лічильник вимірювань  $i$ , для отримання оцінки із імовірністю 0,95. Наступним кроком є встановлення частоти дискретизації, яка автоматично змінюється із зміною смуги дослідження за наступною формулою

$$f_d = 2,5 f_e i.$$

Після цього виконується аналого-цифрове перетворення масштабованого шумового сигналу і кодовані відліки відразу проходять етап цифрової фільтрації. Отриманий код заноситься до оперативної пам'яті, створюючи масив із  $i$  вимірювань. Потім за формулою (4) розраховується середньоквадратичне значення, що містить в собі інформацію про рівень власних шумів досліджуваного ВЕТ.

Наступним кроком є операція прогнозування надійності, яка полягає у порівнянні дослідженого результату із наперед визначеним. Якщо досліджений результат перевищив допустимий, то приймається рішення про ненадійність даного ВЕТ і подальша перевірка на інших частотах припиняється. Якщо результат задовольняє вказані межі, то змінна  $f_e$  збільшується на 100. Це забезпечує достатню кількість смуг для оцінки рівня шумів у вказаному діапазоні дослідження. При перевищенні частоти 2кГц контроль припиняється та приймається рішення про надійність досліджуваного ВЕТ.

Наведений алгоритм дає можливість оцінити надійність із наперед заданими межами контролю. Для визначення рівня контролю ВЕТ, рівень власних шумів яких наперед є невідомим передбачений режим запису меж надійності, в якому застосовується середнє значення із партії виробів, кількість яких визначається користувачем.

#### Висновки

Отже в цій роботі запропоновано метод прогнозування надійності виробів електронної техніки із використанням цифрової фільтрації. Особливістю даного методу є оцінка рівня шумової напруги в низькочастотному діапазоні, де спостерігається підвищений рівень шуму. Допуск похибки приладу, який реалізує даний метод складає не більше 1% для аналогової частини і не більше 0,5% для цифрового перетворення. Ще однією особливістю є простота технічної реалізації завдяки використанню цифрової обробки сигналу, що дозволяє виключити ряд неконтрольованих зовнішніх впливів, які властиві аналоговим вимірювальним каналам.

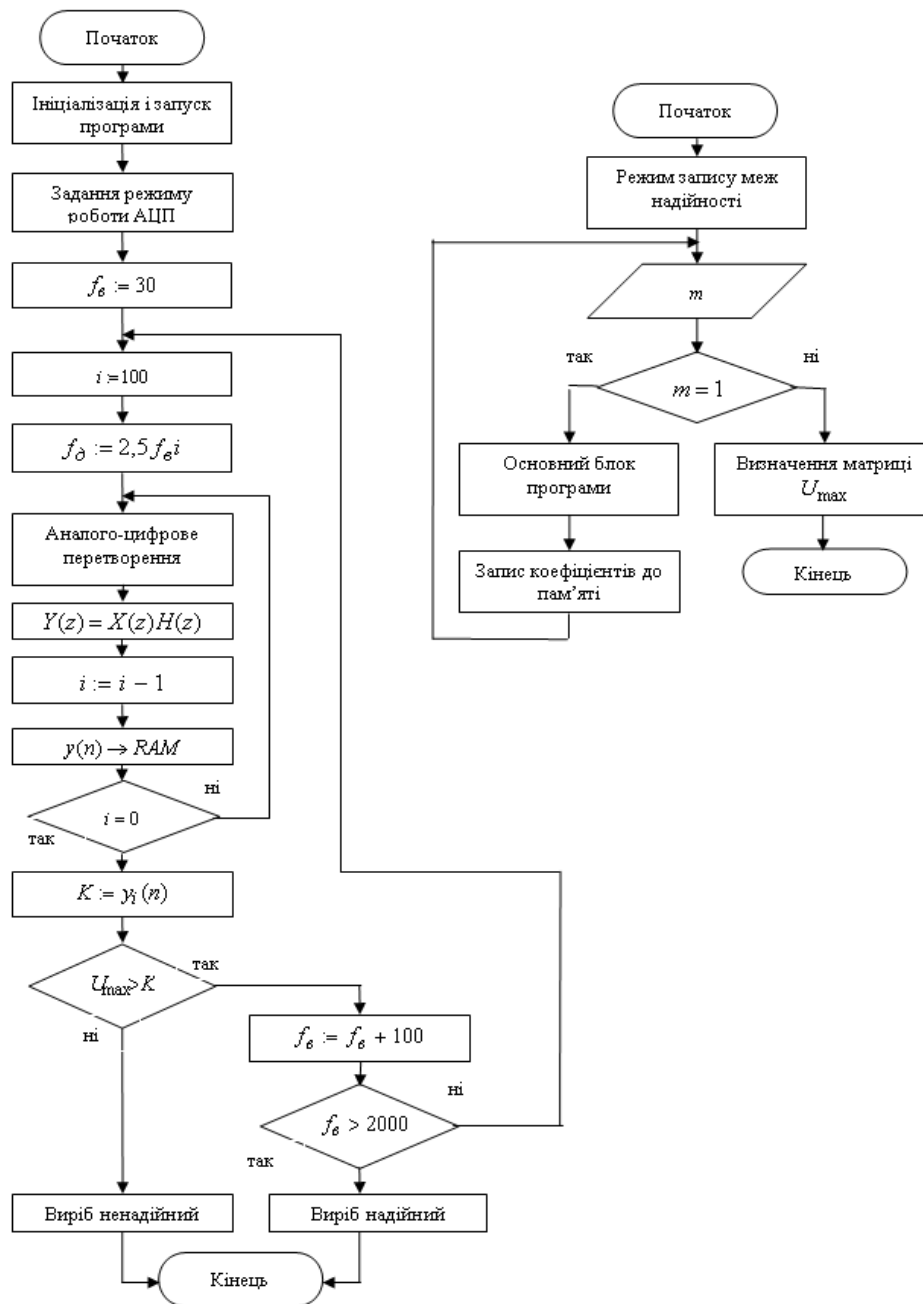


Рис. 5. Алгоритм роботи приладу для прогнозування надійності ВЕТ

### Література

1. Метод безпосереднього прогнозування виробів електронної техніки за рівнем НЧ шуму / В.М. Кичак, Д.В. Михалевський, В.Ф.Яблонський // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах.- 2008.- № 1.- С. 196-203.
2. Пряников В. С. Прогнозирование отказов полупроводниковых приборов. – М.: Энергия, 1978. – 112 с.
3. Оцінка якості ітегральних транзисторів за допомогою низькочастотних шумів / В.М. Кичак, Д.В. Михалевський, В. В Стронський // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах, Хмельницький, 2005, №2, с.177-18.
4. Математична шумова модель інтегральних операційних підсилювачів для прогнозування надійності за рівнем низькочастотного шуму / В.М. Кичак, Д.В. Михалевський // Вісник вінницького політехнічного інституту, Вінниця ВНТУ, 2008, №3, с.102-108.
5. Гольденберг Л.М. Цифровая обработка сигналов / Л.М. Гольденберг, Б.Д. Матюшкин, М.Н. Поляк. – М.: Радио и связь, 1990. –256с.
6. Омельченко В. О. Теорія електричного зв'язку. Ч. 1/ В. О. Омельченко, В. Г. Санніков – К.: ІСДО, 1994. – 304 с.

**Кичак Василь Мартинович** – доктор технічних наук, професор,  
завідувач кафедри телекомунікаційних систем та телебачення.

**Михалевський Дмитро Валерійович** – аспірант кафедри  
телекомунікаційних систем та телебачення.

Тел. 80963030602,

E-Mail: [adotq@ukr.net](mailto:adotq@ukr.net)

Вінницький національний технічний університет