



ДЕРЖАВНА СЛУЖБА
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ
УКРАЇНИ

УКРАЇНА

(19) **UA** (11) **106528** (13) **U**
(51) МПК (2016.01)
G01R 23/00

(12) ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА КОРИСНУ МОДЕЛЬ

(21) Номер заявки:	u 2015 11325	(72) Винахідник(и):	Андрєєв Фелікс Михайлович (UA), Статкус Андрій Віталійович (UA)
(22) Дата подання заявки:	17.11.2015	(73) Власник(и):	ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ІМЕНІ В.Н. КАРАЗІНА, майдан Свободи, 4, м. Харків, 61022 (UA)
(24) Дата, з якої є чинними права на корисну модель:	25.04.2016		
(46) Публікація відомостей про видачу патенту:	25.04.2016, Бюл.№ 8		

(54) СПОСІБ ГРАДУЮВАННЯ ІМПУЛЬСНИХ ЦИФРОВИХ ФАЗОМЕТРІВ

(57) Реферат:

Спосіб градуювання імпульсних цифрових фазометрів, оснований на отриманні N значень відліків коду фази за допомогою еталонного генератора коливань заданої частоти, один вхід якого підключений до першого входу фазометра безпосередньо, а до другого через еталонний фазообертач, за допомогою якого встановлюються послідовно фазові зсуви $j360^\circ/(N+1)$, $j \in (1, N)$. Визначаються та запам'ятовуються $N+1$ кодових інтервалів $N_{j+1}-N_j$, $j \in (0, N)$, де $N_0=0$, а N_{N+1} = максимальному значенню відліку коду фази, в межах яких здійснюється визначення фазо-кодових характеристик за формулами лінійної інтерполяції.

UA 106528 U

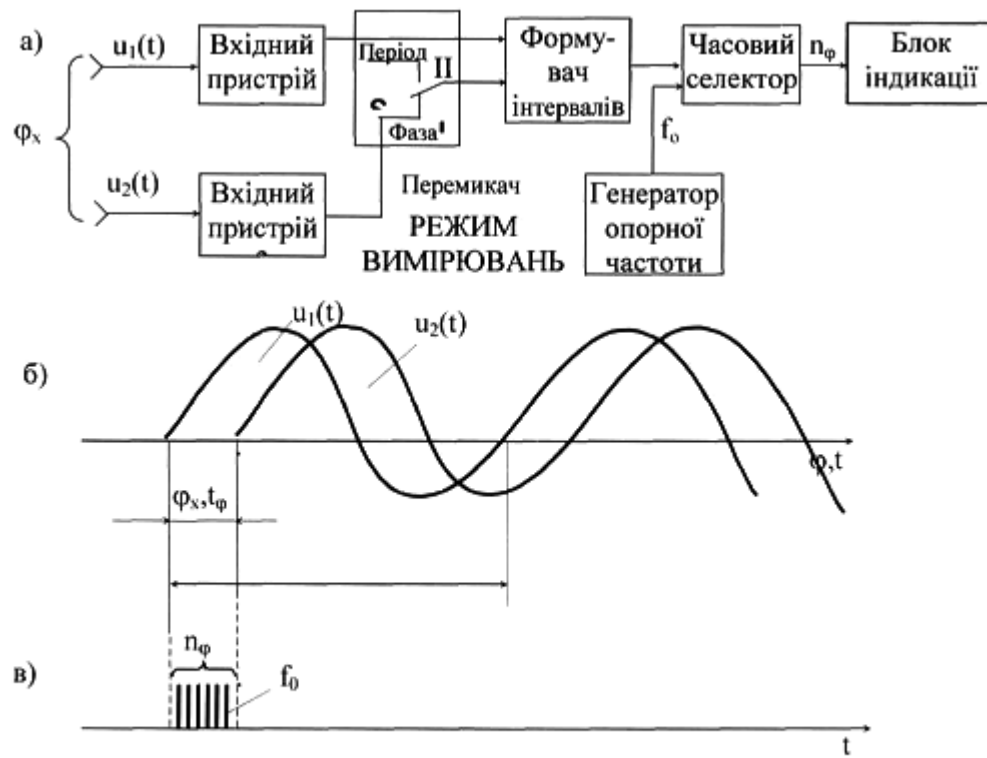


Fig. 1

Корисна модель належить до техніки вимірювання зсуву (різниці) фаз між двома гармонійними напругами однакової частоти і може бути використана для створення прецизійних засобів вимірювання зсуву фаз або різниці фаз сигналів в метрології, радіолокації, навігації, радіотехніці.

- 5 До найбільш точних цифрових фазометрів належать цифрові час-імпульсні фазометри [1, С. 375]. Принцип дії такого фазометра оснований на перетворенні фазового зсуву в пропорційний часовий інтервал з наступним вимірюванням його методом дискретної лічби [1, С. 356]. Структурна схема фазометра миттєвих значень і діаграми його роботи наведені на фіг. 1 [1, С. 376]. Вхідними сигналами фазометра є синусоїдні напруги $u_1(t)$ і $u_2(t)$ з періодом T і частотою
- 10 $f = 1/T$ між якими вимірюється фазовий зсув φ_X . Сигнали $u_1(t)$ і $u_2(t)$ через вхідні пристрої 1, 2 і перемикач S подаються на формувач інтервалів часу. Останній має 2 режими роботи: ФАЗА і ПЕРІОД. Вони установлюються вручну перемикачем S РЕЖИМ ВИМІРЮВАННЯ або автоматично, якщо процес вимірювання автоматизований. Режим ПЕРІОД використовується для вимірювання періоду вхідних коливань, якщо він невідомий. У режимі ФАЗА (перемикач S у
- 15 положенні І) формувач інтервалів часу виділяє інтервал часу $t_\varphi = \varphi_X / 2\pi f$ між переходами напруг $u_1(t)$ і $u_2(t)$ через однойменні нулі. Керуючим сигналом формувача відкривається часовий селектор на час t_φ і з генератора опорної частоти f_0 у блок індикації надходить кількість імпульсів n_φ . Основна характеристика фазометра має назву кодової і характеризує залежність відліків кодів n_φ від зсуву фаз вхідних коливань $n_\varphi = F_1(\varphi_X)$. Вона використовується
- 20 для визначення фазо-кової характеристики (ФКХ) фазометра $\varphi_X = F_2(n_\varphi)$. ФКХ є зворотною функцією до $n_\varphi = F(\varphi_X)$. ФКХ використовується для визначення вимірюваного фазового зсуву. Відомий спосіб [1] градування фазо-кової характеристики $\varphi_X = F_2(n_\varphi)$. Він оснований на використанні кодової характеристики у вигляді

$$n_\varphi = t_\varphi f_0 = \varphi_X / d, \quad (1)$$

25

де

$$d = 2\pi / f_0 T = 2\pi / (n_\varphi)_{\text{MAX}} \quad (2)$$

30

- дискретність вимірювання фазового зсуву, $(n_\varphi)_{\text{MAX}} = f_0 T$ - максимальна кількість імпульсів коду, яка відповідає періоду коливань, тобто зсуву фаз на 360° . Значення дискретності вимірювання фазового зсуву встановлюється аналітично з використанням формули (2). Вимірювання зсуву фаз здійснюється за допомогою фазо-кової характеристики

$$\varphi_X = dn_\varphi.$$

35

Недолік цього способу: не враховується вплив на кодову характеристику помилок вимірювання, які обумовлені помилками визначення моментів переходу напруг через однойменні нулі, відсутністю жорсткої синхронізації між першим моментом переходу через нуль і першим імпульсом лічби.

40

Відомий інший спосіб градування фазометрів, який не має цього недоліку. Він використовується для градування цифрових фазометрів, які вимірюють різницю фаз (фазовий зсув) імпульсних сигналів. Високоточне вимірювання різниці фаз імпульсних сигналів (наприклад, в радіолокації) неможливе за допомогою фазометра миттєвих значень. Для підвищення точності вимірювань різниці фаз імпульсних сигналів додатково вводять операції запам'ятовування фаз цих сигналів і переміщення вимірювань на звукову частоту [2, С. 222]. Структурна схема фазометра імпульсних сигналів наведена на фіг. 2 [2, альбом схем, С. 87].

45 Запам'ятовування фаз сигналів здійснюється за допомогою кварцових фільтрів. Резонансна частота одного кварцового фільтра дорівнює 1000 кГц, а другого - 1002,5 кГц. Щоб умови збудження кварцових фільтрів були однакові, за допомогою ключів формуються 10-мікросекундні радіовибірки, тобто з вхідних сигналів виконується вирізка тривалістю 10 мкс. Формування радіовиборок визначається моментом приходу імпульсу запуску. З приходом імпульсу запуску одинівратор 1 формує відеоімпульс тривалістю 10 мкс, який відкриває обидва

50 ключі. Радіовибірки з виходів ключів збуджують кварцові фільтри. Фаза вимушених коливань кварцових фільтрів однозначно пов'язана з фазами вхідних сигналів. Далі в фільтрах

встановлюється режим вільних коливань на резонансних частотах кварців. На кварцових фільтрах "запам'ятовування" фаз вхідних сигналів відбувається на час, який визначається тривалістю імпульсу з одновібратора 2. Тривалість цього імпульсу 670 мкс. З моменту його закінчення у фільтрах включається негативний зворотний зв'язок. З виходів фільтрів радіоімпульси тривалістю 670 мкс надходять на перетворювач частоти. На його виході формується радіоімпульс на різницевої частоті, що дорівнює 2,5 кГц. Начальна фаза коливань різницевої частоти визначається різницею фаз вхідних сигналів. Вимірювання початкової фази коливань частоти 2,5 кГц здійснюється шляхом перетворення її в часовому інтервалі заповнення його рахунковими імпульсами частоти $f_0=1280$ кГц. Початок часового інтервалу визначається імпульсом запуску, який затримується за допомогою одновібратора 3 на час перехідних процесів в кварцових фільтрах і перетворювачі частоти (80 мкс). Кінець часового інтервалу визначається в момент переходу коливань частоти 2,5 кГц через нуль з позитивних значень до від'ємних. Для цього існує пороговий пристрій в вигляді блокінг-генератора, який чекає. Він має поріг спрацьовування, що близький до нульового рівня. Імпульси начала та кінця часового інтервалу подаються на тригер, який управляє потенційним входом схеми збігу. На імпульсний вхід схеми збігу надходять рахункові імпульси від генератора опорної частоти 1280 кГц. Кількість імпульсів в пачці пропорційна початковій фазі коливань з виходу перетворювача частоти. Значення опорної частоти 1280 кГц визначає помилку дискретності, яка дорівнює

$$d = \frac{2\pi}{1280 / 2,5} \cong 0,7045^\circ.$$

Найближчим аналогом запропонованої корисної моделі є спосіб градування цього фазометра. Він дозволяє зменшити вплив перерахованих вище джерел помилок на точність отримання кодів, тобто і фаз. Спосіб оснований на знятті показань фазометра в N контрольних точках, тобто кодової характеристики в N контрольних точках, для чого на один його вхід подаються коливання еталонного генератора на потрібній частоті безпосередньо, а на другий вхід - крізь зразковий (еталонний) фазообертач, який забезпечує високоточну установку фазового зсуву, в контрольних точках з кроком $360^\circ/(N+1)$. Отримані значення відліків коду фази апроксимуються лінійною функцією за допомогою методу найменших квадратів (МНК). На практиці використовувалось число $N=11$, тобто крок фазового зсуву в контрольних точках 30° [3].

Спосіб дозволяє суттєво зменшити дисперсію відліків коду фази, як наслідок, дисперсію вимірювань фазового зсуву.

Однак він має недолік. Використання в схемі фазометра на Фіг. 2 додаткових елементів (кварцових фільтрів, перетворювача частоти) призвело до появи локальних нелінійностей кодової характеристики, тобто до появи додаткового джерела помилок.

В основу корисної моделі поставлена задача зменшити вплив цього джерела помилок на дисперсію відліків коду фази і, як наслідок, на дисперсію вимірювань фазового зсуву.

Поставлена задача вирішується тим, що замість апроксимації отриманих експериментально відліків коду фази лінійною функцією з використанням МНК здійснюється їх кусково-лінійна інтерполяція. Використання такої інтерполяції дозволяє значно зменшити помилки, що обумовлені локальними нелінійностями. Для цього крок зміни фази в контрольних точках потрібно вибирати так, щоб у межах розміру локальної нелінійності характеристики вкладалися приблизно 4-5 контрольних точок. Якщо нелінійності мають різний розмір, шкала контрольних точок має бути нерівнодискретною.

Причинно-наслідковий зв'язок між суттєвою ознакою винаходу (використання кусково-лінійної інтерполяції замість апроксимації з використанням МНК) і досягнутим позитивним результатом пояснюється наступним. По-перше, кодова характеристика нелінійна. По-друге, інформація про її точний вид відсутня. Вона може бути отримана лише у вигляді кінцевої множини контрольних точок в межах вимірюваного параметра (для фази 0° - 360°). По-третє, коли здійснюється апроксимація з використанням МНК, мають місце помилки в контрольних точках, навіть якщо замість лінійної функції при апроксимації використовується нелінійна у вигляді поліному.

Спосіб здійснюється наступним чином. Експериментально знімається кодова характеристика $n_\phi = F(\phi_x)$ фазометра в N точках. Для цього еталонні коливання з генератора на відповідній частоті подаються на один вхід фазометра безпосередньо, а на другий через еталонний фазообертач, за допомогою якого встановлюється фаза зсуву з кроком $360^\circ/(N+1)$. В кожній контрольній точці запам'ятовується відлік коду фази n_ϕ .

Визначаються $N+1$ інтервалів між сусідніми відліками кодів фази в j -ій точці $N_j = n_\varphi(j)$ і $j+1$ -ій точці $N_{j+1} = n_\varphi(j+1)$, де $j \in (0, N)$, в межах яких здійснюється лінійна інтерполяція. При цьому для першого інтервалу значення $N_0=0$, а для останнього - N_{N+1} = максимальному значенню відліку коду фази. В межах кожного з отриманих інтервалів визначається за допомогою формул лінійної інтерполяції лінійна фазо-кодова характеристика, яка використовується для вимірювання фазового зсуву. Результатом градування є кусково-лінійна (із $N+1$ кусків) фазо-кодова характеристика фазометра.

Розглянемо приклад, коли здійснюється зняття кодової характеристики фазометра в $N=11$ контрольних точках з кроком фази, що дорівнює 30° . Для вимірювання фазового зсуву використовується 9-разрядний двійковий код. В таблиці 1 наведені результати експерименту.

Таблиця 1

Значення відліків кодів фази N_j в контрольних точках

φ_j , град.	30	60	90	120	150	180	210	240	270	300	330
N_j	46	95	133	170	209	246	295	341	389	437	472

Другий рядок таблиці 1 визначає межі 12 інтервалів, на які розбивається ФКХ. В таблиці 2 наведена кусково-лінійна ФКХ.

Таблиця 2

Кусково-лінійна ФКХ

Інтервали	0-46	46-95	95-133	133-170
Формула розрахунку	$30^\circ \frac{n_\varphi}{46}$	$30^\circ + 30^\circ \frac{n_\varphi - 46}{49}$	$60^\circ + 30^\circ \frac{n_\varphi - 95}{38}$	$90^\circ + 30^\circ \frac{n_\varphi - 133}{37}$

Продовження таблиці 2

170-209	209-246	246-295	295-341
$120^\circ + 30^\circ \frac{n_\varphi - 170}{39}$	$150^\circ + 30^\circ \frac{n_\varphi - 209}{37}$	$180^\circ + 30^\circ \frac{n_\varphi - 246}{49}$	$210^\circ + 30^\circ \frac{n_\varphi - 295}{46}$

Продовження таблиці 2

341-389	389-437	437-472	472-341
$240^\circ + 30^\circ \frac{n_\varphi - 341}{48}$	$270^\circ + 30^\circ \frac{n_\varphi - 389}{48}$	$300^\circ + 30^\circ \frac{n_\varphi - 437}{35}$	$330^\circ + 30^\circ \frac{n_\varphi - 472}{39}$

Ця характеристика зображена на Фіг. 3. Пошук інтервалу, який відповідає отриманому значенню відліку коду фази n_φ , здійснюється методом половинного ділення. Для даного прикладу алгоритм наведений на Фіг. 4.

Реалізація запропонованого способу суттєво залежить від динаміки помилок вимірювання в контрольних точках. Для дослідження характеру нестабільності кодової характеристики фазометра в часі був проведений натурний експеримент. Період між сеансами змінювався від 20 до 60 хвилин. Загальна тривалість експерименту для безперервно функціонуючої апаратури становила 12 годин. Експеримент повторювався на наступний день і через кілька діб. Така програма експерименту дозволила виявити весь спектр нестабільностей фазометра: від короточасних (тривалість 1-10 хвилин) флуктуацій до повільних (протягом 12-24 години) доглядів його характеристик. Результати експерименту засвідчили високу стабільність характеристик фазометра, схема якого зображена на Фіг. 2. Розкид відліків кодів в контрольних точках не перевищував 1 одиниці 9-розрядного коду (± 1 к.е.). Ціна 1 к.е. дорівнює $0,7045^\circ$. Це

означає, що постійний контроль кодової характеристики фазометра в процесі вимірювань не потрібний. Достатньо періодично контролювати фазометр один раз на добу.

Здійснимо оцінку позитивного ефекту від використання запропонованого способу для фазометра, який зображений на Фіг. 2 і в якому для вимірювання фазового зсуву використовується 9-розрядний двійковий код. Для цього розрахуємо дисперсію відліку коду фази в контрольній точці при використанні запропонованого методу. Помилки відліків кодів фази $N_j = n_\varphi(j)$ в j -ій контрольній точці φ_j і $N_{j+1} = n_\varphi(j+1)$ в $j+1$ -ій контрольній точці φ_{j+1} , де $(j \in (1, N))$, є випадкові величини. Дисперсія помилок вимірювання кодової характеристики в контрольних точках дорівнює

$$\sigma_{N,j}^2 = \sigma_{N,j+1}^2 = \frac{\Delta\psi^2}{12} + \sigma_{\text{ФЛ}}^2, \quad (3)$$

де перший доданок - дисперсія помилок дискретності відліків при величині дискрета $\Delta\varphi = 1$ к.е. = 0.67045° , $\sigma_{\text{ФЛ}}^2$ - дисперсія флуктуаційних помилок, обумовлених перерахованими вище чинниками. Якщо істинна кодова характеристика близька до кусково-лінійної, оцінка коду $N_0 = N(\varphi_0)$ в точці $\varphi_0 \in [\varphi_j, \varphi_{j+1}]$ за відомими даними $N_j = N(\varphi_j)$ і $N_{j+1} = N(\varphi_{j+1})$ має вигляд

$$N_0 = N_j + (N_{j+1} - N_j) \frac{\varphi_0 - \varphi_j}{\varphi_{j+1} - \varphi_j} = \frac{N_j(\varphi_{j+1} - \varphi_0) + N_{j+1}(\varphi_0 - \varphi_j)}{\varphi_{j+1} - \varphi_j}, \quad (4)$$

Оскільки аргумент кодової характеристики виставляється за допомогою еталонів, далі вважаємо, що значення фази φ_j , φ_0 , φ_{j+1} не випадкові. В тому випадку оцінка (4) є лінійною комбінацією оцінок N_j і N_{j+1} з вагами w_j і w_{j+1} , пропорційними близькості φ_0 до аргументу відповідної контрольної точки

$$N_0 = w_j N_j + w_{j+1} N_{j+1}, \quad (5)$$

$$\text{де } w_j = \frac{\varphi_{j+1} - \varphi_0}{\varphi_{j+1} - \varphi_j}, \quad w_{j+1} = \frac{\varphi_0 - \varphi_j}{\varphi_{j+1} - \varphi_j}.$$

Використовуючи властивості математичного сподівання та дисперсії суми випадкових величин, знайдемо

$$M\{N_0\} = w_j M\{N_j\} + w_{j+1} M\{N_{j+1}\},$$

$$\sigma_{N_0}^2 = M\{N_0^2\} - [M\{N_0\}]^2 = w_j^2 \sigma_{N,j}^2 + w_{j+1}^2 \sigma_{N,j+1}^2 + 2w_j w_{j+1} k_{j,j+1} \sigma_{N,j} \sigma_{N,j+1}, \quad (6)$$

де $k_{j,j+1}$ - коефіцієнт кореляції оцінок кодової характеристики в контрольних точках. З аналізу (6) випливає, що найгірший (з точки зору якості оцінки N_0) випадок відповідає повністю корельованим оцінкам N_j і N_{j+1} при $k_{j,j+1} = 1$. З урахуванням (3) маємо

$$\sigma_{N_0}^2 = (w_j + w_{j+1})^2 \sigma_{N,j}^2 = \sigma_{N,j}^2, \quad (7)$$

Сприятливий випадок відповідає повній від'ємній кореляції ($k_{j,j+1} = -1$) оцінок N_j і N_{j+1} . Маємо

$$\sigma_{N_0}^2 = (w_j - w_{j+1})^2 \sigma_{N,j}^2 < \sigma_{N,j}^2, \quad (8)$$

Якщо значення фази φ_0 попадає в центр локального інтервалу, ваги однакові, а оцінка має нульове розсіювання. Коли оцінки відліків коду в контрольних точках некорельовані, вираз (6) трансформується до виду

$$\sigma_{N,0}^2 = (w_j^2 + w_{j+1}^2) \sigma_{N,j}^2 \leq \sigma_{N,j}^2, \quad (9)$$

Знак рівності відповідає крайньому випадку $\varphi_0 = \varphi_j$ або $\varphi_0 = \varphi_{j+1}$. Коли $w_j = w_{j+1} = 0,5$ (значення фази φ_0 попадає в центр локального інтервалу), маємо

$$\sigma_{N,0}^2 = 0,5 \sigma_{N,j}^2, \quad (10)$$

Для існуючого способу дисперсія відліку коду фази $(\sigma_{N,0}^2)_{\text{АН}}$ дорівнює

$$(\sigma_{N,0}^2)_{\text{АН}} = \sigma_H^2 + \frac{\Delta\psi^2}{12} + \sigma_{\text{ФЛ}}^2, \quad (11)$$

де σ_H^2 - дисперсія помилок, обумовлених локальними нелінійностями кодової характеристики. Вона має вигляд

$$\sigma_H^2 = \left(\frac{\Delta\psi_H}{\kappa} \right)^2, \quad (12)$$

де $\Delta\psi_H$ - максимальна помилка, яка обумовлена локальними нелінійностями кодової характеристики, κ - коефіцієнт, який залежить від закону розподілу цих помилок. Для нормального закону розподілу $\kappa = 3$. В теорії вимірювань, коли закон розподілу невідомий, використовують рівномірний закон, для якого $\kappa = \sqrt{3}$ [1]. В роботі [3] наведені такі дані відповідно помилок $\Delta\psi_H = 3 \text{ к.е.}$, $\Delta\psi = 1 \text{ к.е.}$, $\sigma_{\text{ФЛ}}^2 \approx (\Delta\psi / 4)^2$. Якщо $\kappa = 3$, маємо $(\sigma_{N,0}^2)_{\text{АН}} = 4/3 (\text{к.е.})^2$, якщо $\kappa = \sqrt{3}$, дисперсія $(\sigma_{N,0}^2)_{\text{АН}}$ дорівнює $10/3 (\text{к.е.})^2$, де $1 \text{ к.е.} = 0,7045^\circ$. Для запропонованого способу в найгіршому випадку дисперсія відліку коду фази дорівнює $\sigma_{N,0}^2 = 1/3 (\text{к.е.})^2$, тобто виграш в точності вимірювань за дисперсією становить мінімум (4-10) разів в залежності від виду закону розподілу помилок, обумовлених локальними нелінійностями кодової характеристики. В сприятливому випадку він збільшується до (8-20) разів.

Таким чином, запропонований спосіб забезпечує підвищення точності градування імпульсних цифрових фазометрів за рахунок зменшення похибок вимірювань фазових зсувів, які обумовлені локальними нелінійностями його кодової характеристики.

Джерела інформації:

1. Чинков В.М. Основи метрології та вимірювальної техніки. Навчальний посібник / В.М. Чинков. - Харків: НТУ "ХПІ", 2002. - 470 с.
2. Радиотехнические станции надгоризонтного обнаружения войск ПРН. Учебник / Под ред. Андреева Ф.М. - Харьков: ВИРТА. - 1983. - 444 с.
3. Изделие 5Н86. Фазометрическое устройство 4ПФ-01. Инструкция по эксплуатации 4ПФ-01-00 и/с. М.: Министерство радиопромышленности, 1970. - 63 с.

ФОРМУЛА КОРИСНОЇ МОДЕЛІ

Спосіб градування імпульсних цифрових фазометрів, оснований на отриманні N значень відліків коду фази за допомогою еталонного генератора коливань заданої частоти, один вхід якого підключений до першого входу фазометра безпосередньо, а до другого через еталонний фазообертач, за допомогою якого встановлюються послідовно фазові зсуви $j360^\circ/(N+1)$, $j \in (1, N)$, який **відрізняється** тим, що замість апроксимації отриманих значень відліків коду фази лінійною функцією за методом найменших квадратів визначають та запам'ятовують $N+1$

кодів інтервалів $N_{j+1}-N_j$, $j \in (0, N)$, де $N_0=0$, а N_{N+1} = максимальному значенню відліку коду фази, в межах яких здійснюється визначення фазо-кодівих характеристик за формулами лінійної інтерполяції.

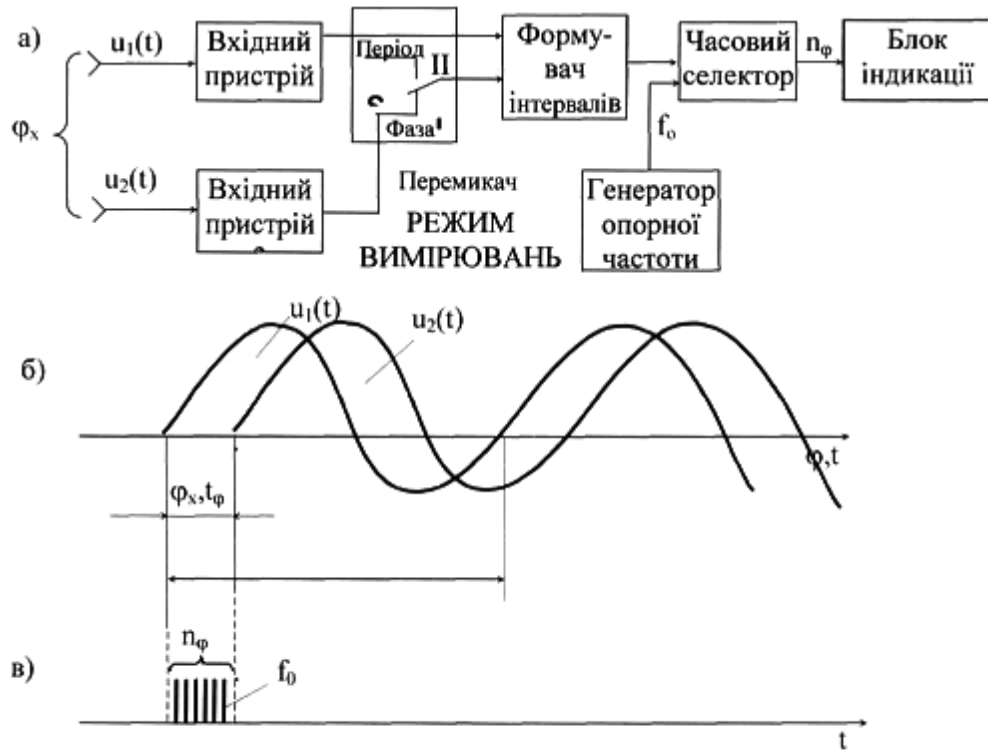


Fig. 1

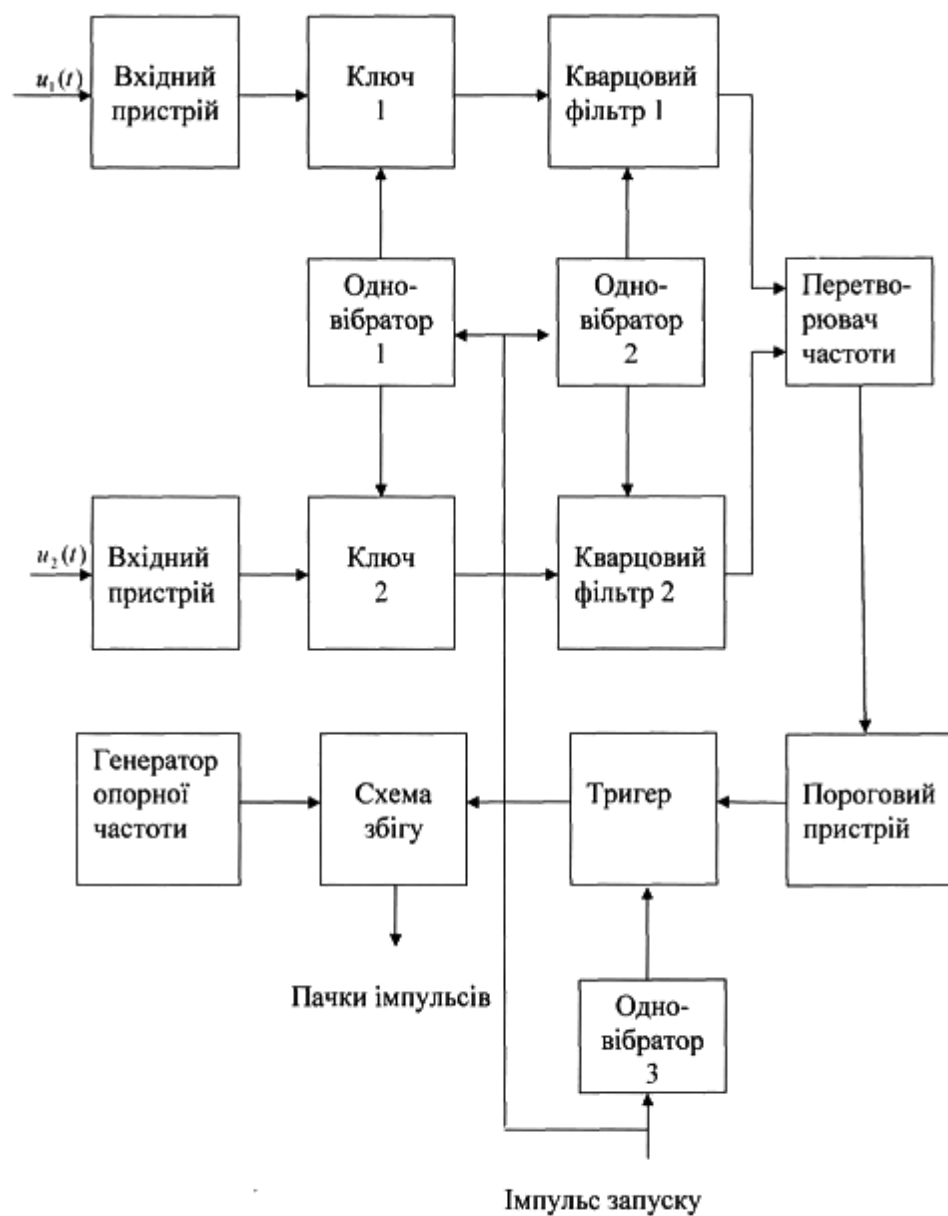


Fig. 2

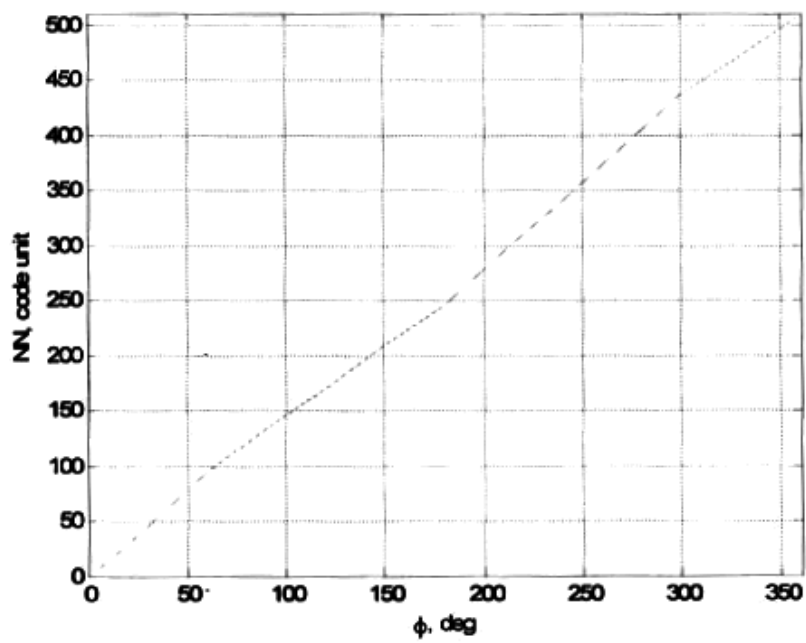
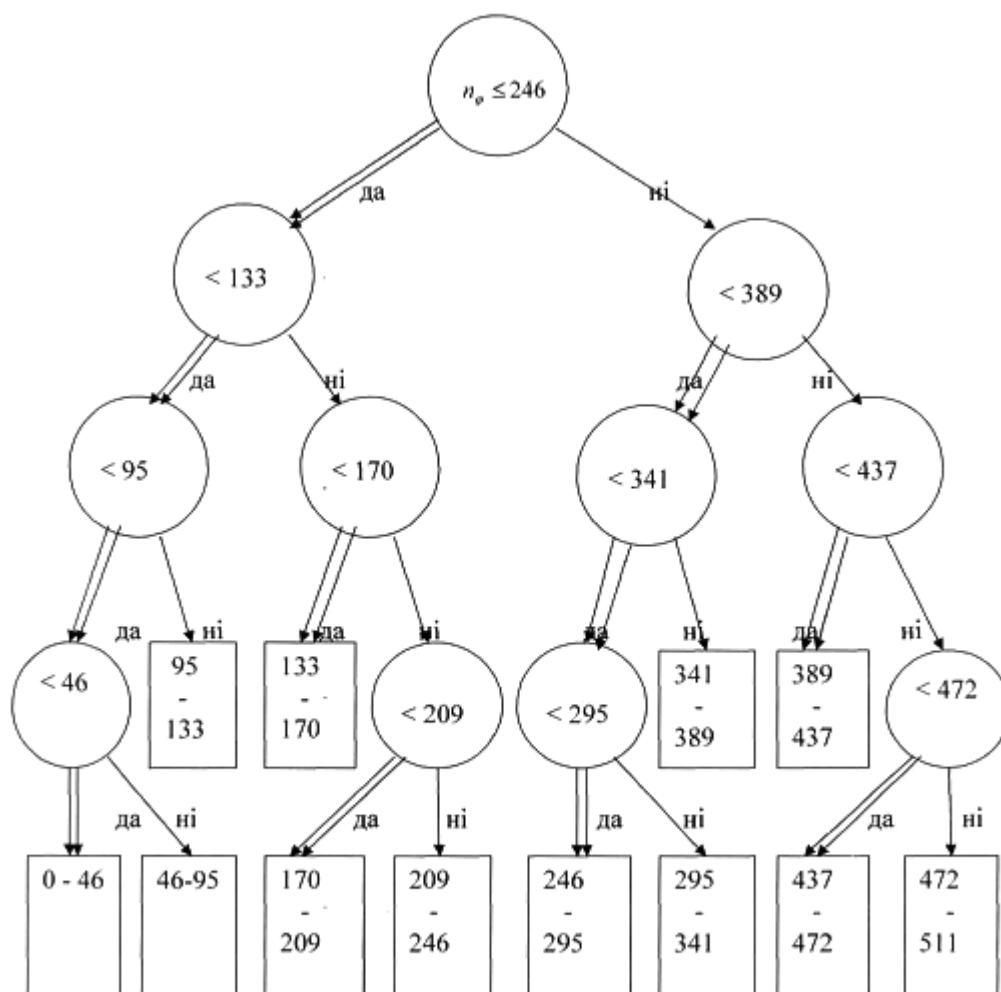


Fig. 3



Фиг. 4