

**В.В. Омельчук, к.т.н., с.н.с.
В.І. Кузьомко, ст. викл.**

Житомирський військовий інститут радіоелектроніки ім. С.П. Корольова

ЦИФРОВИЙ ФАЗОМЕТР ДЛЯ МОНОІМПУЛЬСНОГО ФАЗОВОГО ПЕЛЕНГАТОРА

У статті запропонована функціональна схема цифрового фазометра для моноімпульсного фазового пеленгатора радіосигналів. Наведені формули для розрахунку оцінки середньоквадратичної похибки кута відхилення нормалі антен від напрямку на джерело пеленгованого сигналу, які зумовлені дискретизацією вимірювання зсуву фаз.

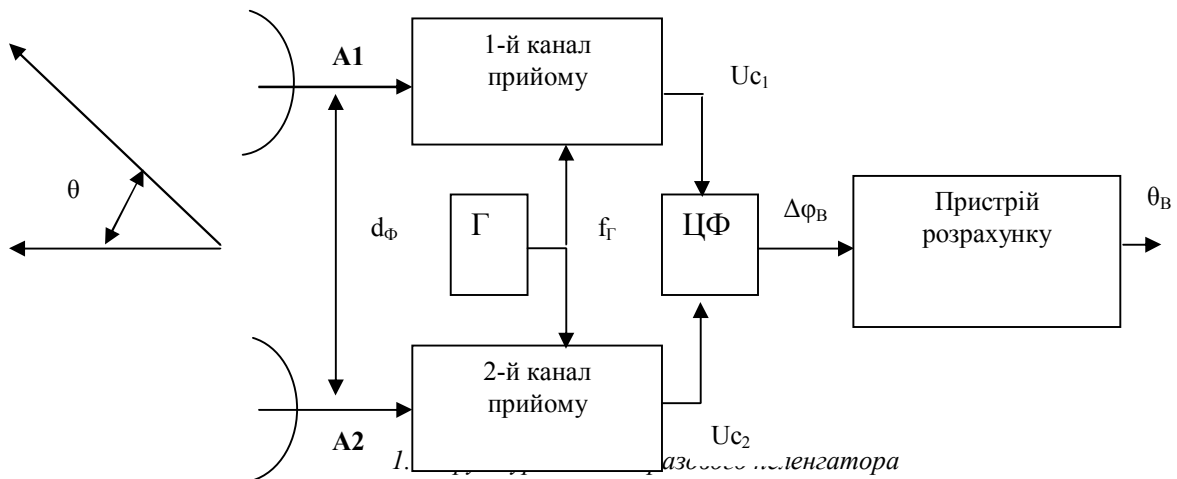
Фазовий пеленгатор – це система з двох ідентичних однаково направлених антен, фазові центри яких рознесені на відстань d_ϕ (база пеленгатора) [1]. Сигнали з антен підсилюються, когерентно переносяться за допомогою гетеродинних коливань f_T на проміжну частоту $f_{HP} = f_c - f_T$ та фільтруються з шумів в каналах прийому 1 і 2 відповідно. При когерентному перетворенні частоти зберігається початковий зсув фаз сигналів $\Delta\varphi_c$, який зумовлений різницею ходу хвиль між антенами (рис. 1). Зсув фаз сигналів вимірюється цифровим фазометром (ЦФ). На підставі виміряного зсуву фаз в пристрої розрахунку обчислюється кут відхилення θ напрямку на джерело пеленгованого сигналу від нормалі апертури антен за формулою [1]:

$$\theta = \arcsin \frac{\Delta\varphi_c \cdot C}{360^\circ \cdot f_c \cdot d_\phi}, \tag{1}$$

де $\Delta\varphi_c$ – зсув фаз між сигналами, які попадають на першу А1 та другу А2 антени в градусах;

C – швидкість розповсюдження електромагнітного сигналу, $C = 3 \cdot 10^8$ м/с;

f_c – частота пеленгованого сигналу, Гц.



Цифрові фазометри з високою пропускнуою здатністю можуть вимірювати зсув фаз сигналів за час, що не перевищує двох його періодів $T_{вим} \leq 2T_c$. Такі фазометри функціонують за принципом перетворювачів “зсув фаз – часовий інтервал – код”[2]. В них зсув фаз двох сигналів $\Delta\varphi_c$ перетворюється в часовий інтервал – строб $\Delta t_{стр}$, який заповнюється тактовими імпульсами опорного генератора з періодом $T_{ТІ}$. Тактові імпульси N_i , які попадуть в строб, підраховуються лічильником. Код, який встановиться на виході лічильника після закінчення строба, пропорційний зсуву фаз

$$N_i = Ent\left\{\frac{\Delta t_{стр}}{T_{ТІ}}\right\}. \tag{2}$$

Виміряне значення зсуву фаз знаходиться за формулою:

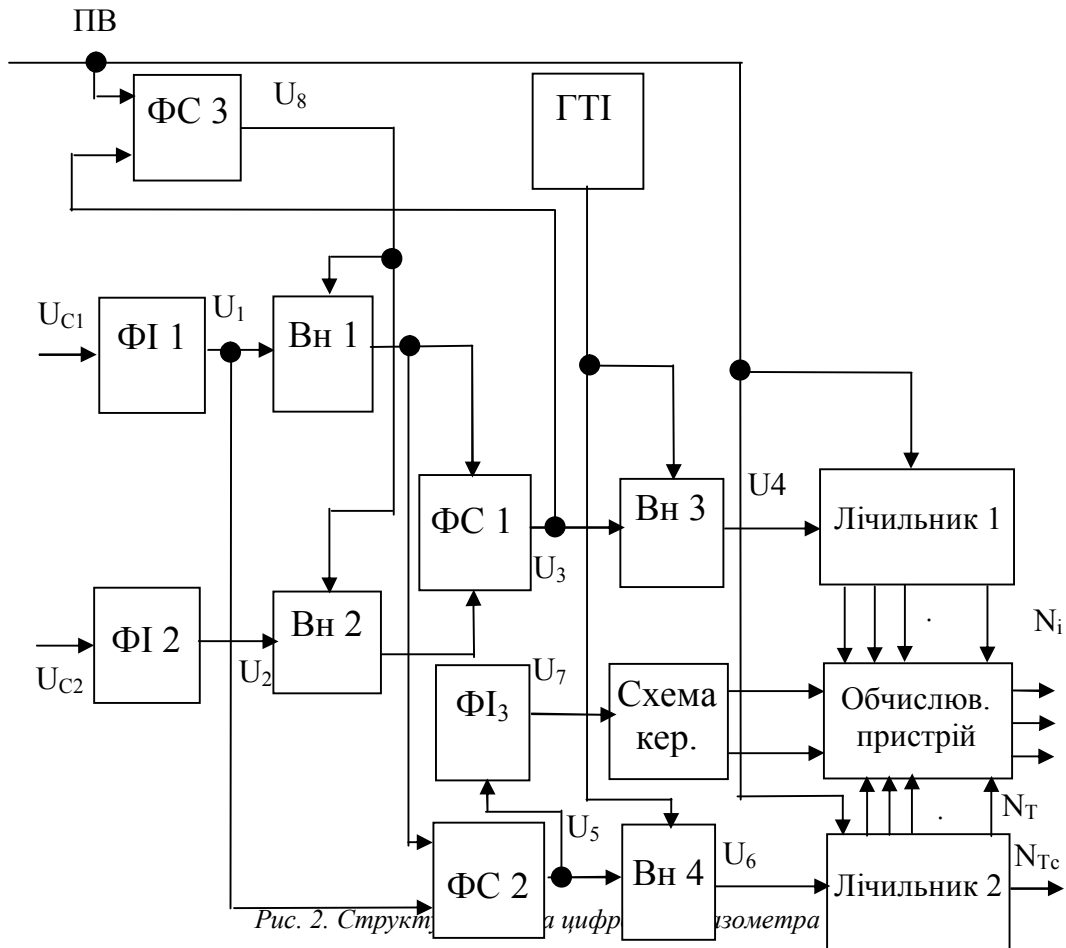
$$\Delta\varphi_B = N_i \cdot \Delta\varphi_\partial, \tag{3}$$

де $\Delta\varphi_\partial = \frac{360^\circ \cdot T_{ТІ}}{T_c}$ – ціна дискрети цифрового фазометра в градусах.

Робота фазометра за алгоритмом, який реалізує наведені вирази, характерна для випадку вимірювання зсуву фаз двох сигналів з відомою частотою. Однак при пеленгації сигналів їх частота $f_c = 1/T_c$ не завжди відома або змінюється внаслідок ефекта Доплера при русі джерел випромінювання. При пасивній

пеленгації доплерівське зміщення частоти $f_{ДП} = Vr \cdot f_c / C$, а при активній пеленгації $-f_{ДА} = 2 \cdot Vr \cdot f_c / C$, де Vr – швидкість (радіальна) зміни відстані між джерелом радіосигналу й пеленгатором. Носії джерел радіосигналів в приземному просторі можуть рухатись зі швидкістю до 7,91 км/с (перша космічна швидкість). Тому доплерівське зміщення частоти сигналів метрового та дециметрового діапазонів може досягати десятків кілогерц. При переносі частоти сигналу на проміжну частоту доплерівське зміщення частоти і зсув фаз зберігаються. На проміжній частоті відносна величина її зміщення стає значною. У цьому випадку виміряти точно зсув фаз за наведеними вище виразами неможливо, оскільки невідомий період сигналу T_c . В моноімпульсних пеленгаторах використовувати фазометри з фіксованим інтервалом вимірювання також неможливо. Щоб усунути цю невизначеність, пропонується також вимірювати період сигналу за принципом цифрового перетворювання “часовий інтервал – код”.

Схема цифрового вимірювача зсуву фаз сигналів з невідомою частотою наведена на рис. 2.



На рис. 3 наведені епюри напруг, які пояснюють принцип дії запропонованого цифрового фазометра.

Алгоритм функціонування пристрою такий. Сигнал “Початок вимірювання” (ПВ) запускає формувач стробу 3 (ФС 3), який формує строб 3 (U_8 , рис. 3) та обнуляє лічильники 1 і 2. Сигнал стробу 3 готує прилад до роботи, відкриваючи вентилі ВН 1, ВН 2. У формувачах імпульсів ФІ 1 та ФІ 2 при переході через “0” вхідних гармонічних сигналів, зсув фаз між якими необхідно виміряти, формуються короткі імпульси (U_1 і U_2 , рис. 3). Сформовані імпульси (U_1 і U_2) співпадають в часі з нульовими фазами вхідних сигналів U_{c1} і U_{c2} .

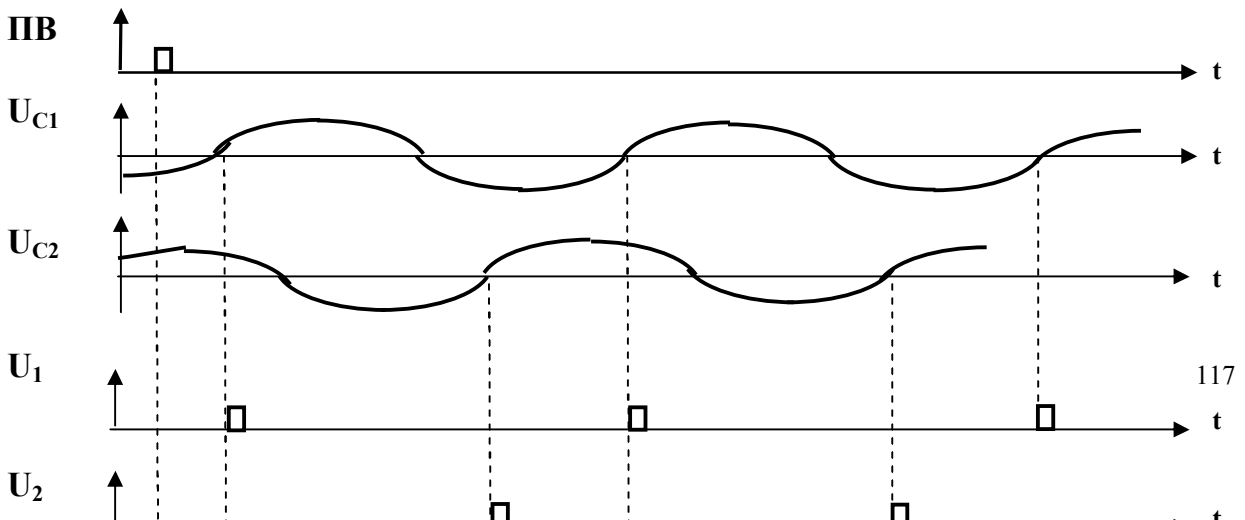


Рис. 3. Епюри напруг цифрового фазометра

Перший з імпульсів U_1 проходить вентиль Вн1 і запускає формувач стробів ФС1 (U_3 , рис. 3) та ФС2 (U_5 , рис. 3). Кінець стробу 1 (U_3 , рис. 3), який формується імпульсом U_2 , формує кінець стробу 3 (U_8 , рис. 3), й при цьому закриваються вентиля Вн1 та Вн2.

Кінець стробу 2 (U_5 , рис. 3), який визначається наступним імпульсом U_1 , запускає формувач імпульсів 3 (U_7 , рис. 3). Перший строб (U_3 , рис. 3), тривалістю $\Delta t_{стр}$, відкриває вентиль Вн3 і на вхід лічильника 1 надходить N_i тактових імпульсів. Тривалість першого стробу зв'язана з кількістю тактових імпульсів співвідношенням:

$$\Delta t_{стр} = N_i \cdot T_{Ti} - \Delta t_1 + \Delta t_2, \tag{4}$$

де Δt_1 – похибка, зумовлена випадковим положенням тактового імпульсу відносно початку стробу 1;

Δt_2 – похибка, зумовлена випадковим положенням тактового імпульсу відносно кінця стробу 1.

Другий строб (U_5 , рис. 3), тривалістю періоду сигналу $T_c = T_{стр}$ відкриває вентиль Вн 4 і через нього на вхід лічильника 2 поступає N_T тактових імпульсів. Тривалість періоду сигналу T_c з кількістю тактових імпульсів N_T та їх періодом T_{Ti} зв'язана рівнянням:

$$T_c = N_i \cdot T_{Ti} - \Delta t_3 + \Delta t_4, \tag{5}$$

де Δt_3 – похибка, зумовлена випадковим положенням тактового імпульсу відносно початку стробу 2;

Δt_4 – похибка, зумовлена випадковим положенням тактового імпульсу відносно кінця стробу 2.

Величина зсуву фаз в градусах визначатиметься як

$$\Delta \varphi = \frac{360^\circ \cdot \Delta t_{стр}}{T_c} = 360^\circ \cdot \frac{N_i \cdot T_{Ti} - \Delta t_1 + \Delta t_2}{N_T \cdot T_{Ti} - \Delta t_3 + \Delta t_4}. \tag{6}$$

Вимірне значення зсуву фаз в градусах визначається як

$$\Delta \varphi_e = 360^\circ \cdot \frac{N_i \cdot T_{Ti}}{N_T \cdot T_{Ti}} = 360^\circ \cdot \frac{N_i}{N_T}. \tag{7}$$

Таким чином, в обчислювальній пристрої вимірне значення зсуву фаз розраховується шляхом множення числа 360° на код числа N_i першого лічильника й ділення добутку на код числа N_T другого лічильника. Такі операції над кодами можуть виконувати, наприклад, помножувачі 1802ВР3, 1802ВР4 або 1802ВР5 [3].

Похибка вимірювання зсуву фаз визначається, в основному, нестабільністю періоду T_{Ti} тактових імпульсів та дискретністю вимірювання часових інтервалів $\Delta t_{стр}$ і T_c . Аналіз показує, що нестабільність періоду тактових імпульсів мало впливає на точність вимірювання зсуву фаз.

Для забезпечення однозначності вимірювання зсуву фаз базу фазового пеленгатора d_ϕ вибирають з умови $d_\phi/\lambda \leq 0,5$. Виберемо $d_\phi/\lambda = 0,5$, тоді формула (1) набуває вигляду (при $\Delta\varphi_{\text{вим}} \leq 90^\circ$, тобто $N_i \leq N_T/4$):

$$\theta = \arcsin 2 \cdot \frac{N_i \cdot T_{Ti} - \Delta t_1 + \Delta t_2}{N_T \cdot T_{Ti} - \Delta t_3 + \Delta t_4}, \quad (8)$$

а при $\Delta\varphi_{\text{вим}} > 90^\circ$, (тобто $N_i > N_T/4$)

$$\theta = -\arcsin 2 \cdot \frac{N_i \cdot T_{Ti} - \Delta t_1 + \Delta t_2}{N_T \cdot T_{Ti} - \Delta t_3 + \Delta t_4}. \quad (9)$$

Виміряне значення кута θ буде розраховуватись за формулами:

$$\theta_B = \arcsin 2 \cdot \frac{N_i}{N_T}, \quad (10)$$

або відповідно

$$\theta_B = -\arcsin 2 \cdot \frac{N_T - N_i}{N_T}. \quad (11)$$

Для визначення середньоквадратичного відхилення оцінки кута між напрямком на пеленговане джерело радіосигналів та нормаллю антен, зумовлених дискретизацією часових інтервалів, скористаємось методом лінеаризації функцій випадкових аргументів [4]. За вказаних вище обмежень функція \arcsin буде диференційованою. При цьому будемо вважати, що цифровий вимірювач функціонує нормально, тобто для кожного вимірювання зсуву фаз величини N_i й N_T сталі, а інші аргументи функції (8) не корельовані. З врахуванням вказаних припущень знайдемо часткові похідні функції (8) за параметрами Δt_i й отримаємо формулу для розрахунку середнього квадратичного відхилення оцінки кута θ між напрямком на пеленговане джерело радіосигналів та нормаллю антен, зумовлене дискретизацією часу (випадковим положенням на вісі часу тактових імпульсів відносно початків й кінців часових стробів):

$$\sigma_\theta = \frac{360^\circ}{(N_T \cdot T_{Ti} - \Delta t_3 + \Delta t_4)^2} \cdot \sqrt{\frac{(\sigma_{t1}^2 + \sigma_{t2}^2) \cdot (N_T \cdot T_{Ti} - \Delta t_3 + \Delta t_4)^2 + (\sigma_{t3}^2 + \sigma_{t4}^2) \cdot (N_T \cdot T_{Ti} - \Delta t_1 + \Delta t_2)^2}{(N_T \cdot T_{Ti} - \Delta t_3 + \Delta t_4)^2 - 4 \cdot (N_i \cdot T_{Ti} - \Delta t_1 + \Delta t_2)^2}}. \quad (12)$$

Випадкові часові похибки Δt_i рівномірно розподілені на інтервалі періоду тактових імпульсів N_{Ti} , тому, як відомо з теорії ймовірностей, їх дисперсія

$$\sigma_t^2 = \frac{T_{Ti}^2}{12}. \quad (13)$$

Для сигналів, частота яких $f_c \ll f_{Ti}$, $N_T \gg 1$, а для зсуву фаз $\Delta\varphi \gg \Delta\varphi_\phi$, $N_i \gg 1$. Оскільки $\Delta t_i \leq T_{Ti}$, то спрощено формула для наближеного розрахунку середнього квадратичного відхилення оцінки кута θ між напрямком на пеленговане джерело радіосигналів та нормаллю антен, зумовлене дискретизацією часу, набуває вигляду:

$$\sigma_\theta \approx \frac{114,6}{N_T^2} \cdot \sqrt{\frac{N_T^2 + 4 \cdot N_i^2}{6 \cdot (N_T^2 - 4 \cdot N_i^2)}}, \text{ [град]}. \quad (14)$$

В таблиці 1 наведені результати розрахунку середнього квадратичного відхилення оцінки кута θ між напрямком на пеленговане джерело радіосигналів та нормаллю антен, зумовлене дискретизацією часу для різних значень відношення частоти тактових імпульсів f_{Ti} до проміжної частоти сигналу f_c .

Таблиця 1

$\frac{f_{Ti}}{f_c}$	θ , градуси			
	10°	20°	30°	60°
100	0,27	0,27	0,28	0,3
360	0,02	0,02	0,021	0,023
600	0,00075	0,00078	0,0008	0,00083

Отримані результати показують, що при співвідношенні $\frac{f_{Ti}}{f_c} = 100$ середні квадратичні похибки оцінки кута θ між напрямком на пеленговане джерело радіосигналів та нормаллю антен, зумовлені дискретизацією часу, становлять менше ніж 0,3 градуса.

зацією часу, не перевищують $0,3^\circ$. Збільшення цього співвідношення призводить до значного зменшення похибки. При малих кутах θ вказані похибки зростають.

Висновки:

1. Запропонований цифровий фазометр забезпечує вимірювання кута θ між напрямком на пеленговане джерело імпульсних радіосигналів та нормаллю антен фазового пеленгатора.

2. Середні квадратичні похибки оцінок кута відхилення суттєво залежать від ціни дискрети фазометра. Сучасний рівень розвитку електроніки забезпечує можливість зменшити вказані похибки до часток кутових хвилин.

3. Запропонований цифровий фазометр забезпечує також (при незначних вдосконаленнях) можливість оцінки і періоду (частоти) пеленгованого сигналу.

ЛІТЕРАТУРА:

1. *Леонов А. И., Фомичев К. И.* Моноимпульсная радиолокация // 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1984. – 312 с.
2. Измерения в электронике: Справочник / В.А. Кузнецов, В.А. Долгов, В.М. Коневских и др.; Под ред. В.А. Кузнецова. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 512 с.
3. *Корнейчук В.И., Тарасенко В.П.* Вычислительные устройства на микросхемах: Справочник. – 2-е изд., перераб. и доп. – К.: Техника, 1988. – 351 с.
4. *Белявский Л.С., Черкашин В.Г.* Точность радиоэлектронных измерительных систем. – К.: Техника, 1981. – 136 с.

ОМЕЛЬЧУК Валентин Васильович – кандидат технічних наук, старший науковий співробітник центру спеціального планування Житомирського військового інституту ім. С.П. Корольова.

Наукові інтереси:

– способи та пристрої вимірювання параметрів радіотехнічних сигналів.

КУЗЬОМКО Володимир Іванович – старший викладач кафедри радіоелектроніки Житомирського військового інституту ім. С.П. Корольова.

Наукові інтереси:

– способи та пристрої вимірювання параметрів радіотехнічних сигналів;

– способи та пристрої вимірювання параметрів ЛЧМ сигналів.

Подано 10.10.2002