

УДК 621.37(045)
DOI <https://doi.org/10.32782/2663-5941/2023.1/09>

Сібрुक Л.В.

Національний авіаційний університет

Слободян О.П.

Національний авіаційний університет

Єнчев С.В.

Національний авіаційний університет

СПОСІБ І ПРИСТРІЙ ВИМІРЮВАННЯ ПОЧАТКОВОЇ ФАЗИ ГАРМОНІЧНОГО РАДІОСИГНАЛУ НА ОСНОВІ МАГНІТООПТИЧНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

Процес розвитку радіотехнічних пристроїв та телекомунікацій в останні тридцять років тісно пов'язаний з небувалим за темпами та масштабами зростанням технологій в усіх сферах людської діяльності. Згідно з проведеним аналізом, існує проблема, яка стримує розвиток техніки, перетворення спектра сигналів, вимірювання та обробки сигналів, зокрема, у вузлах радіотехнічних пристроях в яких нелінійні елементи та їх характеристики не є достатньо дослідженими. Однією з таких є актуальна наукова задача, що полягає у розвитку методу, який дозволяє здійснювати вимірювання початкової фази гармонічного радіосигналу, шляхом розробки способів реалізації таких операцій за допомогою магнітооптичного перетворювача на ефекті Фарадея. Проаналізовані аналітичні залежності, що описують роботу магнітооптичного перетворювача. Встановлено, що його апаратна функція володіє властивістю множення сигналу. На основі цієї властивості запропоновано метод вимірювання початкової фази гармонічного радіосигналу та конструкцію фотополяриметричного фазометра. Визначено похибку вимірювання фази запропонованим методом. Досліджено поведінку вихідного сигналу в точках вимірювання. Встановлено залежність амплітуди вихідного сигналу в момент вимірювання початкової фази. Проаналізована потенційна точність запропонованого методу. Для збільшення точності необхідно збільшувати частоту заповнення сигналу, тобто крок квантування фази. Досліджено вплив рівень шумів на точність вимірювання. Рівень шуму пов'язаний з дробовими шумами (фотоприймач) або генераційно-рекомбінаційними (напівпровідниковий фотоприймач) шумами набагато більше теплових шумів, поляризаційним дефектом оптичного каналу. Запропоновано блок-схему фотополяриметричного фазометра. Відповідно до викладених теоретичних досліджень та розробленої блок-схеми приладу, складено алгоритм роботи фотополяриметричного фазометра. Застосування цього методу дозволить створювати прилади дуже високої точності, зокрема, на інфра- та низькому радіочастотному діапазонах. Це відкриває широке застосування для створення далекомірів, пеленгаторів, фазообертачів, аналізаторів спектру для використання в новітніх технологіях.

Ключові слова: початкова фаза, радіосигнал, магнітооптичний перетворювач, спосіб, пристрій.

Вступ і постановка завдання. Відомі методи вимірювання різниці фаз електричних сигналів: метод фазового детектування, середньо-імпульсний, цифровий (базується на вимірі часового інтервалу, заповненням рахунковими імпульсами), гетеродинний, компенсаційний тощо [1-8]. У термінології «різниця фаз електричних сигналів» часто називають «початкова фаза електричного сигналу» [1]. Цифровий метод вимірювання початкової фази виявився найточнішим. Його похибка обмежена тим, що фаза сигналу створює лічильні імпульси, які флюктують відносно фази вимірюваного сигналу, а також похибкою визначення моментів часу

коли амплітуди вимірюваного (t_c) і опорного (t_{on}) сигналів дорівнюють нулю [9-11].

У роботі [12] пропонується використовувати магнітооптичний оптрон [13] для вимірювання різниці фаз електричних сигналів. Використання магнітооптичного оптрона викликає потенціальний науковий інтерес, оскільки має можливість функціонувати в інфра- та низькому радіочастотному діапазонах. Тому розробка методу вимірювання початкової фази радіосигналу на основі магнітооптичного перетворювача та пристроїв на його основі є актуальною науковою задачею, яка вирішується в нашому дослідженні.

Сигнал на виході оптрона. На вхід оптрона подаються два сигнали. Сигнал, початкову фазу ϕ_0 якого необхідно вимірювати, має вигляд:

$$u_{\omega} = u_{0\omega} \sin(\omega t - \phi_0), \quad (1)$$

та лічильний сигнал, який називають ще сигналом заповнення [12]

$$u_{\Omega} = u_{0\Omega} \sin \Omega t. \quad (2)$$

Відповідно до [14] сигнал на виході оптрона дорівнює:

$$u_{\text{вих}} = u_0 \cos^2 [\Theta_0 + \Theta_{0\omega} \sin(\omega t - \phi_0) + \Theta_{0\Omega} \sin \Omega t], \quad (3)$$

де Θ_0 – вихідний азимут між площинами найбільшого пропускання поляризатора та аналізатора; $\Theta_{0\omega} = k u_{0\omega}$, $\Theta_{0\Omega} = k u_{0\Omega}$ – початкові амплітуди кутів розгойдування площини поляризації світла сигналами u_{ω} і u_{Ω} , k – коефіцієнт перетворення напруги подаючого на фарадівський модулятор оптрона в кут повороту площини поляризації світла.

Розглянемо варіант, коли $\Theta_0 = \frac{\pi}{2}$, тобто у вихідному стані, коли на модулятор не подаються сигнали u_{ω} і u_{Ω} напруги на виході оптрона дорівнює нулю. У такому разі спектральний розклад формули (3) [14] матиме вигляд:

$$u = u_0 \left\{ 1 - \left[j_0(2\Theta_{0\omega}) + 2 \sum_{p=1}^{\infty} j_{2p}(2\Theta_{0\omega}) \cos 2p(\omega t - \phi_0) \right] \times \right. \\ \left. \times \left[j_0(2\Theta_{0\Omega}) + 2 \sum_{p=1}^{\infty} j_{2p}(2\Theta_{0\Omega}) \cos 2p\Omega t \right] + \right. \quad (4)$$

$$\left. + 4 \sum_{p=1}^{\infty} j_{(2^p-1)}(2\Theta_{0\omega}) \sin(2^p-1)(\omega t - \phi_0) \sum_{p=1}^{\infty} j_{(2^p-1)}(2\Theta_{0\Omega}) \sin(2^p-1)\Omega t \right\},$$

де $j_i(2\Theta)$ – функція Беселя i -го порядку.

Накладемо умову $\Omega \gg \omega$. Частота сигналу зчитування (заповнення) набагато більша за частоту вимірюваного сигналу.

Виділимо зі всього спектру частот сигнали з частотою $\Omega - \omega$ до $\Omega + \omega$. Це буде сигнал, що несе інформацію про початкову фазу ϕ_0

$$u_{\text{вих}} = 2u_0 j_1(2\Theta_{0\omega}) j_1(2\Theta_{0\Omega}) \sin(\omega t - \phi_0) \sin \Omega t =, \quad (5)$$

$$= u_{0\text{вих}} \sin(\omega t - \phi_0) \sin \Omega t$$

де $u_{0\text{вих}} = 2u_0 j_1(2\Theta_{0\omega}) j_1(2\Theta_{0\Omega})$.

З виразу (5) випливає, що при азимутальній орієнтації площин найбільшого пропускання щодо аналізатора $\Theta_0 = \pi/2$ апаратна функція оптрона володіє властивістю множення сигналу (рис. 1).

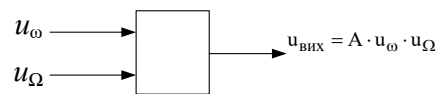


Рис. 1. Принцип множення сигналів в оптроні

Слід зазначити, що перемноження сигналів магнітооптичним оптроном має одну важливу особливість на відміну від традиційних способів множення: вихідний сигнал повністю відсутній, якщо немає одного з вхідних сигналів, тобто, відсутній «дрейф нуля». Отже, такі пристрої мають (потенційно) прецизійні характеристики. Відомими радіотехнічними методами не можна створити пристрій з ідеальною функцією перемноження. За відсутності одного з сигналів другий буде проходити сильно ослабленим.

Метод вимірювання різниці фаз і конструкція фазометра. Використовуючи вище розглянуту здатність оптрона множити сигнали в роботі [12] запропоновано метод вимірювання початкової фази.

Вимірюваний сигнал u_{ω} , опорний сигнал u_{on} і сигнал заповнення (сигнал зчитування) u_{Ω} визначається виразами

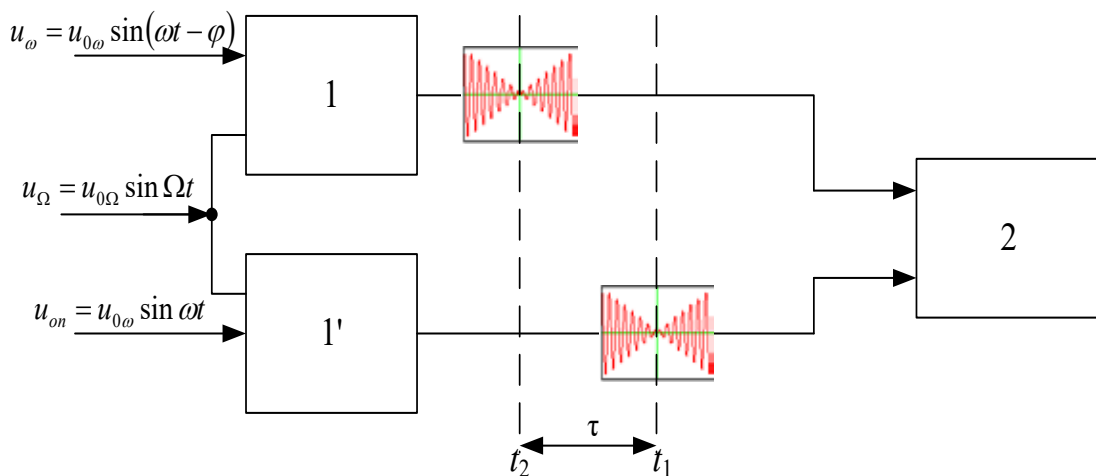


Рис. 2. Фотополяриметричний фазометр: 1, 1' – оптрони для сигналу u_{ω} та опорного сигналу u_{on} ; 2 – цифровий мікропроцесор вимірювання інтервалу τ

$$\begin{aligned} u_{\omega} &= u_{0\omega} \sin(\omega t - \phi_0 - \phi_{on}), \\ u_{on} &= u_{0on} \sin(\omega t - \phi_{on}), \\ u_{\Omega} &= u_{0\Omega} \sin \Omega t. \end{aligned} \quad (6)$$

Сигнал заповнення має нульове значення початкової фази, так як він прив'язаний до еталонного, поточного часу і за ним відраховується поточний час t . Частота Ω має бути стабільною, еталонною.

Визначаємо моменти часу, коли вимірюваний та опорний сигнали дорівнюють нулю:

$$\begin{aligned} \omega t_c - \phi_0 - \phi_{on} &= n' \pi, \\ \omega t_{on} - \phi_{on} &= n'' \pi, \end{aligned} \quad (7)$$

де $n' = 0, 1, 2, \dots$

Вважаємо, що зсув за фазою ϕ_0 не перевищує 2π , тобто $n' = n''$

З формул (7) отримаємо:

$$\omega(t_c - t_{on}) = \phi_0, \quad (8)$$

де t_c і t_{on} – моменти часу, коли амплітуди вимірюваного та опорного сигналів дорівнюють нулю.

Період сигналу заповнення T_{Ω} підбираємо кратним періоду вимірюваного сигналу T_{ω} :

$$T_{\omega} = NT_{\Omega}, \quad (9)$$

де N – ціле число. З (9) слідує

$$N = \frac{\Omega}{\omega}.$$

Абсолютна і відносна похибка визначення N пов'язана з нестабільністю частоти опорного генераторів (відповідно й частоти вимірюваного сигналу) і сигналу заповнення

$$\Delta N = \frac{\Delta\Omega}{\omega} + \frac{\Omega\Delta\omega}{\omega^2} = \frac{\Delta\Omega}{\Omega} + \frac{\Delta\omega}{\omega}. \quad (10)$$

Відносна точність N , тобто кратність частот ω і Ω визначаються нестабільністю частоти генераторів опорного сигналу і сигналу заповнення:

$$t_c - t_{on} = nT_{\Omega} + \Delta t_c + \Delta t_{on}, \quad (11)$$

де n – ціле число ($n \leq N$); Δt_c

та Δt_{on} – похибки визначення моментів часу t_c та t_{on} .

Позначимо $\Delta t_c + \Delta t_{on} = \Delta t_0$ сумарна похибка визначення моментів часу t_c та t_{on} . Далі буде показано, що цей час також можна визначити і відповідно знизити похибку $\Delta t_{0\max} = T_{\Omega}$. Значимо, що $\Delta t_{0\max} \leq 2T_{\Omega}$, незважаючи на те, що вимірюємо у двох точках.

Таким чином, початкова фаза та похибка її визначення рівні:

$$\begin{aligned} \phi_0 &= \omega n T_{\Omega} + \omega \Delta t_0 = \omega n T_{\Omega} + \xi = 2\pi \frac{\omega}{\Omega} n + 2\pi \frac{\omega}{\Omega} \frac{\Delta t_0}{T_{\Omega}} = \\ &= 2\pi \frac{n}{N} + 2\pi \frac{1}{N} k = \frac{2\pi}{N} (n + k), \end{aligned} \quad (12)$$

де $n = 0, 1, 2, \dots, N$; $\xi = \omega \Delta t_0$.

Значимо, що n – кількість періодів, сигналу u_{Ω} в інтервалі часу $t_c - t_{on}$, а k – додаткова частина часу щодо періоду заповнення.

Дискретність вимірювання фази дорівнює

$$\psi_n = \phi_n - \phi_{n-1} = \frac{2\pi}{N}. \quad (13)$$

Отже, для збільшення точності слід збільшувати N .

Похибка вимірювання фази на крок дискретності дорівнює

$$\Delta\psi_n = \frac{2\pi}{N} \left(\frac{\Delta\Omega}{\Omega} + \frac{\Delta\omega}{\omega} \right), \quad (14)$$

а похибка у вимірюванні фази

$$\Delta\phi_0 = n\Delta\psi_n = \frac{2\pi}{N} n \left(\frac{\Delta\Omega}{\Omega} + \frac{\Delta\omega}{\omega} \right). \quad (15)$$

Значимо, що $n_{\max} = N$ і $\Delta\psi_{0\max} = 2\pi \left(\frac{\Delta\Omega}{\Omega} + \frac{\Delta\omega}{\omega} \right)$. Проаналізуємо співвідношення

$$\frac{\xi}{\phi_0} = \frac{k}{n+k}. \quad (16)$$

З виразу (16) видно, що менше n , тим гостріше потреба у вимірюванні (тобто k) у зменшенні похибки вимірювання.

Попередньо за наведеними формулами розрахуємо похибку, пов'язану з нестабільністю генераторів. За $\frac{\Delta\omega}{\omega} + \frac{\Delta\Omega}{\Omega} = 10^{-4}$ і $N = 2 \cdot 10^4$ $\Delta\phi_0 = 0,036^\circ$, а за $\frac{\Delta\omega}{\omega} + \frac{\Delta\Omega}{\Omega} = 10^{-6}$ і $N = 2 \cdot 10^4$ $\Delta\phi_0 = 0,00036^\circ = 1,3''$.

З наведених результатів видно, що точність, принаймні чутливість, методу забезпечує метрологічне вимірювання. Проаналізуємо вимірювання k (у точці $\phi \approx 0$), а для цього необхідно вивчити поведінку сигналу в цій області.

Поведінка вихідного сигналу в точках вимірювання. Розглянемо вираз вихідного сигналу (5) в якому знаходиться інформація про початкову фазу сигналу u_{ω} та інформація про поточний час, в сигналі u_{Ω} . Умова $\Omega \gg \omega$ накладається для того, щоб точно визначати моменти часу коли амплітуда сигналу u_{ω} дорівнює нулю. Частота сигналу заповнення (зчитування) повинна бути стабільна $\Omega = const$, так як сигнал u_{Ω} прив'язаний до фази.

Для вимірювання часу використовується схема вимірювання часового інтервалу за кількістю лічильних імпульсів, які заповнюють цей проміжок часу. У формулі (5), а саме у вихідному сигналі, закладена інформація про початкову фазу і поточний час, що вимірюється за еталонною частотою сигналу зчитування. Тому можна позбутися операції перетворення різниці фаз двох сигналів в тривалість прямокутного імпульсу і заповненнями його імпульсами рахунку. Це дозволить, як буде наведено нижче, знизити похибку вимірювання. Щоб підкреслити цю особливість сигнал u_{Ω}

називатимемо сигналом заповнення. Сигнал рахунку та сигнал заповнення несуть інформацію про еталонний час. Однак у відомому методі [13] вимірюваний сигнал і сигнал рахунку незалежні. Підкреслимо ще раз те, що в запропонованому методі за рахунок перемноження вимірюваного сигналу і сигналу заповнення вихідний сигнал матиме жорсткий зв'язок між згаданими двома сигналами.

Вирази (5) являє собою биття двох сигналів з частотами $\Omega + \omega$ і $\Omega - \omega$. Графік цього сигналу подано на рис. 3. Проаналізуємо поведінку вихідного сигналу в області зникнення u_ω , де вимірюємо початкову фазу ϕ_0 . Вираз (5) в області вимірювання фази матиме вигляд:

$$u_{\text{вих}}(t) = u_{0\text{вих}}(\omega t - \phi_0) \sin \Omega t. \quad (17)$$

В області вимірювання $\phi = \omega t - \phi_0 \ll 1$ величина мала, порівнянна з величиною похибки вимірювання. Тому у виразі (5) $\sin \phi$ замінимо на ϕ .

У системі координат (16) перетворюється

$$u_{\text{вих}} = u_{0\text{вих}} \phi \sin N(\phi + \phi_0). \quad (18)$$

З (18) видно, якщо початкова фаза низькочастотного сигналу змінюється на ϕ , то початкова фаза вихідного сигналу збільшується в N разів, у системі координат ϕ . Відносно вимірюваного сигналу початкова фаза сигналу заповнення також в N разів більше і становить $N\phi_0$. На рис. 4 (а, б, в, г, д) наведені сигнали u_ω та u_Ω в області вимірювання залежно від часу для п'яти значень ϕ_0 ($N = 18; = 1$):

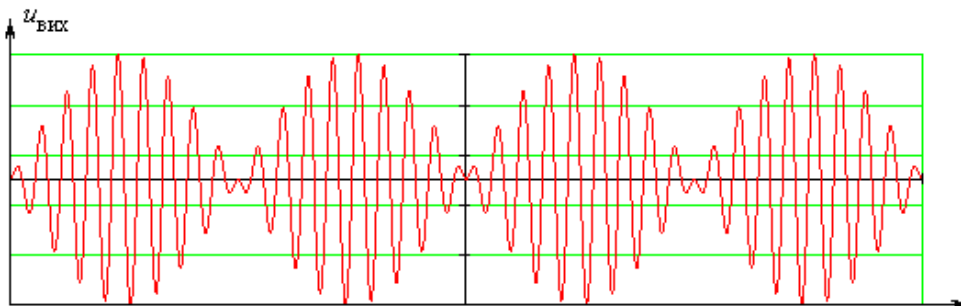


Рис. 3. Залежність амплітуди вихідного сигналу $u_{\text{вих}}$ від часу

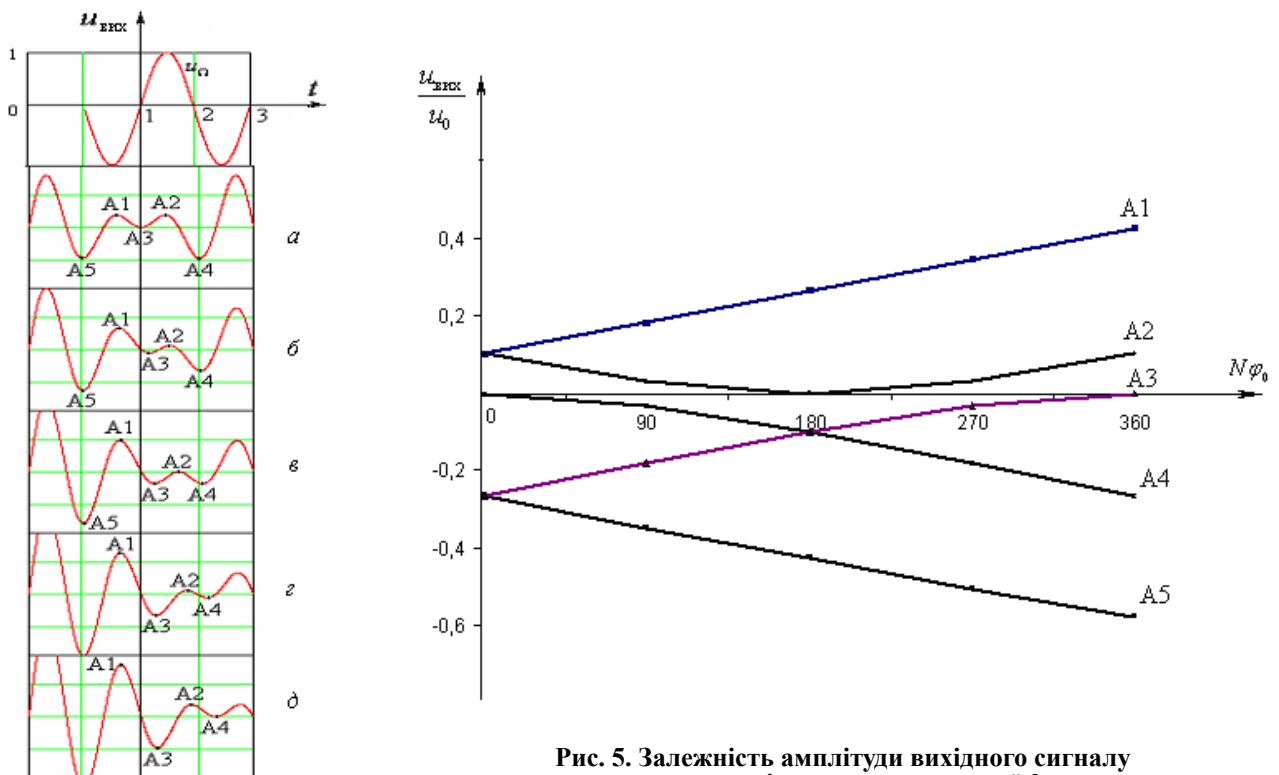


Рис. 5. Залежність амплітуди вихідного сигналу в момент вимірювання початкової фази

Рис. 4. Залежність $u_{\text{вих}}$ від часу

- а) $\phi_0 = 0^\circ$;
- б) $N\phi_0 = 90^\circ$ ($\phi_0 = 5^\circ$);
- в) $N\phi_0 = 180^\circ$ ($\phi_0 = 10^\circ$);
- г) $N\phi_0 = 270^\circ$ ($\phi_0 = 15^\circ$);
- д) $N\phi_0 = 360^\circ$ ($\phi_0 = 20^\circ$).

Положення всіх малюнків синхронізовано в часі, тому точки 1, 2, 3 ($u_\Omega = 0$) займають одне й те саме положення. Точка 0 всіх графіках це точка, в якій вимірюється початкова фаза. Якщо графіки накреслити в координаті Ωt , то вони будуть переміщатися в залежності ϕ_0 від N раз швидше. При $N\phi_0 = 0, 2\pi, 4\pi \dots n\pi$ залежність симетрична щодо точки ($t = 0$). Перші найближчі максимуми $A1$ і $A2$ позитивні й знаходяться на однаковій відстані між максимумами сигналу заповнення $N\phi = 180^\circ$. Щодо цих максимумів вершини $A1$ і $A2$ зсунуті відповідно вліво та вправо на кут $N\phi = 26,25^\circ$ ($\phi = 6,46^\circ$). Положення максимумів і мінімумів $A1, A2, \dots, A5$ щодо точок 1, 2, 3 показано на рис. 4 (а, б, в, г, д).

Точка 0 визначається з умови $\omega t = \phi_0$ ($\Omega t = N\phi_0$), тобто точка, в якій вимірюється фаза ϕ_0 . Увесь період сигналу u_Ω відповідає вимірюванню фази $\Delta\phi$ сигналу $u_\Omega \frac{360}{N}$ (у наведеному прикладі $N = 18, \Delta\phi = 20^\circ$). Таким чином, визначаючи положення точки 0 щодо точок 1, 2, 3 ми знаходимо ξ . Далі підставляючи ξ вираз (12), знаходимо початкову фазу ϕ_0 . Похибка визначення $\Delta\phi$ визначається шумами системи.

На рис. 5 представлена залежність відносного значення амплітуди вихідної напруги $u_{\text{вих}}$ від N у найближчих максимумах та мінімумах від точки 0.

При $N\phi_0 \rightarrow 360^\circ$ зі збільшенням $N\phi_0$ амплітуди у вершинах $A1$ і $A2$ наближається до +1, у точках $A3, A4$ і $A5$ наближається до -1.

На рис. 6 представлені залежності зсуву вершин $A1, A2 \dots$ фази ϕ_i щодо моменту $t=0$. Вершини праворуч від точки $A1$ ($A2, A3, A4$) зміщуються на значні відстані порівняно з точками, які розташовані зліва від вершини $A1$ ($A5$). З графіків видно, що $N\phi_0$ змінюється на 360° ($\phi_0 = 20^\circ$). Переміщення вершини $A1, A2$ відповідно (табл. 1) позначено значення переміщення вершини за фазою (щодо $t = 0$) при зміні $N\phi_0$ від 0° до 360° .

Максимальне переміщення вершини $A2$ на кут $N\phi = 125^\circ$. Отже найбільш чутливу залежність, потрібно використовувати для вимірювання ξ .

Потенційна точність способу. Основну похибку при вимірі вносить складова $2\pi \frac{\omega \Delta t}{\Omega T_\Omega}$, що входить до (12). Для того щоб

зменшити її, необхідно точніше знати момент часу проходження сигналу u_Ω через нуль, отже, збільшувати частоту заповнення Ω . Тобто зменшувати крок квантування фази $360 \frac{\omega}{\Omega}$. Якщо частота вимірюваного сигналу 1 кГц, то досягнення похибки в $0,01^\circ$ необхідно, щоб частота заповнення була 36 МГц. Магнітооптичні модулятори на феритах ефективно працюють до 2 МГц.

Таблиця 1

Переміщення вершини за фазою

ϕ_i	$N\phi_1$	$N\phi_2$	$N\phi_3$	$N\phi_4$	$N\phi_5$
Зміщення, град	30°	125°	80°	80°	12°

Підберемо частоту сигналу заповнення такою, щоб у (12) зникла складова ξ . Це можливо, якщо в моменти часу t_c і t_m епюра напруги відповідає рис. 4, а та рис. 4, д. У цих випадках вираз (12) перетворюється:

$$\phi_0 = 2\pi \frac{\omega}{\Omega} n + 2\pi \frac{\omega}{\Omega} \frac{\Delta t}{T_0} = 2\pi \frac{\omega}{\Omega} n, \quad (20)$$

де $n = n \pm i$; i – ціле число.

Частота Ω підібрана таким чином, щоб у вимірюваний проміжок часу укладалося цілу кількість

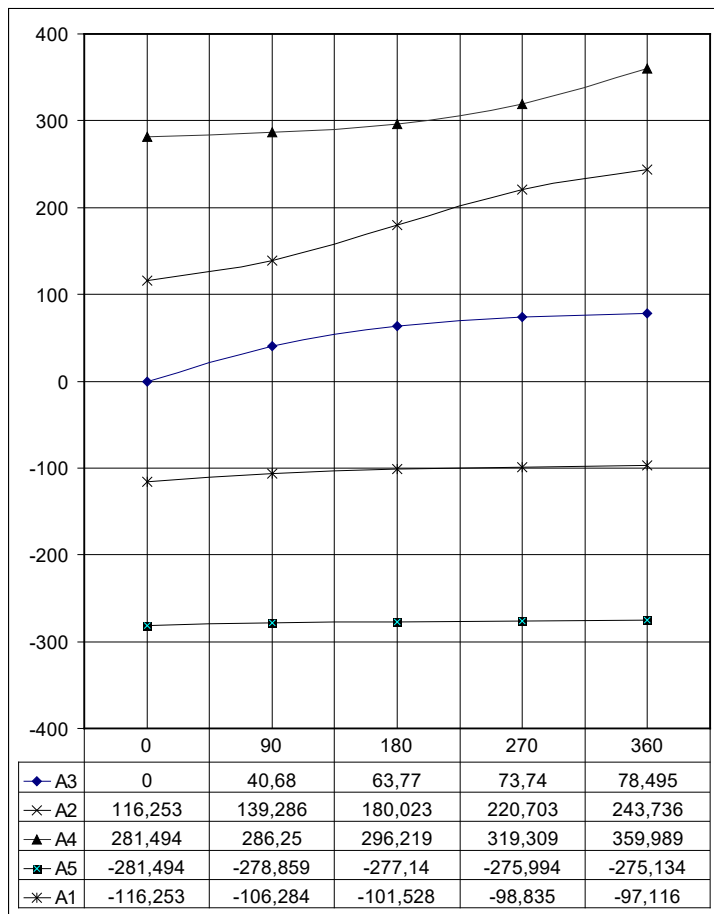


Рис. 6. Залежність зсуву вершин

періодів. Можна вибрати й інші частоти, для яких виконується умова (20)

$$2\pi \frac{\omega}{\Omega} n' = 2\pi \frac{\omega}{\Omega''} n'',$$

де $n' = n'' \pm i$.

Отже

$$n' = i \frac{\Omega'}{\Omega'' - \Omega'} \quad (21)$$

Якщо $\Omega'' > \Omega'$, то i – ціле додатне число.

Чим більше додаткових періодів, тим більше різниця між частотами Ω' і Ω'' . За виразом (21) можна визначити n , знаючи частоти Ω' та Ω'' . Похибка у визначенні n повинна бути меншою, ніж одиниця.

Визначимо похибку Δn , продиференціювавши (21):

$$\Delta n = i \frac{\Omega' \Omega'' \left(\frac{\Delta \Omega'}{\Omega'} + \frac{\Delta \Omega''}{\Omega''} \right)}{(\Omega'' - \Omega')^2} < 1. \quad (22)$$

Вважаємо стабільність частоти генератора в межах вимірюваного діапазону незмінної

$$\frac{\Delta \Omega'}{\Omega'} = \frac{\Delta \Omega''}{\Omega''} = \frac{\Delta \Omega}{\Omega}.$$

З (22) знаходимо умову, коли $\Delta n < 1$.

$$\sqrt{2i \frac{\Delta \Omega}{\Omega}} < \frac{\Omega'' - \Omega'}{\sqrt{\Omega'' \Omega'}} \quad (23)$$

У виразі (23) $\frac{\Delta \Omega}{\Omega}$ – визначає стабільність частоти генератора, $\Omega'' - \Omega'$ – діапазон, в якому змінюється частота генератора у процесі вимірювання. Реально $\Omega \approx \Omega'' \approx \Omega' \gg \Omega'' - \Omega'$ тому вираз (23) запишемо в наступному вигляді

$$\sqrt{2i \frac{\Delta \Omega}{\Omega}} < \frac{\Omega'' - \Omega'}{\sqrt{\Omega}} \quad (24)$$

У разі використання кварцового генератора стабільність частоти якого $\frac{\Delta \Omega}{\Omega} \approx 10^{-6}$ та $i = 2,2 \cdot 10^{-3} < \frac{\Omega'' - \Omega'}{\sqrt{\Omega}}$, що є реальним, тобто змінювати відносну частоту еталонного генератора в межах $2,2 \cdot 10^{-3}$ від несучої частоти, не змінюючи частоту стабільності генератора, можна дійти висновку, що n визначена як підрахунком імпульсів заповнення, а й у формулі визначаючи граничні частоти Ω' й Ω'' у заданого i .

З (24) випливає, що збільшення i , тобто збільшення кількості періодів T_Ω у вимірюваному інтервалі, ніяких імпульсів не дає. Зі збільшенням i необхідно збільшувати діапазон вимірювання частоти генератора в \sqrt{i} раз, а точність при цьому не збільшується.

Вплив шумів на точність вимірювання.

У запропонованому методі оптоелектронний прийом радіосигналу (або електричного сигналу). Отже рівень шуму пов'язаний з дробовими шумами (фотоприймач) або генераційно-рекомбінаційними (напівпровідниковий фотоприймач)

шумами набагато більше теплових шумів і відношення сигналу до шуму на виході фотоприймача визначається виразом (15, 16).

$$\frac{s}{N} = \frac{u_c^2}{u_{sp}^2 + u_r^2} = A \Delta^2 \frac{(1 - 2Gd)^4 \sin^2 2\Theta_0}{(1 - Gd)^2 [1 - (1 - 2Gd)^2 \cos 2\Theta_0]}, \quad (25)$$

де u_c , u_{sp} , u_r – напруги, створювані сигналом, генераційно-рекомбінаційними та тепловими шумами відповідно; Gd – поляризаційний дефект оптичного каналу (насамперед визначається поляризаційним дефектом призми); A – стала величина, що залежить від швидкості рекомбінації, рухливості носіїв, прозорості оптичного каналу. Δ – похибка у визначенні кута площини поляризації; Θ_0 – кутова амплітуда коливань площини поляризації світлового променя. При $Gd \rightarrow 0$ (підвищення якості оптичного каналу прозорості та деполіризації променя).

$$\Theta_0 \rightarrow 0 \text{ та } \frac{s}{N} \rightarrow \left(\frac{s}{N} \right)_{\max}^{Gd \rightarrow 0} = A \Delta^2 2.$$

Якщо враховувати теплові (темнові) шуми, то відношення $\frac{s}{N}$ буде рівним. У такому разі при $Gd \sim 0$:

$$\frac{s}{N} = A \Delta^2 \frac{(1 - 8Gd) \sin^2 2\Theta_0}{u_r'^2 + [1 - 2Gd - (1 - 6Gd) \cos 2\Theta_0]}.$$

При оптимальному куті розкачки Θ_0 рівним $\cos 2\Theta_0 = 1 - \sqrt{2u_r'^2 + 8Gd}$.

Відношення сигналу до шуму буде максимальним і рівним:

$$\frac{s}{N} = A \Delta^2 \frac{2\sqrt{2u_r'^2 + 8Gd}}{u_r'^2 + \sqrt{2u_r'^2 + 8Gd} + 4Gd}.$$

При $u_r'^2 \ll 1$, $u_r'^2 \ll \sqrt{2u_r'^2 + 8Gd}$, отримаємо:

$$\frac{s}{N} = A \Delta^2 \frac{2\sqrt{2u_r'^2 + 8Gd}}{\sqrt{2u_r'^2 + 8Gd} + 4Gd}.$$

Слід зазначити, що якщо не враховувати теплові шуми $u_r'^2$, то відношення $\left(\frac{s}{N} \right)_{\max}$ збігається з роботою (15).

Якщо оптичний канал є ідеальним $Gd = 0$, то

$$\left(\frac{s}{N} \right)_{\max} = A \Delta^2 \frac{2\sqrt{2u_r'^2}}{u_r'^2 + 2\sqrt{u_r'^2}} \sim 2A \Delta^2.$$

При куті розкачки $\sin^2 2\Theta_0 = 2\sqrt{2u_r'^2}$.

Слід пам'ятати, що менший кут розкачки, тим більше відношення $\frac{s}{N}$.

Як було зазначено вище, максимуми A_1 і A_2 з'являються за умови $N\phi = 116,5\phi$ ($\phi = 0$). Отже $\phi = \frac{116,5}{N}$, ϕ – це відхилення від ϕ_0 тобто похибка вимірювання. Зв'язок ϕ з Δ визначається виразом

$$\Delta = \Delta\Theta_{0\phi} = ku_{0\phi} \Delta\phi = \Theta_{0\phi} \frac{116,5}{N}.$$

Таким чином, величина N визначається з умови, коли A_1 і A_2 будуть за величиною більше шуму

$$\frac{s}{N} = AF(u_r^2, Gd, \Theta_{0\omega}) \Delta^2 = 1.$$

Найбільш точно постійна A визначається експериментально. Чутливість (і точність) фотополяриметрів варіюється в межах від однієї секунди до сотих (і якщо є необхідність до градусів). Відповідно до формули

$$\frac{s}{N} = A\Delta^2.$$

Постійну A можна завжди визначити експериментально, вимірюючи Δ . Знаючи Δ обчислюємо $\Delta\phi = \frac{360}{2\pi} \frac{\Delta}{\Theta_{0\omega}}$ (зазвичай $\Theta_{0\omega} \sim 10^\circ$).

Якщо чутливість поляриметра $\Delta = 1\phi$, то $\Delta\phi = 0,0017^\circ$, при $\phi = 6''$, $\Delta\phi = 0,01^\circ$, а при $\Delta = 1'$, $\Delta\phi = 0,1^\circ$ тощо. Для вимірювання фази електричного сигналу це прийнятні результати.

Загалом, прирівнюючи $\frac{s}{N} = 1$, знаходимо похибку визначення фази

$$\Delta\phi = \frac{58,8}{\Theta_{0\omega} \sqrt{A}}.$$

Знаючи чому дорівнює $\Delta\phi$, можна визначити N виходячи з таких міркувань

$$\omega\Delta t = \Delta\phi.$$

$$\text{Отже, } \omega\Delta t > \Delta\phi \text{ або } \frac{2\pi}{\Delta\phi} > \frac{\Omega}{\omega} = \frac{T_\omega}{T_\Omega} = N.$$

У граничному випадку N_{\max} дорівнюватиме

$$N_{\max} = \frac{2\pi}{\Delta\phi} = \frac{360}{\frac{360}{2\pi} \frac{1}{\Theta_{0\omega}} \Delta} = \frac{2\pi\Theta_{0\omega}}{\sqrt{A}} = 2\pi\Theta_{0\omega}\sqrt{A}.$$

Таким чином, для фотополяриметра з чутливістю по $\Delta 1'' (0,0017)$, $6'' (0,01)$, N_{\max} відповідно дорівнює $2,12 \cdot 10^5$, $36 \cdot 10^3$, $36 \cdot 10^2$, а якщо з точністю до $1^\circ - 360^\circ$.

Блок схема приладу. На рис. 7 представлена блок-схема вимірювача фази на базі магнітооптичного оптрона (фотополяметричного фазометра).

Сигнал u_ω з вимірюваною початковою фазою подається на оптрон 2 (магнітооптичний помножувач амплітуд), на який також подається сигнал заповнення від генератора сигналу заповнення 3. Сигнал заповнення подається на оптрон 6 разом з опорним сигналом від генератора опорного сигналу 8 через керований фазообертач 9. Початкова фаза опорного сигналу фазообертачем 9 зсувається таким чином, щоб на виході оптрона був вихідний сигнал, що відповідає емпорі представленій на рис. 4, а, що відповідає нульовій різниці фази опорного сигналу та сигналу заповнення. Цей момент фіксується вимірювачем опорного сигналу 7, для цього сигнал подається для управління фазовим зсувом опорного сигналу фазообертач 9.

Діапазон виміру фазового зсуву не перевищує дискретності кроку (кванта) виміру фази $\frac{2\pi}{N} \left(\frac{360^\circ}{N} \right)$. У цей момент вимірювач опорного сигналу 7 відкриває лічильник вимірювання кількості дискретних кроків фази. Вимірювач вимірюваного сигналу аналізує через оптрон 2 вимірюваний сигнал, реєструючи момент закінчення дискретних кроків, і подає сигнал закриття лічильника 4 від сигналу заповнення. Крім того, вимірювач опорного сигналу 7 видає інформацію про величину додаткової фази ξ , що залишилася після дискретної лічби.

Суматор 5 вважає кількість дискретних порцій фази та складаючи їх зі значенням додаткової фази ξ видає значення вимірюваної фази ϕ_0 . Для дослідження роботи блок-схеми фотополяметричного фазометра, можна використовувати пакет

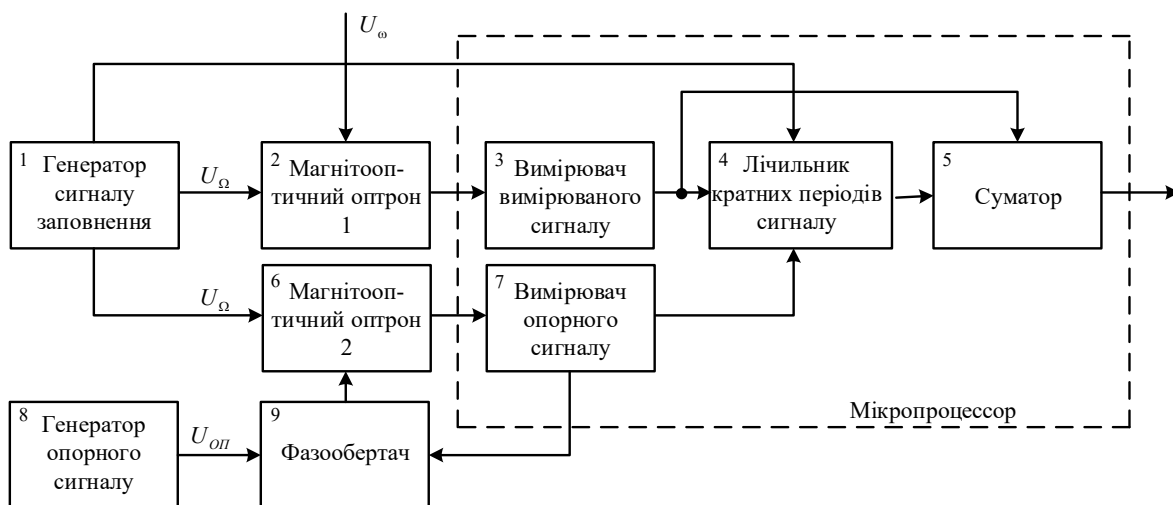


Рис. 7. Блок-схема фотополяриметричного фазометра

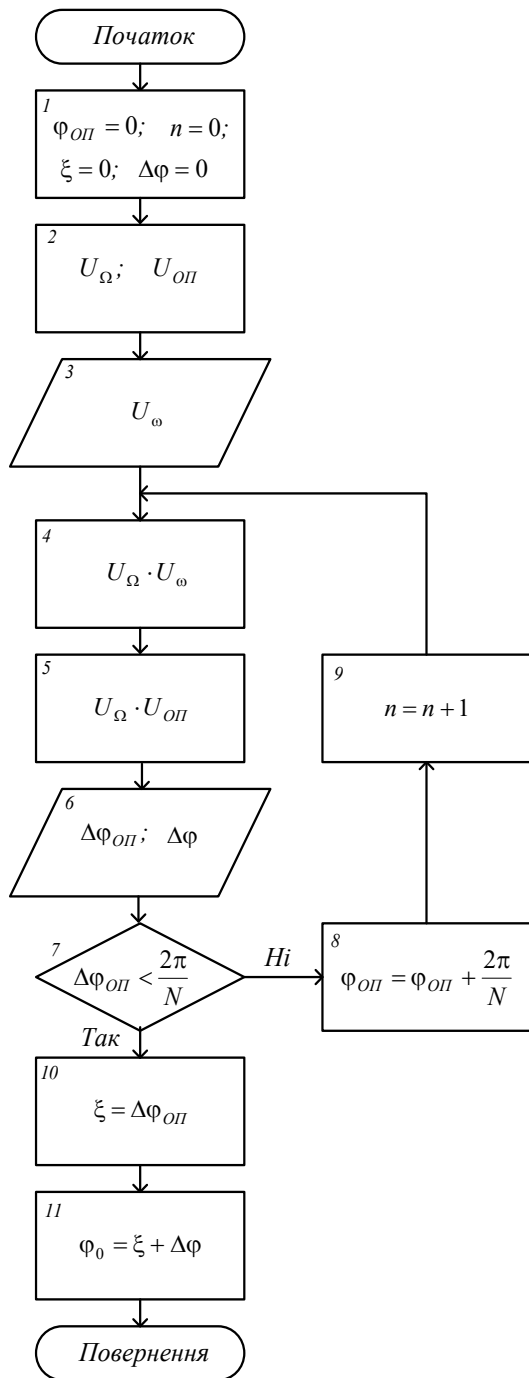


Рис. 8. Алгоритм роботи фотополяриметричного фазометра

System Identification Toolbox, який використовується для систем керування та обробки сигналів у часовій та частотній області [17].

Алгоритм роботи фотополяриметричного фазометра. Відповідно до викладеної вище теоретичної бази та розробленої блок-схеми приладу (рис. 7), складемо алгоритм роботи фотополяриметричного фазометра (рис. 8).

У блоці 1 відбувається обнулення початкової фази опорного сигналу $\phi_{оп}$ через фазообертач 9, вмісту n лічильника 4, додаткової фази (початкової фази сигналу заповнення) ξ , значення вимірюваної фази вимірювачем 3 $\Delta\phi$.

Блок 2 ілюструє генерацію опорного сигналу та сигналу заповнення генераторами 1 та 8 (рис. 7).

У блоці 3 проводиться завантаження сигналу з вимірюваною фазою U_{ω} .

Блоки 4 та 5 показують множення сигналів оптронами 2 та 6 (рис. 7).

Блок 6 здійснює вимірювання різниць фаз: опорного сигналу $\Delta\phi_{оп}$ та сигналу заповнення вимірювачем опорного сигналу 7; вимірюваного сигналу та сигналу заповнення $\Delta\phi$ вимірювачем вимірюваного сигналу 3.

Блок 7 здійснює порівняння поточної різниці $\Delta\phi_{оп}$ з кроком зміни різниці фаз $\frac{2\pi}{N}$.

У разі, якщо $\Delta\phi_{оп} > \frac{2\pi}{N}$, у блоці 8 відбувається збільшення значення фази опорного сигналу на величину $\frac{2\pi}{N}$ (додатковий поворот фази фазообертачем 9), а в блоці 9 збільшення вмісту лічильника 4 на 1.

Коли $\Delta\phi_{оп} < \frac{2\pi}{N}$, у блоці 10 визначається додаткова фаза ξ дорівнює поточній різниці фаз опорного сигналу і сигналу заповнення.

Блок 11 ілюструє роботу суматора 5 який проводить підсумовування значень додаткової фази ξ та вимірюваної фази $\Delta\phi$ та обчислює вимірювану початкову фазу сигналу. Далі цикл виміру повторюється.

Висновки. Застосування цього методу дозволить створювати прилади дуже високої точності, зокрема, на інфра- та низькому радіочастотному діапазонах. Це відкриття широке застосування для створення далекомірів, пеленгаторів, фазообертачів, аналізаторів спектру для використання в нових технологіях. Пропонований метод буде конкурентоспроможним методом множення частоти за чутливістю та може широко використовуватися у цифровій та обчислювальній техніці [5, 6, 11, 18, 19, 20].

Список літератури:

1. Радіотехніка. Енциклопедичний навчальний довідник / за ред. Ю. Л. Мороза, Є. А. Мачуського, В. І. Правди. Київ : Вища школа, 1999. 838 с.
2. Кононов В. Б., Кононова О. А., Кірвас В. В., Лозинська С. В. Дослідження вимірювання низьких частот // Системи озброєння і військова техніка. 2017. № 3. С. 62–67.

3. Грязнов М. И., Гуревич М. Л., Рябинин Ю. А. Измерение параметров импульсов. Москва : Радио и связь, 1991. 216 с.
4. Альошин Г. В. Эффективность інформаційно-вимірювальних радіотехнічних систем. Харків, ХУ ПС, 2005. 294 с.
5. Волосяк В. К., Нечипорук М. В., Павліков В. В. Радіотехнічні системи вимірювального типу : підручник. Харків : ХАІ, 2019. 117 с.
6. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Жагловська О. М. Радіовимірювальні мікроелектронні перетворювачі потужності оптичного випромінювання з частотним виходом : монографія. Вінниця, ВНТУ, 2016. 167 с.
7. Автоматизація фазовимірювальних пристроїв і систем / Ю. О. Скрипник, О. П. Яненко, І. Ю. Скрипник, Л. О. Глазков. Київ : НМК ВО, 1992. 172 с.
8. Волосяк В. К., Павліков В. В., Жила С. С. Методы оптимальной обработки сигналов в пассивных радиометрических устройствах и системах : учеб. пособие. Харьков : ХАИ, 2014. 209 с.
9. Захаров И. П., Кукуш В. Д. Теория неопределенности в измерениях : учеб. пособие. Харьков : Консум, 2002. 256 с.
10. Гула І. В., Троцишин І. В., Войтюк О. П. Розробка методу вимірювання фазових зсувів сигналів // Вісник Хмельницької національного університету. Технічні науки. 2011. №5. С. 159–161.
11. Бабак В. П. Хандецький В. С., Шрюфер Е. Обробка сигналів. Київ : Либідь, 1996. 390 с.
12. Скрипеч А. В., Тронько В. Д., Слободян О. П. Фотополяриметричний спосіб вимірювання фази електричних сигналів інфра- та низькочастотного діапазонів. Автошляховик. Вісник Північного наукового центру Транспортної академії України. 2008. Вип. 11. С. 97–99.
13. Тронько В. Д., Шиманская Н. В. Оптрон. А. с. №531.031 от 12.02.1976.
14. Тронько В. Д., Скрипеч А. В., Слободян О. П., Оптоелектронний перетворювач спектра радіосигналу інфра- та низькочастотного діапазону. Автошляховик України. Окремий випуск. Вісник Північного наукового центру Транспортної академії України, 2006. Вип. 9. С. 154–158.
15. Дерюгин И. А., Кузнецов Ю. А., Тронько В. Д. Фотоэлектрический поляриметр инфракрасного диапазона. Оптика и спектроскопия. 1970. Вып. 2. С. 415–418.
16. Ванюрихин А. И., Кузнецов Ю. А., Майстренко В. Ф., Тронько В. Д. Регистрация угла плоскости колебания линейно поляризованного инфракрасного излучения. Опτικο-механическая промышленность. 1970. Вып. 8. С. 30–33.
17. Дьяконов В. П. MatLab 6.5 SP1/7+Simulink 5/6. Обработка сигналов и проектирование фильтров. Москва : СОЛОН-Пресс, 2005. 576 с.
18. Антонов С. Н., Булюк А. Н., Котов В. М. Фарадеевский волоконно-оптический датчик магнитного поля. Квантовая электроника. 1991. №1. С. 139–141.
19. Портала О. Н., Халоян А. А., Божко З. В. Справочник Радиокomпоненты и материалы / под ред. Н. М. Корнильева. Киев : «Радиоаматор», 1998. 720 с.
20. Ландсберг Г. С. Оптика. Москва : Физматлит, 2010. 848 с.

Sibruk L.V., Slobodian O.P., Yenchев S.V. METHOD AND DEVICE FOR MEASURING THE INITIAL PHASE OF A HARMONIC RADIO SIGNAL BASED ON A MAGNETO-OPTICAL TRANSDUCER

The process of development of radio engineering devices and telecommunications over the past thirty years is closely connected with the growth of technologies, unprecedented in terms of pace and scale, in all spheres of human activity. According to the analysis, there is a problem that hinders the development of technology, signal spectrum conversion, signal measurement and processing, in particular, in the nodes of radio devices in which nonlinear elements and their characteristics are not sufficiently studied. One of these is an urgent scientific problem, which consists in the development of a method that makes it possible to measure the initial phase of a harmonic radio signal by developing methods for implementing such operations using a magneto-optical converter based on the Faraday effect. Analytical dependences describing the operation of the magneto-optical converter are analyzed. It is established that its hardware function has the property of signal multiplication. Based on this property, a method for measuring the initial phase of a harmonic radio signal and the design of a photopolarimetric phase meter are proposed. The phase measurement error was determined by the proposed method. The behavior of the output signal at the measurement points has been studied. The dependence of the amplitude of the output signal at the time of measurement of the initial phase is established. The potential accuracy of the proposed method is analyzed. To increase the accuracy, it is necessary to increase the signal filling frequency, that is, the phase quantization step. The effect of the noise level on the measurement accuracy is studied. The noise level is associated with fractional noise (photodetector) or generation-recombination (semiconductor photodetector) noise much more than thermal noise, a polarization

defect of the optical channel. A block diagram of a photopolarimetric phase meter is proposed. According to the above theoretical studies and the developed block diagram of the device, an algorithm for the operation of a photopolometric phase meter was compiled. The application of this method will make it possible to create devices of very high accuracy, in particular, in the infrared and low radio frequency ranges. This will open wide application for the creation of rangefinders, direction finders, phase shifters, spectrum analyzers for use in the latest technologies.

Key words: *initial phase, radio signal, magneto-optical converter, method, device.*