

ФАЗОЧАСТОТНИЙ ПІДХІД ВИЗНАЧЕННЯ ПОШКОДЖЕНЬ ТА ПОХИБКИ З НИМ ПОВ'ЯЗАНІ

Проведено дослідження основних методів вимірювання дальності об'єктів. Встановлено, що основними методами є часові, частотні та фазові методи вимірювання. Наведено аналіз принципів отримання вимірювальної інформації, розрахункових виразів, за якими знаходиться дальність, похибки вимірювання. Часові методи є найбільш наочними, мають прості розрахункові вирази та технічну реалізацію Але вони мають значну похибку вимірювання, яка визначається тривалістю зондувального сигналу. Частотні методи мають більшу точність, проте більш складну технічну реалізацію. Фазові методи мають високу точність, просту технічну реалізацію, хоча не дозволяють вимірювати дальності декількох об'єктів.

Ключові слова: часові методи, частотні методи, фазові методи, радіолокація.

V.R. LIUBCHYK, K.L. HORIASHCHENKO

Khmelnytsky National University, Ukraine

PHASE-FREQUENCY BASED METHOD OF DAMAGES DIAGNOSTIC AND HIS ERRORS

A study of the main methods of measuring the distance of objects in the radar. It was established that the main methods are time, frequency and phase measurement methods. The analysis of the principles of obtaining measurement data, calculated expressions which using for ranging, measurement error. Time methods is the most visual, have simple calculation expressions and technical implementation but they have considerable measurement error which is determined by the duration of probing signal. Frequency methods are more accurate. However, they has more complex technical implementation. Phase methods are highly accurate, simple technical implementation. However, they couldn't to measure the distance to a few objects.

Keywords: temporal methods, frequency methods, phase techniques, radar.

Вступ

В практиці вимірювання відстаней до об'єктів відомо багато різних підходів до побудови вимірювальних пристроїв та систем, а також методів їх функціонування. Усі вони використовують електромагнітне випромінювання або акустичні хвилі. В роботах різних авторів неодноразово вказувалось на актуальність та одночасне існування ряду нерозв'язаних проблем, що ставляться при створенні різноманітних вимірювальних систем для визначення їх пошкоджень.

Під час зондування різноманітними сигналами вони поширюються з кінцевою швидкістю. Відбиття відбуваються від кожної границі двох середовищ із різними хвильовими опорами. При цьому частина сигналу проходить через границю цих матеріалів. Також при проходженні через середовище хвиля набуває згасання відповідно до фізичних властивостей середовища, у якому вона поширюється. Усі відбиті сигнали будуть проходити у зворотному напрямку до приймального сенсору, набуваючи згасання, відбиття у зворотному напрямку, заломлення. Даний процес поширення, поглинання, відбиття і заломлення хвилі відбувається доти, доки енергія сигналу не буде розсіяна у середовищі та енергія сигналу, відбитого від деякої границі середовищ, яка повернеться до приймача, не буде менше порогу чутливості приймача.

Основна частина

Для реалізації систем зондування використовуються різні зондувальні відео- та радіосигнали, зміну параметрів яких при зондуванні використовують для отримання вимірювальної інформації. Такими параметрами є часова затримка імпульсу, часова затримка зміни частоти, зміна амплітуди, зміна фазової характеристики і т. д.

Залежно від того, які вимірювальні сигнали застосовують і які параметри сигналів є інформативними, можна виділити різні основні методи радіолокаційного зондування, в тому числі і ті, які використовуються для зондування об'єктів. Такими методами є: імпульсні методи із визначенням часової затримки сигналу [1, 2, 3]; імпульсні методи із використанням надширококутних сигналів (НШС-сигналів) [4, 5]; імпульсні методи зі ступеневою зміною носійної частоти [6]; частотні методи із неперервною зміною частоти (ЛЧМ-сигнали) [7, 8]; частотні методи із дискретною зміною частоти (Step-by-step) [9]; фазові методи [7, 8]; методи із використанням складних сигналів [10].

Серед усіх методів радіолокаційного дослідження імпульсні методи із визначенням часової затримки є найбільш простими [7]. Принцип роботи, переваги та недоліки неодноразово описані в науковій літературі. Найголовнішим в методі є визначення відстані, враховуючи різну швидкість розповсюдження електромагнітних хвиль в різних середовищах v_x та час затримки сигналу відбитого від i -го об'єкту τ_i , дальність до об'єктів визначається із виразу:

$$D_i = \frac{v_x \tau_i}{2}. \quad (1)$$

Під час проходження прямокутних імпульсів колами передавача, середовищем, колами приймача, їх форма спотворюється і стає відмінною від прямокутної. Це пояснюється змінною їх частотного спектру відповідно до частотних характеристик електронних кіл та середовища, а також частотною дисперсією

середовища. Внаслідок цього форма імпульсів з прямокутної перетворюється на форму близьку до гаусівського імпульсу. В такому разі важко визначити початок імпульсу та його тривалість. Отже, розрізнення імпульсів, що прийшли від різних об'єктів або границь шарів можливе, якщо можливе розрізнення мінімальної затримки по часу Δt_{\min} . Відомо, що для радіоімпульсів однакової амплітуди, розрізнення за дальністю визначається тривалістю радіоімпульсу $\tau_{0,5}$ на рівні 0.5 від максимальної амплітуди, тобто $\Delta t_{\min} = \tau_{0,5}$, звідки:

$$D_{\min} = \frac{v_x \tau_{0,5}}{2}. \quad (2)$$

Миттєва відносна похибка визначення дальності об'єктів в загальному може бути знайдена із виразу:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta v_x}{v_x} + \frac{\Delta t_R}{t_R}, \quad (3)$$

де Δt_R – абсолютна похибка знаходження часової затримки;

Δv_x – абсолютна похибка визначення швидкості розповсюдження електромагнітної хвилі у середовищі.

Припускаючи випадковий характер невідомих ΔR та Δt_R , а також їх незалежність, знаходять відносну точність визначення дальності [7]:

$$\frac{\sigma_R}{R} = \sqrt{\left(\frac{\sigma_{v_x}}{v_x}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{t_R}}{t_R}\right)^2}. \quad (4)$$

Дисперсія $\sigma_{v_x}^2$ обумовлена точністю, з якою відома швидкість розповсюдження радіохвилі та її непостійність впродовж траси. Для вакууму швидкість розповсюдження електромагнітної хвилі $c = 299792458 \pm \sigma_c$ м/с, а $\sigma_c/c = 10^{-9}$. В атмосфері $\sigma_{v_{\text{атм}}}/v_{\text{атм}} = 10^{-4} \dots 10^{-6}$.

Таким чином, навіть за відсутності методичної і апаратної похибок, визначення часової затримки ($\sigma_{t_R} = 0$), гранична точність вимірювання дальності залежить від того, наскільки точно на даний момент відомо v_x і можливості врахування σ_{v_x} [7].

При цифровому вимірюванні часової затримки імпульсного сигналу наявна похибка дискретизації $\Delta R = 0.5v_x T_{\text{ліч}}$, яка залежить від періоду слідування лічильних імпульсів $T_{\text{ліч}}$. З іншого боку, відомо, що мінімально можлива дисперсія оцінки параметру σ_{τ}^2 при радіолокаційному вимірюванні, визначається властивостями кореляційної функції $K(\tau)$ і відношенням енергії сигналу E до спектральної щільності шуму N_0 [11]:

$$\sigma_{\tau} = \left[\left(\frac{2E}{N_0} \right) \left(- \frac{d^2 K(\tau)}{d\tau^2} \right)_{\tau=0} \right]^{-1}. \quad (5)$$

З даного виразу видно, що при збільшенні співвідношення сигнал/шум точність вимірювання часових інтервалів підвищується. Для реалізації даної вимоги потрібно підвищувати енергію зондувального сигналу, що в свою чергу призводить до необхідності збільшувати амплітуду імпульсу, що не завжди є можливим. При цьому, чим вище частота модулюючого сигналу, тим вище точність та розрізняльна спроможність вимірювання дальності. Але з іншого боку, проникність сигналу в матеріалах на високих частотах нижче ніж на низьких. Застосування імпульсних радіосигналів викликає протиріччя між точністю вимірювання із забезпеченням розрізняльної спроможності.

Для підвищення точності та роздільної здатності останні десятиліття застосовують надширокосмугові (НШС) зондувальні сигнали. Особливістю таких сигналів є значний частотний діапазон, який займає спектр частот таких сигналів. Як правило, спектр частот НШС сигналів займає смугу частот від декількох сотень мегагерц до декількох гігагерц. Такий широкий діапазон частот, присутніх в спектрі сигналу, дозволяє отримати інформацію про об'єкти у трьох частотних діапазонах. По-перше, коли довжини хвиль, зондувальних сигналів більше за розміри об'єктів (релеєвський діапазон частот). По-друге, коли довжини хвиль співрозмірні з розмірами об'єктів (резонансний діапазон частот). По-третє, коли довжини хвиль менші за розміри об'єктів (високочастотний діапазон частот) [4].

Одним із основних параметрів для опису НШС сигналів є поняття широкосмуговості:

$$\mu = \frac{\Delta f}{f_0} = 2 \frac{f_B - f_H}{f_B + f_H}, \quad (6)$$

де $\Delta f = f_B - f_H$ – ширина спектру частот сигналу; $f_0 = f_B + f_H$ – центральна частота сигналу; f_B – верхня частота; f_H – нижня частота.

У НШС сигналів $\mu \approx 1$ [4]. Отже, виходячи із умови глибини проникненості зондувальних сигналів, значення центральної частоти обирають в межах від 10 до 500 МГц. Тоді смуга частот має значення від 20 до 1000 МГц. Зондувальні НШС сигнали, що застосовуються можуть бути одноперіодними, двоперіодними або аперіодичними (відеоімпульсними) [11]. З точки зору роздільної здатності, точності та частотного діапазону, найкращими є аперіодичні зондувальні НШС сигнали. Ще однією позитивною відмінністю даних сигналів є простота їх технічної реалізації у порівнянні з формуванням одно або двоперіодних сигналів.

Розглядаючи системи із використанням НШС сигналів, неважко помітити, що вони висувають особливі вимоги до випромінюючої та приймаючої апаратури. Вимагається розробка та виготовлення специфічних НВЧ пристроїв формування таких сигналів. Складною є також задача реєстрації та обробки таких сигналів. Принциповим є використання високошвидкісних обчислювальних пристроїв, які дозволили б проводити математичну обробку сигналів у часовій та спектральній областях [4, 5].

У НШС радарів внаслідок неузгодженості спектрів сигналу та частотних характеристик антен та інших причин, наявні додаткові енергетичні втрати, яких немає у вузькосмугових системах [12].

Тому використання НШС сигналів дозволяє значно підвищити точність та роздільну здатність. Проте для побудови таких радарів потрібно розв'язувати ряд складних наукових та технічних задач. А саме, вирішити питання випромінювання та прийому НШС сигналів при мінімальному спотворенні форми сигналу, математичної обробки сигналів відбитих від об'єктів та їх елементів, врахування різних частотних характеристик середовища та об'єктів. Для подолання більших енергетичних втрат, потрібно випромінювати сигнали більшої потужності ніж при використанні вузькосмугових радарів.

Але залежність рівня згасання від частоти та матеріалу середовища призводить до необхідності зниження центральної частоти НШС сигналу. В такому разі точність вимірювання глибин та роздільна здатність суттєво погіршуються, що вимагає пошуку інших методів знаходження глибин розташування об'єктів та їх характеристик.

Потенційна точність вимірювання параметру при використанні НШС сигналів практично визначається його середньою «носійною» частотою f_0 [13].

Роздільна здатність вимірювання, при застосуванні періодичних сигналів, визначається як число розрізнявальних інтервалів, які вкладаються в діапазон однозначного вимірювання [14]:

$$Q = \frac{T_n}{\Delta\tau} = B - 1, \quad (7)$$

де B – шпаруватість функції кореляції або власне сигналу. Оскільки відстані між спектральними лініями періодичного сигналу $F_n = 1/T_n$, то загальне число точок відліку спектру радіосигналу при довільній широкосмуговості $n_i = \frac{\Delta f}{F_n} + 1 = \frac{2T_n}{\Delta\tau} + 1 = 2Q + 1$, де для радіосигналу $\Delta f = \frac{2}{\Delta\tau}$.

Таким чином, інформативні властивості сигналу, що вкладаються у розрізнявальну спроможність, виражаються числом спектральних ліній в складі його спектру. Наприклад, для розрізнення двох цілей ($Q = 2$) за допомогою радіосигналу, необхідно мінімум п'ять спектральних ліній.

Частотні методи вимірювання дальності об'єктів ґрунтуються на використанні неперервного сигналу з частотною модуляцією за симетричним або несиметричним законом. При лінійному законі ЧМ через запізнення відбитого сигналу на час t_R , миттєва різниця частоти сигналів випроміненого f_1 і прийнятого f_2 дорівнює $F_0 = f_1(t) - f_2(t) = \left(\frac{\partial f(t)}{\partial t}\right)t_R$. Тому як, що передавач і приймач мають обмежені діапазони частот, на практиці застосовують періодичні закони модуляції ЧМ [7, 12].

Основне рівняння частотного радіолокатора має вигляд [12]:

$$R = \frac{v_x \cdot F_0}{4\Delta f \cdot F_M}. \quad (8)$$

Частоту модуляції F_M вибирають із умови однозначного відліку дальності в межах заданої дистанції цілі R_{\max} . При періодичних законах модуляції повинно виконуватись співвідношення:

$$F_M \leq \frac{v_x}{4R_{\max}}. \quad (9)$$

Особливістю частотних радіолокаторів є дискретний характер залежності вимірної дальності R_B від фактичної R_Φ . Тому як спектр сигналу биттів складається з частотних компонент кратних частоті модуляції. Найменша частота биттів $F_{0\min} = F_M$, то мінімальна дальність, яку можна виміряти [12]:

$$R_{\min} = \frac{v_x}{4\Delta f}. \quad (10)$$

Зі зростанням R в спектрі сигналу биттів послідовно з'являються частоти $2F_M$, $3F_M$ і т. д., тому частота биттів змінюється на F_M , а дальність на $\Delta R = R_{\min}$. Отже, для підвищення точності вимірювання

дальності необхідно збільшувати девіацію частоти Δf .

За необхідності розрізнявати об'єкти та вимірювати дальності до багатьох об'єктів необхідно проводити вимірювання спектральних частот биттів присутніх в сумарному сигналі. В цьому випадку використовують спектроаналізатор. За наявності багатьох об'єктів на вході змішувача присутні сигнали биттів від усіх об'єктів і сигнали биттів на комбінаційних частотах [12]:

Точність вимірювання дальності частотним методом можна знайти за виразом [7]:

$$\sigma_R = \sqrt{F_6^2 \sigma_M^2 + M_F^2 \sigma_F^2}, \quad (11)$$

де $M_F = \frac{v_x}{4\Delta f \cdot F_M}$ – масштабний коефіцієнт. В частотних далекомірах значення M_F задають постійним шляхом стабілізації F_M та Δf . Тоді $\sigma_R = M_F \cdot \sigma_F$.

Враховуючи похибку вимірювання частоти, похибка вимірювання дальності:

$$\sigma_R = \frac{v_x}{8\pi\Delta f \cdot F_M \cdot t_{\text{ск}} \cdot \sqrt{q}}, \quad (12)$$

де $t_{\text{ск}} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t^2 |U(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |U(t)|^2 dt}$ – середньоквадратична тривалість сигналу; $q = \frac{E}{N_0}$ – співвідношення сигнал/шум.

Також на точність частотної далекометрії впливає дискретність відліку $\Delta R = R_{\text{min}}$ [7].

Отже, частотний метод дозволяє вимірювати дальність до багатьох об'єктів, але при цьому для підвищення точності вимірювання необхідно значно розширювати частотний діапазон сигналу, тобто збільшувати девіацію частоти.

Проте, при визначенні характеристик об'єктів виникають складнощі, тому що амплітудні параметри сигналів відбитих від цих об'єктів не дозволяють з достатньою точністю визначати їх електрофізичні властивості. Зміна фазових характеристик зондувальних частото-модульованих сигналів несе більше інформації про електрофізичні властивості підповерхневих об'єктів.

Фазовий метод далекометрії дозволяє вимірювати дальність на носійній частоті ω_0 [7].

Зондувальним сигналом є неперервне гармонійне коливання, яке має вигляд:

$$s_1(t) = U_{m1} \cos \varphi_1 = U_{m1} \cos(\Omega_m t + \varphi_{01}), \quad (13)$$

де Ω_m – кутова частота сигналу масштабної частоти, в найпростішому випадку $\Omega_m = \omega_0$.

Відбитий сигнали має вигляд:

$$s_2(t) = U_{m2} \cos \varphi_2 = U_{m2} \cos(\Omega_m(t - t_R) + \varphi_{01} + \varphi_{\text{ан}} + \varphi_{\text{відб}}), \quad (14)$$

де U_{m1} , U_{m2} – амплітуди сигналів; φ_1 , φ_2 – миттєві фази сигналів; φ_{01} – початкова фаза; $\varphi_{\text{ан}}$ – зсув фази в апаратурі радіодалекоміра; $\varphi_{\text{відб}}$ – зсув фази при відбитті сигналу від об'єкту.

За допомогою фазометра визначають різницю фаз φ_{Δ} опорного (зондувального) і відбитого сигналів (рис. 2):

$$R = \frac{c(\varphi_{\Delta} + \varphi_{\text{ан}} + \varphi_{\text{відб}})}{2\Omega_m}. \quad (15)$$

Фазовий зсув $\varphi_{\text{ан}}$ можна виключити шляхом калібрування, вимірюючи фазовий зсув прямого проходження сигналу через тракти передавача і приймача. Кут зміни фази при відбитті сигналу $\varphi_{\text{відб}}$ розглянуто детально в роботі [15]. Зазвичай приймають $\Omega_m < \omega_0$ і працюють в режимі модуляції сигналу радіочастоти. В такому разі, величиною $\varphi_{\text{відб}}$ можна знехтувати і рівняння вимірювання приймає вигляд [7]:

$$R = \frac{c}{2\Omega_m} \varphi_{\Delta} = M_{\varphi} \varphi_{\Delta}, \quad (16)$$

де $M_{\varphi} = \frac{c}{2\Omega_m} = \frac{\lambda}{4\pi}$ – масштабний коефіцієнт ($\lambda = \frac{c}{F_m}$).

При проведенні вимірювань дальності декількох об'єктів фазовим методом виникає явище накладання сигналів відбитих від кожного об'єкту. Внаслідок цього, отримуємо один сумарний сигнал \bar{a}_{Σ} , який представляє собою вектору суму сигналів \bar{a}_i відбитих від кожного об'єкту:

$$\bar{a}_{\Sigma} = \bar{a}_1 + \bar{a}_2 + \dots + \bar{a}_n. \quad (17)$$

При цьому фазовий зсув сумарного сигналу можна знайти за виразом:

$$\varphi_{\Sigma} = \arctg \frac{\sum_{i=1}^n U_{m2i} \sin \varphi_{2i}}{\sum_{i=1}^n U_{m2i} \cos \varphi_{2i}} \quad (18)$$

Як видно з виразу (18) фазовий зсув сумарного сигналу залежить від багатьох параметрів. В загальному випадку їх $2N$ і їх кількість дорівнює сумі кількості амплітуд та фазових зсувів сигналів, відбитих від кожного об'єкту. Амплітуда сумарного сигналу знаходиться за виразом (рис. 3):

$$a_{\Sigma} = \sqrt{\left(\sum_{i=1}^n U_{m2i} \sin \varphi_{2i}\right)^2 + \left(\sum_{i=1}^n U_{m2i} \cos \varphi_{2i}\right)^2} \quad (19)$$

Отже, отриманий сумарний сигнал є результатом спільної дії усіх сигналів, відбитих від кожного об'єкту. За результатами вимірювання фазового зсуву та амплітуди сумарного сигналу не представляється можливим знайти фазові зсуви та амплітуди сигналів відбитих від кожного об'єкту. Таким чином, фазовий метод вимірювання дальності використовується лише для знаходження дальності до одного об'єкта і, відповідно, застосування його для розв'язку задач георозвідки є обмеженим.

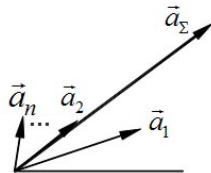


Рис. 1. Отримання сумарного сигналу при зондуванні багатьох об'єктів

Навіть під час вимірювання дальності до одного об'єкту можливе виникнення ще одного явища, а саме просочування на вхід приймача зондувального сигналу U_{zc} , який складається векторно із

сигналом, відбитим від об'єкту U_{m2} . В результаті утворюється сумарний сигнал, фазовий зсув та амплітуду якого можна розрахувати за виразами (18) та (19) при $N = 2$. Просочування відбувається по бічних пелюстках діаграми спрямованості антени (ДСА). Тому як $U_{zc} \gg U_{m2}$, то $\varphi_{\Sigma} \rightarrow \varphi_{zc}$, який не несе інформацію про дальність. Для зменшення впливу просочування сигналу, застосовують просторове рознесення передавальної та приймальної антен.

Ще однією особливістю фазової дальнометрії є можливість багатозначного відліку відстані, коли одному вимірюваному значенню φ_{Δ} відповідає декілька значень дальності R , які відрізняються, як слідує з (16) на $k\lambda_m/2$, де $k = 1, 2, \dots$. Причина багатозначності полягає в тому, що через циклічність фази вимірювач фази видає один і той же результат φ_{Δ} при $\varphi_{\Delta} + 2\pi k$. Для запобігання цьому явищу необхідне виконання умови однозначності відліку фази $\varphi_{\Delta} = \Omega_m t_{R \max} \leq 2\pi$. Звідси – умова для вибору масштабної частоти [7]:

$$F_m \leq \frac{c}{2R_{\max}} \quad (20)$$

Точність вимірювання дальності фазовим методом має залежність:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta M_{\varphi}}{M_{\varphi}} + \frac{\Delta \varphi_{\Delta}}{\varphi_{\Delta}}, \quad (21)$$

враховуючи незалежність ΔM_{φ} і $\Delta \varphi_{\Delta}$:

$$\sigma_R = \sqrt{\varphi_{\Delta}^2 \sigma_M^2 + M_{\varphi}^2 \sigma_{\varphi}^2}, \quad (22)$$

де σ_M^2 і σ_{φ}^2 – дисперсії зміни масштабного коефіцієнту і зміни фази відповідно.

Складова σ_M усувається при постійності масштабного коефіцієнту, що досягається стабілізацією масштабної частоти, при якій $\Omega_m = const$ на інтервалі вимірювання t_R . Тоді $\sigma_R = M_{\varphi} \sigma_{\varphi}$, звідки випливає, що для підвищення точності радіодалекоміра необхідно зменшувати M_{φ} , тобто збільшувати масштабну частоту Ω_m .

Отже в фазовому радіодальномірі існують суперечливі вимоги до вибору масштабної частоти: збільшення Ω_m сприяє підвищенню точності, але призводить до неоднозначності вимірювання дальності. Для різних вимірювачів фазових зсувів величину σ_{φ} можна представити у вигляді:

$$\sigma_{\varphi} = \frac{K_{\text{но}}}{\sqrt{2q}} \quad (23)$$

де $K_{\text{но}} > 1$ – коефіцієнт втрат при неоптимальній обробці, залежить від виду вимірювача фазових зсувів;

$q = \frac{P_c}{P_{\text{ш}}}$ – співвідношення сигнал/шум за потужністю на вході вимірювача фазового зсуву.

Якщо $K_{\text{но}} = 1$, то співвідношення $\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right) = 2\left(\frac{P_{\text{свх}}}{P_{\text{швх}}}\right) = 2q_{\text{вх}}$, і точність фазового радіодалекоміра характеризується похибкою:

$$\sigma_R = \frac{\lambda_m}{4\pi\sqrt{2q}}. \quad (24)$$

Вирішення протиріччя, яке виникає за необхідності розширення діапазону вимірювання дальності та підвищення точності вимірювання розв'язується шляхом застосування багатоскальних вимірювань. Застосування цього методу забезпечує високу точність, притаманну фазовим вимірюванням з малим періодом при діапазоні однотипного відліку, що визначається періодичністю грубої шкали.

Багатоскальні методи в основному застосовують в радіолокації, радіонавігації, геодезії. Багатоскальний метод полягає в тому, що з його допомогою додаткового вимірювання на грубійшій шкалі, що відповідає нижчій частоті тестового сигналу ω_n , визначають число цілих циклів зміни фазового зсуву n . Значення ω_n повинно забезпечувати однозначний результат вимірювання, тобто задовольняти умові $\varphi_n = \omega_n \tau_n < 2\pi$, де τ_n – час затримки сигналу з частотою ω_n ; φ_n – фазовий зсув в межах сигналу з частотою ω_n . Потім визначають результат вимірювання за виразом:

$$\tau_\phi = \frac{(n + \varphi_\phi / 2\pi)}{f_\phi}. \quad (25)$$

де φ_ϕ – вимірюване значення фазового зсуву $0 \leq \varphi_\phi \leq 2\pi$ на заданій частоті f_ϕ . Число n краще знайти з умови:

$$n = \left[\frac{\varphi_n \omega_n}{2\pi \omega_n} \right]^+, \quad (26)$$

де $[Y]^+$ – ціла частина числа Y .

Проте у випадках, коли вимірюване значення параметра лежить поблизу межі, що розділяє два сусідні інтервали однозначності, значень, що набувають τ_ϕ із-за кінцевості значень похибки $\Delta\varphi_\phi$ і $\Delta\varphi_n$ вимірювання величин φ_ϕ і φ_n , а також із-за кінцевої дисперсії вимірюваного параметра на різних шкалах можуть опинитися по різні сторони цієї межі. В результаті невірному визначенні межі фазового циклу отримуються різні значення часового зсуву:

$\delta_\phi = \tau_\phi + \Delta\tau$ – оцінка вимірюваного значення τ_ϕ за точною шкалою при правильному визначенні числа n ;

$\delta_\phi = \tau_\phi + \Delta\tau + \delta(n)$ – оцінка вимірюваного значення τ_ϕ при невірному визначенні n ;

$\delta_\phi = \varphi_\phi + \Delta\varphi_{\text{ув}} - \left[\frac{\varphi_\phi + \Delta\varphi_{\text{ув}}}{2\pi} \right]^+ + 2\pi$, отримане значення фазового зсуву $0 \leq \varphi \leq 2\pi$ за точною

шкалою;

$\Delta\varphi_{\text{ув}}$, $\Delta\varphi_{\text{ин}}$ – дійсні значення похибки вимірювання значень фазового зсуву відповідно φ_ϕ , φ_n ;

$\delta(n)$ – значення похибки за рахунок появи неоднозначності;

$\Delta\tau_n$ – похибка вимірювання за грубою шкалою.

При визначенні τ згідно з виразом (26) отримують результат вимірювання τ_ϕ у вигляді:

$$\delta_\phi = \left(\left[\frac{\delta_n \omega_n}{2\pi \omega_n} \right] + \frac{\delta_\phi}{2\pi} \right) \frac{1}{f_\phi},$$

який має похибку, близьку до $T = \frac{1}{f_\phi}$.

Фазові методи мають високу точність, просту технічну реалізацію. Але не дозволяють вимірювати дальності декількох об'єктів. Тому подолання встановленого протиріччя між високою точністю та відсутністю роздільної здатності фазових методів дозволить підвищити точність дальнометрії разом із застосуванням сигналів в обмеженому частотному діапазоні.

Фазочастотний принцип як основа підвищення достовірності результатів вимірювання фазового методу

Принцип фазочастотного підходу полягає в інтерпретації результатів фазових вимірювань на різних частотах як результат зміни кутів зсувів фаз відбиттів при зміні частоти вхідного сигналу. Причому, оскільки відстані будуть різні, то і кути зсувів фаз є також різними і є функціями від відстані, швидкості розповсюдження та частоти сигналу. В роботі [17] більш детально показано так званий процес "обертання векторів відбиттів" як функції приросту кута зсуву фази до приросту частоти сигналу, що зондує лінію.

Тобто визначається так звана "частота обертання" вектору відбиття, що в загальному визначається як :

$$\Omega_i = 2l_i / v, \tag{27}$$

де l_i – відстань до об'єкту; v – швидкість розповсюдження сигналу в середовищі.

Вираз (27) і є основоположним в поясненні фазочастотного принципу. Розглянемо застосування Отже, кут зсуву фази визначається як:

$$\varphi = 2\pi \cdot \frac{2l}{\lambda_c}, \text{ або як } \varphi = 2\pi \cdot 2l \cdot \frac{f_c}{v_{шв}}. \tag{28}$$

Причому з врахуванням переходу через 2π , отримаємо:

$$\varphi = \left(2l \cdot \frac{f_c}{v_{шв}} \right) \bmod 2\pi.$$

Так, наприклад, для лінії в якій пошкодження є на відстані 2000 м, за умов обриву (коефіцієнт відбиття $\Gamma = 1$) під час зондування сигналом від 1 кГц до 20 кГц зсув фази буде визначать лінійно (рис. 2, а) та вже в діапазоні 1 кГц до 200 кГц

```

a)
Fs = 1000:100:20000;
Lo = 2000;
Us = 2.95e8;
faza = mod(2*pi*2*Lo*Fs/Us,
2*pi);
plot(Fs, faza);
б)
Fs = 1000:100:200000;
Lo = 2000;
Us = 2.95e8;
faza = mod(2*pi*2*Lo*Fs/Us,
2*pi);
plot(Fs, faza);
    
```

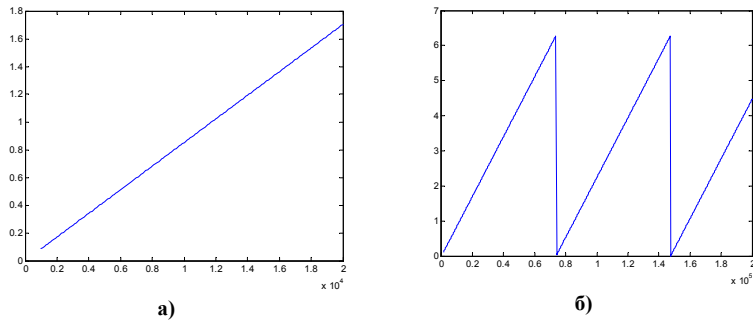


Рис. 2. Моделювання зміни кута зсуву фази для відстані в 2000 м для а) 1-20 кГц, б) 1-200 кГц

Слід зауважити, що зростання відстані до пошкодження призводить до зростання швидкості проросту. Причому згідно виразу (28), таке зростання має прямопропорційне відношення. Збільшимо відстань до пошкодження до 4000 м. Відповідно на рис. 3 показано динаміку змін кута зсуву фази.

```

Fs = 1000:100:200000;
Lo = 4000;
Us = 2.95e8;
faza = mod(2*pi*2*Lo*Fs/Us,
2*pi);
plot(Fs, faza);
    
```

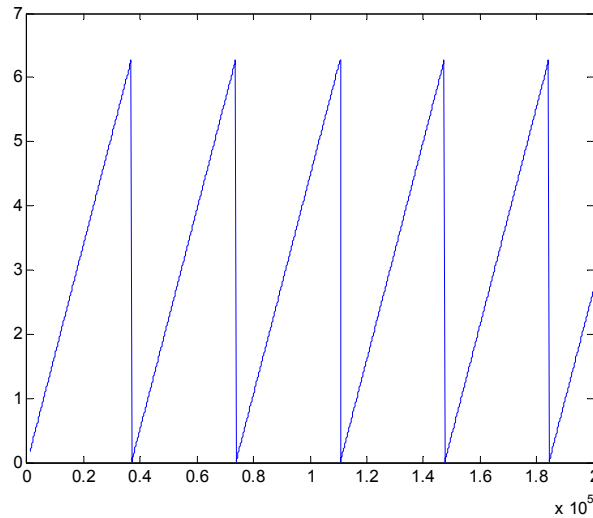


Рис. 3. Моделювання зміни кута зсуву фази для відстані в 4000 м

Проведене моделювання на рис. 2 та рис. 3 відноситься для випадку швидкості розповсюдження в $2,95 \times 10^8$ м/с. Для середовищ з металів характерне зменшення швидкості розповсюдження до 2 та більше раз – так званий коефіцієнт укорочення. Причому при зменшенні частоти тестового сигналу також зменшується швидкість розповсюдження. Відомо, що на частотах понад 20 кГц швидкість розповсюдження наближається до постійного значення, а тому для дослідження потрібно обмежити частоту зондування низу. На рис. 4 показано такий випадок (20-200 кГц, швидкість розповсюдження – $1,4 \times 10^8$ м/с).

```

Fs = 20000:100:200000;
Lo = 4000;
Us = 1.4e8;
faza = mod(2*pi*2*Lo*Fs/Us,
2*pi);
plot(Fs, faza);

```

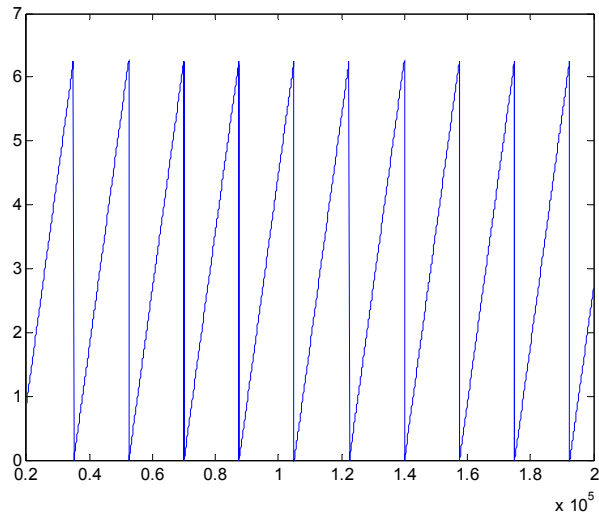


Рис. 4. Моделювання зміни кута зсуву фази для відстані в 4000 м та швидкості розповсюдження – $1,4 \times 10^8$ м/с

Щодо випадку наявності двох пошкоджень, то швидкість зміни кута зсуву фази для кожного буде визначатись виразом (28) (без врахування амплітуди відбиття для спрощення моделювання).

```

Fs = 2e4:100:2e5;
Lo = 4000;
Lo1 = 6500;
Us = 1.4e8;
faza = mod(2*pi*2*Lo*Fs/Us,
2*pi);
fazal = mod(2*pi*2*Lo1*Fs/Us,
2*pi);
plot(Fs, faza, Fs, fazal);

```

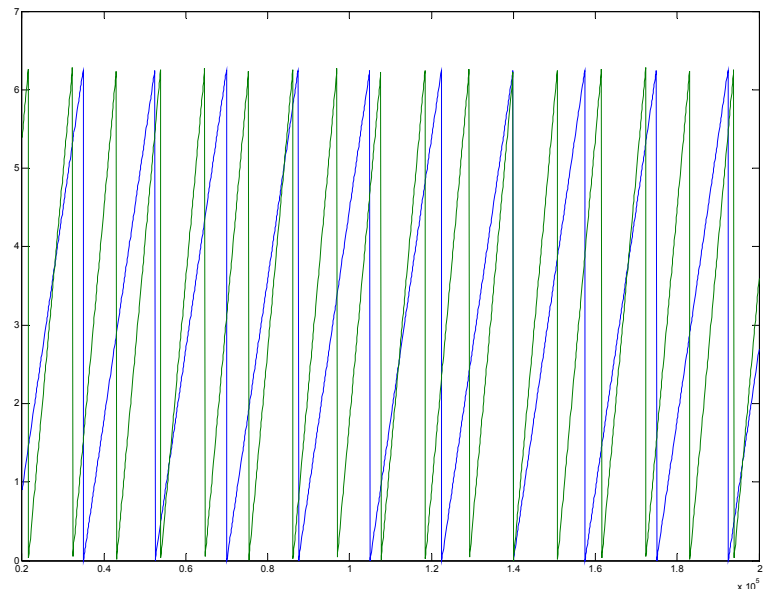


Рис. 5. Моделювання випадку наявності двох пошкоджень

Якщо розглянути рис. 2-рис.5, то можна зробити наступні висновки:

1) Кількість фазових переходів через 2π залежить від відстані до пошкодження та від частот зондуємого сигналу.

2) Зменшення швидкості розповсюдження збільшує кількість фазових переходів через 2π .

Ці висновки можна сформулювати наступним виразом, що визначає похибку виконання вимірювання кута зсуву фази $\Delta\varphi$:

$$\Delta\varphi_c = 2\pi \cdot \frac{2l}{\Delta\lambda_c} = 2\pi \cdot 2l \cdot \frac{\Delta f_c}{\Delta v_{ув}} \pm \Delta\varphi_{вим} \quad (29)$$

де $\Delta v_{ув}$ – похибка визначення швидкості розповсюдження хвилі в середовищі;

Δf_c або $\Delta\lambda_c$ – похибка встановлення частоти (довжини хвилі) на виході генератора тестового сигналу;

$\pm\Delta\varphi_{вим}$ – похибка вимірювального інструменту (фазометра).

А повністю кут зсуву фази буде:

$$\varphi = 2\pi \cdot \frac{2l}{\lambda_c} \pm \left(2\pi \cdot 2l \cdot \frac{f_c \pm \Delta f_c}{v_{ув} \pm \Delta v_{ув}} \right) \pm \Delta\varphi_{вим} \quad (30)$$

Виконаємо аналіз виразу (30).

По-перше, визначення кута зсуву фази буде визначатись тим, наскільки точно визначена швидкість

розповсюдження хвилі в середовищі $\Delta v_{шв}$. Як відомо, із зростанням частоти сигналу, швидкість розповсюдження стає майже незмінною. Проте для малих частот зміна швидкості розповсюдження є сильно змінною величиною. Слід врахувати, що зміна швидкості також присутня в місці пошкодження. В залежності від характеру пошкодження швидкість може як зростати так і зменшуватись.

Але швидкість розповсюдження $v_{шв}$ може бути встановлена для дослідного середовища експериментальним шляхом з достатньо високою точністю в робочому діапазоні частот. Визначення швидкості розповсюдження $v_{шв}$ в місці пошкодження ускладнене в процесі діагностування, а тому вираз (3) можна спростити до виду:

$$\varphi = 2\pi \cdot \frac{2l}{\lambda_c} \pm \left(2\pi \cdot 2l \cdot \frac{f_c \pm \Delta f_c}{v_{шв}} \right) \pm \Delta\varphi_{вим}. \quad (31)$$

По-друге, похибка вимірювального пристрою $\Delta\varphi_{вим}$ може бути зменшене за рахунок застосування високоточних вимірювальних пристроїв. Так застосування вимірювачів на основі методів багатократної коінциденції імпульсів дозволяє нівелювати значення похибки $\Delta\varphi_{вим}$ в цілому. Це досягається за рахунок виконання вимірювань за тривалий час на кожній частоті зондування. Тому за великої кількості циклів вимірювання з високою ступеню достовірності вираз (30) можна записати як:

$$\varphi = 2\pi \cdot \frac{2l}{\lambda_c} \pm \left(2\pi \cdot 2l \cdot \frac{f_c \pm \Delta f_c}{v_{шв}} \right).$$

Таким чином найбільший вплив на результат вимірювання буде від нестабільності частоти сигналу Δf_c в процесі вимірювання. Питання щодо забезпечення опорного сигналу представлено в [16].

Особливо цікавим для аналізу виразу (28) є визначення кількості переходів через 2π . Отже, зміна кута зсуву фази із зміною частоти буде:

$$\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1,$$

або

$$\Delta\varphi = 2\pi \cdot 2l \cdot \left[\frac{f_{c2}}{v_{шв}} - \frac{f_{c1}}{v_{шв}} \right]. \quad (32)$$

Прирівняємо вираз (5) до 2π , прийнявши, що може бути n_Ω циклів переходу через 2π , отримаємо:

$$2\pi \cdot n_\Omega = 2\pi \cdot 2l \cdot \frac{f_{c2} - f_{c1}}{v_{шв}},$$

що дає

$$n_\Omega = 2l \cdot \frac{f_{c2} - f_{c1}}{v_{шв}}. \quad (33)$$

Таким чином, вираз (6) дозволяє оцінити кількість переходів через 2π в діапазоні частот $f_1 \dots f_2$. Обернений вираз – визначення необхідного діапазону частот для діагностування:

$$f_{c2} - f_{c1} = \frac{n_\Omega \cdot v_{шв}}{2l}. \quad (34)$$

Висновки

В результаті аналізу різноманітних методів визначення відстаней встановлено, що лише фазові методи дозволяють отримати точний результат. Фазові методи мають високу точність, просту технічну реалізацію. Але не дозволяють вимірювати дальності декількох об'єктів. Тому подолання встановленого протиріччя між високою точністю та відсутністю роздільної здатності фазових методів дозволить підвищити точність дальнометрії разом із застосуванням сигналів в обмеженому частотному діапазоні.

Що стосується виразу (34), то це дає наступні випадки:

1) при $n \rightarrow \infty$, тоді потрібний частотний діапазон $[f_{c2} - f_{c1}] \rightarrow \infty$. Відповідно, якщо в тестове середовище направити ширококутовий сигнал постійний в часі, у відповідь можна отримати сигнал, що буде складатися також з ряду сигналів в широкому діапазоні частот.

2) при $l \rightarrow \infty$, потрібний частотний діапазон $[f_{c2} - f_{c1}] \rightarrow 0$. А тому для аналізу об'єктів на великій відстані достатньо малого діапазону зміни частоти. Тобто метод діагностування на основі фазочастотного підходу дозволяє аналізувати об'єкти на великій відстані із застосуванням низьких частот, що є актуальним для аналізу низькочастотних ліній зв'язку.

Література

1. Подповерхностная радиолокация / [М.И. Филькенштейн, В.И. Карпухин, В.А. Кутев, В.Н. Метелкин]. – М. : Радио и связь, 1994. – 216 с.
2. Вопросы подповерхностной радиолокации : коллективная монография / под ред. А.Ю. Гринева. –

М. : Радиотехника, 2005. – 416 с.

3. Радиолокационные и радионавигационные системы : [учеб. пособие для радиотехн. спец. вузов] / П.А. Бакулев, А.А. Сосновский. – М. : Радио и связь, 1994. – 296 с.

4. Панько С.П. Сверхширокополосная радиолокация / С.П. Панько // Зарубежная радиоэлектроника. – 1991. – № 1. – С. 106–114.

5. Taylor J.D. Ultrawideband radar: application and design; ed. by J.D. Taylor. Boca Raton; London; New York: CRC Press Taylor & Francis Group, 2012. 520 p.

6. Weedon W.H., Chew W.C., Mayes P.E. A Step-frequency radar imaging system for microwave nondestructive evaluation. Progress In Electromagnetics Research, 2000, pp. 121–146.

7. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации : учеб. пособие для вузов / Сосулин Ю.Г. – М. : Радио и связь, 1992. – 304 с.

8. Теоретические основы радиолокации / под ред. Ширмана Я.Д. – М. : Сов. радио, 1970. – 560 с.

9. Weedon W.H. A step-frequency radar imaging system for microwave nondestructive evaluation. Progress In Electromagnetics Research, PIER 28, 2000, pp. 121–146.

10. Безответных В.В. Оценка эффективной скорости распространения низкочастотных фазоманипулированных сигналов на протяженных трассах при сложных гидролого-акустических условиях и переменном рельефе дна / В.В. Безответных, А.В. Буренин, Е.А. Войтенко, Ю.Н. Моргунов // Подводные исследования и роботехника. – 2008. – 2(6). – С. 59–63.

11. Костылев А.А. Обработка сигналов при экспериментальном исследовании рассеяния коротких радиоимпульсов на проводящей сфере / А.А. Костылев // Радиотехника. – 1984. – № 8. – С. 64–66.

12. Теоретические основы радиолокации / под ред. Ширмана Я.Д. – М. : Сов. радио, 1970. – 560 с.

13. Бартен Д. Справочник по радиолокационным измерениям / Д. Бартен, Г. Вард ; под ред. М.М. Вейсберна ; [пер. с англ.]. – М. : Советское радио, 1976. – 392 с.

14. Immoreev I. Ultrawideband (UWB) Radar Observation: Signal Generation, Radiation and Processing. European Conference on Synthetic Aperture Radar, Konigswinter, Germany, 26–28 March, 1996, pp. 193–196.

15. Горященко К.Л. Принципи фазочастотного підходу до діагностики стану провідникових ліній / К.Л. Горященко // Вісник Хмельницького національного університету. – 2016. – №1. – С. 85-88

16. Горященко К.Л., Полікарівських О.І. Вплив нерівномірності спектру сигналу опорного генератора при спектральному аналізі сигналів в фазовій дальнометрії / К.Л. Горященко, О.І. Полікарівських // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2015. – №2. – С. 243-249

17. Горященко К.Л. Обертання часових складових сумарного сигналу в фазовій дальнометрії / К.Л. Горященко // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2007. – № 1. – С. 144-147.

Рецензія/Peer review : 4.5.2016 р. Надрукована/Printed : 2.6.2016 р.

Рецензент: прорецензовано редколегією