

УДК 621.316

В.Р. ЛЮБЧИК, Ю.В. СЕНЧИШИНА

Хмельницький національний університет

І.В. ТРОЦИШИН

Одеська національна академія зв'язку імені О.С. Попова

ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ ВІДСТАНЕЙ

Проведено дослідження основних методів вимірювання дальності об'єктів в радіолокації. 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, Y.V. SENCHYSHYNA

Khmelnysky National University, Ukraine

I.V. TROTSYSHYN

Odessa National Academy of Telecommunications named after O.S. Popov, Ukraine

THE RESEARCH OF METHODS OF MEASURING DISTANCES

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 дальнометрії 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.

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 дистанційного зондування об'єктів різноманітними методами 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]. Серед переваг даних методів є наочність та простота визначення дальності. Суть методу полягає у визначенні часової затримки імпульсної зондувальної послідовності, яка є пропорційною подвоєній дальності об'єкту. Для зондування застосовують імпульсні сигнали тривалістю t та періодом повторення T_n . Враховуючи різну швидкість розповсюдження електромагнітних хвиль в різних середовищах v_x та час затримки сигналу відбитого від i -го об'єкту t_i , дальність до об'єктів визначається із виразу:

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

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 $t_{0.5}$ на рівні 0.5 від максимальної амплітуди, тобто $\Delta t_{\min} = t_{0.5}$, звідки:

$$D_{\min} = \frac{v_x t_{0.5}}{2}. \quad (2)$$

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]:

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

Дисперсія $s_{v_x}^2$ обумовлена точністю, з якою відома швидкість розповсюдження радіохвилі та її непостійність впродовж траси. Для вакууму швидкість розповсюдження електромагнітної хвилі $c = 299792458 \pm s_c$ м/с, а $s_c/c = 10^{-9}$. В атмосфері $s_{v_{\text{атм}}}/v_{\text{атм}} = 10^{-4} \mathbf{K} 10^{-6}$. Для підповерхневих середовищ значення s_{v_x}/v_x приймає ще менші значення, тому як маловідомими є значення діелектричної проникності, частотної дисперсії, вологості та інших фізичних параметрів в різних середовищах.

Таким чином, навіть за відсутності методичної і апаратної похибок, визначення часової затримки ($s_{t_R} = 0$), гранична точність вимірювання дальності залежить від того, наскільки точно на даний момент відомо v_x і можливості врахування s_{v_x} [7]. При георадарних дослідженнях це особливо складно, адже апріорно невідомі ні матеріал підповерхневих шарів, ні їх вологість, яка впливає на значення v_x . Тому дуже важко або неможливо досягнути необхідних показників точності. Хоча на розрізнення факт неточного задавання V_x не впливає, тому як в даному випадку враховується лише розрізнення відбитих сигналів.

Основними складовими похибки вимірювання глибин об'єктів та товщин шарів при підповерхневому зондуванні є похибки за рахунок зміни умов розповсюдження $s_{\text{розп}} \approx s_{v_x}$, флуктуаційна похибка $s_{\text{фл}} \approx s_{t_R}$ і апаратні похибки $s_{\text{ап}} \approx s_{2t_R}$. Також необхідно враховувати методичну похибку вимірювання часової затримки сигналу [11].

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

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

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 розрізнявальна спроможність вимірювання дальності. З іншого боку, проникність сигналу в матеріалах на високих частотах нижче ніж на низьких. Таким чином при розробці георадарів із використанням імпульсних радіосигналів необхідно враховувати різні глибини проникнення сигналів на різних частотах. Це є визначальним при обмеженні сфери застосування георадара. Неважко помітити, що застосування імпульсних радіосигналів викликає протиріччя між точністю вимірювання із забезпеченням розрізнявальної спроможності та глибиною зондування підповерхневих об'єктів. Отже, необхідно знижувати частоту модулюючого коливання для забезпечення більшої глибини зондування з одного боку, та збільшувати частоту носійного коливання для підвищення точності та розрізнявальної спроможності.

Для підвищення точності та роздільної здатності останні десятиліття застосовують надширокопasmові (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 широкопasmовості:

$$m = \frac{\Delta f}{f_0} = 2 \frac{f_b - f_n}{f_b + f_n}, \quad (6)$$

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

У НШС сигналів $m \approx 1$ [4]. Отже, виходячи із умови глибини проникності зондувальних сигналів, значення центральної частоти обирають в межах від 100 до 500 МГц. Тоді смуга частот має значення від 200 до 1000 МГц. Зондувальні НШС сигнали, що застосовуються для підповерхневого зондування 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, неважно 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 радарів [12].

Виходячи із вищенаведеного, можна зробити наступні висновки. Використання НШС сигналів для розробки підповерхневих радарів дозволяє значно підвищити точність та роздільну здатність. З іншого боку, 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. Необхідно також враховувати те, що у підповерхневих середовищах згасання має залежність від частоти та матеріалу середовища. Це 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]:

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

де B – шпаруватість функції кореляції або власне сигналу. Оскільки відстані між спектральними лініями періодичного сигналу $F_n = \frac{1}{T_n}$, то загальне число точок відліку спектру радіосигналу при

довільній широкопasmовості $n_i = \frac{\Delta f}{F_n} + 1 = \frac{2T_n}{\Delta t} + 1 = 2Q + 1$, де для радіосигналу $\Delta f = \frac{2}{\Delta t}$.

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 (рис. 1) 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].

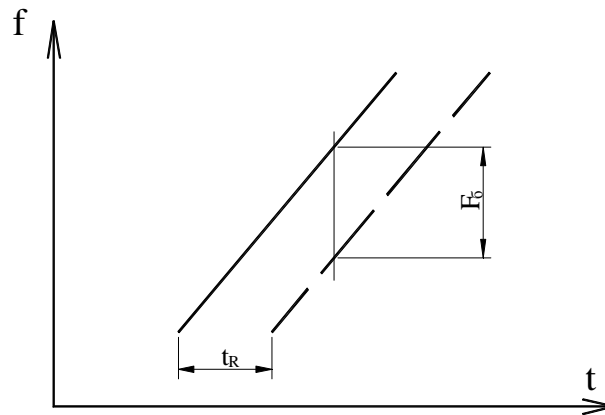


Рис. 1. Принцип частотного методу вимірювання дальності

Основне рівняння частотного радіолокатора має вигляд [12]:

$$R = \frac{v_x \cdot F_0}{4\Delta f \cdot F_M} \tag{8}$$

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

$$F_M \leq \frac{v_x}{4R_{max}} \tag{9}$$

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

$$R_{min} = \frac{v_x}{4\Delta f} \tag{10}$$

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 розрізняти об'єкти та вимірювати дальності 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]:

Для розділення кожної частоти застосовують методи спектрального аналізу. У випадку аналогового спектрального аналізу, розділення за частотою визначається смугою пропускання фільтра. Але на даний час широкого застосування набули методи цифрового спектрального аналізу. В такому разі розрізнення за частотою буде визначатись рядом факторів: частотою дискретизації, розрядністю аналого-цифрового перетворювача, похибками дискретизації та квантування, методом цифрового спектрального аналізу тощо.

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

$$s_R = \sqrt{F_0^2 S_M^2 + M_F^2 S_F^2} \tag{11}$$

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 $s_R = M_F \cdot S_F$.

Враховуючи похибку вимірювання частоти, похибка вимірювання дальності:

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

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

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

Застосування імпульсних та частотних методів дозволяє достатньо просто розділяти сигнали відбиті від підповерхневих об'єктів, а також вимірювати глибини їх залягання. 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:

$$s_1(t) = U_{m1} \cos j_1 = U_{m1} \cos(\Omega_m t + j_{01}), \quad (13)$$

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

Відбитий сигнали має вигляд:

$$s_2(t) = U_{m2} \cos j_2 = U_{m2} \cos(\Omega_m(t - t_R) + j_{01} + j_{an} + j_{\text{відб}}), \quad (14)$$

де U_{m1} , U_{m2} – амплітуди сигналів; j_1 , j_2 – миттєві фази сигналів; j_{01} – початкова фаза; j_{an} – зсув фази в апаратурі радіодалекоміра; $j_{\text{відб}}$ – зсув фази при відбитті сигналу від об'єкту.

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

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

Фазовий зсув j_{an} можна виключити шляхом калібрування, вимірюючи фазовий зсув прямого проходження сигналу через тракту передавача і приймача. Зміни фази при відбитті сигналу $j_{\text{відб}}$ сильно впливають на точність, так як при відбитті від металів і діелектриків $j_{\text{відб}}$ змінюється на 180° . Тому зазвичай обирають $\Omega_m < \omega_0$ і працюють в режимі модуляції сигналу радіочастоти. В такому разі, величиною $j_{\text{відб}}$ можна знехтувати і рівняння вимірювання приймає вигляд [7]:

$$R = \frac{c}{2\Omega_m} j_{\Delta} = M_j j_{\Delta}, \quad (16)$$

де $M_j = \frac{c}{2\Omega_m} = \frac{I}{4p}$ – масштабний коефіцієнт ($I = \frac{c}{F_m}$).

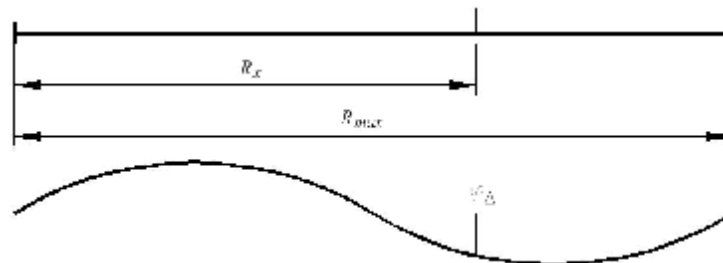


Рис. 2. Фазовий метод вимірювання дальності

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:

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

При цьому фазовий зсув сумарного сигналу можна знайти за виразом:

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

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):

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

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.

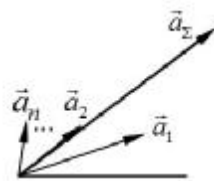


Рис. 3. Отримання сумарного сигналу при зондуванні багатьох об'єктів

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 $j_{\Sigma} \rightarrow j_{zc}$, який не несе інформацію про дальність. Для зменшення впливу просочування сигналу, застосовують просторове рознесення передавальної та приймальної антен.

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

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

Точність вимірювання дальності фазовим методом має залежність:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta M_j}{M_j} + \frac{\Delta j_{\Delta}}{j_{\Delta}}, \quad (21)$$

враховуючи незалежність ΔM_j і Δj_{Δ} :

$$s_R = \sqrt{j_{\Delta}^2 s_M^2 + M_j^2 s_j^2}, \quad (22)$$

де s_M^2 і s_j^2 – дисперсії зміни масштабного коефіцієнту і зміни фази відповідно.

Складова s_M усувається при постійності масштабного коефіцієнту, що досягається стабілізацією масштабної частоти, при якій $\Omega_m = const$ на інтервалі вимірювання t_R . Тоді $s_R = M_j s_j$, звідки випливає, що для підвищення точності радіодалекоміра необхідно зменшувати M_j , тобто збільшувати масштабну частоту Ω_m .

Таким чином, в фазовому радіодалекомірі 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 s_j можна представити у вигляді:

$$S_j = \frac{K_{\text{HO}}}{\sqrt{2q}}. \quad (23)$$

де $K_{\text{HO}} > 1$ – 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 $K_{\text{HO}} = 1$, 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:

$$S_R = \frac{I_m}{4p\sqrt{2q}}. \quad (24)$$

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 грубій шкалі, що відповідає нижчій частоті тестового сигналу w_n , визначають число цілих циклів зміни фазового зсуву n . Значення w_n повинно забезпечувати однозначний результат вимірювання, тобто задовольняти умові $j_n = w_n t_n < 2p$, де t_n – час затримки сигналу з частотою w_n ; j_n – фазовий зсув в межах сигналу з частотою w_n . Потім визначають результат вимірювання за виразом:

$$t_{\phi} = \frac{(n + j_{\phi} / 2p)}{f_{\phi}}. \quad (25)$$

де j_{ϕ} – вимірюване значення фазового зсуву $0 \leq j_{\phi} \leq 2p$ на заданій частоті f_{ϕ} . Число n краще знайти з умови:

$$n = \left[\frac{j_n w_n}{2p w_n} \right]^+, \quad (26)$$

де $[Y]^+$ – ціла частина числа Y . Ілюстрацію багатоскального фазового методу вимірювання дальності наведено на рис.4.

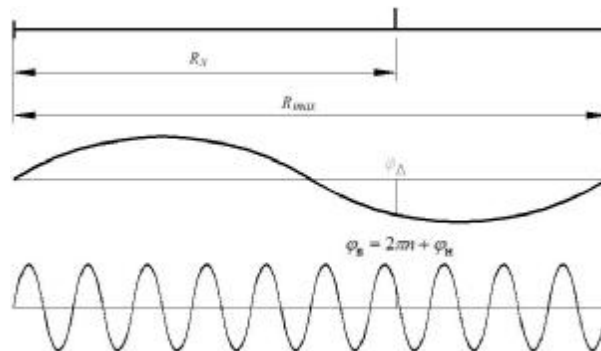


Рис. 4. Багатоскальний фазовий метод вимірювання дальності

Проте у випадках, коли вимірюване значення параметра лежить поблизу межі, що розділяє два сусідні інтервали однозначності, значень, що набувають t_{ϕ} із-за кінцевості значень похибки Δj_{ϕ} і Δj_n вимірювання величин j_{ϕ} і j_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:

$d_{\phi} = t_{\phi} + \Delta t$ – оцінка вимірюваного значення t_{ϕ} за точною шкалою при правильному визначенні числа n ;

$d_{\phi} = t_{\phi} + \Delta t + d(n)$ – оцінка вимірюваного значення t_{ϕ} при невірному визначенні n ;

$d_{\phi} = j_{\phi} + \Delta j_{\phi} - \left[\frac{j_{\phi} + \Delta j_{\phi}}{2p} \right]^+ + 2p$, отримане значення фазового зсуву $0 \leq j_{\phi} \leq 2p$ за точною

шкалою;

$\Delta j_{\text{ис}}, \Delta j_{\text{ин}}$ – дійсні значення похибки вимірювання значень фазового зсуву відповідно $j_{\text{е}}, j_{\text{н}}$;

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

$\Delta t_{\text{н}}$ – похибка вимірювання за грубою шкалою.

При визначенні t згідно з виразом (1.47) отримують результат вимірювання t_{ϕ} у вигляді:

$$d_{\phi} = \left(\left[\frac{d_n w_{\text{е}}}{2p w_n} \right] + \frac{d_{\text{е}}}{2p} \right) \frac{1}{f_{\text{е}}}, \quad (27)$$

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

Ймовірність появи неоднозначності при такому алгоритмі залежить від значення вимірюваної величини і різко зростає по краях діапазону однозначного вимірювання величини t .

Висновки Провівши порівняльний аналіз різних методів вимірювання дальності, можна зробити наступні висновки. Залежно від задачі, що вирішується, використовуються різні методи вимірювання відстаней. 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 мають більш складну технічну реалізацію. 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.

Література

1. Подповерхностная радиолокация / [М.И. Филькенштейн, В.И. Карпунин, 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 радиопульсов 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.

Рецензія/Peer review : 8.1.2016 р. Надрукована/Printed : 16.2.2016 р.

Рецензент: прорецензовано редколлегією