

СИСТЕМИ РАДІОБАЧЕННЯ МІЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ

© Анатолій Зубков, Іван Прудіус, Ярослав Чобан, 2004

Наведено результати досліджень зі створення когерентних та некогерентних радіолокаційних систем короткохвильової частини міліметрового діапазону для формування зображень земної поверхні, що конкурують за інформативністю з оптичними системами у розв’язанні задач моніторингу, картографування та навігації.

The investigation results of coherent and incoherent radar system design in shortwave part of millimeter wave range for Earth surface image creation, which is compete with optical images in information content for the tasks of monitoring, mapping and navigation are presents.

Вступ

Вирішення проблеми цілодобового моніторингу земної поверхні за різноманітних погодних умов можливо досягнути лише за допомогою радіолокаційних методів. При цьому реалізація необхідної інформативності радіолокаційного каналу пов’язана з отриманням високої роздільної здатності у просторових координатах. Практично існуючі обмеження на геометричні розміри антенних систем вимагають необхідності використання міліметрового діапазону (ММД), зокрема його короткохвильової частини (КХЧ ММД). Окрім того, в ММД можливе використання зондуючих сигналів із значно більшою, ніж в сантиметровому діапазоні, абсолютною шириною спектра робочих частот, що також необхідно для реалізації високої роздільної здатності по дальності. Ці обставини стимулюють зусилля по створенню високоінформативних засобів радіолокаційного моніторингу в ММД [1, 2, 3].

За ступенем деталізації радіолокаційні зображення (РЛЗ) доцільно класифікувати так: РЛЗ об’єктів; РЛЗ сцен.

Перший тип РЛЗ характерний для практичних задач, пов’язаних із селекцією та розпізнаванням конкретних об’єктів на фоні інших об’єктів та завадових відбиттів [4]. Другий тип РЛЗ характерний для картографування земної поверхні в задачах навігації, геомоніторингу [5]. Варто зазначити, що досить часто деталізація геометричних (конструктивних) характеристик конкретних об’єктів (отримання РЛЗ першого типу) здійснюється після картографування спостережуваної ділянки земної поверхні. Оскільки складність і, як наслідок, вартість радіолокаційних засобів переважно визначається видом зондуючого сигналу, доцільно зробити зіставний аналіз когерентних та некогерентних методів формування РЛЗ.

Аналіз когерентних та некогерентних РЛС побудови зображень

Когерентні методи ґрунтуються на використанні тонкої (фазової) структури зондуючих та ехосигналів. У Львівському науково-дослідному радіотехнічному інституті розроблені когерентно-імпульсні методи формування РЛЗ, що ґрунтуються на використанні зондуючих сигналів із спектральним скануванням шляхом черезперіодного перестроювання несучої частоти на часовому інтервалі радіолокаційного контакту із ціллю [1].

Спектральна та часова структури такого сигналу показані на рис. 1.

Покажемо, що для формування одновимірного РЛЗ (дальнісного «портрета») може бути застосований апарат спектрального аналізу, що ґрунтується на базі алгоритмів швидкого перетворення Фур’є (ШПФ).

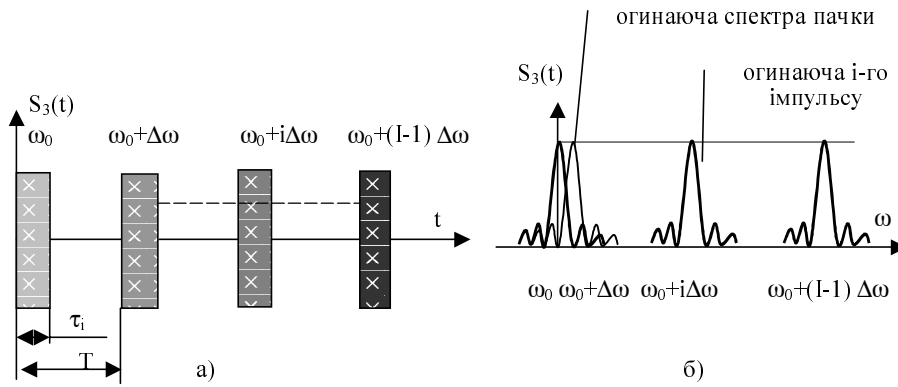


Рис. 1. Структура когерентно-імпульсного зонduючого сигналу із “синтезом” необхідної ширини спектра:
а – часова область; б – спектральна область

Підвищення інформативності РЛЗ пов’язане із максимізацією радіолокаційного контрасту об’єкта або його фрагментів на фоні завадових відбиттів в об’ємі області, що зондується. А це еквівалентно максимізації відношення сигнал/завада [6]:

$$\left(\frac{P_c}{P_n} \right)_{\text{вих}} = \max_{\Psi(\tau, \Omega)} \frac{\iint \sigma_{\text{ц}}(\tau, \Omega) |\Psi(\tau, \Omega)|^2 d\tau d\Omega}{\iint \sigma_0(\tau, \Omega) |\Psi(\tau, \Omega)|^2 d\tau d\Omega}, \quad (1)$$

де $\left(\frac{P_c}{P_n} \right)_{\text{вих}}$ – відношення сигнал/завада на виході тракту обробки; $\Psi(\tau, \Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S_3(t) S_3^*(t + \tau) e^{-j\omega t} \times$
 $\times W(t, \Omega) dt$ – функція невизначеності (ФН) зонduючого сигналу в площині; τ – час затримки; Ω –

доплерівська частота; $W(t, \omega)$ – двовимірна виважуюча функція; $\sigma_{\text{ц}}(\tau, \Omega)$ – щільність розподілення ефективної поверхні розсіювання (ЕПР) цілі; $\sigma_0(\tau, \Omega)$ – щільність розподілу питомої ЕПР розподіленої завади.

Багаточастотний когерентно-імпульсний сигнал в межах пачки для одного періоду модулюючої функції частотного коду можна подати у вигляді

$$S_3(t) = \sum_{i=0}^{I-1} S_0 \text{rect}\left(\frac{t-iT}{\tau_u}\right) e^{j[\omega_0 + k(i)\Delta\omega]t}, \quad (2)$$

де $\text{rect}\left(\frac{\tau}{\tau_i}\right) = \begin{cases} 1, & \text{для } |t| \leq \tau_i \\ 0, & \text{для } |t| > \tau_i \end{cases}$; T – період повторення радіоімпульсів; τ_i – тривалість радіоімпульсів;

ω_0 – початкове значення несучої частоти; $\Delta\omega$ – мінімальний дискрет черезперіодного перестроювання частоти; $\{k(i), i = \overline{0, I-1}\}$ – частотний код.

У такому разі огинаюча ФН багаточастотного сигналу може бути записана у вигляді

$$\psi(\tau, \Omega) = S_0^2 \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{I-1} \sum_{m=0}^{I-1} \text{rect}\left(\frac{t-iT}{\tau_i}\right) \text{rect}\left(\frac{t-mT}{\tau_i}\right) e^{j[k(i)\Delta\omega\tau + \Omega t]} W[t, k(i)] dt. \quad (3)$$

Нормована ФН в області центрального піку ($T \geq 2\tau_i, |\tau| \leq \tau_i$) має вигляд

$$\psi(\tau, \Omega) = \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau_i}\right) \sum_{i=0}^{I-1} e^{j[k(i)\Delta\omega\tau + iT\Omega]} W[t, k(i)]. \quad (4)$$

Отже, проблема синтезу оптимальної структури РЛС формування РЛЗ зводиться до спільної оптимізації частотного коду $\{k(i), i = \overline{0, I-1}\}$ та вагової функції $W[t, k(i)]$. Це є складна варіативна задача з обмеженнями на величини роздільних здатностей РЛС по затримці $\Delta\tau$, доплерівському зміщенню частоти $\Delta\Omega$, дискрету перестроювання частоти $\Delta\omega$ та структури частотного коду. Теоретично вона була розв’язана Федосюком П.В. [1]. При цьому на структуру частотного коду було введено обмеження

$$k(i) \in [0, I-1] \Big|_{\substack{i \in [0, I-1] \\ k(i) \neq k(m) \text{ для } i \neq m}}, \quad (5)$$

що означає недопустимість повторення в коді однакових елементів. В такому разі необхідна ширина спектра зондуючого сигналу реалізується найменшим за довжиною частотним кодом, а також мінімізується кількість обчислювальних операцій в процесі обробки ехосигналу.

Для формування дальнісного «портрета» принципове значення має виконання умови $T_i \geq t_d$, де T_i – час радіолокаційного контакту з ціллю, t_d – інтервал кореляції дальнісного «портрета». Ця умова обмежує радіальну швидкість взаємного руху РЛС/ціль [7]

$$V_{r\max} \leq \frac{c}{4T_i \Delta F_e}, \quad (6)$$

де ΔF_e – ефективна ширина спектра зондуючого сигналу.

Ехосигнал від складного розподіленого об'єкта в режимі багаточастотного зондування з точністю до сталого множника може бути записаний у вигляді

$$U(i) = \int_{-\infty}^{\infty} g(z) e^{j \frac{2z\omega_i}{c}} dz, \quad (7)$$

де $U(i)$ – функція відліків ЕПР об'єкта; $\omega_i = \omega_0 + k(i) \Delta\omega$; $g(z)$ – дальнісний «портрет» об'єкта.

Із цього витікає, що формування дальнісного «портрета» зводиться до зворотного перетворення Фур'є від $U(i)$. Для дискретного часу

$$U(i) = \sum_{i=1}^M g(z_i) e^{j \frac{2z_i \omega_i}{c}}; \quad (8)$$

$$g(z_i) = \frac{1}{2\pi} \sum_{i=1}^M U(i) e^{-j \frac{2z_i \omega_i}{c}}, \quad (9)$$

де $i = \overline{1, M}$ – номер елемента дальності в межах сегмента $z = \frac{c\tau_i}{2}$.

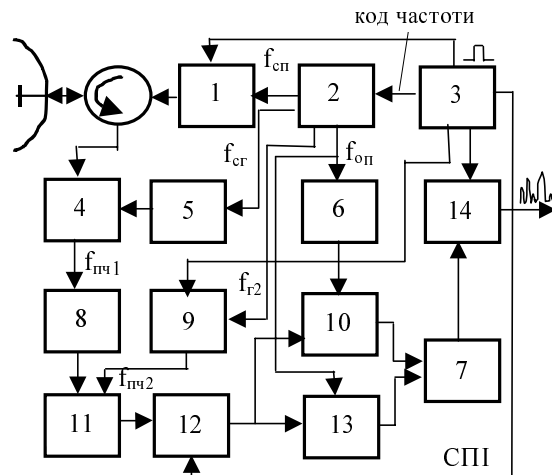


Рис. 2. Структурна схема твердотілої когерентно-імпульсної РЛС формування РЛЗ в КХЧ ММД: 1 – передавальний пристрій; 2 – керований синтезатор частот; 3 – процесор керування та синхронізації; 4 – НВЧ-приймач; 5 – гетеродинний модуль; 6 – фазовертач на 90° ; 7 – аналого-цифровий перетворювач; 8 – 1-ий ППЧ; 9 – керований фазовертач; 10, 13 – фазовий детектор; 11 – змішувач; 12 – головний ППЧ; 14 – блок формування РЛЗ

Загальна структурна схема твердотілої когерентно-імпульсної РЛС формування РЛЗ в КХЧ ММД показана на рис. 2.

За основу при побудові ключового елемента апаратури РЛС – твердотілого приймально-передавального пристрою – прийнято принцип формування взаємно когерентних сигналів передавального та гетеродинних трактів шляхом синхронізації імпульсних та неперервних генераторів на лавинно-прольотних (ЛПД) діодах субгармонічними сигналами, які, своєю чергою, формуються єдиним високостабільним кварцованим генератором, розташованим в керованому синтезаторі частот [8].

Опрацювання ехосигналів здійснюється у два етапи.

Внутрішньоперіодна обробка ехосигналів в головному підсилювачі проміжної частоти (ГППЧ) зі смугою пропускання $\Delta f \approx \frac{1}{\tau_i}$ забезпечується за рахунок черезперіодної зміни частоти

синхронізації гетеродинного модуля за законом $f_{\text{сг}}(i) = \frac{f_{\text{сп}} \pm f_{\text{пч1}}}{n}$, де $f_{\text{сп}}$ – частота синхронізації передавального пристрою; $f_{\text{пч1}}$ – середнє значення першої проміжної частоти; n – номер синхронізуючої субгармоніки.

Частотний код $k(i)$ формується програмно в процесорі керування та синхронізації. В РЛС реалізована можливість формування частотного коду завдовжки 256 елементів в смузі частот 1,5 ГГц.

Для компенсації доплерівського зсуву частоти, обумовленого взаємним рухом РЛС/ціль, передбачено керування фазою сигналу другого гетеродину f_{r2} за результатами оцінки доплерівської частоти в режимі відсутності частотної модуляції зонduючого сигналу (одночастотний когерентно-імпульсний сигнал). Вплив дисперсійності характеристик приймального тракту на якість формування РЛЗ усувається нормуванням фазочастотної характеристики по “хвосту” зонduючого сигналу, що просочується в приймальний тракт на початковій ділянці радіолокаційного такту T (тривалістю до 100 нс). Слідкуючий гетеродин дає змогу здійснити внутрішньоперіодну обробку за шириною смуги приймального радіотракту, значно меншою, ніж смуга спектрального сканування зонduючого сигналу $\Delta f \ll \Delta F_e$. При цьому з’являється можливість знизити частоту часових вибірок та пов’язану із нею швидкодію процесорної частини міжперіодного опрацювання ехосигналу.

Міжперіодне опрацювання ехосигналів з метою формування РЛЗ відповідно до алгоритму (9) реалізується у цифровому вигляді в сегменті радіолокаційного такту T , що визначається стробом приймання інформації (СПІ).

На рис. 3 і 4 показано дальніший портрет наземного об’єкта типу «танк» у разі поздовжнього зондування з роздільною здатністю $\Delta D = 50$ см ($\Delta F_e = 300$ МГц) і $\Delta D = 30$ см [4]. На РЛЗ чітко помітні межі розташування характерних конструктивних елементів об’єкта (зріз дула, елементи гусениць, башта).

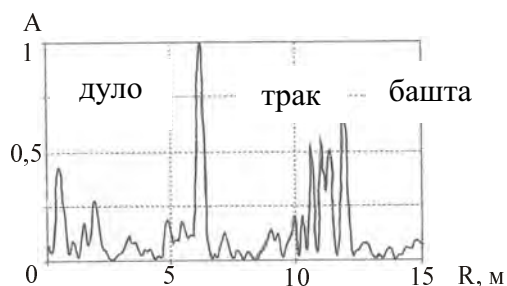


Рис. 3. РЛЗ танка при роздільній здатності $\Delta D = 50$ см

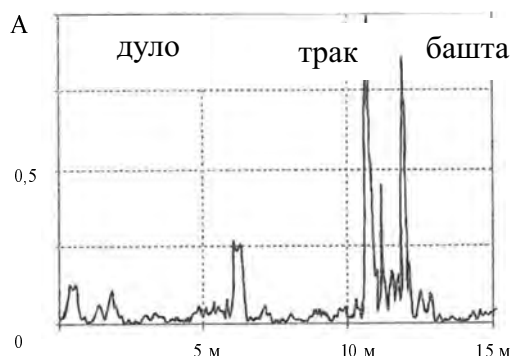


Рис. 4. РЛЗ танка при роздільній здатності $\Delta D = 30$ см

Доцільно виконати аналіз стійкості отриманих РЛЗ у разі зміни умов радіолокаційного спостереження, насамперед при зміні ракурсу зондування об’єкта.

На рис. 5, як приклад, показана кореляційна функція дальнісного «портрета» при зміні кута зондування. Із наведеного прикладу видно, що межі стійкості РЛЗ обмежуються кутами $0,2^\circ \dots 0,25^\circ$. Через цю обставину формування РЛЗ для значної кількості елементів дальності радіолокаційного тракту обробки ехосигналів пов'язане з ускладненням процесорної частини тракту обробки ехосигналу і, як наслідок, із зростанням вартості апаратури та програмних засобів РЛС.

Некогерентні методи побудови РЛС дають змогу уникнути таких недоліків та проблем. Фахівцями Львівського науково-дослідного радіотехнічного інституту створено апаратуру формування РЛЗ сцен в КХЧ ММД, що ґрунтується на некогерентному імпульсному зондуванні [9, 10].

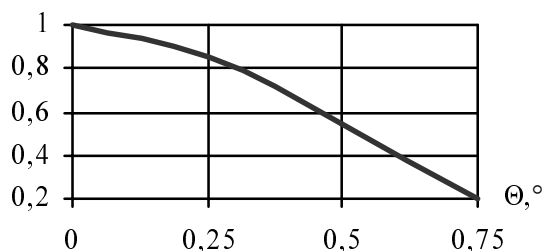


Рис. 5. Кореляційна функція РЛЗ танка

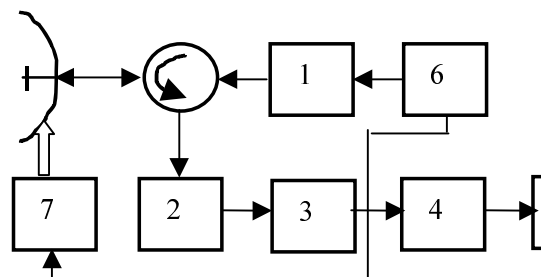


Рис. 6. Структурна схема твердотілої імпульсної РЛС формування РЛЗ в КХЧ ММД: 1 – передавальний пристрій; 2 – приймальний пристрій; 3 – аналого-цифровий перетворювач; 4 – модуль міжперіодної обробки; 5 – індикатор РЛЗ; 6 – процесор синхронізації та керування приводами; 7 – двокоординатний керований привід

Загальна структурна схема твердотілої імпульсної РЛС формування РЛЗ в КХЧ ММД показана на рис. 6. Порівняно із когерентно-імпульсним варіантом побудови апаратура такої РЛС істотно спрощена за рахунок виключення із її складу керованого синтезатора частот із надшвидким перенастроюванням частот та процесора багатоканального спектрального аналізу на базі ШПФ. За основу при побудові передавального та приймального трактів РЛС використані імпульсний та неперервний ЛПД-генератори, які працюють в режимі автоколивань.

РЛЗ сцен формується послідовним скануванням заданої області спостереження із подальшим відтворенням отриманої радіолокаційної інформації на екрані візуального індикатора. Необхідний контраст наземних (або/і надводних) об'єктів для візуального відображення забезпечується в модулі міжперіодної обробки, який реалізує алгоритм некогерентного накопичення ехоімпульсів (тривалістю $50 \dots 70$ нс) за допомогою рекурсивного фільтра нижніх частот першого порядку із частотою зрізу $F_{зр} \approx 0,02 F_p$, де F_p – частота повторення зондуючих радіоімпульсів. Накопичення в реальному масштабі часу здійснюється в 256 суміжних елементах розділення за дальністю.

Таке технічне вирішення дало змогу створити компактну РЛС із загальною вагою апаратури менше ніж 20 кг. РЛС може бути застосована для забезпечення безпеки маловисотних польотів гелікоптерів та висвітлення ближнього морського та берегового оточення при розв'язанні задач навігації, протимінного та антидиверсійного захисту суден.

На рис. 7 та 8 показані приклади РЛЗ берегової зони в околицях бухти Стрілецька (Севастопольська морська база) та в районі аеропорту Бельбек [11].

РЛЗ складається із двох частин. Верхнє вікно відповідає системі координат азимут/кут місця, нижнє – азимут/дальність. Для підвищення інформативності РЛЗ передбачено кольорове кодування дальності, шкала якої розташована зліва в нижньому вікні.

Отримані РЛЗ дають змогу зробити оцінку не тільки топографічних характеристик сцени спостереження, але і рельєфу (верхнє вікно), що за інформативністю наближає отримані РЛЗ до оптичних зображень.

Має також практичне значення порівняння інформативності каналів формування РЛЗ із традиційними каналами формування оптичних зображень (ОЗ). Під інформативністю в подальшому вважатимемо потенційну властивість каналу виділяти інформацію про конструктивні особливості об'єкта спостереження. Труднощі порівняння каналів формування ОЗ та РЛЗ пов'язані

насамперед із різноманітним характером інформації, отриманої із прийнятого поля. В оптичних каналах конструктивні особливості об'єкта в "картинній" площині виділяються за рахунок високої роздільної здатності.

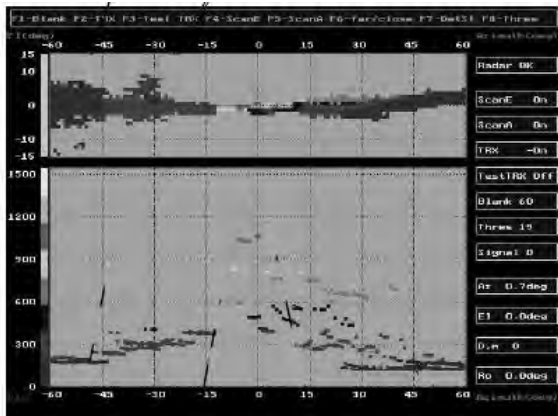


Рис. 7. Вхід у бухту Стрілецька м. Севастополь: 1 – великий корабель біля пристані; 2 – плавучий кран; 3 – окремо розташовані будівлі на березі бухти; 4 – група малих суден біля пристані на правому березі

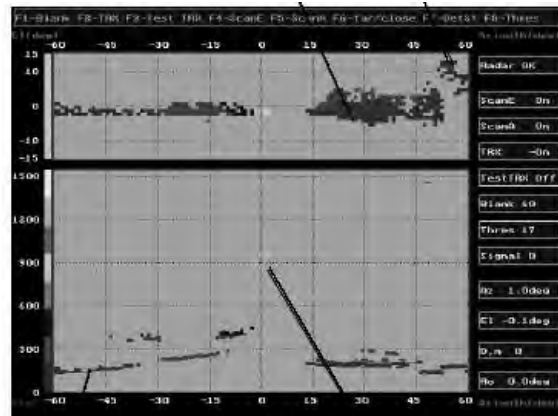


Рис. 8. РЛЗ берегової смуги аеропорту Бельбек

В радіолокаційних каналах, в зв'язку із принциповою неможливістю отримання високої кутової роздільної здатності за обмежених розмірів апертури антенної системи, необхідно використовувати інші інформативні ознаки, пов'язані з особливостями конструкції об'єкта спостереження. Розглянемо випадок, коли такою ознакою є дальніший "портрет", отриманий в режимі зондування об'єкта сигналом із роздільною здатністю по дальності істотно меншій, ніж геометричні розміри об'єкта [4].

Введемо такі (що мають місце на практиці) обмеження:

- спостережуваний об'єкт знаходиться на дальностях, які близькі до граничних для оптичного каналу, що виключає можливість використання його кольорового контрасту на завадово-му фоні;

- на ефективність прийняття рішень щодо сформованих ОЗ та РЛЗ не впливають психофізіологічні особливості оператора, що характерно для автоматизованих систем моніторингу.

Відомо, що загальна кількість інформації, яка міститься в n незалежних вибірках на m рівнях, визначається [12]

$$I(n, m) = n \log_2 m. \quad (10)$$

У каналі формування РЛЗ значення m пропорційне до $\sqrt{P_c}$, де P_c – потужність ехосигналу, яка може бути визначена із основного рівняння радіолокації. Величина n визначається

$$n = \frac{L_D}{\Delta D}, \quad (11)$$

де L_D – лінійний розмір об'єкта по дальності; ΔD – роздільна здатність РЛС по дальності.

В такому разі вираз (10) для радіолокаційного каналу набуде вигляду

$$I_\rho(n_\rho, m_\rho) = \frac{L_D}{\Delta D} \log_2 (k D_\rho^2), \quad (12)$$

де k – коефіцієнт, що однозначно визначається характеристиками РЛС та радіотраси; D_ρ – дальність до об'єкта.

Таким чином, для оптичного каналу отримаємо

$$I_0(n_0, m_0) = \frac{L_\beta L_\epsilon}{(D_0 \operatorname{tg} \Delta \theta)^2} \log_2 m_0, \quad (13)$$

де $L_{\beta}L_{\varepsilon}$ – лінійні розміри об'єкта в азимутальній та кутомісцевій площинах; D_0 – дальність до об'єкта за деяких стандартних параметрів атмосфери; $\Delta\Theta$ – кутомісцева роздільна здатність оптичного каналу; m_0 – кількість яскравісних градацій зображення.

Наявність завад в радіолокаційному каналі призводить до втрат інформації про об'єкт. Ймовірність помилки для i -ої вибірки сигналу

$$P_{i\text{ ош}} = P(s)P_s(N) + P(N)P_N(S), \quad (14)$$

де $P(s)$ – ймовірність приймання сигналу; $P(N)$ – ймовірність приймання завади; $P_s(N)$ – умовна ймовірність приймання сигналу як завади; $P_N(S)$ – умовна ймовірність приймання завади як сигналу.

В такому разі кількість помилкової інформації для сукупності n_p вибірок з припущенням щодо рівномірного розподілу густини ймовірності похибки

$$I_{p\text{ ош}} = n_p \log_2 P_{i\text{ ош}}. \quad (15)$$

Віднімаючи почленно з виразу (12) вираз (15), отримаємо кількість корисної інформації про об'єкт в РЛЗ

$$I_p^* = \frac{L_D}{\Delta D} \log_2 \frac{k}{P_{i\text{ ош}} D_{\rho}^2}. \quad (16)$$

Для оцінки втрат інформації про об'єкт в ОЗ введемо коефіцієнт оптичної прозорості атмосфери $\gamma \geq 1$, який визначається як відношення дальності оптичної видимості за стандартних параметрів атмосфери D_0 до дальності за наявності завад (дощ, туман, сніг, пил, дим тощо). Приймаючи у виразі (13) $m_0 = 2$, що характерно для граничної дальності спостереження, отримаємо

$$I_0^* = \frac{L_{\beta}L_{\varepsilon}}{\gamma^2 D_0^2 \text{tg}^2 \Delta\Theta}. \quad (17)$$

Із виразів (16) і (17) випливає, що кількість корисної інформації про об'єкти в РЛЗ та ОЗ за фіксованих значень параметрів радіолокаційного і оптичного каналів є монотонно спадаючою функцією дальності. Проте швидкість спадання є різною. Диференціюючи вирази (16) і (17), отримаємо

$$\frac{I_p^*}{D} = \frac{2L_D}{\Delta D D \ln 2}; \quad (18)$$

$$\frac{I_0^*}{D} = \frac{2L_{\beta}L_{\varepsilon}}{\gamma^2 \text{tg}^2 \Delta\Theta D^3}. \quad (19)$$

Для порівняння ефективності радіолокаційного та оптичного каналів доцільно використати відношення виразів (16) і (17) для дальності D_0

$$E = \frac{\gamma^2 \text{tg}^2 \Delta\Theta}{\Delta D} \varphi \frac{L_D}{L_{\beta}L_{\varepsilon}} \varphi D_0^2 \log_2 \frac{k}{P_{i\text{ ош}} D_0^2}. \quad (20)$$

Аналіз виразу (20) показує, що при заданих фізичних розмірах об'єкта порівняльна інформативність РЛЗ та ОЗ визначається співвідношенням просторових роздільних здатностей і значною мірою залежить від параметрів оптичної прозорості приземного шару атмосфери.

При формуванні РЛЗ практичне значення має визначення оптимального значення роздільної здатності по дальності. Для цього доцільно скористатися експериментальними результатами.

Аналізуючи рис. 3 і 4, можна зробити висновок, що збільшення роздільної здатності із 50 до 30 см практично не підвищує ступеня деталізації РЛЗ. Проте в такому разі істотно ускладнюється апаратура формування зондуючого сигналу та оброблення ехосигналів. Відомо, що ехосигнал розподіленого радіолокаційного об'єкта формується обмеженою кількістю локальних зон відбиття (блискучих крапок), які є конструктивними елементами формують поверхні об'єкта (ребра, плоскі грані, переходи плавних поверхонь тощо) [13]. Звідси, із фізичних міркувань випливає, що

$$\Delta D \approx l_D, \quad (21)$$

де l_D – опосередкований лінійний розмір локальної зони відбиття.

Варто зазначити, що співвідношення (21) повинно виконуватися при формуванні РЛЗ, призначених для селекції та розпізнавання об'єктів на фоні розподілених завад. Для підвищення радіолокаційного контрасту об'єкта в цілому необхідне виконання співвідношення $\Delta D \approx l_D$, із чого випливає доцільність використання при моніторингу земної поверхні зондуючих сигналів із змінною роздільною здатністю на усьому інтервалі радіолокаційного контакту із об'єктом [6].

Із виконаного зіставного аналізу випливає:

- існує принципова можливість компенсувати втрати інформації про об'єкт спостереження, які пов'язані із низькою кутовою роздільною здатністю радіолокаційного каналу, шляхом підвищення роздільної здатності по дальності;

- інформативність РЛЗ порівняно із ОЗ істотно зростає у разі наявності завад у вигляді гідрометеорів, пилу, диму, аерозолів тощо;

- оскільки висока роздільна здатність по дальності може бути досягнута за рахунок збільшення ефективної ширини спектра робочих частот зондуючого сигналу ΔF_e , а практичне використання добре розроблених в радіолокації методів оптимального оброблення на фоні адитивних завад пов'язане із виконанням умови $\frac{\Delta F_e}{f_0} \ll 1$, де f_0 – несуча частота зондуючого сигналу,

то міліметровий діапазон при формуванні РЛЗ має беззаперечні переваги над більш довгохвильовими ділянками діапазону радіохвиль.

Висновки

Результати проведених досліджень дають змогу зробити такі висновки:

1. В КХЧ ММД можуть бути створені всепогодні цілодобові засоби формування РЛЗ, які за інформативністю успішно конкурують із оптичними засобами.
2. Для формування детальних РЛЗ наземних об'єктів при розв'язанні задач їх селекції, розпізнавання та ідентифікації доцільно застосовувати когерентно-імпульсні методи.
3. Для формування РЛЗ сцен при розв'язанні задач моніторингу, картографування та навігації доцільно застосовувати дешевші некогерентні методи.

1. Зубков А.Н., Федосюк П.В., Косовцов Ю.Н., Атаманюк В.В. Радиолокационный измерительный комплекс миллиметрового диапазона (РИК-94): Труды 1-го украинского симпозиума «Физика и техника миллиметровых и субмиллиметровых радиоволн». Т.1. – Харьков, 1991. – С.57–58.
2. Zubkov A.N. The polarized selection of non-doppler lang objects using millimeter radio wave range. MSMN 98 Sumposium Proceedings. – Kharkov, 15–17 September, 1998. – P. 311–313.
3. Радиолокационные системы: научно-технические достижения и проблемы развития техники миллиметрового диапазона радиоволн / А.Б. Борзов, Р.П. Быстров, В.Г. Дмитриев и др. // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. – 2001. – №5. – С.3–49.
4. Перспективы создания радиолокационных систем селекции и распознавания сложных целей в миллиметровом диапазоне / А.Н. Зубков, Р.В. Обуханич, Н.Ф. Карушкин, И.Н. Прудюис, Л.М. Смеркло // Прикладная радиоэлектроника. – 2002. – Т1, №1. – С.77–81.
5. Радиолокационные методы исследования Земли / Ю.А. Мельник, С.Г. Зубкович, В.Д. Степаненко и др. // Под ред. Ю.А. Мельника. – М., 1980.
6. Зубков А.Н., Акиншин Н.С., Савенков В.А., Чесноков Ю.С. Критериальные основы информационно-энергетической оптимизации радиолокационных поисково-прицельных каналов миллиметрового диапазона // Оборонная техника. – 1996. – № 6–7. – С. 51–53.
7. Пасмуров А.Я. Получение радиолокационных изображений летательных аппаратов // Зарубежная радиоэлектроника. – 1987. – №12. – С.3–30.
8. Твердотельные когерентно-импульсные РЛС коротковолновой части миллиметрового диапазона для систем радиовидения / А.Н. Зубков, Н.С. Добрянский, Л.М. Смеркло и др. Материалы 12-й Крымской международной конференции «СВЧ техника и

телекоммуникационные технологии». – Севастополь, 2002. – С.593–595. 9. Твердотельная импульсная РЛС предупреждения столкновений 3 мм диапазона / Н.С. Добрянский, Я.М. Чобан, П.В. Федосюк и др. *Материалы 7-й Крымской международной конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии»*. – Севастополь, 1997. 10. V. Muravyev, A. Rubanik, V. Vorobiev, Y. Choban, P. Fedosuk. *3mm Pulse Radar for Short-Range Navigation and Collision Avoidance. IEEE AEROSPACE and Electronic SYSTEMS MAGAZINE, July 1999, p.23.* 11. Экспериментальные исследования твердотельной импульсной РЛС диапазона 94 ГГц в акватории Севастопольской морской базы / А.Н. Зубков, С.В. Кашин, Я.М. Чобан и др. *Материалы 13-й Крымской международной конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии»*. – Севастополь. – 2003. – С.745–747. 12. Шилейко А.В., Кочнев В.Ф., Химушкин Ф.Ф. *Введение в информационную теорию систем / Под. ред. А.В. Шилейко*. – М., 1985. 13. Штагер Е.А. *Рассеяние радиоволн на телах сложной формы*. – М., 1986.

УДК621.311.61.072.2

Михайло Казанівський

Львівський науково-дослідний радіотехнічний інститут

СПОСОБИ ФОРМУВАННЯ ПОТУЖНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІЗ ВИКОРИСТАННЯМ БАГАТОФАЗНИХ РЕЗОНАНСНИХ СТРУКТУР

© Казанівський Михайло, 2004

Розглянуто можливі шляхи побудови потужних перетворювачів із використанням багатофазних резонансних структур, показано їх переваги і широкі можливості використання.

Possibly ways of building power converters using multy phase resonance structures have being considered. There are advantageous and wide applications have being shown.

Вступ

Побудова пристроїв перетворення енергії на основі високочастотних імпульсних перетворювачів дала змогу значно розширити їх використання в силовій техніці, апаратурі зварювання і електроживлення гальванічних установок, пристроях високочастотного розігріву і плавки металів, системах електрохімічної рафінації і дезодорації рідин, джерелах живлення високочастотних генераторних приладів та інших пристроїв. Розглядаючи можливі шляхи побудови таких джерел живлення, вихідна потужність яких нерідко сягає 1 – 30 кВт, особливу увагу необхідно звернути на захищеність від коротких замикань на виході, зниження рівня завад, неперервність споживання потужності від вхідної мережі.

Використання пристроїв перетворення енергії на основі резонансних перетворювачів доказали значні переваги останніх порівняно з імпульсними ключовими схемами, а саме: захищеність перетворювача від коротких замикань на виході, зменшення рівня втрат при комутації, а також завад, можливість миттєвої зміни амплітуди напруги на виході, змінюючи робочу частоту перетворювача, що уможливило працювати в широких межах як вхідної, так і вихідної напруг. Саме ці переваги дають змогу будувати потужні перетворювачі на основі багатофазних резонансних структур [1]. Цей принцип формування потужних перетворювачів дає змогу рівномірно розділити потужність між усіма резонансними комірками перетворювача, вирівняти струм споживання від вхідної мережі за рахунок фазового зсуву, а також покращати якість вихідної напруги чи струму, розширити межі регулювання при збереженні високого коефіцієнта корисної дії.