

І.І. ЧЕСАНОВСЬКИЙ

Національна академія Державної прикордонної служби України ім. Б. Хмельницького

Л.В. КАРПОВА

Хмельницький національний університет

## ОКРЕМІ АСПЕКТИ ПОБУДОВИ УЗГОДЖЕНИХ АЛГОРИТМІВ ОБРОБКИ ІМПУЛЬСНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ, ЩО МІСТЯТЬ ВИПАДКОВІ МОДУЛЯЦІЙНІ СКЛАДОВІ

*В статті досліджуються питання вибору алгоритму обробки імпульсних радіолокаційних сигналів, що одночасно модульовані по амплітуді і частоті випадковими, вузькосмуговими сигналами. Визначено загальний підхід та виведено розрахункові співвідношення для проведення порівняльної оцінки доцільності застосування узгодженого алгоритму до кожного з типу модуляційних складових, або їх сумісного використання із оптимізацією кореляційних властивостей за показниками виявлення чи розрізнення.*

*Ключові слова: модуляція, зонduючий сигнал, детектування, щільність, узгоджений фільтр.*

I.I. CHESANOVSKYY

National Academy of State Borderguard service of Ukraine named after B. Khmelnytskyi

L.V. KARPOVA

Khmelnytsky National University

## SOME ASPECTS OF CONSTRUCTION COHERENT PROCESSING ALGORITHMS PULSE RADAR SIGNALS CONTAINING COMPONENTS OF INCIDENTAL MODULATION

*The article examines the question of choice of algorithm processing pulse radar signals simultaneously modulated in amplitude and frequency of random narrowband signals. The general approach and removed the calculated value for comparative evaluation of the usefulness of the agreed algorithm to each type of modulation components, or sharing with optimization of correlation properties in terms of detection or distinction.*

*Keywords: modulation, probing signal, detection, density, matched filter.*

Розширення частотної смуги сигналів вирішило низку проблем в радіолокації, пов'язаних з підвищенням частотної та часової селективності, зниженням співвідношень пікових навантажень НВЧ тракту та дальності дії системи, тощо [2]. По суті, штучне розширення смуги частот зонduючих сигналів оптимізує процес виявлення та розрізнення сигналів за рахунок підвищення детермінізму процесів модуляції і демодуляції. При цьому, синтезовані сигнали та алгоритми їх аналізу стають «чутливими» до проявів випадковостей на будь-якому етапі формування чи обробки і саме баланс між енергією випадкових складових та чутливістю до них визначає фізичну реалізуємість даних підходів в реальних системах. Ефективною мірою цієї реалізуємість є функція невизначеності сигналу, центральна пелюстка якої визначає потенційні можливості сигналу, щодо його виявлення а бокові пелюстки – потенційні можливості, щодо його розрізнення. Як показують дослідження [2], не кожне розширення смуги частот, є ефективним, особливо якщо модуляція здійснюється за випадковим законом і складає певну комбінацію модуляційних складових (амплітуда – частота, амплітуда – фаза, тощо), що характерно імпульсним методам, де модуляція виникає в наслідок дії шкідливих чинників, проте в міру конструктивних особливостей станції, може бути використана при узгодженні приймача.

Метою даної статті, є обґрунтування можливих меж у співвідношеннях інтенсивностей різних видів модуляційних складових в імпульсному радіолокаційному сигналі, при яких досягається вииграш від узгодження приймача з ними.

Для більшості методів побудови радіолокаційних каналів, значне розширення смуги частот дає змогу долати вплив випадкових складових до потрібного рівня, з урахуванням, апаратних можливостей фізичної реалізації (ширина смуги частот тракту НВЧ, спрямованість антени, тощо). Звуження ж смуги частот в поєднанні з часовою кінцевістю сигналів, призводить до погіршення роздільної здатності за всіма основними показниками. Певного виграшу дає змогу досягти підхід, що базується на комбінованому застосуванні амплітудних та кутових видів модуляції, що в поєднанні дають змогу досягти виграшу у виявленні та розрізненні, хоча в цілому, при стандартних підходах, задачі підвищення роздільної здатності не вирішують, оскільки співвідношення вкладу кутової і амплітудної модуляції на порядки різні.

Ряд проведених в останній час досліджень показують, що при одночасному застосуванні амплітудної і кутової модуляції, за певних співвідношень їх глибини і форми модулюючих сигналів можна досягти екстремальних значень виграшу в роздільній здатності, що перевищують потенційні можливості в рази. Проте, область цих співвідношень значно обмежена і потребує чіткої оцінки для практичного застосування.

Одним із таких практичних випадків, є імпульсні радіолокаційні системи, побудовані на основі генераторів НВЧ магнетронного типу. Дані генератори характеризуються наявністю електронного зміщення частоти, що спричиняє амплітудно-частотну динаміку зонduючих сигналів [1]. Глибина цієї динаміки в зонduючому сигналі не дає змоги розглядати його як широкосмуговий, проте відкриває можливість, за

рахунок узгодженої обробки, отримати вигравш в ефективності прийому та обробки.

Припустимо, що прийомопередавач радіолокаційної системи певним чином модифікований і містить додаткову ланку – детектор амплітудної і кутової модуляції в система АПЧ (рис.1). При цьому, певним чином модифікований і приймач – він містить «виявляючий» узгоджений фільтр, передавальна характеристика якого може змінюватись в залежності від отриманих на етапі формування  $u(t), \varphi(t)$  (рис. 2).

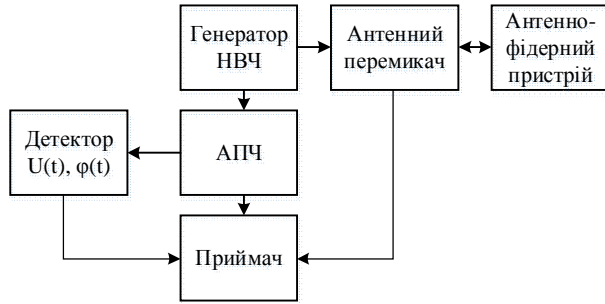


Рис. 1. Структурна схема модифікованої імпульсної РЛС буде вносити лише «згладжуючий» ефект, підвищуючи частотну вибірковість, а можуть бути випадки коли «згладжуючий» ефект спостерігається від кутової модуляції з відповідним підвищенням часової вибірковості.

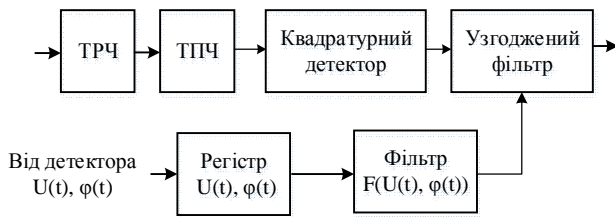


Рис. 2. Структурна схема удосконаленого приймача імпульсної РЛС

Очевидно, що в залежності від форми цих складових та глибини модуляції вигравш в узгодженій обробці буде різний. При цьому, можуть бути випадки, коли амплітудна модуляція, можуть бути випадки, коли амплітудна модуляція

Для визначення меж виникнення цих ефектів і їх співвідношень розглянемо модель сигналу, що містить добуток двох функцій  $u(t)$  і  $e^{j\varphi(t)}$  кожна з яких змінюється незалежно одна від одної зі значеннями абсолютної динаміки в часі одного порядку  $\frac{du(t)}{dt} \approx \frac{d\varphi(t)}{dt} \Big|_{t \in [0, \tau_i]}$ . Відомо, що при застосуванні сигналів з кутовою модуляцією, основний внесок в спектр сигналу

вноситься саме  $\varphi(t) = \int_0^t (\omega_0 + \Delta\omega\psi(x)) dx$ , а при застосуванні амплітудної модуляції, з огляду на те, що

$\varphi(t) = \varphi_0 = const$ , основний внесок в спектр (точніше в ширину смуги частот сигналу) вносить  $u(t)$ , а незначна зміна  $e^{j\varphi(t)}$  може мати певний згладжуючий характер. Виходячи з цього, модель імпульсного радіолокаційного сигналу має вигляд

$$U(t) = U_0 u(t) e^{j\varphi(t)} e^{j\omega t}, \tag{1}$$

або, з урахуванням того, що сигнал є вузькосмуговим і цікавим є аналіз лише модулюючих складових, що мають наближено однаковий порядок (спектри перекриваються), модель сигналу має вигляд

$$U(t) = u(t) e^{j\varphi(t)}. \tag{2}$$

Для випадку імпульсної радіолокації, буде доречним припустити, що амплітудна складова в найгіршому випадку, є постійною в межах імпульсу, а отже перша визначає ширину спектру (обернено тривалості імпульсу) відносно центральної частоти. При цьому,  $\varphi(t)$  представляє собою квадратичну функцію  $\beta t^2$ , що відповідає випадку лінійного спаду частоти внаслідок ефекту електронного зміщення.

Виділимо поблизу моменту  $t$  кінцевий відрізок часу  $\Delta$  такої величини, що функція  $e^{j\varphi(t)}$  (або  $\text{Re}\{e^{j\varphi(t)}\} = \cos(\varphi(t))$ ) змінюється за час  $\Delta$  на кілька періодів. Тобто будемо вимагати, щоб повна варіація  $\varphi(t)$  за час  $\Delta$  була досить великою в порівнянні з  $2\pi$

$$\delta(\varphi(t)) = s \max[\cos \varphi(t + \epsilon) - \cos \varphi(t)] = 2\pi n_1, \tag{2}$$

де  $n_1$  – довільне число;  $-\frac{\Delta}{2} < \epsilon < \frac{\Delta}{2}$ .

Виходячи із уявлень про розрахунок спектральної щільності слід врахувати, що для гармонійного заповнення внески від сусідніх півперіодів взаємно компенсують один одного, коли різниця площ для двох сусідніх півперіодів достатньо мала. Для виконання цієї умови потрібно, щоб відносна варіація функції  $u(t)$  за час  $\Delta$  була малою, тобто

$$\frac{\delta u(t)}{u(t)} = \frac{1}{n_2}, \quad u(t) \neq 0,$$

де  $n_2$  – також довільне число. Із цих умов випливає вимога на величину параметра  $s$ , при якій взаємний вплив амплітудної і кутової складової практично виключається

$$s = 2\pi n_1 n_2 \frac{1}{u(t)} \frac{\delta u(t)}{\delta(\varphi(t))} = n_1 n_2 \frac{\delta u(t)}{u(t)} \frac{2\pi}{\delta(\varphi(t))}$$

або

$$s > \frac{\delta u(t)}{u(t)} \frac{2\pi}{\delta(\varphi(t))} \tag{3}$$

Отриманий результат може бути трактований наступним чином: доцільність використання внутрішньої (амплітудної або кутової) модуляції для додаткового узгодження приймача радіолокаційної станції може бути виправдана лише у випадку виконання умови (3), тобто коли неправильний вибір способу детектування (амплітудне детектування при наявності ЧМ чи частотне детектування при наявності значної амплітудної динаміки) може призвести до значних втрат в потенційному виявленні або розрізненні. При цьому, якщо умова (3) виконується, то слід перевірити ще умову:

$$\frac{\delta(\varphi(t))}{2\pi} \frac{\delta u(t)}{u(t)} = \frac{n_1}{n_2} = \eta, \eta \gg 1, \eta \ll 1, \eta \approx 1. \tag{4}$$

Якщо  $\eta \gg 1$ , то це означає, що має місце значна кутова динаміка, тому основний алгоритм обробки сигналу повинен містити процедуру кутового (частотного чи фазового) детектування. Якщо  $\eta \ll 1$ , то детектування має здійснюватися амплітудним детектором, без урахування впливу кутових складових в комплексній обвідній сигналу. Якщо ж  $\eta \approx 1$  і виконується умова (3) то необхідно застосовувати обидва алгоритми одночасно.

Розглянемо дану задачу з точки зору спектрального підходу, при якому спектри «модуючого сигналу»  $u(t)$  і «несучого коливання»  $e^{j\varphi(t)}$

$$G_u(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t)e^{-j\omega t} dt, \quad G_\varphi(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j\varphi(t)} e^{-j(\omega-\omega_0)t} dt. \tag{5}$$

Припустимо, що функція  $u(t)$  є такою, що повільно змінюється в тому випадку, якщо її спектр концентрується на значно нижчих частотах, ніж спектр другого співмножника. Спектр  $G_u(\omega)$  характеризує поведінку  $u(t)$  на всій осі часу  $-\infty < t < +\infty$ . При цьому, істотною є поведінка  $u(t)$  в деякій околиці моменту  $t$ . Тому використаємо величину

$$G_u(\omega, t) = \int_{t-\Delta/2}^{t+\Delta/2} u(x)e^{-j\omega x} dx, \tag{6}$$

або, після введення в ядро інтегралу гладкої вагової функції часу

$$G_u(\omega, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\frac{(x-t)^2}{\Delta^2}} u(x)e^{-j\omega x} dx. \tag{7}$$

Якщо розглядати випадок коли кутова модуляція є «розширяючою» (забезпечує максимум в розрізненні) а амплітудна згладжуючою (максимум у виявленні), виберемо величину  $\Delta$ , що охоплює порівняно малу (але кінцеву) околицю моменту  $t$ , в якій динаміка  $u(t)$  є малою, а динаміка  $\varphi(t)$  – великою.

При такій ваговій функції, миттєві спектри сигналів  $u(t)$  і  $e^{j\varphi(t)}$  мають вигляд

$$G_1 = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\frac{(t-\tau)^2}{\Delta^2}} u(\tau)e^{-j\omega\tau} d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\frac{(t-\tau)^2}{\Delta^2} - j\omega\tau + \ln u(\tau)} d\tau, \tag{8}$$

$$G_2 = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\frac{(t-\tau)^2}{\Delta^2} - j\omega\tau + j\varphi(\tau)} d\tau. \tag{9}$$

Зробимо деякі спрощуючі припущення, а саме, припустимо, що в суттєвій області значень  $\tau$ , близьких до  $t$ , функції  $\varphi(\tau)$  і  $\ln f(\tau)$  можна замінити першими членами відповідних рядів Тейлора

$$\varphi(\tau) \approx \varphi(t) + \varphi'(t)(\tau-t) + \frac{\varphi''(t)}{2}(\tau-t)^2, \ln f(\tau) \approx \ln f(t) + \frac{f'(t)}{f(t)}(\tau-t). \tag{10}$$

Для розрахунку спектрів застосуємо метод стаціонарної фази [3], відповідно якого, асимптотичне рішення інтегралів з визначеними параметрами  $u(x)$  і  $e^{\varphi(x)}$  (при  $\frac{d\varphi(t)}{dt} \gg \frac{du(t)}{dt}$ ) має вигляд

$$G = \int_{-\infty}^{+\infty} u(x)e^{-\varphi(x)} dx \approx \sqrt{\frac{2\pi}{\varphi''(x_0)}} f(x_0)e^{-\varphi(x_0)}. \quad (11)$$

Таким чином,

$$G_1 \approx u(t)e^{-j\omega t} \frac{\sqrt{2\pi\Delta}}{\sqrt{1 + \frac{1}{2}\left(\frac{u'(t)}{u(t)}\right)^2 \Delta^2}} e^{-\frac{\left(\omega - j\frac{u'(t)}{u(t)}\right)^2 \Delta^2}{4\left[1 + \frac{1}{2}\left(\frac{u'(t)}{u(t)}\right)^2 \Delta^2\right]}} \quad (12)$$

$$G_2 \approx e^{-j[\varphi(t) - \omega t]} \frac{\sqrt{2\pi\Delta}}{\sqrt{1 - j\frac{\varphi''(t)\Delta^2}{2}}} e^{-\frac{(\omega - \varphi'(t))\Delta^2}{4\left[1 - j\frac{\varphi''(t)\Delta^2}{2}\right]}}. \quad (13)$$

Для даної задачі, суттєву роль відіграє розподіл енергії сигналів по частотах, тобто модулі цих виразів. Нормуючи останні по їх максимальних значеннях, неважко отримати

$$\left| \frac{G_1}{G_{1\max}} \right| = e^{-\frac{\omega^2}{(\delta\omega_1)^2}}, \quad \left| \frac{G_2}{G_{2\max}} \right| = e^{-\frac{(\omega - \varphi'(t))^2}{(\delta\omega_2)^2}},$$

$$\delta\omega_1 = \frac{2}{\Delta} \sqrt{1 + \frac{1}{2}\left(\frac{u'(t)}{u(t)}\right)^2 \Delta^2}; \quad \delta\omega_2 = \frac{2}{\Delta} \sqrt{1 + \left(\frac{\varphi''(t)\Delta^2}{2}\right)^2}. \quad (14)$$

На рис. 3 показані миттєві спектри  $G_1(\omega, t)$  і  $G_2(\omega, t)$ , що побудовані за отриманими формулами для певного значення  $\Delta$  і моменту часу.

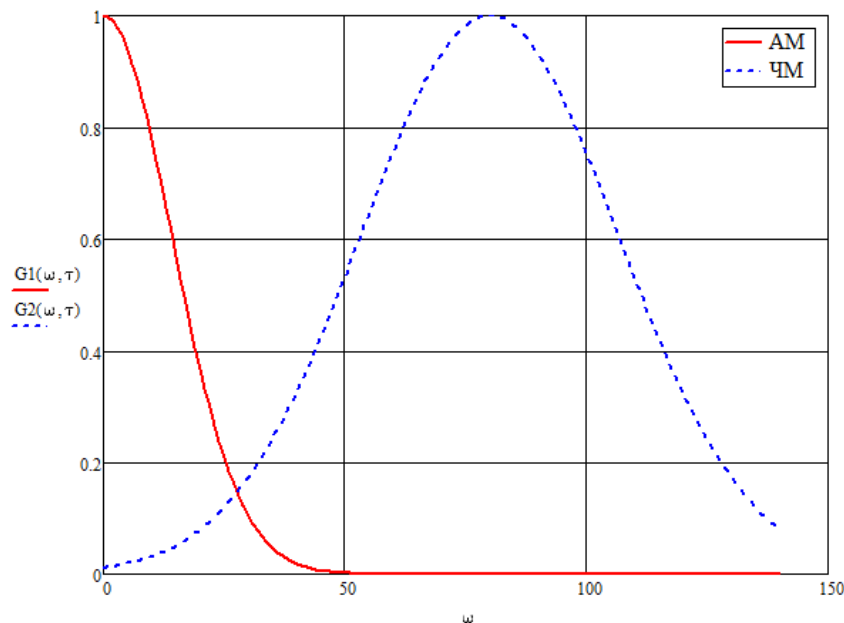


Рис. 3. Оцінка спектральної щільності амплітудної і кутової складової сигналу в точці стаціонарної фази

Якщо вважати, що функція  $u(t)$  змінюється значно повільніше ніж  $\varphi(t)$ , то її спектр  $G_1(\omega, t)$  розміщується на значно більш низьких частотах, ніж спектр  $G_2(\omega, t)$ . На рис. 3 видно, що чим більша величина  $\varphi'(t)$  (для ЛЧМ – коефіцієнта ЛЧМ), тим більше зміщується спектр  $G_2(\omega, t)$  в сторону високих частот і відповідно, тим сильніше виконується ця умова. Найбільш важко виконати умову поблизу стаціонарної точки  $t_0$ , в якій  $\varphi'(t) = 0$ . В цьому випадку максимуми спектрів співпадають і умова повільності  $u(t)$  приймає вигляд

$$\delta\omega_1 \ll \delta\omega_2$$

За допомогою (14) неважко показати, що еквівалентно системі нерівностей

$$\frac{u'(t_0)}{u(t_0)} \Delta \ll 1 \ll \varphi''(t_0) \Delta^2, \quad (15)$$

яку можна розглядати як уточнення вимог до множника, що повільно змінюється.

На рис. 4 та рис. 5 приведено характер залежності спектральної щільності  $G_1$  і  $G_2$  в різних перерізах ширини інтервалу аналізу в стаціонарній точці.

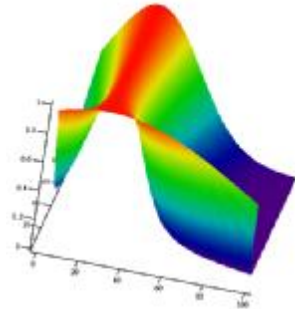


Рис. 4. Характер залежності спектральної щільності кутової складової від  $\Delta$

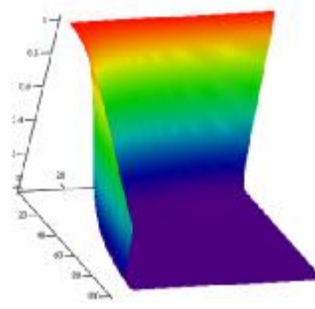


Рис. 5. Характер залежності спектральної щільності амплітудної складової від  $\Delta$

Як видно з приведених рисунків, розширення інтервалу аналізу призводить до значної зміни характеру розподілу спектральної щільності, при цьому, існує яскраво виражене значення цього інтервалу при якому спостерігається висока концентрація спектральної щільності відносно точки стаціонарної фази. В даний момент часу, практично відсутнє перекриття спектральних щільностей амплітудної і частотної складових, що свідчить про недоцільність їх одночасного використання (з вирішенням оптимізаційної задачі).

Таким чином, отримані співвідношення і побудовані на їх основі графіки дають змогу обґрунтувати доцільність застосування узгоджених алгоритмів при обробці сигналів, які одночасно містять декілька модуляційних складових випадкового характеру. При цьому встановлено теоретичну межу доцільності їх сумісного чи роздільного урахування. Так, при наявності «значного» перекриття спектральних щільностей амплітудної і частотної складових при фіксованій ширині інтервалу аналізу біля точки стаціонарної фази, визначеної за кутовою складовою, є сенс вирішувати оптимізаційну задачу, щодо побудови каналу узгодженого з обома складовими в певному співвідношенні їх інтенсивностей. В протилежному випадку, слід використовувати лише одну складову, в залежності від поставленої мети – виявлення чи розрізнення.

### Література

1. Вамберский М.В. Передающие устройства СВЧ : учебное пособие для радиотехнических спец. вузов / Вамберский М.В., Казанцев В.И., Шелухин С.А. ; под ред. М.В. Вамберского – М. : Высш. шк., 1984. – 448 с.
2. Вопросы перспективной радиолокации : коллективная монография / под редакцией А.В. Соколова. – М. : Радиотехника, 2003. – 512 с.
3. Вакман Д.Е. Асимптотические методы в линейной радиотехнике / Вакман Д.Е. – М. : Сов. Радио, 1962. – 247 с.

Рецензія/Peer review : 27.1.2016 р.

Надрукована/Printed : 11.2.2016 р.  
Рецензент: д.т.н., проф. Мартинюк В.В.