

АНАЛІЗ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ З ВИКОРИСТАННЯМ ЧАСТОТНО-ЧАСОВОГО РОЗПОДІЛУ, ЗДОБУТОГО ІЗ КОРОТКОЧАСНИХ БІСПЕКТРАЛЬНИХ ОЦІНОК

© Тоцький О., 2006

Запропоновано новий підхід до частотно-часового аналізу радіолокаційних сигналів, відбитих від рухомих об'єктів. Запропонований підхід засновано на розрахунках короткочасних біспектральних оцінок, які виділені з прийнятого радіолокаційного сигналу за допомогою ковзного вікна, та відновленні частот, зв'язаних за фазами. Когерентний радіолокатор, що працює у неперервному режимі, було застосовано для вимірювання нестационарних сигналів, одержаних від таких об'єктів, як металева сфера, що гойдається, та людина, котра крокує. Одержані частотно-часові розподіли зв'язаних за фазами гармонік можна рекомендувати як нові інформативні ознаки для радіолокаційних систем автоматичного розпізнавання об'єктів.

A new approach to time-frequency analysis of radar echo signals obtained from moving targets is considered. The proposed approach is based on the assessing of time-varying bispectrum estimates that permits to restore phase-coupled frequencies including in transient sequences separated from the total radar backscattered signal by a sliding window. A coherent and continuous-wave radar has been used for measuring non-stationary signals backscattered by moving objects like a swinging metallic sphere or a walking human. The obtained time-frequency distributions of phase-coupled harmonics can be recommended as a new information feature in automatic radar target recognition systems.

Вступ

Оцінювання параметрів нестационарних сигналів має важливе практичне значення в радіолокаційних системах автоматичного розпізнавання об'єктів. Зміщення частоти Доплера є параметром сигналу, який часто використовується для розпізнавання цілей у радіолокації. Якщо амплітуда і частота сигналу є функціями часу, поняття "частота", в звичайному розумінні, стає некоректним. Тому такий параметр, як миттєва частота має бути використано для порозуміння того, як спектральний зміст нестационарного сигналу змінюється з часом [1, 2]. Миттєву частоту визначають як частоту нестационарного сигналу протягом такого короткого часового інтервалу, коли сигнал можна вважати квазістационарним. Миттєва частота сигналу дає змогу оцінювати еволюцію спектральних піків, знаходження яких на площині частота-час, змінюється з плином часу. Починаючи з класичної статті Gabor [3], частотно-часовий розподіл вельми часто застосовується до аналізу миттєвого спектра нестационарних сигналів [1, 2, 4]. Різноманітні підходи запропоновані великою кількістю авторів [1, 4, 5–7] для підвищення точності оцінки миттєвого спектра. Проте потрібно відзначити, що найчастіше для аналізу миттєвого спектра використовують оцінювання енергії, яку розраховують на одиницю часу та на одиницю частотного інтервалу у вигляді сумісної функції часу та частоти. Оскільки формування енергетичного спектра неминуче приводить до придушення фазових зв'язків, то природно, в цьому випадку стає неможливим оцінювання еволюції спектральних компонент, які мають фазові зв'язки. Частотно-часовий розподіл енергетичного спектра відображає наявність у цьому спектрі усіх спектральних компонент, які присутні у нестационарному сигналі, та є принципово неможливим виділення з оцінки енергетичного спектра таких миттєвих частот, які мають фазові зв'язки. Ця особливість, з нашої точки зору, є суттєвим недоліком підходу, який пов'язаний з оцінюванням еволюційної поведінки енергетичного спектра.

Класичний розподіл Wigner-Ville [5] та його численні узагальнення з використанням різних ядер [4] дають змогу отримати оптимальні оцінки для лінійно частотно модульованих сигналів, які часто використовують в радіолокації. Але суттєвим характерним недоліком цих розподілів є наявність перехресних членів – потужних піків, які виникають під час обробки нелінійних частотно-модульованих сигналів чи багатокомпонентних сигналів. Присутність таких піків маскує істинний частотно-часовий розподіл та порушує одержання правильних ознак радіолокаційних об'єктів.

Розподіл третього порядку Wigner або Wigner-біспектр було запропоновано у роботі Gerg [8] як розширення розподілу Wigner-Ville для використання спектрів вищих порядків в аналізі сигналів. Цей розподіл дає змогу оцінювати еволюційну поведінку моментів третього порядку сигналів на частотно-часовій гіперплощині. У роботі [9] було узагальнено поняття розподілу Wigner для моментів третього порядку, а в статті [10] – виконано дослідження такого розподілу. Основні переваги Wigner-біспектра впливають з головних властивостей біспектра, які визначені в [11]. Це насамперед: 1) низька чутливість біспектра до адитивного шуму з симетричною функцією розподілу густини ймовірності; 2) оскільки спектральний момент третього порядку придушує лінійний фазовий член, біспектр є нечутливим до часових зсувів сигналу, які на практиці спричинені лінійними переміщеннями та обертаннями об'єкта; 3) оцінка біспектра дає змогу виділити присутність в Фур'є спектрі сигналу таких гармонік, які мають фазові зв'язки. Остання особливість дає змогу виявити нові ознаки, які присутні в Фур'є спектрі нестационарного сигналу, для розв'язання задачі розпізнання об'єкта за допомогою таких нових ознак. Але треба відзначити, що найсуттєвішим недоліком розподілу Wigner вищого порядку, який стримує його практичне застосування, є неймовірно високий час, необхідний на розрахунок двовимірних швидких перетворень Фур'є та принципові труднощі візуального аналізу еволюції спектрів вищого порядку, який потребує подання даних в чотиривимірному просторі.

Виділення з короточасних біспектральних оцінок гармонік, які мають фазові зв'язки

Спочатку розглянемо модель радіолокаційного сигналу, відбитого від об'єкта, що рухається в полі випромінювання радіолокатора. Розглянемо модель людини, котра крокує. Фізичну модель людини, котра крокує, можна описати у вигляді одночасної суміші рухань різних складових, таких як тіло (торс), ноги та руки. Параметри прийнятого радіолокаційного сигналу суттєво залежать від особливостей розсіяння електромагнітних хвиль на поверхнях, які рухаються. Площина поверхні, яка в діапазоні сантиметрових хвиль має достатньо багату кількість центрів розсіяння, швидкість пересування поверхні розсіяння, ракурс пішохода та потужність електромагнітної хвилі, яка відбита від різних частин м'якої поверхні тіла людини, є параметрами, що змінюються з часом та спричиняють нестационарний характер поведінки сигналу.

Отже, в моделі радіолокаційного сигналу, який відбитий від людини, котра пересувається в полі когерентного неперервного випромінювання радіолокатора, треба передбачити суму миттєвих частотних складових Допплера. Взавши до уваги той факт, що вищезначені частини тіла знаходяться у стані безперервного руху, сигнал на виході приймального блока такого радіолокатора є, по-перше, нестационарним, тому що амплітуда та частота сигналу є суттєво змінними функціями часу, і, по-друге, багатокомпонентним, тому що у сигналі одночасно присутні декілька частот Допплера, які спричинені відмінними швидкостями рухань різних частин тіла. Для поверхні, що має велику кількість центрів розсіяння M , дискретний відгук $y(i)$, який спостерігають на виході аналого-цифрового перетворювача, запишемо у вигляді

$$y(i) = x(i) + n(i) = \sum_{m=1}^M a_m(i) \cos[\Phi_m(i)] + n(i), \quad (1)$$

де $i=1,2,\dots,I$ – індекс відліку у часовій області; $n(i)$ – адитивний гауссів шум з нульовим середнім значенням та невідомою дисперсією; $a_m(i)$ і $\Phi_m(i)$ – відповідно миттєва амплітуда та миттєва повна фаза сигналу $x(i)$, що спричинені m -м центром розсіяння на поверхні об'єкта.

Підкреслимо, що $a_m(i)$ і $\Phi_m(i)$ є змінними з часом невідомими функціями, поведінка яких випадково змінюється згідно з напрямком руху, швидкістю та ракурсом (кутом зору) об'єкта.

Потрібно також відзначити, що до моделі сигналу (1) входять дві основні компоненти руху людини. Перша – це рух цілого тіла, яке переміщується у просторі. Ймовірно, що ця компонента руху породжує приблизно стале зміщення частоти Доплера у сигналі, який спостережують згідно з рівнянням спостереження (1). Другу компоненту спричинюють качання торсу, розмахування рук та рух ніг під час рухання людини. Остання компонента витворює суму частотних зміщень Доплера, які є випадковими та змінними функціями часу.

Взявши до уваги вищезазначені особливості фізичної моделі руху людини, фазову функцію $\Phi_m(i)$ в (1) можна подати у вигляді полінома невідомого порядку r як

$$\Phi_m(i) = \sum_{r=0}^R b_{mr} i^r \quad (2)$$

Миттєва частота $f_m(i)$ дорівнює похідній функції (2) та її можна записати у вигляді

$$f_m(i) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi_m(i)}{di} = \frac{1}{2\pi} \sum_{r=0}^R b_{mr} i^{r-1} \quad (3)$$

Залежно від особливостей фізичної моделі конкретного об'єкта поліном (3) може відповідати лінійному ($r=2$), квадратичному ($r=3$) або нелінійному частотно модульованому сигналу іншого типу ($r>3$). Взагалі, запропонована модель сигналу (1–3) описує поведінку нестационарного багатокомпонентного сигналу у вигляді зваженої суми простих сигналів з миттєвими частотами $f_m(i)$. Інакше кажучи, прийнятий радіолокаційний сигнал від людини, котра рухається в полі випромінювання когерентного радіолокатора, містить сукупність невідомих миттєвих частотних компонент, які змінюються з часом під час руху людини.

Треба особливо відзначити, що миттєві частоти (гармоніки) нестационарного сигналу можуть мати певні фазові зв'язки, поведінка яких є випадковою під час руху об'єкта. Останнє припущення є базовою гіпотезою підходу, який пропонується в статті для виявлення та оцінювання априорі невідомого частотно-часового закону зміни гармонік сигналу, які мають фазові зв'язки.

Підхід, який пропонується в статті, базується на тому факті, що торс, руки і ноги людини, котра крокує, не є незалежними джерелами частотних зміщень Доплера. Ці частини тіла пов'язані через спільну “несучу”, яким є торс і який виступає у вигляді “спільної бази” як для рук, так і для ніг людини. З цього приводу, фазові зв'язки гармонік радіолокаційного сигналу $x(i)$ в рівнянні (1) мають бути очікуваними на практиці з великою часткою ймовірності.

Ціллю статті є дослідження еволюційної поведінки миттєвих частот нестационарного радіолокаційного сигналу, але таких, які мають певні фазові зв'язки. Виявлення закономірностей еволюційної поведінки цих миттєвих частот дасть змогу, з нашої точки зору, одержати нові інформативні ознаки, які мають бути корисними для результативного вирішення статистичних завдань радіолокаційного розпізнавання об'єктів.

Нижче наведемо запропонований підхід до оцінювання еволюції миттєвих частот, який базується на одній з основних властивостей біспектра, розглянутих в [11]. Ця властивість полягає в тому, що біспектр є мірою потрійної кореляції амплітуд і фаз спектральних компонентів сигналу. Якщо фазові зв'язки між означеними спектральними компонентами існують, то біспектр-сигнали є відмінним від нуля. Навпаки, біспектр випадкового процесу, такого як, наприклад, гауссів шум з нульовим середнім значенням дорівнює нулю, тому що цей процес за визначенням не містить жодної пари спектральних компонент, які пов'язані за фазами. Отже, протилежно енергетичному спектру, який одержують за допомогою звичайного спектрального аналізу і який містить абсолютно усі спектральні компоненти процесу, піки, які виникають на біспектральній площині, вказують на наявність у процесі тільки таких частотних компонент, які мають фазові зв'язки.

Визначимо короткочасну біспектральну оцінку у вигляді потрійного перемноження короткочасних перетворень Фур'є послідовностей $y(i,n)$, тривалість яких є значно меншою за повну тривалість I , означену в (1). Серію таких короткочасних послідовностей $y(i,n)$ можна виділити за допомогою вікна, яке ковзає уздовж процесу (1), займаючи послідовно $n=1,2,\dots,N$ положень, які не перекриваються одне з одним. Тоді короткочасну біспектральну оцінку можна подати у вигляді такого співвідношення:

$$B(p, q; n) = Y(p, n)Y(q, n)Y^*(p + q, n) = |B(p, q; n)|e^{j\beta(p, q; n)}, \quad (4)$$

де $Y(p, n) = |Y(p, n)|e^{j\varphi(p, n)}$ – пряме дискретне та змінне з часом перетворення Фур'є короткочасної послідовності $y(i, n)$; $|B(p, q; n)|$ і $\beta(p, q; n)$ – відповідно біамплітуда та біфаза, які є змінними функціями часу; $p=1, \dots, P$ і $q = 1, \dots, P$ ($P \ll I$) – незалежні частотні індекси; символ * означає комплексне спряження.

Відзначимо, що перед розрахунками біспектральних оцінок (4) треба виконати процедуру віднімання постійної складової з процесу (1). Це необхідно для того, щоб виключити потужний неінформативний пік, який виникає у початку координат (на нульових частотах $p = q = 0$) і який може маскувати інформативні піки на бічастотній площині (p, q) .

Особливо звернемо увагу на те, що коли фазові зв'язки між двома довільними спектральними компонентами p та q існують в короткочасній послідовності $y(i, n)$, відповідний пік має виникнути в розподілі біамплітуди $|B(p, q; n)|$ на перетині даних частотних координат у бічастотній площині.

Для демонстрації виявлення можливих фазових зв'язків за допомогою короткочасного біспектрального аналізу розглянемо практичний приклад розрахунку оцінки біамплітуди $|B(p, q; n)|$ нестационарного радіолокаційного сигналу згідно з формулою (4). З цією ціллю було записано цифровий радіолокаційний сигнал, який відповідає відбиттю електромагнітних хвиль когерентного радіолокатора неперервної дії (довжина хвилі радіолокатора $\lambda = 2$) від металевої сфери (маятника), що гойдається в дальній зоні радіолокатора. Один з типових сегментів такого сигналу довжиною 4000 відліків зображений на рис. 1. На вертикальній та горизонтальній осях графіка відкладені відповідно амплітуда та номер часового відліку сигналу.

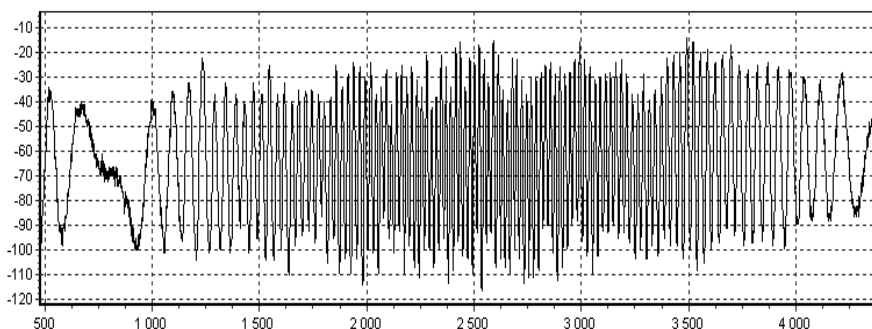


Рис.1. Радіолокаційний сигнал, отриманий від металевої сфери, що гойдається

Цей сигнал одержано внаслідок розсіяння когерентної електромагнітної хвилі вертикальної поляризації на металевій сфері, діаметр якої є значно більшим від довжини хвилі. Така сфера є явно виразним протяжним об'єктом, який містить велику кількість центрів розсіяння і положення яких в просторі змінюється з часом відповідно качанням сфери. Тому, можна очікувати, що такий сигнал не є чистим лінійно-частотномодульованим коливанням. Із аналізу рис. 1 добре видно наявність флуктуацій амплітуди та частоти, величини яких змінюються з часом. Тому цей сигнал має характерні ознаки нестационарної поведінки.

Розподіл біамплітуди короткочасного сигналу ($i \in [514, 770]$), який виділений з сегменту сигналу на рис. 1 за допомогою ковзного вікна прямокутної форми, показано на рис. 2. Горизонтальна площина на цьому графіку є бічастотною площиною (p, q) , а на вертикальній осі відкладена величина біамплітуди $|B(p, q; n)|$.

З візуального аналізу графіка на рис. 2 добре видно наявність декількох піків. Це є свідченням присутності в сигналі таких спектральних компонент, які мають фазові зв'язки, та практичним підтвердженням вищеозначеної гіпотези про присутності таких гармонік в радіолокаційному

сигналі, що одержаний внаслідок розсіяння когерентної електромагнітної хвилі на поверхні з безліччю центрів розсіяння.

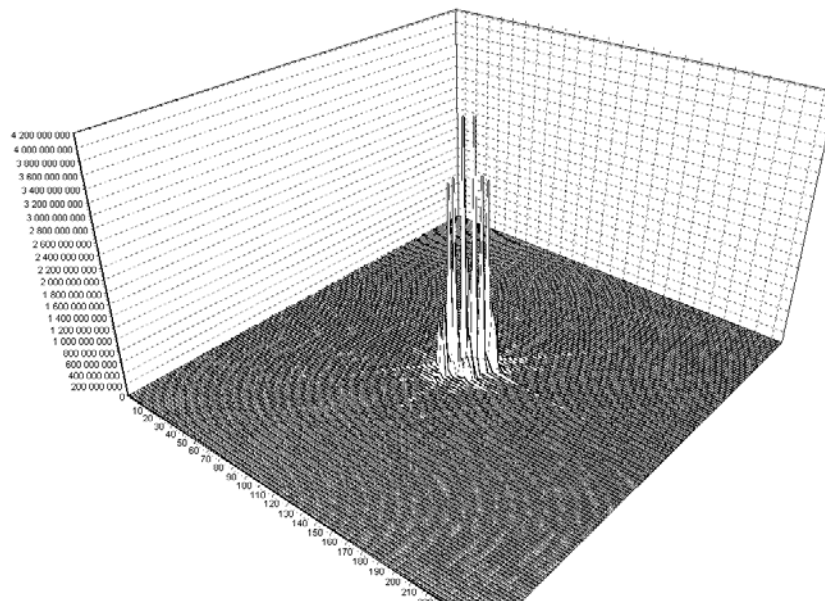


Рис. 2. Оцінка біамплітуди, яка одержана від металевої сфери, що гойдається

Розглянутий практичний приклад подав нам ідею відображення тривимірної функції біамплітуди на двовірну площину “частота-час”, що, своєю чергою, дає змогу ясного спостереження еволюційної поведінки спектрального складу нестационарного сигналу.

Експериментальні дослідження запропонованого підходу

Для експериментальних досліджень було використано когерентний, гомодінний радіолокатор з довжиною хвилі $\lambda = 2$ см. Аналого-цифровий перетворювач на 10 біт забезпечував записи сигналів у потрібному цифровому форматі для їх подальшої цифрової обробки. Рупорна антена працювала одночасно в режимах випромінювання та прийому електромагнітних хвиль вертикальної поляризації.

Два різних об'єкти досліджувались в експерименті: перший – металева сфера (твердий об'єкт), що гойдається, та другий – людина (м'який об'єкт), котра крокує. Обидва об'єкти знаходились в дальній зоні випромінювання радіолокатора під час повного інтервалу запису цифрових сигналів, який дорівнював 63 с, що відповідає реєстрації 200000 часових відліків. Просте вікно прямокутної форми, яке ковзає уздовж такого сигналу, дає можливість виділяти для обробки N короткочасних послідовностей довжиною у 256 відліків кожна, які не перекриваються одна з одною. Ця довжина ковзного вікна забезпечує частотне розрізнення, величина якого дорівнює приблизно 12,4 Гц. Сукупність з N відповідних короткочасних біспектральних оцінок було розраховано згідно з формулою (4). Піки біамплітуди $|B(p, q; n)|$, які перевищують певний назначений пороговий рівень, було виділено для аналізу нестационарного сигналу. Частотні координати виділених піків біамплітуди були відображені до площини частота-час з ціллю одержання частотно-часового розподілу.

Спочатку розглянемо застосування запропонованого підходу до нестационарного сигналу, який одержаний від металевої сфери (твердий об'єкт), що гойдається. Металева сфера була повішена на дроті та гойдалася як маятник. Радіолокаційний сигнал, який був записаний для такої сфери, було аналізовано протягом характерного часового інтервалу 1200 мс ($N = 15$), який приблизно дорівнює одному цілому періоду коливань маятника. Частотно-часовий розподіл, одержаний для цієї сфери за вищеописаним підходом, показано на рис. 3. Вищезначений пороговий рівень піка біамплітуди був вибраний таким, що дорівнює 2×10^8 .

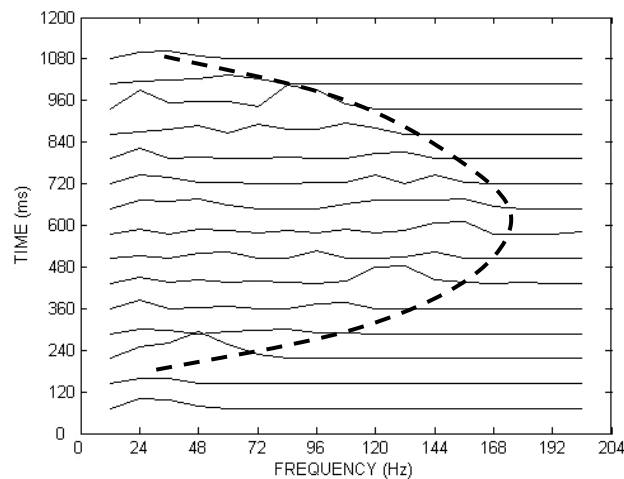


Рис. 3. Частотно-часовий розподіл сигналу, одержаного від металеві сфери, що гойдається

Аналіз частотно-часового розподілу на рис. 3 дає можливість зробити такі висновки. По-перше, в цьому розподілі присутня квазістала компонента частоти Доплера, яка на графіку проявляється у вигляді сукупності максимумів, які розміщені уздовж часової осі. Ця компонента відповідає наявності члена нульового порядку в поліномі (3). По-друге, нелінійний (близький до параболічного) закон часової зміни миттєвої частоти, який позначено штриховою лінією, добре простежується з графіка на рис. 3. Така еволюційна поведінка миттєвих частот, що пов'язані між собою фазовими зв'язками, дає змогу одержати частотно-часовий фазовий “портрет” радіолокаційного об'єкта. Цей “портрет”, своєю чергою, дає можливість вимірювання специфічного нелінійного закону частотної модуляції, який належить до конкретного об'єкта, та може слугувати інформативною ознакою об'єкта, що має бути розпізнаним. По-третє, наявність адитивного шуму мало впливає на результат запропонованого одержання частотно-часового розподілу за допомогою відповідних перерізів оцінки біамплітуди. Останню важливу особливість можна пояснити вищезначеною низькою чутливістю біспектра до адитивного шуму з симетричною функцією густини ймовірності.

Отже, тестовий об'єкт у вигляді металеві сфери, що гойдається в полі випромінювання когерентного радіолокатора та має достатньо велику кількість центрів розсіяння, дав змогу підтвердити вищеприписану гіпотезу про наявність у відбитому радіолокаційному сигналі сукупності гармонік, які мають фазові зв'язки.

Іншим об'єктом експериментальних досліджень була людина, котра крокує уздовж напрямку випромінювання когерентного радіолокатора. На розділення від металеві сфери електромагнітне поле розсіяння та відповідний сигнал, відбитий від людини, мають значно складніший характер. На рис. 4 показано характерний сегмент радіолокаційного сигналу довжиною 960 мс, який відбитий від пішохода, котрий крокує.

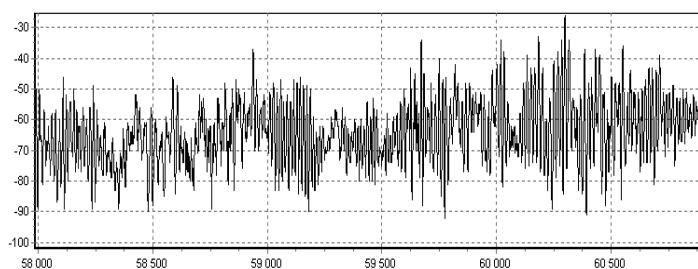


Рис. 4. Радіолокаційний сигнал, отриманий від пішохода, котрий крокує

Потрібно відзначити, що порівняно з сигналом на рис. 1, радіолокаційний сигнал на рис. 4 має значно виразнішу нестационарну структуру, яка виявляється у вигляді суттєво більших флуктуацій амплітуди та частоти. Треба також звернути увагу на те, що амплітуда сигналу, відбитого від пішохода, менша від амплітуди сигналу, відбитого від металеві сфери. З цієї причини відношення сигнал/шум для пішохода є, по-перше, суттєво меншим порівняно з відповідною величиною для металеві сфери, а, по-друге, це відношення для пішохода змінюється з часом по мірі віддалення пішохода від радіолокатора.

На рис. 5 зображена гістограма розподілу миттєвих спектральних компонент, які одержані за допомогою $N=12$ оцінок біамплітуди, виділених з сигналу на рис. 4 ковзним вікном довжиною у 256 відліків. Ця гістограма, яка збудована на частотно-часовій площині, дає змогу підтвердити наявність гармонік такого сигналу, які мають фазові зв'язки.

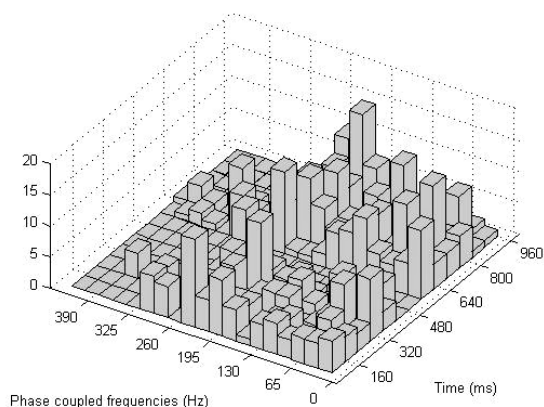


Рис. 5. Гістограма розподілу гармонік, які мають фазові зв'язки

Графік частотно-часового розподілу гармонік, що мають фазові зв'язки в сигналі, який відбитий від пішохода, показано на рис. 6 (вибраний поріг оцінки біамплітуди дорівнює 2×10^7).

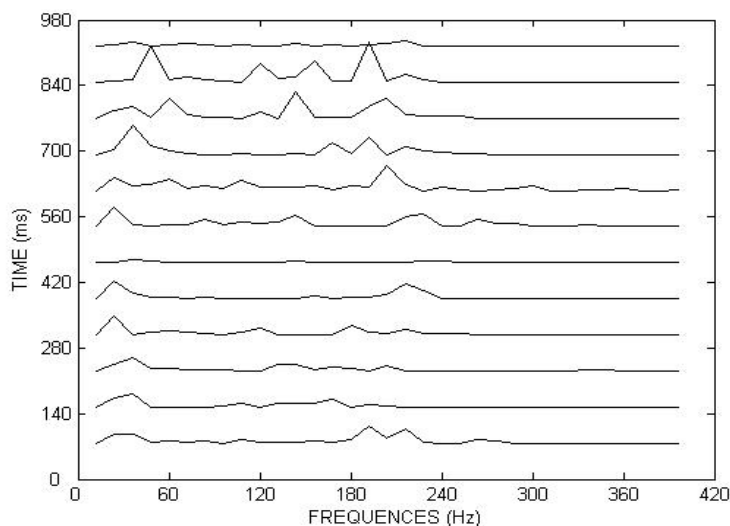


Рис. 6. Частотно-часовий розподіл сигналу, одержаного від пішохода, котрий крокує

Аналіз частотно-часового розподілу, зображеного на рис. 6, дає змогу відзначити наявність серії піків миттєвих частот, що підтверджує гіпотезу про багатокомпонентну структуру радіолокаційного сигналу, який одержано від пішохода, котрий крокує в полі випромінювання когерентного радара. Торс пішохода під час його руху збуджує в частотно-часовому розподілі на

рис. 6 серію низькочастотних піків на частотах, близьких до 30 Гц. Миттєві частоти Доплера, які відповідні до руху рук та ніг людини, створюють піки в частотно-часовому розподілі на частотах, близьких до 120 і 240 Гц. Треба також відзначити, що присутність адитивного шуму практично не спотворює структуру частотно-часового розподілу миттєвих частот, які одержані за допомогою біспектрального оцінювання. Остання особливість є суттєвою перевагою на одержання стійких до впливу адитивного шуму інформативних ознак за допомогою запропонованого підходу.

Висновки

У статті запропоновано новий підхід для одержання інформативних ознак об'єктів за допомогою виділення з нестаціонарного радіолокаційного сигналу таких спектральних компонент, які мають фазові зв'язки. Для цього запропоновано застосувати відображення піків короткочасних оцінок біамплітуди на площину частота-час з ціллю одержання еволюційного розподілу миттєвих частот Доплера багатокомпонентного сигналу, що містить сукупність нелінійно частотно модульованих коливань. Запропонований підхід було експериментально досліджено на когерентнім радіолокаторі неперервної дії для об'єктів різної структури: твердого об'єкта – металевої сфери, що гойдається в електромагнітному полі випромінювання радару, та м'якого об'єкта – пішохода, котрий крокує уздовж напрямку випромінювання радіолокатора. Результати експериментальних досліджень демонструють певну стійкість отриманих інформативних ознак об'єктів як до адитивного шуму, так і до просторових переміщень та обертань пішохода. Це виглядає перспективним рекомендувати отримані нові інформативні ознаки до використання в радіолокаційних системах ідентифікації, класифікації та розпізнання об'єктів. Аспекти, які пов'язані з розв'язанням статистичної задачі розпізнання радіолокаційних образів за допомогою виявлених інформативних ознак, є предметом подальших досліджень.

1. B. Boashash, "Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal – Part 1: Fundamentals", *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, no. 4, pp. 520–538, April 1992. 2. B. Boashash, "Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal – Part 2: Algorithms and Applications", *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, no. 4, pp. 540–568, April 1992. 3. D. Gabor, «Theory of communication», *Journal IEE (London)*, vol. 93, pp. 429–457, 1946. 4. L. Cohen, "Time-frequency distributions – a review", *Proceedings of the IEEE*, vol. 77, no. 4, pp. 941 – 981, July 1989. 5. J. Ville, "Théorie et applications de la notion de signal analytique", *Cables et Transmission*, vol. 2, pp. 61 – 74, 1948. 6. C. H. Page, *Instantaneous power spectra*, *J. Appl. Phys.*, vol. 23, pp. 103 – 106, 1952. 7. A. W. Rihaczek, "Signal energy distribution in time and frequency", *IEEE Trans. Information Theory*, vol. IT-14, pp. 369 – 374, 1968. 8. N. L. Gerr, "Introducing a third-order Wigner distribution", *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, no. 3, pp. 290 – 292, March 1988. 9. J. Fonollosa, and C. L. Nikias, "Analysis of transient signals using higher order time-frequency distributions", in *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, (San Francisco), pp. V197 – V200, March 1992. 10. A. Swami, "Third-order Wigner distributions: Definitions and properties", *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Toronto, Canada, pp. 3081 – 3084, May 1991. 11. C. L. Nikias and M. R. Raghuvver, "Bispectral estimation: A digital signal processing framework", *Proc. IEEE*, vol. 75, no. 7, pp. 869–891, July 1987.