

Progress in Electromagnetics Symposium (PIERS 2000). – Cambridge, Massachusetts, 2000, July.

3. Andreyev Yu. Information Processing in 1-D Systems with Chaos / Andreyev Yu. V., Dmitriev A.S., and Starkov S.O. // *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 1997, vol. 44, No. 1, pp. 21-28.

4. Heiskala J. OFDM Wireless LANS: A Theoretical and Practical Guide / J. Heiskala, J. Terry. – Indianapolis: Sams Publishing, 2002.

5. Козленко М. І. Вплив відновлення проміжних значень сигналів зі змінною ентропією на завадостійкість обміну даними в автоматизованих системах керування / М. І. Козленко // Вісник Східноукраїнського національного університету імені Володимира Даля. – 2011. – № 13(167). – Луганськ: СНУ ім. Володимира Даля, 2011. – С. 308 – 314.

6. Козленко М. І. Ефективність використання частотної смуги при формуванні широкосмугових сигналів в розподілених комп'ютерних та телекомунікаційних системах / М. І. Козленко // Проблеми інформаційних технологій. – 2012. – № 1 (011). – Херсон: ХНТУ, – С. 115-120.

7. Козленко М. І. Ефективність застосування ймовірнісних характеристик при формуванні широкосмугових випадкових сигналів в телекомунікаційних та комп'ютерних системах / Козленко М. І. // Вісник Хмельницького національного університету (технічні науки). – 2012. – № 4 (191). – Хмельницький: ХНУ, 2012. – С. 118 – 125.

References

1. Sklar Bernard. Digital communications: fundamentals and applications / Bernard Sklar – 2-ed. – Prentice-Hall PTR, 2001. – 1079 p.
2. Terrence W. Barrett. History of Ultra-WideBand (UWB) Radar & Communications: Pioneers and Innovators. Progress in Electromagnetics Symposium (PIERS 2000). – Cambridge, Massachusetts, 2000, July.
3. Andreyev Yu. Information Processing in 1-D Systems with Chaos / Andreyev Yu. V., Dmitriev A.S., and Starkov S.O. // *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 1997, vol. 44, No. 1, pp. 21-28.
4. Heiskala J. OFDM Wireless LANS: A Theoretical and Practical Guide / J. Heiskala, J. Terry. – Indianapolis: Sams Publishing, 2002.
5. Kozlenko M. I., (2011) "Noise proof feature index of the variable entropy spread spectrum signals data exchange with intermediate signal sample values regeneration in automation control systems", *Visnik of the Volodymyr Dahl east Ukrainian national university*, no. 13 (167), pp. 308-314.
6. Kozlenko M. I., (2012) "Frequency resource using of the spread spectrum signals forming in the distributed computer and telecommunication systems", *The problems of information technologies*, no 1 (011), pp. 115-120.
7. Kozlenko M. I. The efficiency of probability characteristics using in forming of the spread spectrum signals in telecommunication and computer systems. *Visnyk Khmelnytskykh natsionalnoho universytetu. Technical science. Khmelnytsky. 2012. Issue 4. pp. 118-125.*

Рецензія/Peer review : 11.10.2013 р. Надрукована/Printed :24.11.2013 р.

Рецензент: Лазарович І. М., к.т.н., доц., доцент кафедри інформаційних технологій, Державний вищий навчальний заклад "Прикарпатський національний університет імені Василя Стефаника"

УДК 621.317

В.Р. ЛЮБЧИК

Хмельницький національний університет, Хмельницький, Україна

РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ПРОХОДЖЕННЯ ГАРМОНІЙНИХ РАДІОСИГНАЛІВ ЗА НАЯВНОСТІ БАГАТЬОХ ОБ'ЄКТІВ

Стаття присвячена дослідженню проходження гармонійних сигналів середовищу за наявності багатьох об'єктів відбиття. Отримані аналітичні співвідношення що встановлюють взаємозв'язок між сигналами відбитими від об'єктів та сумарним сигналом.

Ключові слова: гармонійний сигнал, векторна діаграма, амплітудно-частота характеристика, фазочастота характеристика.

V.R. LIUBCHYK

Khmelnytsky National University, Ukraine

DEVELOPMENT AND STUDY OF MATHEMATICAL MODEL PASSAGE HARMONIOUS RADIOSIGNALS IN THE PRESENCE OF MANY OBJECTS

Abstract - The article investigates the passage of harmonic signal environment in the presence of many objects of reflection. The analytical relationships that establish the relationship between the signals reflected from objects and the total signal.

The basis of the theory laid the interdependence of amplitude and phase shift of harmonic probing signals at different frequencies, which are manifested in the growth and decay of the amplitude of the total signal at the receiving point for the acquisition, which allowed us to obtain analytical dependencies that establish the relationship between the signals reflected from each objects and the total reflected signal in eksponeniy and trigonometric forms.

Keywords: harmonic signal vector diagrams, the amplitude-frequency characteristic, phase-frequency characteristics.

Вступ

Огляд методів вимірювання дальності об'єктів показав що фазові методи мають найменшу похибку вимірювання, але при цьому вони не дозволяють розрізняти декілька об'єктів. [1] Для розробки методів фазового вимірювання дальності необхідно встановити взаємозв'язки між сумарним сигналом та сигналами відбитими від багатьох об'єктів.

Розглянуті в попередніх роботах математичні моделі [2-3], зв'язують значення вектору сумарного

сигналу та вектори сигналів відбитих від двох об'єктів на різних частотах. Отримані співвідношення дозволяють розраховувати значення модуля та аргументу вектору сумарного сигналу на різних частотах за різних значень модулів та аргументів векторів сигналів відбитих від двох об'єктів. За отриманими залежностями було встановлено характерні особливості поведінки частотних характеристик сумарного сигналу. А саме наявність мінімумів на амплітудній характеристиці, а також ділянок спадання фазової характеристики сумарного сигналу, які пояснюються протифазою векторів відбитих від кожного об'єкту.

Але наявність двох об'єктів дослідження є частинним випадком при радіолокаційному зондуванні підповерхневих об'єктів. В загальному випадку, підповерхневих об'єктів, якими є локальні об'єкти, лінійно-розподілені об'єкти, площинні об'єкти – границі розділення шарів ґрунту з різними електрофізичними властивостями, може бути довільна кількість. Тому необхідно встановити взаємозв'язок між сумарним сигналом та довільною кількістю сигналів відбитих від об'єктів на різних частотах.

Основна частина

При радіолокаційному дослідженні вузьким променем, вважаємо усі об'єкти такими що розташовані на одній лінії. В такому разі, взаємне розташування N об'єктів, що мають різні дальності, можна представити як показано на рис. 1.

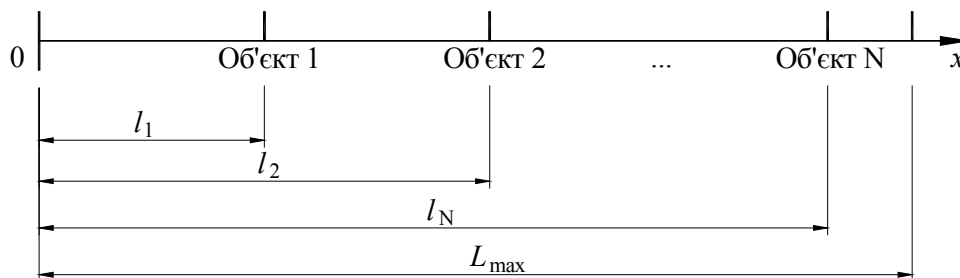


Рис. 1 Розташування N об'єктів радіолокаційного дослідження

При зондуванні N об'єктів гармонійним сигналами умовою для вибору довжини хвилі зондувальної частоти потрібно використовувати вираз $\lambda = 2L_{\max}$, для уникнення явища фазової неоднозначності.

В результаті зондування об'єктів гармонійним сигналом з частотою f_1 , буде відбуватись відбиття від кожного об'єкту із певним фазовим зсувом φ_i , який можна визначити за виразом:

$$\varphi_i = \frac{2\pi l_i}{L_{\max}} = \frac{4\pi l_i}{c} f_1. \quad (1)$$

В результаті повернення до приймальної антени, цей фазовий зсув збільшиться в два рази. Отже:

$$\varphi_i = \frac{4\pi l_i}{L_{\max}} = \frac{8\pi l_i}{c} f_1. \quad (2)$$

Амплітуди відбитих сигналів будуть визначатись коефіцієнтами відбиття об'єктів k_i . Тоді:

$$a_i = k_i \cdot a. \quad (3)$$

Сумарний сигнал представляє собою суму сигналів відбитих від кожного об'єкту:

$$s_{\text{від}\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^N s_{\text{від}i}(t). \quad (4)$$

Тому як зондувальний сигнал є гармонійним, то сумарний сигнал описується виразом:

$$s_{\text{від}\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^N a \cdot k_i \cdot \cos(\omega_1 t - \varphi_i). \quad (5)$$

Розписавши косинус різниці за відповідним тригонометричним виразом, отримуємо:

$$s_{\text{від}\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^N a \cdot k_i \cdot \cos(\omega_1 t) \cdot \cos(\varphi_i) + \sum_{i=1}^N a \cdot k_i \cdot \sin(\omega_1 t) \cdot \sin(\varphi_i). \quad (6)$$

Якщо розглянути суму функцій косинусу із різними амплітудами та фазами, але однакової частоти, то в результаті буде отримано функцію косинусу із деякою амплітудою та фазою:

$$s_{\text{від}\Sigma}(t) = a_{\Sigma} \cdot \cos(\omega_1 t - \varphi_{\Sigma}). \quad (7)$$

Розписуючи праву частину виразу (7) отримуємо:

$$s_{\text{від}\Sigma}(t) = a_{\Sigma} \cdot \cos(\omega_1 t) \cdot \cos(\varphi_{\Sigma}) + a_{\Sigma} \cdot \sin(\omega_1 t) \cdot \sin(\varphi_{\Sigma}). \quad (8)$$

Виділивши косинусну і синусну складові у виразах (6) та (8) і об'єднавши їх, отримуємо:

$$\begin{cases} a_{\Sigma} \cdot \cos(\omega_1 t) \cdot \cos(\varphi_{\Sigma}) = \sum_{i=1}^N a \cdot k_i \cdot \cos(\omega_1 t) \cdot \cos(\varphi_i), \\ a_{\Sigma} \cdot \sin(\omega_1 t) \cdot \sin(\varphi_{\Sigma}) = \sum_{i=1}^N a \cdot k_i \cdot \sin(\omega_1 t) \cdot \sin(\varphi_i). \end{cases} \quad (9)$$

Скоротивши у правій і лівій частинах множники $\cos(\omega_1 t)$ та $\sin(\omega_1 t)$, отримуємо:

$$\begin{cases} a_{\Sigma} \cdot \cos(\varphi_{\Sigma}) = \sum_{i=1}^N a \cdot k_i \cdot \cos(\varphi_i), \\ a_{\Sigma} \cdot \sin(\varphi_{\Sigma}) = \sum_{i=1}^N a \cdot k_i \cdot \sin(\varphi_i). \end{cases} \quad (10)$$

Застосувавши формулу Ейлера, неважко перейти до запису сигналу у комплексній формі:

$$a_{\Sigma} \cdot e^{j\omega_1 t - j\varphi_{\Sigma}} = \sum_{i=1}^N a \cdot k_i \cdot e^{j\omega_1 t - j\varphi_i}. \quad (11)$$

Скоротивши множник $e^{j\omega_1 t}$, отримуємо:

$$a_{\Sigma} \cdot e^{-j\varphi_{\Sigma}} = \sum_{i=1}^N a \cdot k_i \cdot e^{-j\varphi_i}. \quad (12)$$

Вираз (12) показує, що комплексна амплітуда сумарного сигналу дорівнює сумі комплексних амплітуд сигналів відбитих від усіх об'єктів.

При зміні значення частоти зондуючого сигналу, пропорційно змінюються фазові зсуви сигналів відбитих від кожного об'єкту. Таким чином, вирази (10) і (12) перетворимо на випадок n -ї частоти:

$$\begin{cases} a_{\Sigma n} \cdot \cos(\varphi_{\Sigma n}) = \sum_{i=1}^N a \cdot k_i \cdot \cos(n\varphi_i), \\ a_{\Sigma n} \cdot \sin(\varphi_{\Sigma n}) = \sum_{i=1}^N a \cdot k_i \cdot \sin(n\varphi_i), \end{cases} \quad (13)$$

$$a_{\Sigma n} \cdot e^{-j\varphi_{\Sigma n}} = \sum_{i=1}^N a \cdot k_i \cdot e^{-jn\varphi_i}. \quad (14)$$

Знайдемо амплітуду та фазовий зсув сумарного сигналу за наявності n об'єктів. Для цього необхідно знайти корінь квадратний від суми квадратів косинусної та синусної складових:

$$a_{\Sigma n}(n) = \sqrt{\left(\sum_{i=1}^N a \cdot k_i \cdot \cos(n\varphi_i) \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^N a \cdot k_i \cdot \sin(n\varphi_i) \right)^2}. \quad (15)$$

З іншого боку, можна скористатись теоремою косинусів:

$$a_{\Sigma n}(n) = \sqrt{\sum_{i=1}^N k_i^2 + \frac{1}{2} \sum_{\substack{i=1, j=1 \\ i \neq j}}^N k_i k_j \cos(n\varphi_i - n\varphi_j)}. \quad (16)$$

Для знаходження фазового зсуву сумарного сигналу, потрібно знайти арктангенс від відношення синусної та косинусної складових:

$$\varphi_{\Sigma n}(n) = \arctg \frac{\sum_{i=1}^N a \cdot k_i \cdot \sin(n\varphi_i)}{\sum_{i=1}^N a \cdot k_i \cdot \cos(n\varphi_i)}. \quad (17)$$

Для знаходження особливостей поведінки частотних характеристик амплітудної та фазової характеристик сумарного сигналу, знайдемо похідні виразів (16) та (17) по n . Відповідно отримуємо:

$$a'_{\Sigma n}(n) = \frac{-\sum_{i=1}^N k_i \cdot \cos(n\varphi_i) \sum_{i=1}^N k_i \cdot \varphi_i \cdot \sin(n\varphi_i) + \sum_{i=1}^N k_i \cdot \sin(n\varphi_i) \sum_{i=1}^N k_i \cdot \varphi_i \cdot \cos(n\varphi_i)}{\sqrt{\left(\sum_{i=1}^N k_i \cdot \cos(n\varphi_i)\right)^2 + \left(\sum_{i=1}^N k_i \cdot \sin(n\varphi_i)\right)^2}}, \quad (18)$$

$$\varphi'_{\Sigma n}(n) = \frac{\sum_{i=1}^N k_i \cdot \cos(n\varphi_i) \sum_{i=1}^N k_i \cdot \varphi_i \cdot \cos(n\varphi_i) + \sum_{i=1}^N k_i \cdot \sin(n\varphi_i) \sum_{i=1}^N k_i \cdot \varphi_i \cdot \sin(n\varphi_i)}{\left(\sum_{i=1}^N k_i \cdot \cos(n\varphi_i)\right)^2 + \left(\sum_{i=1}^N k_i \cdot \sin(n\varphi_i)\right)^2}. \quad (19)$$

Відповідно до методів матаналізу, для знаходження критичних точок функції необхідно розв'язати рівняння:

$$a'_{\Sigma n}(n) = 0, \quad (20)$$

$$\varphi'_{\Sigma n}(n) = 0. \quad (21)$$

Розглядаючи вирази (18) і (19) видно, що для розв'язання рівнянь (20) і (21) потрібно прирівняти до нуля чисельники:

$$-\sum_{i=1}^N k_i \cdot \cos(n\varphi_i) \sum_{i=1}^N k_i \cdot \varphi_i \cdot \sin(n\varphi_i) + \sum_{i=1}^N k_i \cdot \sin(n\varphi_i) \sum_{i=1}^N k_i \cdot \varphi_i \cdot \cos(n\varphi_i) = 0, \quad (22)$$

$$\sum_{i=1}^N k_i \cdot \cos(n\varphi_i) \sum_{i=1}^N k_i \cdot \varphi_i \cdot \cos(n\varphi_i) + \sum_{i=1}^N k_i \cdot \sin(n\varphi_i) \sum_{i=1}^N k_i \cdot \varphi_i \cdot \sin(n\varphi_i) = 0. \quad (23)$$

Після математичних перетворень виразів (22) та (23) отримуємо:

$$\sum_{m=1}^N \sum_{i=m-1}^N n(\varphi_i - \varphi_m) k_i k_m \sin(n(\varphi_i - \varphi_m)) = 0, \quad (24)$$

$$\sum_{m=1}^N k_i^2 \varphi_i^2 + \sum_{m=1}^N \sum_{i=m-1}^N (\varphi_i - \varphi_m) k_i k_m \cos(n(\varphi_i - \varphi_m)) = 0. \quad (25)$$

Аналіз отриманих виразів (24) і (25) дозволяє зробити висновок про те, що критичні точки знаходяться в залежності від взаємного співвідношення між векторами сигналів відбитих від кожного об'єкту. Тобто, від кутів фазових зсувів та амплітуд цих сигналів. З математичної точки зору, розв'язання рівнянь (24) і (25) представляє значну складність. Проте, виходячи із постановки задачі та аналізу виразів (24) і (25), можна припустити, що нулі цих рівнянь будуть спостерігатись коли вектори сигналів відбитих від об'єктів будуть мати приблизно однакові фази (максимум функції) або коли усі вектори будуть врівноважені (мінімуми функції). Під врівноваженням будемо розуміти таку множину векторів сигналів, коли їх сума прямує до мінімуму.

Розглянемо приклад. Нехай наявні три об'єкти. Коефіцієнти відбиття у них однакові. Цю умову задаємо, щоб виявити загальні особливості. На наступному кроці модулювання, випадок коли коефіцієнти відбиття різні буде розглянуто. Через те, що коефіцієнти відбиття однакові, то амплітуди сигналів також будуть однаковими. Нехай вони усі дорівнюють 1. Амплітуди сигналів, в залежності від виду випромінювання і методів вимірювання, мають різну фізичну природу та розмірність. При випромінюванні електромагнітної хвилі, використовують поняття потужності. Тому можна при розгляданні задачі радіолокаційного зондування використовувати поняття потужності електромагнітного випромінювання. Але необхідно зауважити, що в іншій далекомірній апаратурі, де використовуються зондуючі сигнали іншої фізичної природи: електричні сигнали, ультразвукове випромінювання, світлові промені тощо, необхідно затосовувати поняття струму, напруги, інтенсивності звукового тиску, світловий потік. Отже запропонований підхід є інваріантним до технічної реалізації і може використовуватись для побудови далекомірної апаратури, що використовує різні фізичні принципи формування зондуючого сигналу. Тому при розгляді розвитку теорії багаточастотних фазових вимірювань дальностей об'єктів доцільно розглядати відносними величинами, які є безрозмірними. Такою величиною є коефіцієнт відбиття, який прив'язується до відношення амплітуд відбитого та випроміненого сигналу. Отже, амплітуда відбитого сигналу рівна 1 показує що коефіцієнт відбиття об'єкту дорівнює 1 і весь сигнал який попав на його поверхню відбивається у точку прийому.

Задаймо дальності $l_1 = 2081,89\text{м}$, $l_2 = 2914,64\text{м}$, $l_3 = 4996,54\text{м}$. Для цих дальностей фазові зсуви гармонійного сигналу на частоті $f_1 = 1\text{кГц}$, дорівнюють: $\varphi_1 = \frac{5\pi}{180}$, $\varphi_2 = \frac{7\pi}{180}$, $\varphi_3 = \frac{12\pi}{180}$.

Внаслідок принципу суперпозицій, відповідно до виразів (13) та (14) в точці прийому буде спостерігатись гармонійний сигнал із амплітудою та фазовим зсувом, що можна розрахувати за виразами (15) та (16). За обраних умов амплітудно частотна характеристика сумарного сигналу наведена на рис.2, фазочастотна характеристика на рис.3.

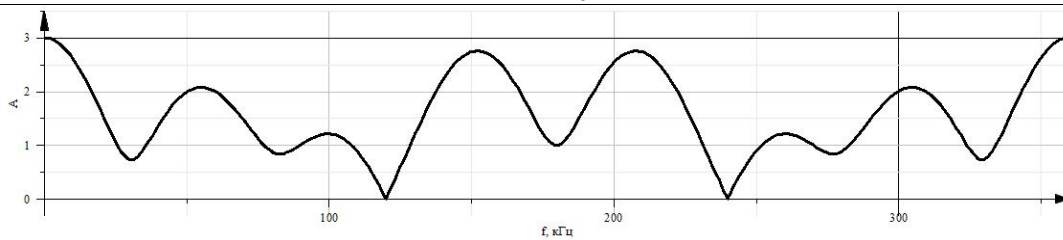


Рис. 2 Амплітудно-частотна характеристика сумарного сигналу при розташуванні трьох об'єктів вимірювання на дальностях $l_1 = 2081,89\text{м}$, $l_2 = 2914,64\text{м}$, $l_3 = 4996,54\text{м}$

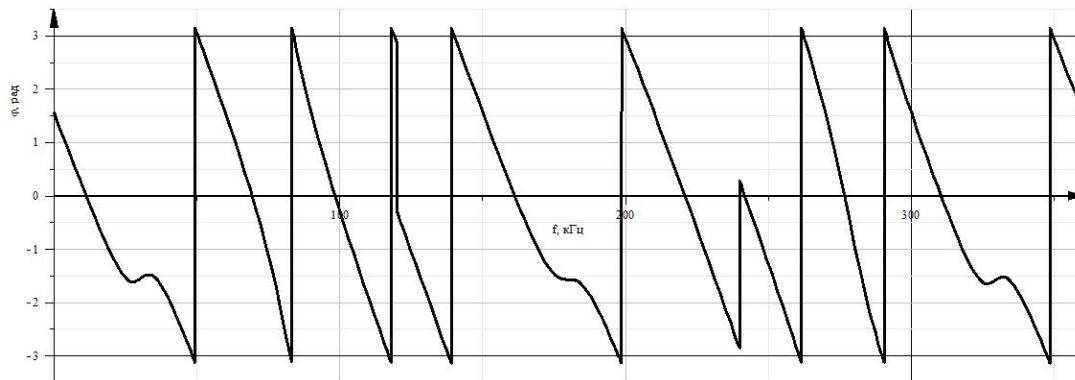


Рис. 3 Фазочастотна характеристика сумарного сигналу для трьох об'єктів вимірювання на дальностях $l_1 = 2081,89\text{м}$, $l_2 = 2914,64\text{м}$, $l_3 = 4996,54\text{м}$

Як і на залежностях амплітуди та фазового зсуву сумарного сигналу від частоти за наявності двох об'єктів, на отриманих залежностях рис.2 та рис.3 наявні ділянки спадання, зростання, максимуми та мінімуми. Виходячи із рівнянь (24) і (25) особливості характеристик залежать від співвідношення фазових зсувів та амплітуд сигналів відбитих від кожного об'єкту.

Більш наглядним представленням залежності амплітуди та фазового зсуву сумарного сигналу від частоти зонduючого сигналу є амплітудно-фазочастотна характеристика в полярних координатах (рис.4). Щоб виділити частотну залежність в окремих точках, потрібно представити амплітудно-фазочастотна характеристика в циліндричних координатах (рис.5). З наведеної характеристики видно, що в окремих точках частотного діапазону, амплітуда стає мінімальною, що супроводжується зміною напрямку зміни фазового зсуву.

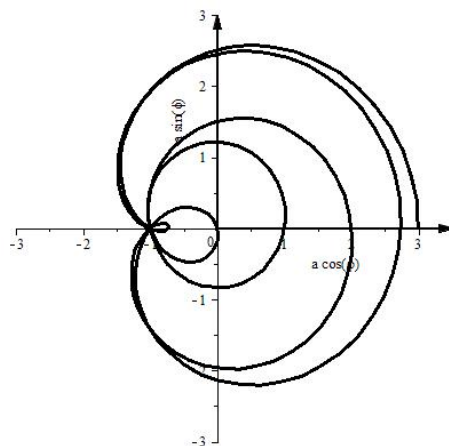


Рис.4 Амплітудно-фазочастотна характеристика в полярних координатах

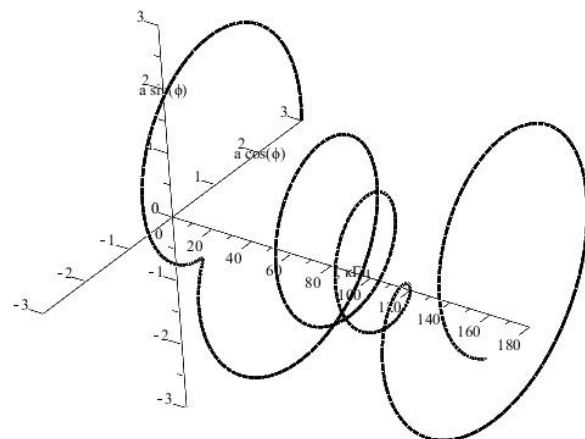


Рис.5 Амплітудно-фазочастотна характеристика в циліндричних координатах

Розглянемо векторні діаграми сумарного сигналу та сигналів відбитих від об'єктів в околі мінімумів та максимумів. Для першого мінімуму, векторні діаграми на частотах $f_{\min 1} - \Delta f$, $f_{\min 1}$ та $f_{\min 1} + \Delta f$ наведені на рис. 6.

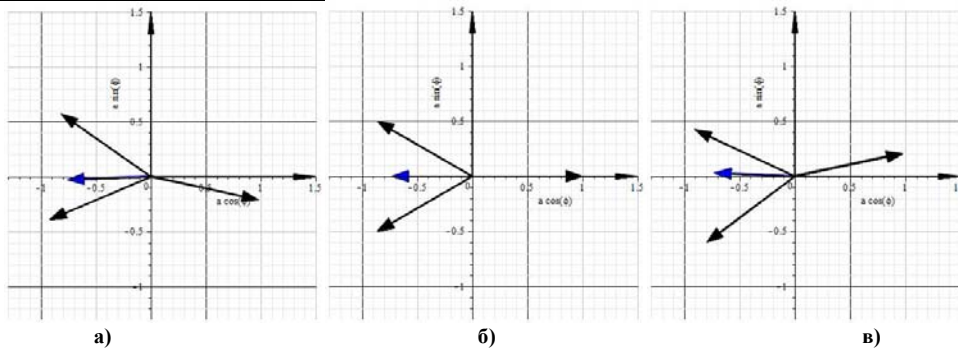


Рис. 6 Векторні діаграми сумарного сигналу та сигналів відбитих від об'єктів на частотах $f_{\min 1} - \Delta f$ (а), $f_{\min 1}$ (б) та $f_{\min 1} + \Delta f$ (в)

В точці першого мінімуму усі вектори сигналів відбитих від об'єктів є врівноваженими, що означає максимальні попарні фазові відстані між ними. Але це врівноваження є неповним, тому як різниця фазових зсувів між першим і другим векторами дорівнює 60° , між другим і третім векторами дорівнює 150° , між третім і першим векторами також дорівнює 150° . Але для повного врівноваження потрібно щоб русі різниці дорівнювали 180° . У випадку s об'єктів ця різниця повинна дорівнювати $\frac{360^\circ}{s}$.

Розглянемо векторну діаграму на частоті $f_{\min 1} - \Delta f$, то з неї видно що різниця фазових зсувів між першим та другим векторами дорівнює 58° , але інші дві різниці становлять 145° і 203° . Це означає що третій вектор незначно випереджає другий вектор і значно відстає від першого. З векторної діаграми на частоті $f_{\min 1} + \Delta f$ видно, що тепер вектор третього підійшов ближче до першого вектору і більше випереджає другий. При подальшому збільшенні частоти зонduючого сигналу, випередження третього вектору, відносно другого, зростає, що призводить до переходу через точку мінімуму. Причому, фаза вектору сумарного сигналу зменшується, чим пояснюється наявність петлі на амплітудно-фазочастотній характеристиці.

При подальшому збільшенні частоти зонduючого сигналу, досягається максимум амплітудної характеристики. Векторні діаграми в околі точки максимуму наведені на рис. 7.

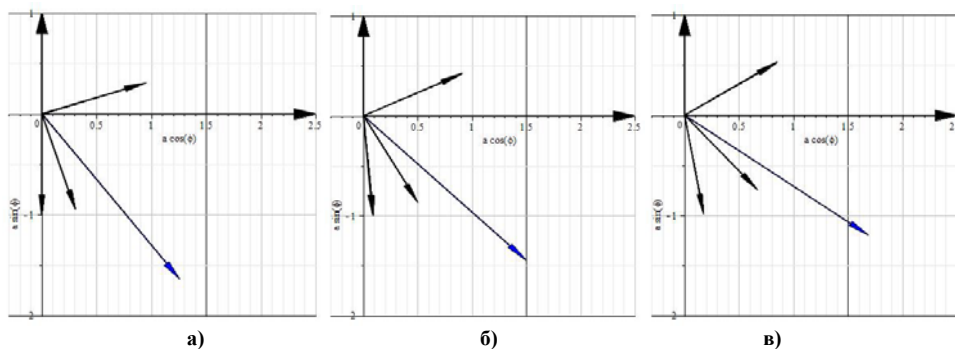


Рис. 7 Векторні діаграми сумарного сигналу та сигналів відбитих від об'єктів на частотах $f_{\max 1} - \Delta f$ (а), $f_{\max 1}$ (б) та $f_{\max 1} + \Delta f$ (в)

Як видно з цих діаграм, усі вектори в точці максимуму спрямовані в одному напрямку. При наближенні до точки максимуму зліва, вектори третього і другого сигналів «наздоганяють» вектор першого сигналу. А при переході через максимум, вектори третього і другого сигналів «випереджають» вектор першого сигналу, що призводить до відходу від точки максимуму.

Особливою точкою, на представленій характеристиці, є точка третього мінімуму (рис. 2). У цій точці спостерігається нульове значення амплітуди, що вказує на повне врівноваження векторів сигналів відбитих від усіх об'єктів. Також це одна із точок кратності дальностей об'єктів та їх фазових зсувів сигналів відбитих від цих об'єктів. Проте, ця точка є частинним випадком з огляду на те, що, як правило, сигнали відбиті від усіх об'єктів мають різні амплітуди та дальності мають значний період кратності.

В зв'язку із вище викладеним, потрібно дослідити поведінку сигналів відбитих від об'єктів, що мають різні коефіцієнти відбиття. Розглянемо випадок коли дальності до об'єктів такі ж самі як і в попередньому прикладі. Але внаслідок різних коефіцієнтів відбиття об'єктів амплітуди сигналів що прийшли на приймальну антену $a_1 = 0,5\text{м}$, $a_2 = 0,3\text{м}$, $a_3 = 0,2\text{м}$. За обраних умов амплітудно частотна характеристика сумарного сигналу наведена на рис.8, фазочастотна характеристика на рис.9.

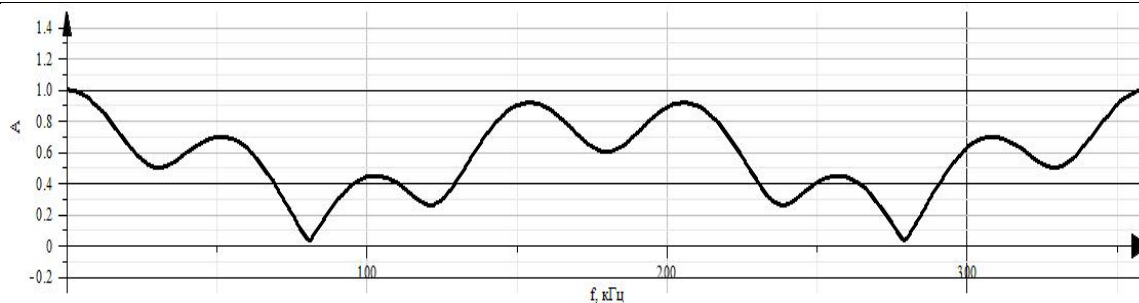


Рис. 8 Амплітудно-частотна характеристика сумарного сигналу для трьох об'єктів вимірювання із різними коефіцієнтами відбиття

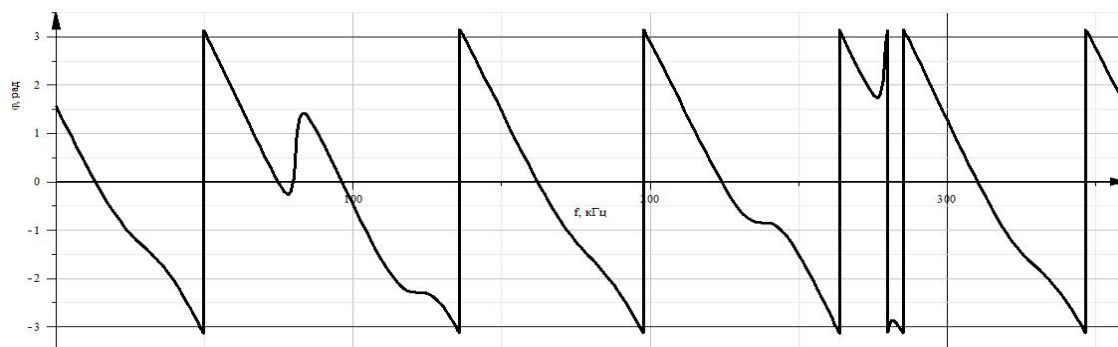


Рис. 9 Фазочастотна характеристика сумарного сигналу для трьох об'єктів вимірювання із різними коефіцієнтами відбиття

Порівнюючи залежності амплітудної та фазової характеристик при однакових амплітудах відбитих сигналів (рис. 2 та рис.3) і при різних амплітудах відбитих сигналів, можна зробити висновки. Загальний характер залежностей подібний. Відмінністю полягає у значення частот при яких спостерігаються мінімуми та максимуми, та самі значення мінімумів та максимумів. Розглядаючи векторні діаграми в околі першого мінімуму (рис. 10), видно що вектор сумарного сигналу «тяжіє» до найдовшого вектору, яким є вектор сигналу відбитого від першого об'єкту. Причому, при підході до точки мінімуму вектор сумарного сигналу стає в протифазу до вектору сигналу відбитого від третього об'єкту.

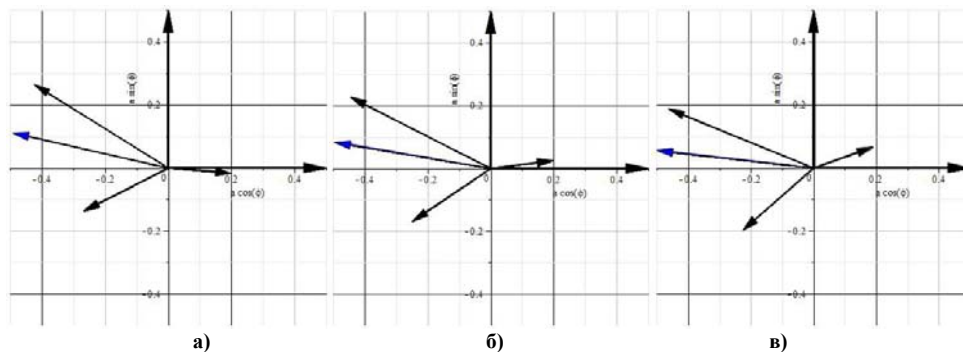


Рис. 10 Векторні діаграми сумарного сигналу та сигналів відбитих від об'єктів на частотах $f_{\min 1} - \Delta f$ (а), $f_{\min 1}$ (б) та $f_{\min 1} + \Delta f$ (в) при різних амплітудах сигналів відбитих від об'єктів

Розглядаючи другий мінімум, векторні діаграми в околі якого наведені на рис. 10. На цій частоті модуль вектору сумарного сигналу наближається до нуля. При однакових амплітудах сигналів відбитих від об'єктів нульове значення спостерігалось на третьому мінімумі. Причому, вектор сумарного сигналу повертається в протилежну сторону від повороту векторів сигналів відбитих від об'єктів. На амплітудно-фазочастотній характеристиці (рис. 8) це проявляється як наявність петлі в околі точки мінімуму. В точці мінімуму сумарний сигнал знаходиться в фазі із вектором сигналу відбитого від першого об'єкту.

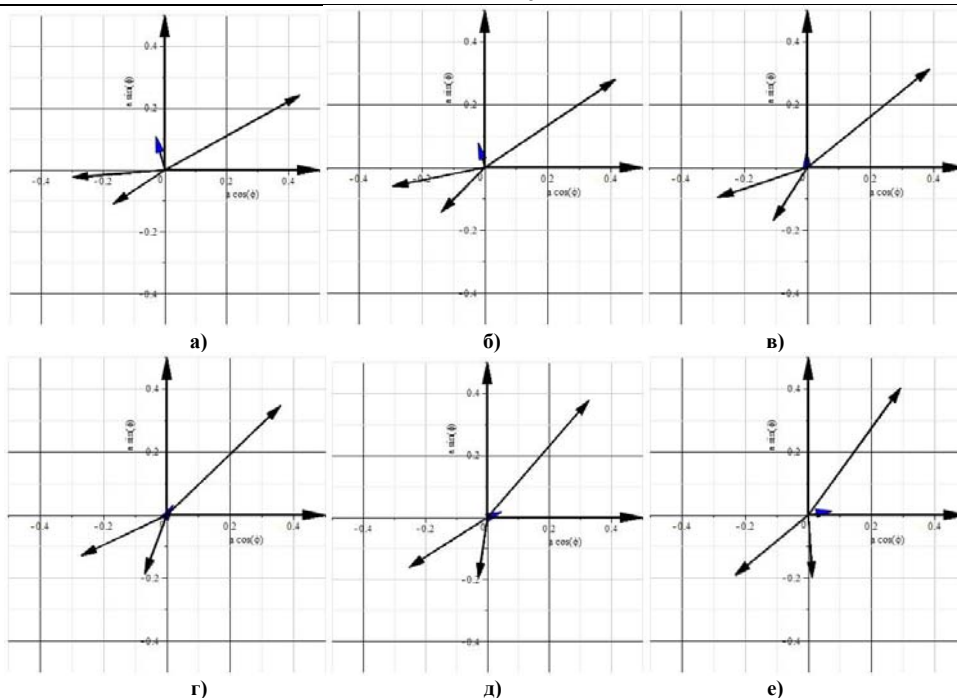


Рис. 11 Векторні діаграми сумарного сигналу та сигналів відбитих від об'єктів на частотах $f_{\min 2} - i\Delta f$ (а-в), $f_{\min 2}$ (г) та $f_{\min 2} + i\Delta f$ (д-е) при різних амплітудах сигналів відбитих від об'єктів

Висновок

Усі розглянуті залежності встановлюють взаємозв'язки між сумарним сигналом відбитим від усіх об'єктів та сигналами відбитими від кожного об'єкту. Висновки розглянутих прикладів для трьох об'єктів розповсюджуються на випадок довільної кількості об'єктів, з тою різницею що при збільшенні кількості об'єктів збільшується кількість мінімумів та максимумів на амплітудно-частотній та фазочастотній характеристиках. Проте в загальному випадку коефіцієнти відбиття можуть мати частото-залежний характер. Отже, необхідно розглянути випадок коли об'єкти мають реактивний характер: ємнісний або індуктивний.

Література

1. Применение методов фазометрии для прецизионного измерения расстояний. / Баженов В.Г., Батуревич Е.К., Маевский С.М., Куц Ю.В. – К.: Вища школа, Изд-во при Киев. ун-те, 1983. – 84с.
2. Любчик В.Р. Розробка фазового методу вимірювання відстаней до двох об'єктів. // Вісник ТУП. – Ч.1. – Том 3. 2004. № 4. – С. 108-114.
3. Параска Г.Б. Теоретичні основи фазових вимірювань відстаней до декількох об'єктів / Г.Б. Параска, О.М. Шинкарук, В.Р. Любчик // Електроніка і зв'язь, Тематический выпуск «Електроніка і нанотехнології». – 2010. – №2. – С.82–86.

References

1. Application of methods to precisely measure the phase meter distances. / Bazhenov V.G., Baturevich E.K., Majewskiy S.M., Kuts Y.V.- K.: Graduate School, Publisher at Kiev University, 1983. - 84. Demyanov V.F., Malozemov V.N., Introduction to minimax. Moscow, 1972. 368.
2. Lubchik V.R. Development phase method of measuring distances of two objects. / / Visnyk TUP. -Part 1. - Volume 3. 2004. Number 4. - P. 108-114.
3. G. B. Paraska, O. M. Shinkaruk, and V. R. Liubchik, "The theoretical basis of phase measurement of distances to several objects", *Electronics and Communication*, 2012, no. 3, pp. 82-86.

Рецензія/Peer review : 14.10.2013 р. Надрукована/Printed :24.11.2013 р.
Рецензент: Шинкарук О.М., д.т.н., проф.