

DOI: 10.46972/2076-1546.2026.30.05

УДК 621.376

В. М. Котенко, канд. техн. наук, доц.
Житомирський військовий інститут імені С. П. Корольова
<https://orcid.org/0009-0003-4177-6841>

В. Д. Прокопович
Житомирський військовий інститут імені С. П. Корольова
<https://orcid.org/0009-0006-3797-5303>

О. В. Самонюк
<https://orcid.org/0009-0002-4177-6841>

Ю. В. Синицький
Науково-дослідний інститут воєнної розвідки
<https://orcid.org/0009-0009-3658-358X>

ДОСЛІДЖЕННЯ АВТОКОРЕЛЯЦІЙНИХ ФУНКЦІЙ БАГАТОЧАСТОТНИХ АМПЛІТУДНО-МОДУЛЬОВАНИХ РАДІОСИГНАЛІВ

У статті наведено результати дослідження одномірних та двомірних кореляційних функцій багаточастотних радіосигналів, утворених шляхом фазової модуляції імпульсного амплітудно-модульованого радіосигналу надвисокої частоти гармонічним коливанням проміжної частоти у фазовому модуляторі. На основі отриманих виразів для одномірних та двомірних кореляційних функцій комплексної обвідної багаточастотного амплітудно-модульованого сигналу на виході фазового модулятора проаналізовано їх кореляційні властивості залежно від параметрів модуляції. Встановлено, що вид обвідної одномірної кореляційної функції визначається індексом фазової модуляції та величиною відносної частоти гармонічної модуляції, а саме індекс фазової модуляції окреслює кількість бічних максимумів обвідної та їх амплітуду, а відносна частота гармонічної модуляції – характер порізаності обвідної. Ширина головного піку одномірної кореляційної функції визначається ефективною шириною спектра багаточастотного амплітудно-модульованого сигналу, який залежить від індексу фазової модуляції та частоти модулюючої напруги. Поверхня двомірної кореляційної функції є багатопіковою. Кількість бічних максимумів на площі поверхні, сумірних за величиною з основним, знаходимо за частотою модулюючого коливання та тривалістю радіоімпульсу. Перекриття за частотою спектрів парціальних радіоімпульсів зумовлює появу на частотно-часовій площині двомірної кореляційної функції додаткових гребенів, паралельних основному.

За характером зміни кореляційних властивостей від параметрів модуляції багаточастотний амплітудно-модульований сигнал можна віднести до сімейства шумоподібних. Формування багаточастотних амплітудно-модульованих сигналів здійснюється одноканальними пристроями, а до каскадів підсилення потужності не

© В. М. Котенко, В. Д. Прокопович, О. В. Самонюк, Ю. В. Синицький, 2026

висуваються жорсткі вимоги щодо обмеження за лінійністю. Практичне застосування досліджуваних сигналів надає можливість потенційно підвищити енергетичну та структурну розвідзахищеність систем радіозв'язку та радіолокації, здійснювати адаптування їх режимів роботи до радіоелектронної обстановки.

Ключові слова: амплітудна модуляція; фазова модуляція; багаточастотний радіосигнал; кореляційна функція; енергетична та структурна прихованість.

Постановка проблеми в загальному вигляді. Використання складних ширококутових радіосигналів із внутрішньоімпульсною (внутрішньоперіодною) кутовою модуляцією (маніпуляцією) в телекомунікаційних системах, радіолокації та системах технічного захисту інформації, дослідження їх частотної структури й кореляційних властивостей є складовою загальної проблеми підвищення достовірності, прихованості, заводо захищеності та інформативності. Певну перевагу перед іншими видами складних сигналів із кутовою модуляцією має квазішумовий багаточастотний сигнал, утворений шляхом фазової модуляції гармонічного коливання високої частоти гармонічним сигналом проміжної частоти. Вивченню частотної структури та кореляційних властивостей сформованого вказаним методом сигналу в науково-технічній літературі приділялося мало уваги. Тому актуальним є розроблення математичного апарату дослідження кореляційних функцій комплексної обвідної багаточастотних (БЧ) амплітудно-модульованих (АМ) сигналів та аналізу їх кореляційних властивостей від параметрів модуляції.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Застосування складних ширококутових радіосигналів у системах зв'язку та завдання з оцінювання прихованості каналів зв'язку досліджено в роботах П. Ю. Костенка [1], О. В. Кувшинова, Р. М. Вознюка [2], Н. В. Захарченка [3], В. В. Корчинського [4], К. С. Васюти [5, 6] та ін. Принципам формування радіосигналів із кутовою модуляцією та адаптації режимів роботи радіотехнічних засобів присвячені роботи В. І. Гомозова [7], В. А. Таршина, В. С. Залевського [8] тощо. Розв'язання задач розпізнавання виду модуляції викладено в роботах В. О. Хорошка [9], О. А. Нагорнюка [10], М. В. Sabbar і А. Н. Rasool [11], В. М. Котенка, В. Д. Меленського [12]. Проте на цей час не досліджувалися одномірні та двомірні кореляційні функції комплексної обвідної БЧ АМ сигналу та характерні зміни параметрів їх обвідних залежно від параметрів модуляції, не розроблений математичний апарат, що дозволяв би проводити вказаний аналіз. Не приділялася увага аналізу величини бокових пелюсток кореляційних функцій та можливостей його практичного застосування.

Формулювання завдання дослідження. Метою статті є провести дослідження одномірної та двомірної кореляційних функцій комплексної обвідної БЧ АМ сигналу, визначити характерні залежності їх кореляційних властивостей від параметрів модуляції й надати рекомендації щодо практичного застосування БЧ АМ сигналів.

Виклад основного матеріалу

Одномірні та двомірні кореляційні функції БЧ АМ сигналу. У наш час запропоновані, описані та експериментально досліджені різні пристрої формування багаточастотних радіосигналів [7, 13, 14]. Можливості їх практичної реалізації пов'язані

з певними успіхами, досягнутими в розробленні елементної бази, зокрема створено цифрові синтезатори частоти, що дозволяють формувати високостабільні радіосигнали проміжної частоти [7, 13]. Є широкий клас добре досліджених та освоєних промисловістю підсилювальних надвисокочастотних (НВЧ) приладів та фазових модуляторів. Створення твердотільних фазових модуляторів дозволило суттєво підвищити економічність, зменшити габарити, масу та вартість пристроїв формування та оброблення БЧ АМ радіосигналів [7, 13].

Аналіз відомих методів формування БЧ АМ сигналів показує, що найбільш доцільно застосовувати фазову просторово-часову модуляцію з використанням ламп рухомої хвилі або їх твердотільних аналогів [13, 15].

Спрощену структурну схему пристрою формування БЧ АМ сигналу з використанням фазового модулятора наведено на рис. 1.

На вхід фазового модулятора подається НВЧ АМ радіоімпульс одиначної амплітуди, комплексну обвідну якого подамо в такому вигляді:

$$U_{\text{вх}}(t) = \exp\{j(2\pi f_0 t + \varphi_0)\} \text{ для } |t| \leq \frac{\tau_i}{2}, \quad (1)$$

де f_0 , φ_0 – частота і початкова фаза НВЧ АМ радіоімпульсу тривалістю τ_i відповідно.

На вхід, що модулює, подається безперервне гармонічне модулююче коливання частоти F_M :

$$U_M(t) = U_M \sin(2\pi F_M t + \varphi_M), \quad (2)$$

де U_M , φ_M – амплітуда та початкова фаза гармонічного сигналу відповідно.

У разі взаємодії вхідного і модулюючого коливання у фазовому модуляторі (рис. 1) на його виході формується такий багаточастотний сигнал:

$$\dot{U}_{\text{вих}}(t) = \exp\{j(2\pi f_0 t + M_\varphi \sin(2\pi F_M t + \varphi_M) + \varphi_0)\} \text{ для } |t| \leq \frac{\tau_i}{2}, \quad (3)$$

де $M_\varphi = S_\varphi U_M$ – індекс фазової модуляції;

$S_\varphi = \frac{\Delta u}{\Delta \varphi}$ – крутизна фазової модуляційної характеристики.

Для спрощення подальших розрахунків покладемо в (3) $\varphi_0 = \varphi_M = 0$.

Розклавши (3) в ряд за функціями Бесселя першого роду $I_n(M_\varphi)$ n -порядку від дійсного аргументу M_φ і врахувавши, що [7]

$$\exp(\pm jz \sin t) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} I_n(z) \exp(\pm jnt), \text{ а } I_{-n}(z) = (-1)^n I_n(z), \quad (4)$$

вираз (3) запишемо в такому вигляді:

$$\dot{U}_{\text{вих}}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n(M_\varphi) \exp\{j2\pi(f_0 t + nF_M t)\}, \text{ якщо } |t| \leq \frac{\tau_i}{2}. \quad (5)$$

Вираз (5) описує БЧ АМ сигнал, що складається із N парціальних АМ радіоімпульсів, рознесених між собою за частотою на F_M , кожен із яких за фазочасовою структурою ідентичний вхідному АМ радіоімпульсу [16]. Якісно частотно-часову структуру сформованого сигналу наведено на рис. 2.

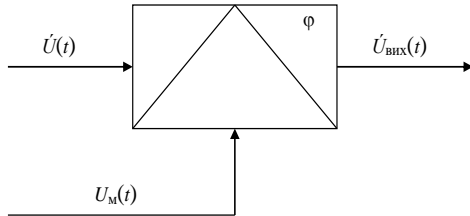


Рис. 1. Структурна схема фазового модулятора

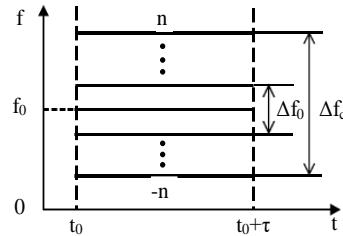


Рис. 2. Частотно-часова структурна БЧ АМ сигналу

Максимальна ширина спектра такого сигналу теоретично не обмежена, а практично визначається інерційністю та смугою пропускання фазових модуляторів, вона може досягати однієї октави [13]. Кількість парціальних радіоімпульсів, що формується фазовим модулятором, визначається межами зміни фази, тобто індексом фазової модуляції $M_\varphi = S_\varphi U_M$. Кількість парціальних радіоімпульсів, що формуються шляхом фазової модуляції визначається виразом [13, 16]

$$N = 2(M_\varphi + \sqrt{M_\varphi}) + 1. \tag{6}$$

З урахуванням викладеного вище загальний вираз, що визначає ширину спектра сформованого БЧ АМ сигналу для різноманітних параметрів модуляції можна записати в такому вигляді:

$$\Delta f_c = (N - 1)F_M + \Delta f_0, \tag{7}$$

де $\Delta f_0 = \frac{1}{\tau_i}$ – ширина спектра вихідного АМ радіоімпульсу.

Відповідність сигналу вимогам, що висуваються, оцінюємо за одномірними та двомірними кореляційними функціями, які найбільш повно відображають його потенційні можливості й інформативність [13, 16]. Тому доцільно отримати математичні вирази, що описують одномірну та двомірну кореляційні функції, справедливі для довільних параметрів його модуляції.

Нормовану комплексну обвідну двомірної кореляційної функції довільного сигналу опишемо як [7]

$$\hat{R}(\tau, F_d) = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(t) \dot{U}^*(t - \tau) \exp(j2\pi F_d t) dt, \tag{8}$$

де F_d – частота Доплера.

Підставивши вираз для комплексної обвідної БЧ АМ сигналу $\dot{U}(t)$ (5) одиничної амплітуди у вираз (8), знайдемо, що для $\tau \geq 0$:

$$\begin{aligned} \dot{R}(\tau, F_D) = & \frac{1}{2E} \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n(M_\varphi) \sum_{m=-\infty}^{\infty} I_m(M_\varphi) \times \\ & \times \int_{-\frac{\tau_i}{2} + \tau}^{\frac{\tau_i}{2}} \exp\{j2\pi(f_0\tau + F_D t + (n-m)F_M t + mF_M\tau)\} dt, \end{aligned} \quad (9)$$

де $E = \frac{1}{2} \int_{-\frac{\tau_i}{2}}^{\frac{\tau_i}{2}} |\dot{U}(t)|^2 dt = \frac{\tau_i}{2}$ – енергія БЧ АМ сигналу одиничної амплітуди.

Інтеграл (9) виражається через функцію виду *sinc* (x), оскільки показник експоненти містить *t* у першому ступені. Аналогічно формулі (9) запишемо вираз для $\dot{R}(\tau, F_D)$ у разі $\tau \leq 0$. При цьому підінтегральний вираз не змінюється, а межі інтегрування стають $-\frac{\tau_i}{2}$ та $\frac{\tau_i}{2} + \tau$.

Об'єднавши результати рішень для $\tau \geq 0$ та $\tau \leq 0$, отримаємо

$$\begin{aligned} \dot{R}(\tau, F_D) = & [1 - \frac{|\tau|}{\tau_i}] \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n(M_\varphi) \sum_{m=-\infty}^{\infty} I_m(M_\varphi) \operatorname{sinc} \left\{ \pi [F_D \tau_i + (n-m)F_M \tau_i \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau_i}\right)] \right\} \\ & \times \exp\{j[2\pi f_0 + \pi F_D + \pi(n+m)F_M]\tau\}. \end{aligned} \quad (10)$$

Відповідно до (10), якщо $F_D = 0$, отримаємо вираз для одномірної кореляційної функції БЧ АМ сигналу:

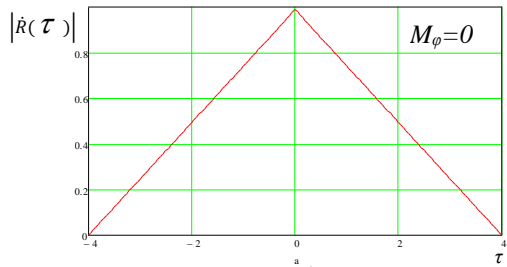
$$\begin{aligned} \dot{R}(\tau) = & [1 - \frac{|\tau|}{\tau_i}] \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n(M_\varphi) \sum_{m=-\infty}^{\infty} I_m(M_\varphi) \operatorname{sinc} \left\{ \pi [(n-m)F_M \tau_i \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau_i}\right)] \right\} \times \\ & \times \exp\{j[2\pi f_0 + \pi(n+m)F_M]\tau\}. \end{aligned} \quad (11)$$

Отримані вирази (10) та (11) описують двомірну (з урахуванням частоти Доплера) й одномірну кореляційні функції БЧ АМ сигналів і дозволяють аналізувати їх кореляційні властивості в разі довільних параметрів їх модуляції.

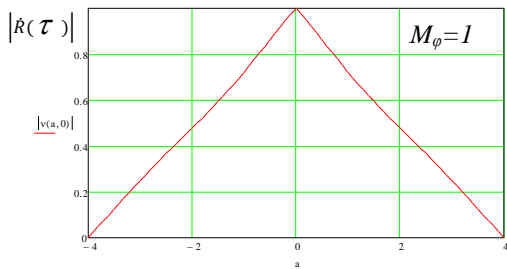
Аналіз залежності одномірної кореляційної функцій від параметрів модуляції БЧ АМ сигналу. Ширина головної пелюстки та рівень бокових пелюсток одномірної кореляційної функції БЧ АМ сигналу визначають роздільну здатність за дальністю, точність і однозначність виміру дальності, здатність радіолокаційної станції (РЛС) виділяти слабкі сигнали на фоні інтенсивних відбиттів.

Аналіз виразів для одномірної кореляційної функції БЧ АМ сигналу (11) показує, що вона становить собою суперпозицію функцій виду *sinc* (x). Вид одномірної кореляційної функції залежить від величини індексу фазової модуляції M_φ і відносної частоти гармонічної модуляції $Q = \frac{F_M}{\Delta f_0}$.

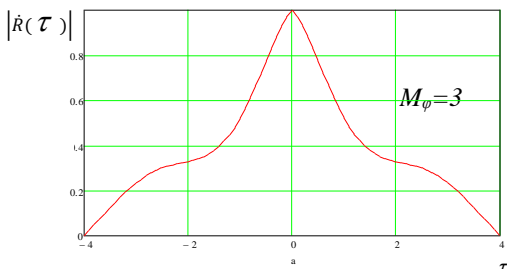
На рис. 3–4 наведено обвідні одномірних кореляційних функцій БЧ АМ сигналу $|\dot{R}(\tau)|$, розраховані за формулою (11), для $Q=1$ і $Q=2$ відповідно за різних значень M_φ . На рис. 5 зображено кореляційні функції БЧ АМ сигналів $|\dot{R}(\tau)|$ для $M_\varphi = 3$ рад, а на рис. 6 – для $M_\varphi = 7$ рад у разі $Q = 2, 1$ і $0,5$ відповідно, якщо $\tau_i = 4$ мс.



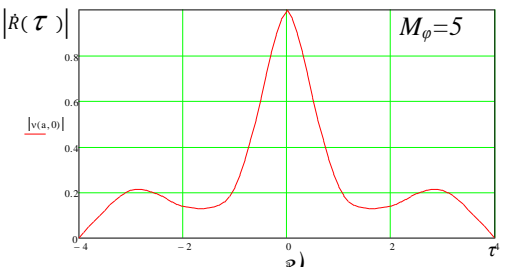
a)



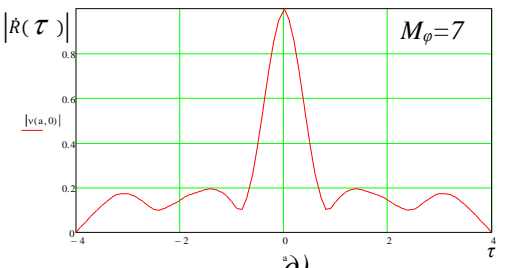
б)



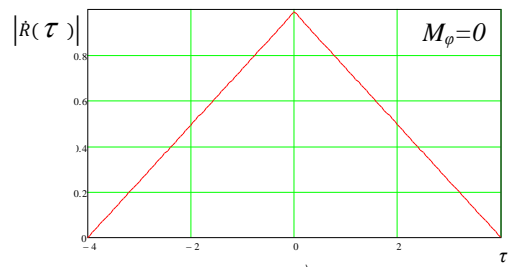
в)



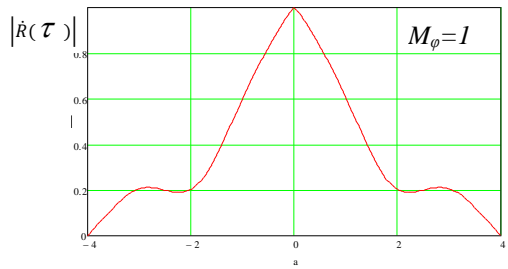
г)



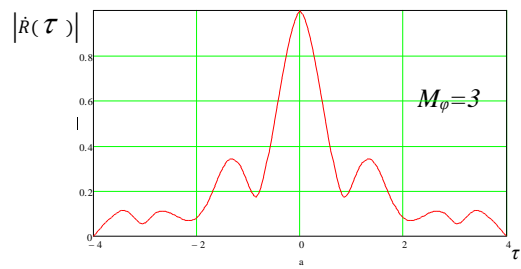
д)



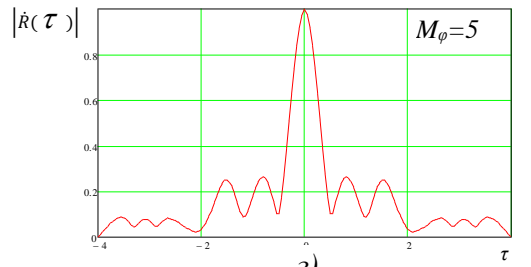
a)



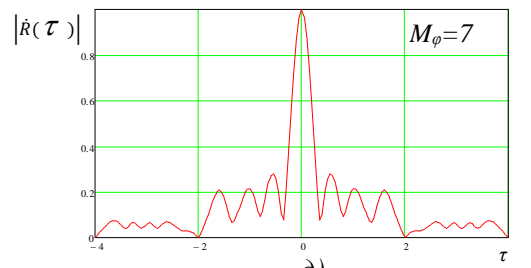
б)



в)



г)



д)

Рис. 3. Одномірною кореляційною функцією БЧ АМ сигналів для $Q = 1$

Рис. 4. Одномірною кореляційною функцією БЧ АМ сигналів для $Q = 2$

Проаналізуємо характер зміни обвідної одномірної кореляційної функції $|Ṙ(τ)|$ у разі зміни індексу модуляції $M_φ$ для випадку, коли $Q = 1$. Із залежностей, наведених на рис. 3,

видно, що збільшення індексу модуляції M_φ призводить до збільшення кількості бокових пелюсток на осі τ і до перерозподілу їх амплітуд. Ширина головного піку одномірної кореляційної функції звужується, оскільки зі збільшенням M_φ розширюється спектр БЧ АМ сигналу. Ширина нормованого головного максимуму кореляційної функції на рівні 0,5 визначається виразом

$$\Delta\tau_n = \frac{\Delta f_0}{\Delta f_c} = \Delta f_0 / ((N - 1)F_M + \Delta f_0). \quad (12)$$

Залежність $\Delta\tau_n$ від M_φ , розрахована за формулою (12) для $Q = 1$ ($F_M = \Delta f_0$), позначена на рис. 7 суцільною лінією. Штриховою лінією показана залежність $\Delta\tau_n$ від M_φ , побудована за результатами оброблення одномірних кореляційних функцій БЧ АМ сигналу для $Q = 1$, а штрихпунктирною лінією – для $Q = 2$.

Залежності мають однаковий характер, але кількісно не збігаються, оскільки знаменник виразу (12) визначає ефективну ширину спектра БЧ АМ сигналу на рівні 1% від амплітуди центрального парціального АМ радіоімпульсу за відсутності гармонічної модуляції. Залежність $\Delta\tau_n$ від M_φ для $Q = 1$, побудована за результатами оброблення одномірних кореляційних функцій БЧ АМ сигналу, у разі малих індексів фазової модуляції має значні відмінності, а в результаті збільшення індексу фазової модуляції наближається до розрахованих значень за формулою (12). Пояснити це явище можна домінуванням у спектрі БЧ АМ сигналу складових, розташованих в околі центральної складової спектра, за невеликих значень M_φ .

Для $Q = 2$ залежність $\Delta\tau_n$ від M_φ за параметрами наближається до залежності $\Delta\tau_n$, розрахованої за формулою (12). Це явище обумовлено збільшенням ефективної ширини спектра БЧ АМ сигналу близько удвічі для $Q = 2$ відносно ширини спектра для $Q = 1$.

Збільшення параметра Q за рахунок зростання F_M , якщо $\Delta f_0 = \text{const}$, призводить до виникнення на осі τ додаткових максимумів одномірної кореляційної функції, величина яких становить 20%–30% від величини центрального піку. При цьому ширина головного піку зменшується, стає залежною від Q і визначається за таким виразом:

$$\Delta\tau = 1 / ((M_\varphi + \sqrt{M_\varphi} + 1)Q + 1) \Delta f_0. \quad (13)$$

У разі великих значень параметра Q шириною спектра парціального радіоімпульсу в (13) можна знехтувати і визначати ширину центрального піку одномірної кореляційної функції, використовуючи вираз

$$\Delta\tau = 1 / ((M_\varphi + \sqrt{M_\varphi} + 1)F_M). \quad (14)$$

У разі збільшення індексу модуляції M_φ , як і для випадку, коли $Q = 1$, спостерігається збільшення кількості й амплітуди бічних максимумів на осі τ одномірної кореляційної функції.

Аналіз залежностей, наведених на рис. 5–6 показує, що незначне перекриття спектрів парціальних радіоімпульсів за $Q < 2$ призводить до зменшення кількості й амплітуд бокових пелюсток одномірної кореляційної функції, причому зі збільшенням індексу

модуляції M_φ ця залежність стає менш явною (рис. 6). Подальше зменшення Q спричиняє зниження рівня бокових пелюсток та їх зникнення в околі центрального піку одномірної кореляційної функції (рис. 5в та рис. 6в).

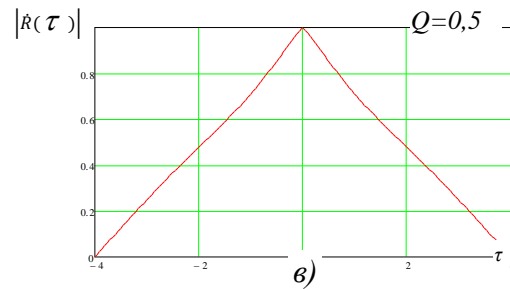
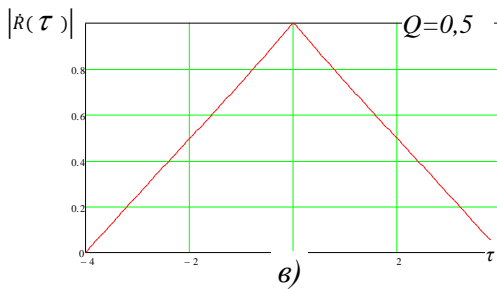
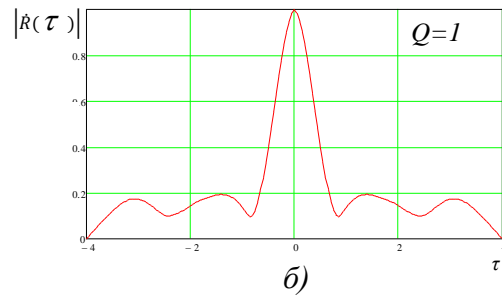
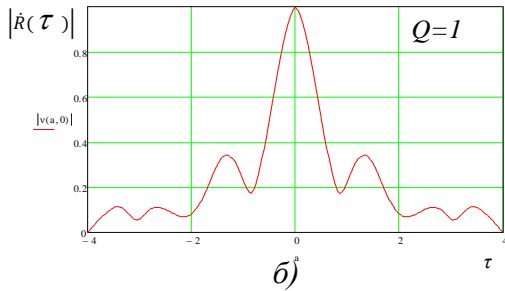
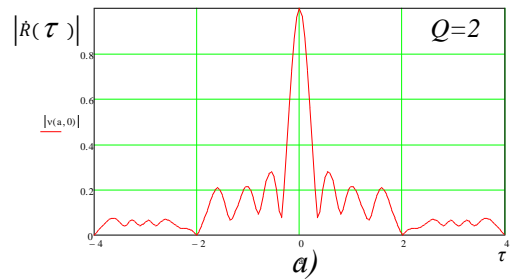
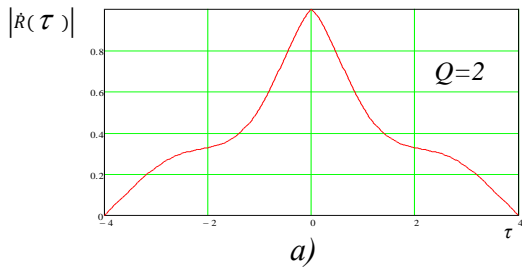


Рис. 5. Одномірна кореляційна функція БЧ АМ сигналів для $M_\varphi = 3$

Рис. 6. Одномірна кореляційна функція БЧ АМ сигналів для $M_\varphi = 7$

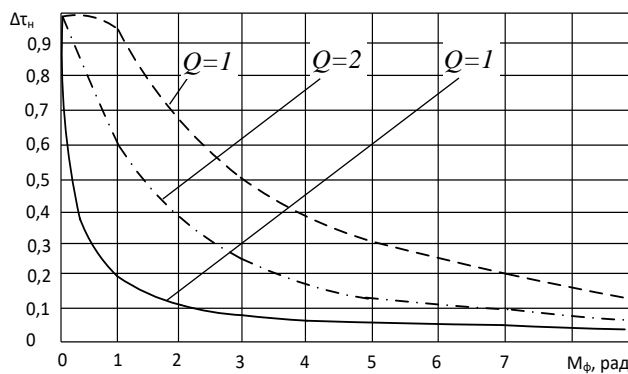


Рис. 7. Залежність $\Delta\tau_n$ від величини індексу фазової модуляції M_φ

Одночасно зі зменшенням Q спостерігається розширення центрального піку одномірної кореляційної функції $\Delta\tau$, а за значного зменшення Q він прагне до свого граничного значення – ширини головного піку $\Delta\tau_0$ одномірної кореляційної функції парціального АМ радіоімпульсу. Цю залежність у загальному вигляді можливо описати виразом (14), а в разі $Q \ll 1$ – з достовірною точністю розрахувати за формулою

$$\Delta\tau = 1/\Delta f_0. \quad (15)$$

Отже, вид обвідної одномірної кореляційної функції $|\dot{R}(\tau)|$ визначається індексом фазової модуляції M_φ і величиною параметра Q . Індекс фазової модуляції M_φ в основному впливає на кількість бічних максимумів обвідної одномірної кореляційної функції $|\dot{R}(\tau)|$ і їх амплітуду. Відносна частота гармонічної модуляції Q окреслює характер порізаності обвідної одномірної кореляційної функції БЧ АМ сигналу, а разом із M_φ – ширину головного піку одномірної кореляційної функції.

Аналіз залежності двомірної кореляційної функцій від параметрів модуляції БЧ АМ сигналу. Для аналізу розділення за дальністю і швидкістю БЧ АМ сигналу розглянемо його двомірні кореляційні функції (ДКФ) для різних значень параметра Q і сталого значення M_φ . Для цього скористаємося модулем виразу (10), який визначає поверхню ДКФ (функцію невизначеності). На рис. 8 зображено центральні частини функцій невизначеності БЧ АМ сигналів та їх проєкції на осях τ, F_d для $M_\varphi = 7$ рад і $\tau_i = 4$ мс.

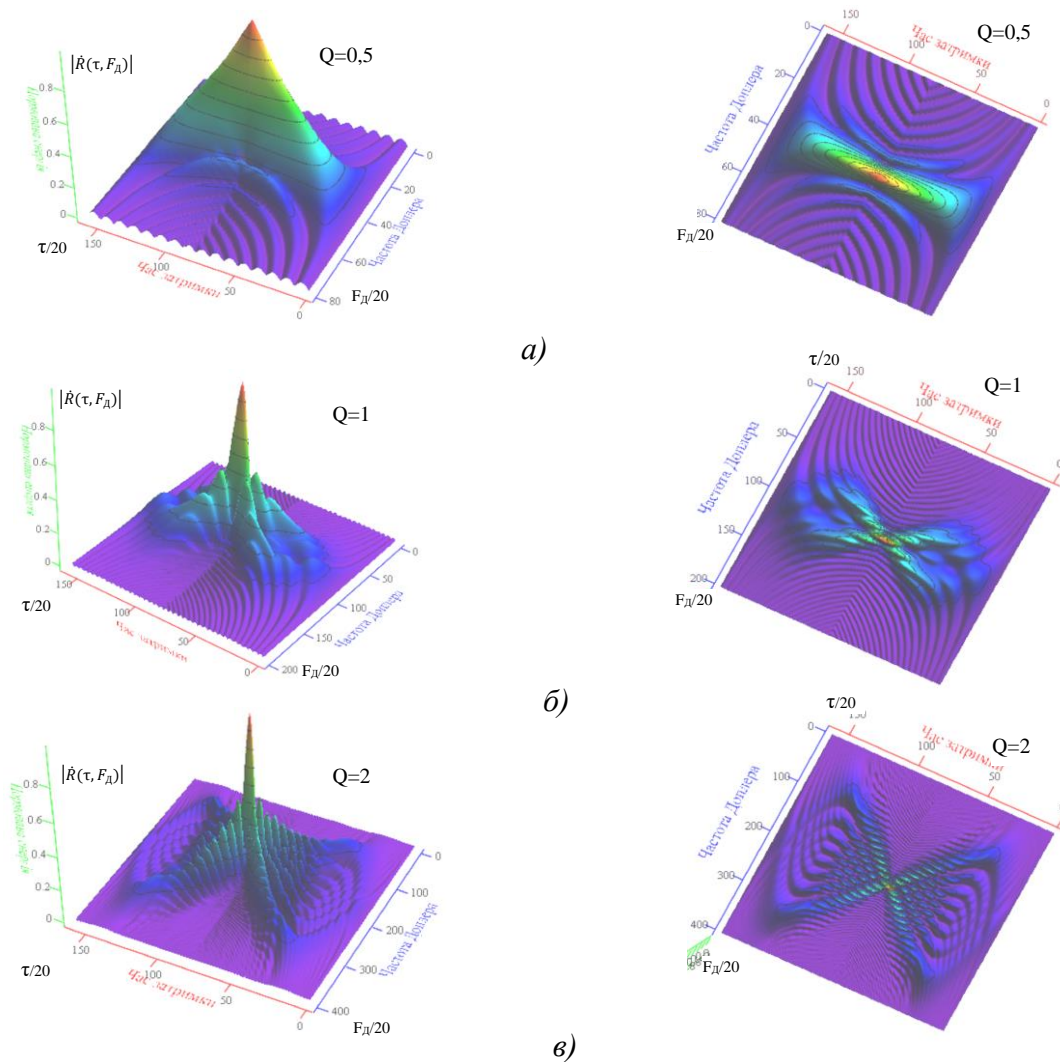


Рис. 8. Двомірні кореляційні функції БЧ АМ сигналів та їх проєкції для $M_\varphi = 7$ рад

Аналіз рис. 8 показує, що функція невизначеності БЧ АМ сигналу є багатопіковою в площині F_D і τ . Зі збільшенням відносної частоти гармонічної модуляції $Q = \frac{F_M}{\Delta f_0}$ спостерігається зростання кількості додаткових піків на ній. Загальна кількість додаткових піків на площині $\Delta\tau = (-\tau_i \dots \tau_i)$ і $F_D = (-\Delta f_c \dots \Delta f_c)$ для сталого значення M_ϕ визначається тривалістю початкового сигналу τ_i , а відповідно, і шириною його спектра Δf_0 , частотою модулюючої напруги F_M , ефективною шириною спектра Δf_c та співвідношеннями останніх.

Збільшення параметра Q призводить до появи симетричних відносно осей τ та F_D гребнів на поверхні ДКФ. Переріз функції невизначеності вертикальною площиною $\tau = 0$ є функцією $\text{sinc}(x)$, що цілком визначається прямокутною обвідною та тривалістю початкового сигналу τ_i .

Збільшення індексу модуляції M_ϕ зумовлює появу додаткових максимумів функції невизначеності та звуженню центрального піку в часі.

Зменшення відносної частоти гармонічної модуляції $Q < 1$ призводить до розширення центрального піку функції невизначеності. Провали між піками гребня зникають, він набуває «ножевидного характеру», наближаючись до ДКФ одиночного радіоімпульсу.

Щодо виміру дальності та швидкості об'єктів інтерес викликає центральна частина функції невизначеності – основний пік.

Аналіз рис. 8 свідчить, що зміна параметра Q не спричиняє повороту області сильної кореляції центрального піку, тобто області, де $|\dot{R}(\tau, F_D)| \geq 0,5$.

Цілком природно, що роздільна здатність за дальністю БЧ АМ сигналу визначається шириною його спектра $\Delta f_c = (N - 1)F_M + \Delta f_0$, а роздільна здатність за швидкістю – тривалістю імпульсу τ_i . Наявність додаткових піків на площині (τ, F_D) може призвести до неоднозначності в обчисленні дальності та швидкості цілей. Усунути цей недолік можливо за рахунок вибору параметрів модуляції БЧ АМ сигналу, виходячи із функціонального призначення РЛС і апіорних даних про можливі значення $F_{D \max}$.

У загальному вигляді діаграму невизначеності БЧ АМ сигналу, розраховану на рівні $|\dot{R}(\tau, F_D)| = 0,1$, наведено на рис. 9.

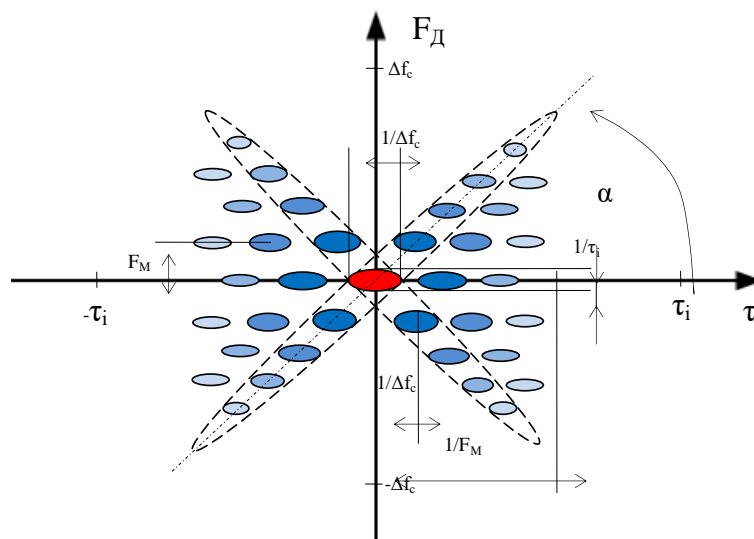


Рис. 9. Діаграма невизначеності БЧ АМ сигналу

Із рис. 9 випливає, що діаграма невизначеності є симетричною, багатопіковою структурою із явно вираженими гребнями та центральним піком, ширина якого на рівні $|\dot{R}(\tau, F_d)| = 0,5$ за часом обернено пропорційна ширині спектра Δf_c , а за частотою Доплера – обернено пропорційна тривалості початкового радіоімпульсу τ_i . Кут нахилу гребнів α відносно осі τ для $Q \geq 1$ та $M_\varphi \geq 3$ із достатньою точністю визначаємо як

$$\alpha = \arctg (F_M / \Delta f_c). \quad (16)$$

Взаємне розташування додаткових піків на площині τ, F_d та їх віддаленість від осей τ, F_d знаходимо за частотою модулюючої напруги F_M і шириною спектра БЧ АМ сигналу Δf_c . Слід зауважити, що для розрахунку параметрів діаграми невизначеності як Δf_c необхідно застосовувати її значення, отримані за результатами оброблення одномірних кореляційних функцій БЧ АМ сигналу в ході обчислення $\Delta \tau_n$, наведені на рис. 7, оскільки $\Delta f_c = \Delta f_0 / \Delta \tau_n$.

Отже, проведений аналіз показав, що поверхня ДКФ є багатопіковою. Кількість бічних максимумів, сумірних за величиною з основним, і їх взаємне розташування на поверхні визначається частотою модулюючого коливання F_M і відносною частотою гармонічної модуляції $Q = \frac{F_M}{\Delta f_0}$. Кут нахилу гребня поверхні невизначеності $|\dot{R}(\tau, F_d)|$ відносно осі τ залежить від параметрів Δf_c та F_M .

Висновки. БЧ АМ сигнали можна сформулювати шляхом модуляції височастотних АМ сигналів гармонічним коливанням проміжної частоти у фазових модуляторах одноканального пристрою.

На основі використання апробованого апарату математичного аналізу та теорії бесселевих функцій отримано аналітичний вираз для розрахунку одномірної та двомірної кореляційних функцій БЧ АМ сигналу та побудовано графіки їх обвідних для вибраних параметрів модуляції. Проведений всебічний аналіз одномірних та ДКФ від параметрів модуляції показав принципову можливість застосування БЧ АМ сигналу в системах зв'язку та радіолокації для підвищення прихованості, інформативності та адаптації роботи систем до наявної радіоелектронної обстановки.

СПИСОК БІБЛІОГРАФІЧНИХ ПОСИЛАНЬ

1. Костенко П. Ю., Слободянюк В. В., Барсуков А. Н. Скрытность аналитических хаотических сигналов // Радиотехника и системы связи. 2017. Т. 60, № 3. С. 166–175. <https://doi.org/10.3103/S0735272717030050>
2. Кувшинов О. В., Вознюк Р. М. Оцінка структурної скритності широкосмугових сигналів // Зб. наук. праць ВІТІ НТУУ “КПІ”. 2011. № 1. С. 106–111.
3. Захарченко Н. В., Горохов В. В., Корчинський В. В. Прихована передача в системах зв'язку з хаотичними сигналами // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. 2013. № 3. С. 41–45.
4. Корчинський В. В. Оцінка структурної скритності сигнальних конструкцій на основі хаотичних сигналів у системах передачі конфіденційної інформації // Наукові праці ОНАЗ ім. О. С. Попова. 2012. № 1. С. 11–16.

5. Метод підвищення скритності систем передачі інформації на основі модуляції з ортогональним частотним розділенням і мультиплексуванням хаотичних піднесучих / К. С. Васюта, У. Р. Збежховська, В. В. Слободянюк та ін. // *Радіоелектронні і комп'ютерні системи*. Харків, 2021. № 3. С. 79–93. <https://doi.org/10.32620/reks.2021.3.07>
6. Кореляційний метод обробки складеного хаотичного сигналу / К. С. Васюта, О. Л. Кащшин, О. П. Ковальчук, О. Д. Підлісний // *Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України*. 2021. № 1 (42). С. 104–109.
7. Теория и техника генерирования, излучения и приема радиолокационных сигналов / Н. Г. Батулин, В. И. Гомозов, В. Ф. Екимов и др. ; под ред. Ю. Н. Седышева. Харьков : ВИРТА, 1986. 650 с.
8. Дзігора О. М., Таршин В. А., Залевський Г. С. Цифроаналоговий метод формування сигналів із адаптивно змінюваними параметрами // *Системи обробки інформації*. 2020. Вип. 2 (161). С. 7–18.
9. Пошук та локалізація радіозакладних пристроїв : навч. посіб. / В. О. Хорошко, О. Д. Азаров, Г. О. Максименко, Ю. Є. Яремчук. Вінниця : ВНТУ, 2007. 333 с.
10. Нагорнюк О. А., Авсієвич Р. О. Метод розпізнавання виду модуляції радіосигналів космічних систем зв'язку в умовах апіорної невизначеності // *Сучасні інформаційні технології у сфері безпеки та оборони*. 2023. № 2 (47). С. 19–24.
11. Sabbar M. B., Rasool A. H. Automatic Modulation Classifier: Review // *Iraqi Journal of Information and Communication Technology*. 2020. № 3 (4). P. 11–32. <https://doi.org/10.31987/ijict.3.4.111>
12. Технічний аналіз сигналів : навч. посіб. / В. М. Котенко, В. Д. Меленський, Ю. І. Запорожченко, Ю. О. Заєць. Житомир : ЖВІ, 2018. 412 с.
13. Гомозов В. И., Николаев А. И. Об одном из научных наследий Я. Д. Ширмана во втором поколении // *Прикладная радиоэлектроника*. 2009. Т. 8, № 4. С. 443–460.
14. Котенко В. Н., Веселов В. Ф., Гомозов В. И. Экспериментальное исследование устройств формирования и обработки МЧ ЛЧМ сигналов // *НТ тематический сборник*. Харьков : ВИРТА, 1987. Ч. 2. С. 132–138.
15. Гомозов В. И. Теория и техника формирования сложных СВЧ сигналов с высокой скоростью угловой модуляции для радиотехнических систем. Харьков, 2002. 398 с.
16. Аналіз спектрів багаточастотних амплітудно-модульованих радіосигналів / В. М. Котенко, В. В. Дзюбенко, Ю. О. Кудряшов, О. В. Самонюк // *Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем : зб. наук. праць*. Житомир : ЖВІ, 2024. Вип. 26 (1). С. 30–39. <https://doi.org/10.46972/2076-1546.2024.26.03>

Стаття надійшла до редакції 23.02.2026.

Прийнято до друку 25.03.2026.

Дата публікації 30.06.2026.

REFERENCES

1. Kostenko, P. Yu., Slobodyanyuk, V. V., & Barsukov, A. N. (2017). Skrytnost analiticheskikh haoticheskikh signalov [Stealthiness of Analytical Chaotic Signals]. *Radioelektronika ta systemy*

- zviazku [Radioelectronics and Communications Systems], 60, 3, 166–175. <https://doi.org/10.3103/S0735272717030050> [in Russian].
2. Kuvshynov, O. V., & Vozniuk, R. M. (2011). Otsinka strukturnoi skrytnosti shyrokosmuhovykh syhnaliv [Estimation of the Structural Secrecy of Wide-Angle Signals]. *Zb. nauk. prats VITI NTUU "KPI" [Collection of Scientific Works VITI NTUU "KPI"]*, 1, 106–111 [in Ukrainian].
3. Zakharchenko, N. V., Horokhov, V. V., & Korchynskiy, V. V. (2013). Prykhovana peredacha v systemakh zviazku z khaotychnymy syhnalamy [Transmission in Systems Linked to Chaotic Signals is Use]. *Vymiriuvalna ta obchysliuvalna tekhnika v tekhnolohichnykh protsesakh [Measuring and computing technology in technological processes]*, 3, 41–45 [in Ukrainian].
4. Korchynskiy, V. V. (2012). Otsinka strukturnoi skrytnosti syhnalnykh konstruktsii na osnovi khaotychnykh syhnaliv u systemakh peredachi konfidentsiinoi informatsii [Assessment of the Structural Secrecy of Signal Structures Based on Chaotic Signals in Systems for Transmitting Confidential Information]. *Naukovi pratsi ONAZ im. O. S. Popova [Scientific Works ONAZ by O. S. Popova]*, 1, 11–16 [in Ukrainian].
5. Vasiuta, K. S., Zbezhkhovska, U. R., & Slobodianiuk, V. V. et al. (2021). Metod pidvyshchennia skrytnosti system peredachi informatsii na osnovi moduliatsii z ortohonalnym chastotnym rozdilenniam i multypleksuvanniam khaotychnykh pidnesuchykh [Method for Increasing the Confidentiality of Information Transmission Systems Based on Modulation with Orthogonal Frequency Divisions and Multiplexing of Chaotic Carriers]. *Radioelektronni i kompiuterni systemy [Radioelectronic and Computer Systems]*, 3, 79–93. <https://doi.org/10.32620/reks.2021.3.07> [in Ukrainian].
6. Vasiuta, K. S., Kashchyshyn, O. L., Kovalchuk, O. P., & Pidlisnyi, O. D. (2021). Koreliatsiynyi metod obrobky skladenoho khaotychnoho syhnalu [Correlative Method of Processing a Folded Chaotic Signal]. *Nauka i tekhnika Povitrianykh Syl Zbroinykh Syl Ukrainy [Science and Technology of the Military Forces of Ukraine]*, 1 (42), 104–109 [in Ukrainian].
7. Baturin, N. H., Gomofov, V. I., Yekimov, V. F. et al. (1986). *Teoriya i tehnika generirovaniya, izlucheniya i priema radiolokacionnykh signalov [Theory and Technology of Generation, Emission and Reception of Radar Signals]* [in Russian].
8. Dzihora, O. M., Tarshyn, V. A., & Zalevskiy, H. S. (2020). Tsyfroanalohovyi metod formuvannia syhnaliv iz adaptivno zminiuvanymy parametramy [Digital-Analog Method of Signal Formation with Adaptively Variable Parameters]. *Systemy obrobky informatsii [Information Processing Systems]*, 2 (161), 7–18 [in Ukrainian].
9. Khoroshko, V. O., Azarov, O. D., Maksymenko, H. O., & Yaremchuk, Yu. Ye. (2007). *Poshuk ta lokalizatsiia radiozakladnykh prystroiv [Search and Localization of Radio Embedded Devices]* [in Ukrainian].
10. Nahorniuk, O. A., & Avsiievykh, R. O. (2023). Metod rozpoznavannia vydu moduliatsii radiosyhnaliv kosmichnykh system zviazku v umovakh apriornoj nevyznachenosti [Method of Recognizing the Type Of Modulation of Radio Signals of Space Communication Systems under Conditions of a Priori Uncertainty]. *Suchasni informatsiini tekhnolohii u sferi bezpeky ta oborony [Modern Information Technologies in the Field of Security and Defense]*, 2 (47), 19–24 [in Ukrainian].

11. Sabbar, M. B., & Rasool, A. H. (2020). Automatic Modulation Classifier: Review. *Iraqi Journal of Information and Communication Technology*, 3 (4), 11–32. <https://doi.org/10.31987/ijict.3.4.111>
12. Kotenko, V. M., Melenskyi, V. D., Zaporozhchenko, Yu. I., & Zaiets, Yu. O. (2018). Tekhnichniy analiz syhnaliv [Technical Analysis of Signals] [in Ukrainian].
13. Gomofov, V. I., & Nikolaev, A. I. (2009). Ob odnom iz nauchnyh nasledij Ya. D. Shirmana vo vtorom pokolenii [On one of the scientific legacies of Ya. D. Shirman in the second generation]. *Prikladnaya radioelektronika [Applied Radio Electronics]*, 8, 4, 443–460 [in Russian].
14. Kotenko, V. N., Veselov, V. F., & Gomofov, V. I. (1987). Eksperimentalnoe issledovanie ustrojstv formirovaniya i obrabotki MCh LChM signalov [Experimental study of devices for the formation and processing of MP LFM signals]. *NT tematicheskij sbornik [Scientific and Technical Thematic Collection]*, 2, 132–138 [in Russian].
15. Gomofov, V. I. (2002). *Teoriya i tehnika formirovaniya slozhnyh SVCh signalov s vysokoy skorostyu uglovoj modulyacii dlya radiotekhnicheskikh sistem [Theory and Technology of Forming Complex Microwave Signals with a High Angular Modulation Rate for Radio Engineering Systems]* [in Russian].
16. Kotenko, V. M., Dziubenko, V. V., Kudriashov, Yu. O., & Samoniuk, O. V. (2024). Analiz spektriv bahatochastotnykh amplitudno-modulovanykh radiosyhnaliv [Analysis of Spectra of Multi-Frequency Amplitude Modulated Radio Signals]. *Problemy stvorennia, vyprobuvannia, zastosuvannia ta ekspluatatsii skladnykh informatsiinykh system: zb. nauk. prats [Problems of Construction, Testing, Application and Operation of Complex Information Systems: Scientific Journal of Korolov Zhytomyr Military Institute]*, 26 (I), 30–39. <https://doi.org/10.46972/2076-1546.2024.26.03> Zhytomyr: KZhMI [in Ukrainian].

V. M. Kotenko, V. D. Prokopovych, O. V. Samoniuk, Yu. V. Synytskyi

RESEARCH OF AUTOCORRELATION FUNCTIONS OF MULTI-FREQUENCY AMPLITUDE MODULATED RADIO SIGNALS

The article presents the results of the study of one-dimensional and two-dimensional correlation functions of multi-frequency radio signals formed by phase modulation of a pulsed amplitude-modulated radio signal of ultra-high frequency by harmonic oscillations of the intermediate frequency in the phase modulator. Based on the obtained expressions for one-dimensional and two-dimensional correlation functions of the complex envelope of a multi-frequency amplitude-modulated signal at the output of the phase modulator, an analysis of their structure depending on the modulation parameters is carried out. It is established that the type of envelope of the one-dimensional correlation function is determined by the phase modulation index and the value of the relative frequency of the harmonic modulation, namely, the phase modulation index determines the number of side maxima of the envelope and their amplitude, and the relative frequency of the harmonic modulation determines the nature of the cut of the envelope. The width of the main peak of the one-dimensional correlation function is determined by the effective width of the spectrum of the multi-frequency amplitude-modulated signal, which depends on the phase modulation index and the frequency of the modulating voltage. The surface

of the two-dimensional correlation function is multi-peaked. The number of side maxima on the surface area, commensurate in magnitude with the main one, is determined by the frequency of the modulating oscillation and the duration of the radio pulse. The overlap in frequency of the spectra of partial radio pulses leads to the appearance of additional ridges parallel to the main one on the frequency-time plane of the two-dimensional correlation function.

By the nature of the change in the parameters of the correlation functions from the modulation parameters, the multi-frequency amplitude-modulated signal can be attributed to the family of noise-like signals. The formation of multi-frequency amplitude-modulated signals is carried out by single-channel devices, and strict restrictions on linearity are not required for the power amplification stages. The practical application of the studied signals provides an opportunity to potentially increase the energy and structural stealth of radio communication and radar systems, to adapt the radar operating modes to the radio-electronic environment.

Keywords: *amplitude modulation; phase modulation; multi-frequency radio signal; correlation functions; energy and structural secrecy.*