

**ОЦІНКА ВАРІАЦІЇ ШИРИНИ СПЕКТРУ ІМПУЛЬСНОГО РАДІОЛОКАЦІЙНОГО СИГНАЛУ ПРИ ВРАХУВАННІ ЙОГО ВНУТРІШНЬОЇ ФАЗОЧАСТОТНОЇ НЕСТАБІЛЬНОСТІ**

*В статті проведено аналіз змін частотного складу (ширини спектру) імпульсного радіосигналу, якщо за основу при його обробці брати не амплітудні а фазочастотні ознаки (внутрішню кутову модуляцію(нестабільність частоти)). Проведено аналіз впливу внутрішньої фазочастотної нестабільності імпульсних радіолокаційних сигналів на ширину та структуру їх частотного спектру при розгляданні їх як сигналів з кутовою модуляцією. Аналітично доведено, що прийнятій ширини полоси пропускання приймача імпульсної РЛС цілком достатньо для повноцінного (без спотворень) відновлення та обробки відбитого від цілі сигналу за його фазочастотним наповненням (флуктуацією частоти та фази на протязі часу генерування імпульсу).*

*Ключові слова: ширина спектру імпульсного радіолокаційного сигналу, фазочастотна нестабільність, внутрішня кутова модуляція, амплітуда коливань несучої частоти.*

*In article the analysis of changes of frequency structure of (width of a spectrum) pulse radio signal if for basis at its processing to take not peak, and phase-frequency signs (internal angular modulation (instability of frequency)) is carried out. The analysis of influence of internal phase-frequency instability of pulse radar-tracking signals for the width and structure of their frequency spectrum is carried out at their examining as signals with angular modulation. It is analytically proved, that accepted width of a pass-band of the receiver pulse RDR it is quite enough for high-grade (without distortions) renewal and processing of the signal reflected from the purpose for it phase-frequency filling (fluctuation of frequency and a phase during time of generating of an impulse).*

*Keywords: width of a spectrum of a pulse radar-tracking signal, phase-frequency instability, internal angular modulation, amplitude of oscillations bearing, frequencies.*

**Вступ.** Розглядаючи імпульсні зондуючі сигнали РЛС як фазомодульовані, за рахунок внутрішньої фазочастотної нестабільності, необхідно оцінити, як зміняться вимоги до полоси пропускання приймача. Як правило, в імпульсних РЛС, із-за великої шпаруватості сигналів (відношення періоду слідування зондуючих імпульсів до їх тривалості складає декілька сотень) полоси пропускання вибирають оптимально з міркувань забезпечення мінімального спотворення відбитих імпульсів і мінімального рівня потужності шумів на вході приймача. Як відомо, ці два параметра залежать від ширини полоси пропускання приймача, так, при звуженні полоси, зменшується потужність шумів, але більше спотворюється корисний сигнал, в тому числі зменшується його потужність. При розширенні полоси відбувається все навпаки.

В імпульсних радіолокаційних станціях, як правило, ширину полоси пропускання приймають на рівні 10% від номіналу несучої частоти. Так при частоті 9 ГГц, полоса пропускання складає 900 МГц.

**Результати дослідження.** В даній роботі проведено аналіз змін частотного складу (ширини спектру) імпульсного радіосигналу, якщо за основу при його обробці брати не амплітудні а фазочастотні ознаки (внутрішню кутову модуляцію(нестабільність частоти)).

Для спрощення аналізу, виберемо найпростіші варіанти – однотональну амплітудну і одно тональну частотну модуляції.

При однотональній амплітудній модуляції, несуче коливання модулюється гармонійним коливанням з однією частотою  $\Omega$  :

$$u(t) = U_m [1 + M \cdot \cos \Omega t] \cdot \cos \omega_0 t \quad (1)$$

Значення початкових фазових кутів несучого коливання і модулюючого, тут і надалі для спрощення отримуваних виразів прийматимемо рівними нулю, оскільки це не має принципового значення. З урахуванням формули  $\cos(x) \cdot \cos(y) = (1/2)[\cos(x+y) + \cos(x-y)]$ , з виразу (1) отримуюмо:

$$u(t) = U_m \cos \omega_0 t + (U_m M / 2) \cos[(\omega_0 + \Omega) t] + (U_m M / 2) \cos[(\omega_0 - \Omega) t] \quad (2)$$

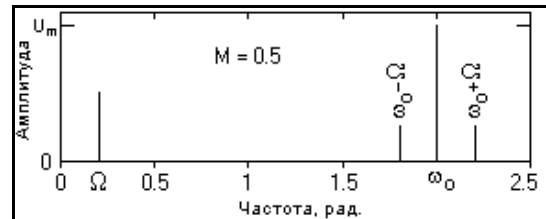


Рис. 1. Фізичні спектри сигналів

Модулююче коливання з частотою  $\Omega$  переміщається в область частоти  $\omega_0$  і розділяється на два коливання, симетричні відносно частоти  $\omega_0$ , з частотами відповідно  $(\omega_0 + \Omega)$  – верхня бокова частота, і  $(\omega_0 - \Omega)$  – нижня бокова частота (рис. 1). Амплітуди коливань на бокових частотах рівні один одному, і при 100%-ній модуляції рівні половині амплітуди коливань несучої частоти. Якщо отримати рівняння (2) з урахуванням початкових фаз частоти несучої і модулюючої, то правило зміни фаз аналогічно зміні частоти: початкова фаза модулюючого коливання для верхньої бокової частоти складається з початковою фазою несучого, для нижньої – віднімаються з фази несучої. Фізична ширина спектру модульованого сигналу в два рази більше ширини спектру сигналу модуляції, що справедливо і для більш складних модулюючих сигналів.

Для сигналів з кутовою модуляцією. Гармонійний модулюючий сигнал з постійною частотою коливань  $\Omega$ . Початкова фаза коливань:

$$\varphi(t) = \beta \sin \Omega t,$$

де  $\beta$  – індекс кутової модуляції, яким задається інтенсивність коливань початкової фази. Повна фаза модульованого сигналу з урахуванням несучої частоти  $\omega_0$ :

$$\Psi(\tau) = \omega_0 t + \beta \sin \Omega t.$$

Рівняння модульованого сигналу:

$$u(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \beta \sin \Omega t) \quad (3)$$

Миттєва частота коливань:

$$\omega(t) = d \Psi(t) / dt = \omega_0 + \beta \Omega \cos \Omega t.$$

Як впливає з цих формул, і початкова фаза, і миттєва частота змінюється по гармонійному закону. Максимальне відхилення від середнього значення  $\omega_0$  дорівнює  $\beta \Omega$ .

вноє  $\omega_d = \beta \Omega$  (девіація частоти). Звідси, індекс кутової модуляції рівний відношенню девіації частоти до частоти модулюючого сигналу:

$$\beta = \omega_d / \Omega \quad (4)$$

Відмінності між частотною і фазовою модуляцією виявляються при зміні частоти  $\Omega$  модулюючого сигналу.

При фазовій модуляції девіація частоти прямо пропорційна  $\Omega$ , а індекс кутової модуляції від частоти модулюючого сигналу не залежить:

$$\beta = \text{const}, \omega_d = \beta \Omega$$

Навпаки, при ЧМ постійним параметром модуляції є девіація частоти, при цьому індекс модуляції обернено пропорційний частоті модулюючого сигналу:

$$\omega_d = \text{const}, \beta = \omega_d / \Omega$$

Формулу (3) одно тональної модуляції можна перетворити до вигляду:

$$u(t) = U_m \cos(\beta \cdot \sin(\Omega t)) \cos(\omega_0 t) - U_m \sin(\beta \cdot \sin(\Omega t)) \sin(\omega_0 t) \quad (5)$$

При малих значеннях індексу кутової модуляції ( $\beta \ll 1$ , вузько смугова модуляція) мають місце наближені рівності:

$$\cos(\beta \cdot \sin \Omega t) \approx 1, \sin(\beta \cdot \sin \Omega t) \approx \beta \cdot \sin \omega_0 t$$

При їх використанні в (5), отримуємо:

$$u(t) \approx U_m \cos \omega_0 t + (\beta U_m / 2) \cos[(\omega_0 + \Omega) t] + (-\beta U_m / 2) \cos[(\omega_0 - \Omega) t] \quad (6)$$

Порівняння даного виразу з формулою АМ – сигналу (2) дозволяє зробити висновок, що амплітудні спектри однотональних ФМ і ЧМ сигналів при  $\beta \ll 1$  практично аналогічні АМ сигналам і також містять верхню і нижню бічні частоти ( $\omega_0 + \Omega$ ) і ( $\omega_0 - \Omega$ ). Відмінність полягає тільки в зміні знаку амплітуди нижньої бічної частоти на мінус, тобто в додатковому фазовому зсуві нижньої бічної частоти на  $180^\circ$  щодо верхньої бічної частоти. Відмітимо також, що при малих значеннях індексу  $\beta$  основна потужність сигналу приходить на несучу частоту.

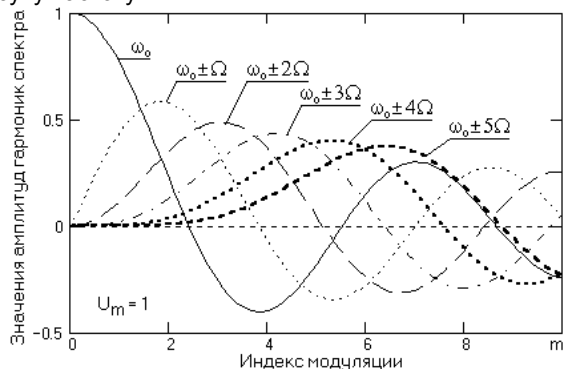


Рис. 2. Амплітуди гармонік сигналів з кутовою модуляцією

Математична модель однотональних ЧМ і ФМ сигналів з будь-яким значенням індексу модуляції  $\beta$  в загальному випадку виходить розкладанням функції (3) в наступний ряд:

$$u(t) = U_m \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(m) \cos[(\omega_0 + k \Omega) t],$$

де  $J_k(m)$  – функція Бесселя k-го індексу від аргументу  $m = \beta$ . З цього рівняння видно, що спектр сигналу міс-

тить нескінченне число складових – нижніх і верхніх бічних коливань, з частотами  $\omega_0 \pm k \Omega$ , які відповідають гармонікам частоти модуляції, і з амплітудами, пропорційними значенням  $J_k(m)$ . Амплітуди п'яти перших гармонік і несучої частоти, при  $U_m = 1$  залежно від індексу модуляції приведені на рис. 2.

При малій величині індексу  $\beta$  значущі амплітудні значення мають тільки перші гармоніки. Із зростанням величини  $\beta$  кількість значущих бокових складових збільшується, а енергія сигналу перерозподіляється на бічні складові. Із зростанням індексу модуляції смуга частот, займана сигналом, розширюється. Практична ширина спектру сигналу з кутовою модуляцією визначається по формулі:

$$B_{\text{практ}} = 2(\beta + 1) \Omega,$$

тобто спектральними складовими з номерами  $k > (\beta + 1)$  нехтують. Формування реальних сигналів, як правило, виконується при  $\beta \gg 1$ , при цьому ефективна ширина спектру рівна подвоєній девіації частоти:

$$B_{\text{практ}} \approx 2 \beta \Omega = 2 \omega_d.$$

Звідси витікає, що в порівнянні з АМ – сигналами, смуга частот яких рівна  $2 \Omega$ , для передачі сигналів з кутовою модуляцією потрібна смуга частот, в  $\beta$  разів більша.

Виходячи з викладеного вище, розрахуємо індекс частотної модуляції для зондуючих імпульсних радіолокаційних сигналів. При цьому, девіацією частоти будемо вважати максимальне значення відхилення частоти за рахунок нестабільності генератора.

Нестабільність частоти для імпульсних генераторів НВЧ визначається виразом  $\frac{\Delta f}{f_{\text{НВЧ}}}$ , де  $\Delta f$  – абсолютна

зміна частоти генератора;  $f_{\text{НВЧ}}$  – номінальна частота генератора (для прикладу 9 ГГц). Для імпульсних магнетронів, які використовуються в РЛС без доплерівських систем, вимоги до стабільності частоти не високі. Нестабільність частоти в них становить  $10^{-3} - 10^{-5}$ . Максимальна частота внутрішньої імпульсної нестабільності визначається за формулою:

$$f_{\text{тах.нест}} = \frac{f_{\text{НВЧ}}}{1 - \frac{\Delta f}{f_{\text{НВЧ}}}} - f_{\text{НВЧ}} \quad (7)$$

Якщо підставити значення в (7), девіація частоти складає  $\Delta f_{\text{дев}} = 9$  МГц.

В попередніх публікаціях було визначено залежність частоти дискретизації від заданої роздільної здатності РЛС. Так, було встановлено, що для того щоб забезпечити роздільну здатність  $< 1$  метра, частота дискретизації має бути  $f_{\text{дискр}} \approx 2$  ГГц.

Максимальна частота, відновленого сигналу, згідно теореми Котельнікова, визначається за формулою:

$$f_{\text{max}} = \frac{f_{\text{дискр}}}{2 \cdot K_f} = 1 \text{ ГГц},$$

де  $K_f$  – коефіцієнт запасу (в даному випадку  $K_f = 1$ ).

Коефіцієнт модуляції  $\beta \approx 0,009 \ll 1$ , з чого стає очевидно можливість аналізувати амплітудно модульований імпульсний радіолокаційний сигнал за його фазочастотним наповненням без зміни полоси пропускання приймача.

**Висновок.** Проведений аналіз показав, що ширини полоси пропускання приймача імпульсної РЛС (10% від частоти несучого коливання) цілком достатньо для повноцінного (без спотворень) відновлення та обробки

відбитого від цілі сигналу за його фазочастотним наповненням (флуктуацією частоти та фази на протязі часу генерування імпульсу).

При виявленні та аналізі імпульсних радіолокаційних сигналів за їх фазочастотною структурою, необхідно змінювати підходи при розрахунку їх спектральних частотних властивостей, оскільки при такому підході прийнятним сигналам від цілей, в проміжку між зондую-

чими імпульсами, більш притаманні властивості перервних сигналів.

1. Вопросы перспективной радиолокации. Коллективная монография/ Под редакцией А.В.Соколова. – М.: Радиотехника, 2003 – 512с. 2. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов/ А.Б. Сергиенко – СПб.: Питер, 2005.– 604 с. 3. Гришин Ю.П. Радиотехнические системы/Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов, Ю.М. Казаринов, Ю.А. Коломенский, Ю.Д. Ульяницкий – М.:Высш.шк.,1990.– 496 с.

Надійшла до редколегії 03.08.09

УДК 541.64+539.2

В.А. Дроздов д-р фіз.-мат. наук, проф.,  
В.В. Ковальчук, канд. фіз.-мат. наук, доц.,  
М.А. Дроздов, канд. фіз.-мат. наук, проф.,  
В.В. Дроздова, канд. фіз.-мат. наук, с.н.с.,  
В. Афанасьєва, здобувач, А.А. Панченко, здобувач,  
А.Рац, здобувач

## КЛАСТЕРИЗАЦИЯ В МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ ТЕХНОЛОГИЯХ

*Стаття присвячена аналізу досліджень механізмів формування кластеризованих структур з метою розробки єдиного підходу до опису властивостей матеріалів. Підкреслюється, що у випадку формування кластерів виявляється задіяним значно більше число ступенів свободи у зв'язку з наявністю матричного матеріалу, ніж при формуванні молекул. Порушені в статті питання мають пряме відношення до мікроелектроніки.*

*Ключові слова:* кластер, гетероструктура, матричний матеріал.

*In the article the analysis of researches of mechanisms of formation of cluster structures for the purpose of working out of the uniform approach to the description of properties of materials is considered. It is underlined, that in case of formation clusters it appears involved considerably bigger number of degrees of freedom in connection with presence of a matrix material, than at formation of molecules. The questions in article have the direct relation to microelectronics.*

*Keywords:* cluster, heterojunction structure, matrix material.

Лазерные технологии позволяют выделять и выводить в открытое пространство и на различные субстраты структурные фрагменты любой дисперсности [1], сформированные в газообразных, жидких и твердотельных матрицах [2]. В этом плане представляет особый интерес изучение физических механизмов синергетических процессов, ответственных за самоорганизацию [3] когерентных с матрицей надмолекулярных кластеров [4].

Представления о кластерах успешно применяются также в моделировании физических процессов в твердых телах и приборах [5-7]. Предложенная авторами семантика адекватна в отношении нового класса объектов как виртуальных (модельных), так и реальных – кластеризованных структур. Именно к этой категории объектов, по всем признакам, следует отнести надмолекулярные кластеры, которые в отличие от молекул органически сопряжены с матричной средой. В случае формирования кластеров, в связи с наличием матричного материала, оказывается задействованным значительно большее число степеней свободы, чем при образовании молекул. Именно это обстоятельство наделяет кластеры специфическими свойствами, которые привлекают к ним внимание специалистов разного профиля. Такой подход имеет методологическое значение, он позволяет, помимо того, количественный расчет явлений (как и качественный анализ механизмов) разделить на два этапа. На первом этапе может происходить расчет изменений, происходящих в отдельных мезоскопических группах атомов с учетом имеющихся в каждой из них конкретных локальных условий: вариации сил взаимодействия участвующих атомов и их взаимного расположения, определяющего возможные парные сочетания. На втором этапе, используя данные по каждой из кластерных групп (образующих макротело) вместо сложного интегрирования (обезличенного статистического усреднения) используется суммирование конечного числа объектов. Что же касается про-

странственного дислоцирования и функционирования кластеров, то здесь наиболее уместно отнести ситуацию к гетеросистемам с  $\delta$ -слоями. Последний термин определяет полупроводники с предельно неоднородным характером легирования, когда легирующая примесь вместо однородного распределения по объему полупроводника сконцентрирована в очень узких слоях, в идеале составляющих лишь один монослой. Такое название эти структуры получили в связи с тем, что профиль примесного распределения напоминает  $\delta$ -функцию Дирака. Неоднородно распределенный заряд примесей создает в образце потенциальный рельеф, наличие которого приводит к качественному различию между свойствами  $\delta$ -слоев и однородно легированных полупроводников. Кластеризация материалов существенно модифицирует их свойства. Нами наблюдалось значительное улучшение качества т.н. альтернативных (платине) катализаторов на основе кластеризованных молибдатов и вольфраматов лития. Были обнаружены явления оптической формовки  $\text{CdS-Cu}_2\text{O}$  (КМЦ<sup>1</sup>) - фотоэлементов, при котором процесс фотоактивированной кластеризации в этой системе проявлял особенности родственные свойствам фотохромных стекол, активированных медью.

Новые возможности открывает кластеризация и в кремниевой нанотехнологии [5-7]. На этом рубеже возможна реализация множества интересных объектов из арсенала нанoeлектроники, классифицируемых ныне как квантовые ямы, квантовые нити или квантовые точки. Все они попадают под определение квантово-размерных структур (КРС). Принципы формирования подобных объектов могут быть различными [8].

Нами исследовались исключительно субфазные кластеры [9-11], в формировании которых играют существенную роль играют синергетические факторы

<sup>1</sup> КМЦ – квазиметаллические центры