

УДК 621.396.6

Математична модель алгоритма та експериментальне дослідження точності вимірювання девіації частоти ЛЧМ сигналу з низькою спектральною щільністю потужності

Стейскал А. Б.¹, Войтко В. В.², Марченко А. О.³

¹Науково-дослідний інститут Міністерства оборони України, м. Київ, Україна

²Военна академія імені Євгенія Березняка, м. Київ, Україна

³Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", м. Київ, Україна

E-mail: vitalik_v_ua@i.ua

У статті запропоновано розв'язувальне правило алгоритму вимірювання девіації частоти лінійно-частотно-модульованого сигналу з низькою спектральною щільністю потужності для дискретної моделі автокореляційного приймача з квадратурною обробкою та розглянуто варіант зниження тривалості етапу визначення девіації частоти сеансу радіомоніторингу. Синтезовано функціональний вузол вимірювання девіації частоти лінійно-частотно-модульованого сигналу з низькою спектральною щільністю потужності. Розроблено алгоритм процедури визначення девіації частоти лінійно-частотно-модульованого сигналу.

Ключові слова: автокореляційний алгоритм; девіація частоти; апіорна невизначеність; енергетично прихований сигнал; кореляційний метод; оптимальний алгоритм; радіомоніторинг; складний сигнал; широкопasmовий сигнал

DOI: [10.20535/RADAR.2024.97.12-19](https://doi.org/10.20535/RADAR.2024.97.12-19)

Постановка проблеми у загальному вигляді

Останнім часом намітилась тенденція до збільшення частки радіоелектронних систем (РЕС) різного призначення (радіолокаційних, телекомунікаційних, зв'язку тощо) з розширеним спектром випромінювань. У таких РЕС використовуються складні види сигналів – з псевдовипадковим перенастроюванням робочої частоти, шумоподібні, з лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ) та інші. За рахунок цього підвищується завадозахищеність РЕС та забезпечується прихований режим їх функціонування (останній чинник є важливим для РЕС подвійного призначення).

Зазначена вище тенденція породжує проблемні питання в галузі створення систем (засобів) радіомоніторингу. Використання в РЕС широкопasmових сигналів суттєво зменшує спектральну щільність потужності радіовипромінювань та їх енергетичну доступність. Виявити такі радіовипромінювання, визначити сигнали, що використовуються, виміряти їх параметри та надалі обробити в ситуації, коли немає будь-якої апіорної інформації про РЕС,

що підлягають моніторингу, є складними науково-технічними завданнями.

Окремим напрямом є дослідження проблем радіомоніторингу РЕС, що використовують ЛЧМ сигнали [1–3]. Такі РЕС широко використовуються і у військовій сфері. Одним з важливих науково-технічних завдань за цим напрямом є вимірювання (оцінювання) девіації частоти ЛЧМ сигналу. Потреба виміряти девіацію частоти виникає на різних етапах радіомоніторингу:

під час проведення просторово-частотного пошуку ЛЧМ сигналів та формування частотних цілєвказань для настроювання лінійного тракту супергетеродинного приймача;

під час первинного аналізу прийнятих сигналів з метою їх класифікації та розділення за частотою;

при оцінюванні доплерівського зсуву частоти сигналу.

На кожному з цих етапів рівень вимог до середньоквадратичної похибки вимірювання девіації частоти різний. Тому необхідно використовувати вимірювачі, робота яких ґрунтується на різних методах вимірювання.

1 Аналіз останніх досліджень і публікацій

Є багато методів вимірювання девіації частоти [4–6], їх класифікація наведена на Рис. 1.



Рис. 1. Класифікація методів вимірювання девіації частоти

Аналіз перелічених на Рис. 1 методів вимірювання девіації частоти показує, що майже всі вони можуть використовуватись лише за умови достатньо високого відношення сигнал/шум. Якщо спектральна щільність потужності ЛЧМ сигналу зменшується, наближаючись до спектральної щільності потужності шумів, дієвими залишаються лише автокореляційні методи. Вони реалізуються автокореляційними частотними дискримінаторами. Якщо виявлено сигнали, інформація про які апріорі невідома, то на фоні гауссівського стаціонарного шуму (завади) ці засоби є “оптимальними” і тому широко використовуються для розв’язання статистичних задач у ході первинної обробки інформації [6–9].

На цей час автокореляційні частотні дискримінатори розрізняють [10]:

- з одноканальною обробкою сигналу;
- із квадратурною обробкою сигналу;
- з кореляційно-фільтровою обробкою сигналу.

Для вирішення задач радіомоніторингу ЛЧМ сигналів з низькою спектральною щільністю потужності (малому відношенні сигнал/шум) перевагу мають автокореляційні частотні дискримінатори з квадратурною обробкою, тому що вони забезпечують [10, 11]:

одночасне виявлення та оцінювання середньої частоти та девіації;

інваріантність похибки оцінювання частоти до значення амплітуди сигналу;

можливість апаратної реалізації як на основі аналогової, так і цифрової елементної бази.

Із використанням автокореляційних методів вимірювання девіації частоти [11] недостатньо уваги приділяється питанню зменшення часу, потрібного для отримання оцінок вимірюваного параметра. Це питання набуває особливої ваги у разі, коли відношення спектральної щільності потужності ЛЧМ сигналу і шуму є незначним. Наукові дослідження, спрямовані на його вирішення, є актуальними.

Крім того, у [10] було розв’язано задачу визначення середньої частоти, а у [12] – розпізнавання ЛЧМ сигналу з низькою спектральною щільністю потужності на основі дискретної моделі автокореляційного приймача з квадратурною обробкою (АПКО). Тому завдання побудови удосконаленого вимірювача девіації частоти цих сигналів доцільно вирішувати максимально використовуючи результати, отримані в [10, 12].

З урахуванням наведеного метою та основним змістом статті є опис удосконаленого функціонального вузла вимірювання девіації частоти ЛЧМ сигналу з низькою спектральною щільністю потужності на основі автокореляційного алгоритму дискретної моделі виявлення та оброблення сигналів з урахуванням способів зменшення тривалості вимірювання, а також експериментальне дослідження точності його роботи.

2 Виклад основного матеріалу

Для пояснення принципу визначення девіації частоти скористаємось аналітичним виразом для функції невизначеності (ФН) прямокутного ЛЧМ радіоімпульсу [13, 14], яка подана у графічному вигляді на Рис. 2, а:

$$\begin{aligned} \rho(\tau, F) &= \\ &= \left(1 - \frac{\tau}{\tau_i}\right) \operatorname{sinc}[\pi(F \pm \Delta f \tau / \tau_i)(\tau_i - |\tau|)] \times \cos(2\pi f_s \tau), \end{aligned} \quad (1)$$

де τ – розузгодженість за часом; F – розузгодженість за частотою; τ_i – тривалість елементарного радіоімпульсу ЛЧМ сигналу; Δf – девіація частоти елементарного радіоімпульсу ЛЧМ сигналу; f_s – середня частота елементарного радіоімпульсу ЛЧМ сигналу.

Із виразу (1) та Рис. 2, а видно, що при внесенні часового або частотного розузгодження значення $\rho(\tau, F)$ зменшується. Якщо зафіксувати функцію $\rho(\tau, F)$ на деякому рівні $\rho_1 < 1$, то крива $\rho(\tau, F) = \rho_1$, утворена в результаті перетину ФН $\rho(\tau, F)$ площиною $\rho = \rho_1$, буде відображати взаємозв'язок розузгодженості за частотою та часом (Рис. 2, б). Характерними точками, що належать цій кривій, будуть точки $(\tau_1, 0)$ та $(0, F_1)$, для яких

$$\rho(\tau_1, 0) = \rho(0, F_1) = \rho_1,$$

де $F_1 = 1/\tau_1$.

Будемо аналізувати взаємозв'язок розузгодженості за частотою та часом, виходячи з умови, що $\rho_0 = 0$. У цьому випадку можна отримати криву $\rho(\tau, F) = 0$, якій належать точки $(\tau_0, 0)$ та $(0, F_0)$, для яких

$$\rho(\tau_0, 0) = \rho(0, F_0) = 0,$$

де розузгодженість за частотою F_0 дорівнює девіації частоти Δf :

$$F_0 = \Delta f = 1/\tau_0.$$

Для визначення часу τ_0 побудуємо автокореляційну функцію (АКФ) прямокутного ЛЧМ радіоімпульсу, яку можна отримати в результаті перетину ФН площиною $F = 0$, графік модуля обвідної якої наведено на Рис. 2, в. На рисунку часове розузгодження τ_0 відповідає першому мінімуму модуля обвідної АКФ при збільшенні розузгодженості за часом починаючи від τ_{start} . Саме часове розузгодження, яке вноситься лінією затримки і відповідає першому мінімуму модуля обвідної АКФ τ_0 є основою для розрахунку оцінки девіації частоти:

$$\hat{\Delta f} = \frac{1}{\tau_0}. \quad (2)$$

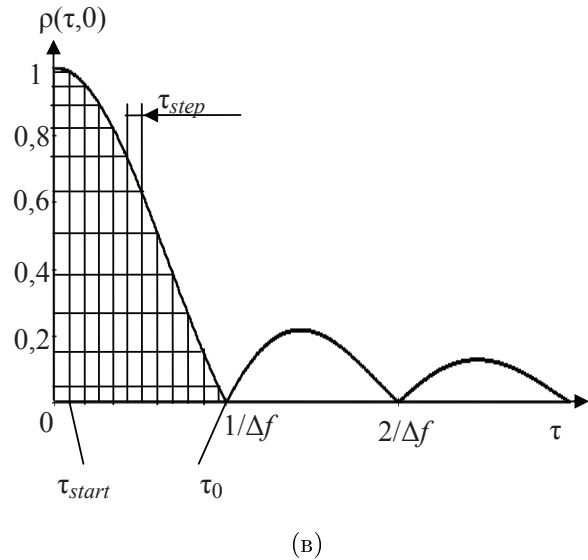
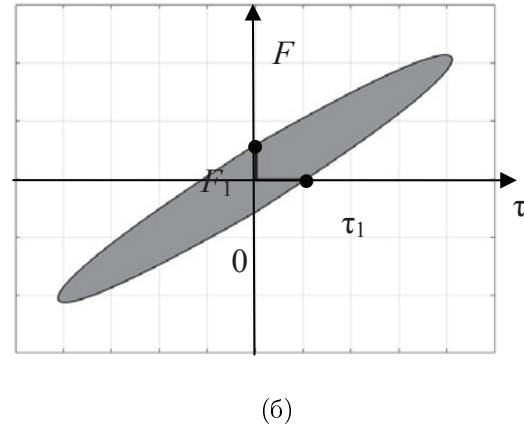
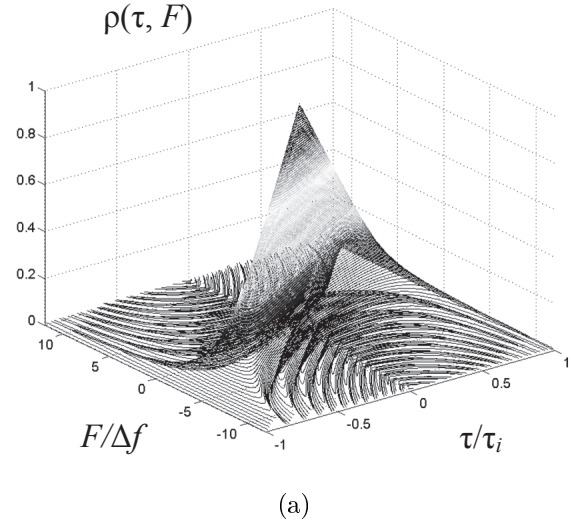


Рис. 2. Зображення функції невизначеності ЛЧМ радіоімпульсу:
а – рельєф ФН прямокутного ЛЧМ радіоімпульсу;
б – переріз ФН на рівні ρ_1 ($0 \leq \rho_1 < 1$);
в – модуль обвідної АКФ

Теоретична середньоквадратична похибка визначення девіації частоти ЛЧМ сигналу розраховується за формулою [10]:

$$\sigma_{\Delta f} = \frac{1}{S \cdot q_{out}}; \quad (3)$$

$$q_{out} = \frac{\sqrt{2}g_{in}^2\rho(\tau, 0)\sqrt{\Delta f_{АПКО}T}}{\sqrt{1 + 2g_{in}^2}},$$

де $S = 1/\Delta f$ – крутизна дискримінаційної характеристики АПКО в режимі визначення девіації частоти; $\Delta f_{АПКО}$ – смуга пропускання АПКО; T – час накопичення АПКО; q_{out}, g_{in} – відношення сигнал/шум за напругою на виході/вході АПКО відповідно; $\rho(\tau, F)$ – ФН прямокутного ЛЧМ радіоімпульсу.

Графіки теоретичних залежностей середньоквадратичної похибки визначення девіації частоти ЛЧМ сигналу подані на Рис. 3.

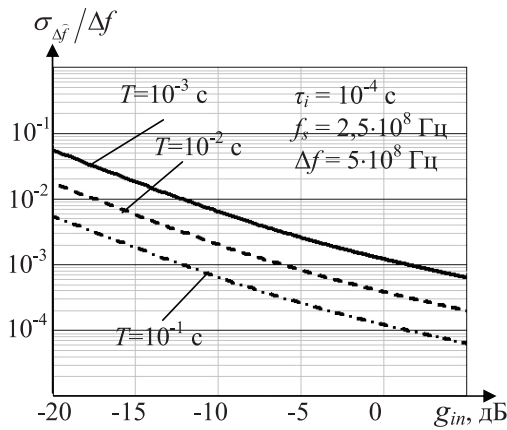


Рис. 3. Графіки теоретичних залежностей відносної середньоквадратичної похибки визначення девіації частоти ЛЧМ сигналу

Синтез функціонального вузла вимірювання девіації частоти ЛЧМ сигналу з низькою спектральною щільністю потужності.

На Рис. 4 зображена структурна схема приймача ЛЧМ сигналу з низькою спектральною щільністю потужності в режимі оцінювання девіації частоти. Якщо порівнювати її з класичною схемою автокореляційного приймача з квадратурною обробкою [6, 11, 15–17], то можна побачити такі відмінності.

Блок *Лінія затримки* затримує суміш сигналу із шумом на час, який задається блоком *Лічильник*. Блок *Лічильник* послідовно здійснює перестроювання лінії затримки від τ_{start} до τ_{stop} з кроком τ_{step} (лінійно-дискретне перестроювання лінії затримки) до моменту, коли напруга на виході блока *Корінь із суми квадратів* не досягне свого мінімуму і не почне знову збільшуватися. У цей час процес вимірювання зупиняється, і за вимірним значенням часової затримки τ_0 у *Блоці розв'язування-2* відповідно до формули (2) розраховується оцінка девіації частоти, яка відображається на індикаторі.

У *Блоці розв'язування-1* здійснюється обнулення інтеграторів АПКО після закінчення часу інтегрування T . Одночасно інкрементується *Лічильник*, який встановлює значення часу *Лінії затримки*.

Проведено імітаційне моделювання роботи вимірювача девіації частоти, побудованого за схемою на Рис. 4 з використанням розв'язувального правила (2), у програмному середовищі Matlab R2016a.

Для експериментів параметри ЛЧМ послідовності та настроювання АПКО встановлюють такими: девіація частоти сигналу $\Delta f = 10^8$ Гц з відношенням сигнал/шум від -20 до 5 дБ; тривалість елементарного імпульсу ЛЧМ послідовності $\tau_i = 10^{-4}$ с; ширина смуги пропускання АПКО $\Delta f_{АПКО} = 5 \times 10^8$ Гц; крок модельного часу, який інтерпретується як крок квантування за часом та у зазначеній моделі становить 1/2; час накопичення корисного сигналу $T = 10^{-3}$ с; значення середньої частоти спектра сигналу відповідає середині смуги пропускання АПКО $f_c = 25 \times 10^7$ Гц.

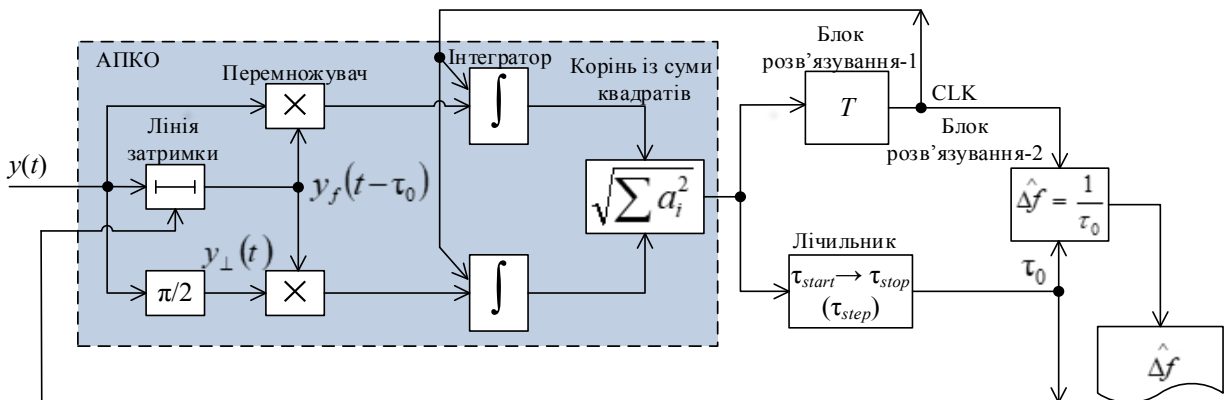


Рис. 4. Структурна схема автокореляційного приймача з квадратурною обробкою у режимі визначення девіації частоти ЛЧМ сигналу

Лінійно-дискретне перестроювання лінії затримки здійснювалось послідовно від $\tau_{start} = 2$ нс до $\tau_{stop} = 1$ мс із кроком $\tau_{step} = 1$ нс. У розробленій моделі АПКО в режимі визначення девіації частоти на дев'ятому кроці перестроювання лічильника однозначно фіксувався перший мінімум модуля автокореляційної функції (Рис. 5, а), при цьому час визначення становив 9 мс.

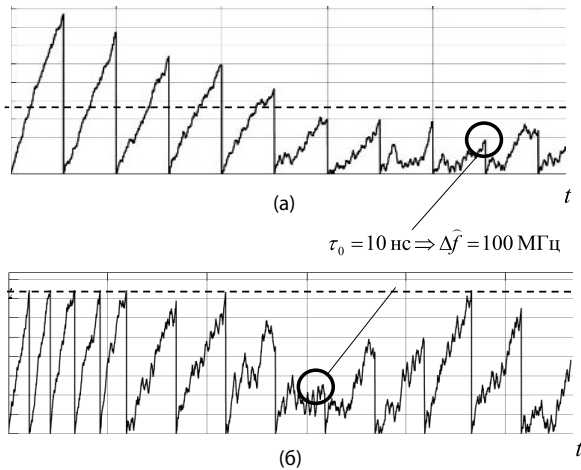


Рис. 5. Візуалізація процесу визначення девіації частоти:

- (а) – з фіксованим часом інтегрування $T = 10^{-3}$ с;
 (б) – з використанням схеми обнулення інтеграторів

Стабільність у визначенні мінімуму АКФ свідчить про те, що серед двох складових середньоквадратичної похибки оцінювання девіації частоти $\sigma_{\Delta f}$ – флуктуаційної та похибки дискретизації, обумовленої лінійно-дискретним перестроюванням часу лінії затримки, – переважає друга. З метою усунення зазначеної ситуації було зменшено крок перестроювання лінії затримки в інтервалах, що прилягають до точки мінімуму модуля АКФ. Тобто, на відрізок від 9,0 нс до 11,0 нс значення кроку τ_{step} було зменшене з 1 нс до 0,2 нс.

Для істотного зменшення часу визначення оцінки девіації частоти сигналу в схему було введено функцію обнулення інтеграторів при досягненні сигналом на виході блока *Корінь із суми квадратів* порогового значення z_{Atld} . У результаті час визначення оцінки девіації частоти при тих самих умовах скоротився з 9 до 3,2 мс (Рис. 5, б).

Для кожного з десяти значень g_{in} було проведено по 10 експериментів.

Вихідний ефект U_y фіксувався на виході блока *Корінь із суми квадратів*.

У роботі прийнято таке припущення при визначенні параметрів перестроювання лінії затримки АПКО залежно від обраної середньоквадратичної похибки визначення девіації частоти. Очікується, що максимальна девіація частоти не більше 100 МГц. При цьому, експериментально визначено, щоб відносна середньоквадратична похибка визна-

чення девіації частоти при відношенні сигнал/шум -10 дБ була не більшою 10^{-2} , час накопичення корисного сигналу T необхідно обирати 1 мс. При цьому, початкова розузгодженість за часом $\tau_{start} = 2$ нс, а крок перестроювання розузгодженості за часом $\tau_{step} = 1$ нс.

Алгоритм процедури визначення девіації частоти ЛЧМ сигналу. Отже, процедура вимірювання девіації частоти ЛЧМ сигналу з низькою спектральною щільністю потужності складається з наступних кроків (Рис. 6):

1. Подання ЛЧМ сигналу на вхід схеми приймача.
2. Зміщення спектра сигналу на середину частотної смуги АПКО за методикою, викладеною в [10].
3. Введення параметрів перестроювання лінії затримки АПКО: початкової розузгодженості за часом τ_{start} , кроку перестроювання розузгодженості за часом τ_{step} , та часу накопичення корисного сигналу T .

4. Накопичення вхідного сигналу АПКО з параметрами налаштування $\tau = \tau_{start}$ та $f = 0$ впродовж інтервалу спостереження тривалістю T .

5. Після закінчення часу накопичення або досягнення вихідним сигналом значення нормованого порогу z_{Atld} , здійснюється:

зберігання значення модуля АКФ на виході АПКО в матрицю значень z ;

обнулення інтеграторів АПКО;

лінійно-дискретне перестроювання лінії затримки $\tau = \tau + \tau_{step}$.

6. Перехід до кроку роботи алгоритму № 4 (з новим значенням розузгодженості за часом).

7. Рішення щодо припинення циклу накопичення корисного сигналу приймається в той момент, коли значення z у матриці досягне свого мінімуму і не почне знову збільшуватися.

За потреби зменшення похибки оцінювання девіації частоти, рішення щодо припинення циклу накопичення корисного сигналу приймається після зменшення кроку перестроювання лінії затримки τ_{step} в інтервалах, що прилягають до точки мінімуму модуля АКФ (відповідає моменту часу τ_0 (Рис. 2)).

8. Розрахунок оцінки девіації частоти за вимірюваними значенням часової затримки τ відповідно до формули (2).

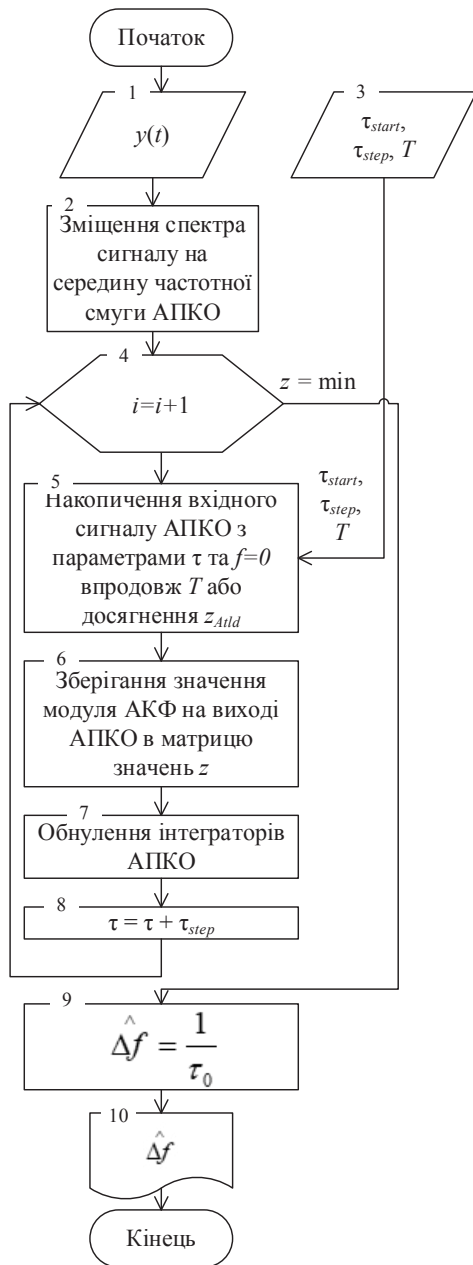


Рис. 6. Блок-схема процедури визначення девіації частоти ЛЧМ сигналу

Оцінка ефективності АПКО в режимі визначення девіації частоти. Одним з показників ефективності АПКО в режимі визначення девіації частоти є середньоквадратична похибка $\sigma_{\Delta f}$. За результатами імітаційного моделювання роботи АПКО цей показник оцінено. При цьому використовувалися такі співвідношення [18]:

$$\sigma_{\Delta f} = \sqrt{D}; \quad D = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left(\hat{\Delta f} - \Delta f \right)^2, \quad (4)$$

де D – дисперсія середньоквадратичної похибки; n – кількість проведених незалежних експериментів при фіксованому g_{in} .

Результати теоретичних та експериментальних залежностей середньоквадратичної похибки визначення девіації частоти ЛЧМ сигналу наведено на Рис. 7.

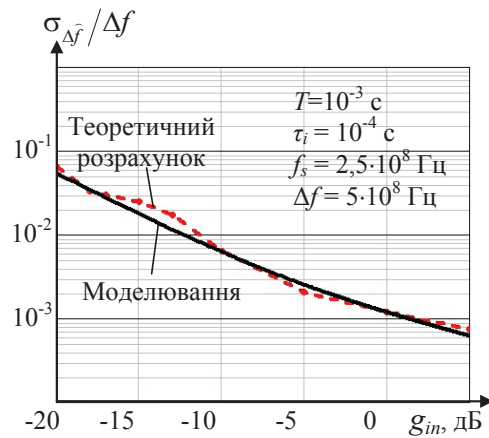


Рис. 7. Графіки теоретичної та експериментальної залежності нормованої середньоквадратичної похибки визначення девіації частоти ЛЧМ сигналу при часі накопичення корисного сигналу $T = 10^{-3}$ с

При вхідному відношенні сигнал/шум $g_{in} = -15$ дБ теоретичний розрахунок дає значення похибки $\sigma_{\Delta f} = 12$ МГц ($\sigma_{\Delta f}/\Delta f = 0,12$), а експериментальна похибка становить $\sigma_{\Delta f} = 13$ МГц ($\sigma_{\Delta f}/\Delta f = 0,13$). Максимальна неузгодженість експериментальних даних з теоретичними кривими середньоквадратичної похибки становить близько 7%.

3 Перспективи подальшого розвитку дослідження

Подальші дослідження слід спрямувати на удосконалення структурної схеми приймача радіомоніторингу для вимірювання тривалості елементарного імпульсу апріорно невідомого лінійно-частотно-модульованого сигналу з низькою спектральною щільністю потужності.

Висновки

Синтезовано удосконалений функціональний вузол вимірювання девіації частоти лінійно-частотно-модульованого сигналу з низькою спектральною щільністю потужності на основі автокореляційного алгоритму дискретної моделі виявлення та оброблення сигналів. Завдання зменшення часу визначення оцінки девіації частоти сигналу вирішене за рахунок введення функції обнулення інтеграторів у квадратурних каналах автокореляційного приймача з квадратурною обробкою при досягненні вихідним сигналом порогового значення.

Максимальна неузгодженість експериментальних даних з теоретичними кривими середньоквадратичної похибки становить близько 7%, що свідчить про хороше узгодження теоретичних розрахунків з результатами моделювання. Розглянуту структурну схему можна реалізувати під час розроблення нових засобів радіомоніторингу.

References

- [1] Horai M., Kobayashi H., Nitta T. (2014). Chirp Signal Transform and Its Properties. *Journal of Applied Mathematics*, Vol. 2014, Article ID 161989, 8 p. doi:10.1155/2014/161989.
- [2] Nguyen T. T., Nguyen H. H., Barton R. and Grossetete P. (2019). Efficient Design of Chirp Spread Spectrum Modulation for Low-Power Wide-Area Networks. *IEEE Internet of Things Journal*, Vol. 6, No. 6, pp. 9503-9515. DOI: 10.1109/JIOT.2019.2929496.
- [3] Hosseini, N., Matolak, D. W. (2019). Chirp Spread Spectrum Signaling for Future Air-Ground Communications. *MILCOM 2019-2019 IEEE Military Communications Conference (MILCOM)*, pp. 153-158. DOI:10.48550/arXiv.1909.04143.
- [4] Banta L. E. and Xia Y. (1990). A ROM-based high-accuracy line frequency and line frequency deviation meter. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 39, No. 3, pp. 535-539. DOI: 10.1109/19.106288.
- [5] Geary J. T. (2021). *An Investigation of Deviation Control for Frequency Modulation Communications Systems*. ISBN: 1015113907, 148 p.
- [6] Oppenheim A. V., Schaffer R. W. (2009). *Discrete-Time Signal Processing*, 3rd Edition. Pearson, 1144 p.
- [7] Wang X., Fei M., Li X. (2008). Performance of chirp spread spectrum in wireless communication systems. *2008 11th IEEE Singapore International Conference on Communication Systems*, pp. 466-469. DOI: 10.1109/ICCS.2008.4737227.
- [8] Pham T. M., Barreto A. N. and Fettweis G. P. (2020). Efficient Communications for Overlapped Chirp-Based Systems. *IEEE Wireless Communications Letters*, Vol. 9, No. 12, pp. 2202-2206. DOI: 10.1109/LWC.2020.3018174.
- [9] Springer A., Gugler W., Huemer M., Reindl L., Ruppel C. C. W. and Weigel R. (2000). Spread spectrum communications using chirp signals. *IEEE/AFCEA EUROCOMM 2000. Information Systems for Enhanced Public Safety and Security (Cat. No.00EX405)*, pp. 166-170. DOI: 10.1109/EURCOM.2000.874794.
- [10] Steiskal A. B. (2018). The results of scheme's design of detecting middle frequency of energy-hidden chirp signals. *Modern Information Technologies in the Sphere of Security and Defence*, Vol. 1(31), pp. 109-114. doi:10.33099/2311-7249/2018-31-1-109-114. [In Ukrainian].
- [11] Kolchev A. A., Nedopekin A. E. (2016). Application of model of mixture of probabilistic distributions for definition of the signals of radiophysical probing. *Radioelectronics and Communications Systems*, Vol. 59, no. 8, p. 362. DOI: 10.3103/S0735272716080057.
- [12] Steiskal, A. B., Kovtun, S. O., Iliashov, O. A., Voitko V. V. (2020). Identification of Energy-Hidden Chirp Signals of Telecommunication Systems in Conditions of Parametric Uncertainty. *Radioelectron. Commun. Syst.*, Vol. 63(8), pp. 398-404. doi: 10.3103/S0735272720080026.
- [13] Zhao, X. et al. (2022). Chirp pseudo-noise signal and its receiving scheme for LEO enhanced GNSS. *IET Radar Sonar Navig.*, Vol. 16(1), pp. 34-50. doi:10.1049/rsn2.12162.
- [14] Kovtun S. O., Steiskal A. B. (2014). Rezultaty analizu parametriv pryimacha syhnaliv z liniinoui chastotnoiu moduliatsiieiu pry enerhetychno prykhovanomu rezhymi roboty [Analysis results of signals receiver parameters with linear frequency modulation under the power hidden operating conditions]. *Suchasni informatsiini tekhnologii u sferi bezpeky ta oborony [Modern Information Technologies in the Sphere of Security and Defence]*, Vol. 1(19), pp. 34-41. doi:10.33099/2311-7249/2014-0-1(19)-34-41.
- [15] Zhuk S. Ya. (2023). Tekhnologii optymalnoho obrobлення syhnaliv. Kurs lektsii: navchalnyi posibnyk dlia zdobuvachiv stupenia bakalavra za osvithnoiu prohramoiu "Radiotekhnichni kompiuteryzovani systemy", spetsialnosti 172 Elektronni komunikatsii ta radiotekhnika [Technologies of optimal signal processing. Course of lectures]. *Kyiv: KPI im. Ihoria Sikorskoho*, 260 p.
- [16] Taylor J. D. (2000). *Ultra-wideband Radar Technology*. CRC Press, 424 p.
- [17] Proakis, J. G. (2008). *Digital communications*. McGraw-Hill, Higher Education, 1150 p.
- [18] Diuzhenkova O. Iu., Dudkin M. Ie., Stepakhno I. V. (2021). Teoriia ymovirnostei. Navchalnyi posibnyk [The theory of probabilities. Study guide]. *K.: NTUU "KPI im. Ihoria Sikorskoho"*, 103 p.

Mathematical Model Algorithm and Experimental Study of Accuracy Measurement of Deviation Frequency of LFM Signal With Low Spectral Power Density

Steiskal A. B., Voitko V. V., Marchenko A. O.

Formulation of the problem in general. Recently, there has been a tendency to increase the share of radio-electronic systems of various purposes (radiolocation, telecommunications, communication, etc.) with an extended spectrum of emissions. Such radio electronic systems use complex types of signals – with pseudo-random reconfiguration of the operating frequency, noise-like, with linear frequency modulation and others. Due to this, the immunity of radio-electronic systems increases and the hidden mode of their operation is ensured (the last factor is important for dual-purpose radio-electronic systems). The above trend gives rise to problematic issues in the field of creating radio monitoring systems (means). The use of broadband signals in radio electronic systems significantly reduces the spectral power density of radio radiation and their energy availability. Detecting such radio emissions, determining the signals used, measuring their parameters and further processing in a situation where there is no a priori information about the radio-electronic systems to be monitored are complex scientific and technical tasks.

Analysis of recent researches and publications. An analysis of frequency deviation measurement methods shows that almost all of them can be used only if the signal-to-noise ratio is sufficiently high. If the power spectral density of a signal with linear frequency modulation decreases, approaching the power spectral density of noise,

only autocorrelation methods remain effective. They are implemented by autocorrelation frequency discriminators. If signals are detected, the information about which is not known a priori, then against the background of Gaussian stationary noise (interference) these means are “optimal” and therefore are widely used for solving statistical problems during the initial processing of information. Taking into account the stated purpose and the main content of the article is a description of an improved functional node for measuring the frequency deviation of a linear-frequency modulated signal with low power spectral density based on the autocorrelation algorithm of a discrete model of signal detection and processing, taking into account methods of reducing the measurement duration, as well as an experimental study of the accuracy of its operation.

Presenting the main material. The article proposes a solution rule for the algorithm for measuring the frequency deviation of a linear-frequency-modulated signal with low power spectral density for a discrete model of an autocorrelation receiver with quadrature processing and considers the option of reducing the duration of the stage of determining the frequency deviation of a radio monitoring session. A functional node for measuring the frequency deviation of a linear-frequency-modulated signal with low power spectral density has been synthesized. The algorithm of the procedure for determining the frequency deviation of a linear-frequency-modulated signal has been developed.

Conclusion. An improved functional unit for measuring the frequency deviation of a linear-frequency-modulated signal with low power spectral density was synthesized based on the autocorrelation algorithm of a discrete signal detection and processing model. The task of reducing the time for determining the estimation of the deviation of the signal frequency is solved by introducing the function of zeroing the integrators in the quadrature channels of the autocorrelation receiver with quadrature processing when the output signal reaches the threshold value. The maximum inconsistency of the experimental data with the theoretical curves of the root mean square error is about 7%, which indicates a good agreement between the theoretical calculations and the simulation results. The considered structural scheme can be implemented during the development of new means of radio monitoring.

The perspectives of future researches. Further research should be directed to the improvement of the structural scheme of the radio monitoring receiver for measuring the duration of the elementary pulse of an a priori unknown linear-frequency-modulated signal of a signal with a low spectral power density.

Keywords: autocorrelation algorithm; frequency deviation; priori uncertainty; energy hidden signal; correlation method; optimal algorithm; radio monitoring; complex signal; broadband signal