

Андрій Борисович Стейскал (начальник відділу)

Військова частина А1906, Київ, Україна

РЕЗУЛЬТАТИ МОДЕЛЮВАННЯ СХЕМИ ВИЗНАЧЕННЯ СЕРЕДНЬОЇ ЧАСТОТИ ЛІНІЙНО-ЧАСТОТНО-МОДУЛЬОВАНОГО СИГНАЛУ З НИЗЬКОЮ СПЕКТРАЛЬНОЮ ЩІЛЬНІСТЮ ПОТУЖНОСТІ

Останнім часом намітилась тенденція впровадження радіоелектронних систем (РЕС) різного призначення з розширеним спектром (*spread spectrum*) випромінювань. Для побудови РЕС із такими сигналами (складними, широкосмуговими, шумоподібними) досить широко застосовуються радіовипромінювання з лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ). Дослідження проблемних питань з визначення параметрів таких сигналів на сьогодні є не вирішеним. Автором запропоновано розв'язувальне правило алгоритму вимірювання середньої частоти для дискретної моделі автокореляційного приймача з квадратурною обробкою (АПКО) та розглянуто варіанти зниження похибки її визначення, що підтверджено результатами моделювання.

Ключові слова: автокореляційний алгоритм; апріорна невизначеність; енергетично прихований сигнал; кореляційний метод; оптимальний алгоритм; радіомоніторинг; складний сигнал; широкосмуговий сигнал.

Вступ

При використанні в РЕС широкосмугових ЛЧМ сигналів за рахунок розширення їх спектра суттєво зменшується щільність потоку потужності радіовипромінювань та енергетична доступність і збільшується їх завадозахищеність, що забезпечує прихований режим роботи засобів різного призначення (радіолокаційних, телекомунікаційних, засобів зв'язку тощо). В таких умовах визначення факту роботи цих засобів, вимірювання параметрів випромінювань та обробка отриманої інформації засобами радіомоніторингу значно ускладнюється.

Постановка проблеми. Визначення параметрів радіосигналів є дуже важливою складовою радіомоніторингу. Одним з таких параметрів є оцінка середньої частоти лінійно-частотно-модульованого (ЛЧМ) сигналу. Така задача виникає на таких етапах: 1) при проведенні просторово-частотного пошуку ЛЧМ сигналів та формування частотних цілевказівок для настроювання лінійного тракту приймача супергетеродиначного приймача; 2) при проведенні первинного аналізу з метою класифікації та розділення за частотою прийнятих сигналів; 3) при відновленні несівної частоти для забезпечення синхронізації за частотою в каналах демодуляції; 4) при оцінюванні доплерівського зсуву частоти сигналу.

При радіомоніторингу ЛЧМ сигналів з низькою спектральною щільністю потужності перевагу слід надати АПКО, який є "оптимальним" при виявленні апріорно невідомих сигналів на фоні гауссівського стаціонарного шуму (завади) і тому широко використовується для розв'язання статистичних задач у ході первинної обробки інформації [2–7].

Вище приведені етапи відрізняються вимогами до припустимої середньоквадратичної похибки. Різний рівень вимог до середньоквадратичної похибки на різних етапах радіомоніторингу дозволяє використовувати різні алгоритми та структури вимірювачів частоти. На цей час у якості вимірювачів частоти використовуються автокореляційні частотні дискримінатори [1]: з одноканальною обробкою; з квадратурною обробкою; з кореляційно-фільтровою обробкою.

При радіомоніторингу ЛЧМ сигналів з низькою спектральною щільністю потужності перевагу слід надати автокореляційному частотному дискримінатору з квадратурною обробкою, так як вони забезпечують [1]: одночасне виявлення та оцінювання частоти; інваріантність похибки оцінювання частоти до вимірювання амплітуди сигналу при малому відношенні сигнал/шум; можливість апаратурної реалізації як на основі аналогової, так і цифрової елементної бази.

Аналіз остатніх досліджень і публікацій. Відомо [2], що алгоритм вимірювання середньої частоти на основі автокореляційного частотного дискримінатора з квадратурною обробкою має вигляд:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot \tau} \arctg\left(\frac{R_{\perp}}{R}\right) \quad (1)$$

де τ – часовий зсув, обумовлений використанням лінії затримки;

f_c – середня частота сигналу;

R, R_{\perp} – квадратурні складові автокореляційної функції вхідного сигналу.

Автокореляційний частотний дискримінатор є основним елементом тракту вимірювання середньої частоти ЛЧМ сигналу. Квадратурний алгоритм припускає формування двох автокореляційних складових, в яких при

обчисленні кореляційних інтегралів використовують дві квадратурні складові вхідного ЛЧМ сигналу, що відрізняються фазовим зсувом $\pi/2$. Автокореляційні складові кожного квадратурного каналу формуються за допомогою використання лінії затримки.

Метою статті є обґрунтування тракту визначення середньої частоти лінійно-частотно-модульованого сигналу на основі автокореляційного алгоритму виявлення та оброблення сигналів з низькою спектральною щільністю потужності та визначення заходів зниження похибки визначення середньої частоти.

Виклад основного матеріалу дослідження

Розв'язувальне правило алгоритму вимірювання середньої частоти відповідно до відомого алгоритму [2] для дискретної моделі АПКО перетворюється до виду:

$$\hat{f}_c = \frac{1}{2\pi \cdot \tau \cdot S_t} \arctg\left(\frac{R_{\perp}}{R}\right), \quad (2)$$

де S_t – крок модельного часу дискретної моделі;

\hat{f}_c – оцінка середньої частоти сигналу.

При вимірюванні середньої частоти ЛЧМ сигналу в АПКО виділяються квадратурні компоненти сигналу за допомогою широкопasmового фазообертача на кут $\pi/2$, двох перемножувачів та інтеграторів, з виходу яких синусна та косинусна складові подаються на дільник напруг. Вихід дільника напруг подається на перетворювач $\arctg(x)$, вихід якого подається на пристрій підстроювання частоти гетеродіна, який у свою чергу зсуває спектр виявленого сигналу на середину смуги АПКО. Смуга АПКО залежить від кроку модельного часу дискретної моделі:

$$\Delta f_{\text{АПКО}} = \frac{1}{2 \cdot S_t}, \quad (3)$$

Дискримінаційну характеристику (ДХ) на виході дільника напруг зображено на рис. 1 тонкою лінією. ДХ на виході перетворювача $\arctg(x)$ зображено товстою лінією.

Дільник напруг ділить квадратурні складові автокореляційної функції вхідного сигналу, що дає тангенс кута вектору модуля огинаючої автокореляційної функції при заданій величині часового зсуву лінії затримки. Тангенс є періодичною функцією, тому виникає неоднозначність визначення середньої частоти. Відповідно до формули (2) діапазон однозначного визначення середньої частоти дорівнює:

$$\Delta f_{\text{одн}} = \frac{1}{2 \cdot \tau \cdot S_t}, \quad (4)$$

який при $\tau=4$ мкс та $S_t=1/1000$ мкс вчетверо вужчий за смугу АПКО (див. рис. 1).

Тому, на першому етапі оцінювання середньої частоти ЛЧМ сигналу величина часового зсуву лінії затримки τ_1 встановлюється так, щоб діапазон однозначного визначення середньої частоти відповідав ширині смуги АПКО, тобто:

$$\Delta f_{\text{одн}} = \Delta f_{\text{АПКО}} = \frac{1}{2} \cdot S_t,$$

при цьому ДХ буде виглядати як на рис. 2

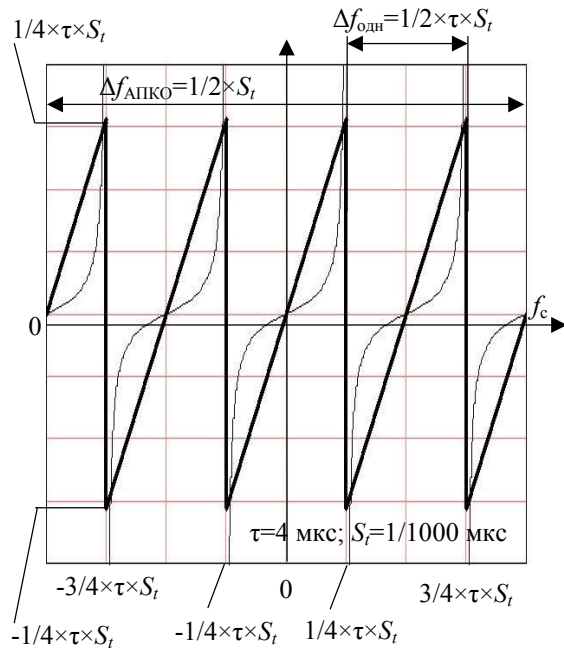


Рис. 1 – Дискримінаційна характеристика при $\Delta f_{\text{одн}} < \Delta f_{\text{АПКО}}$

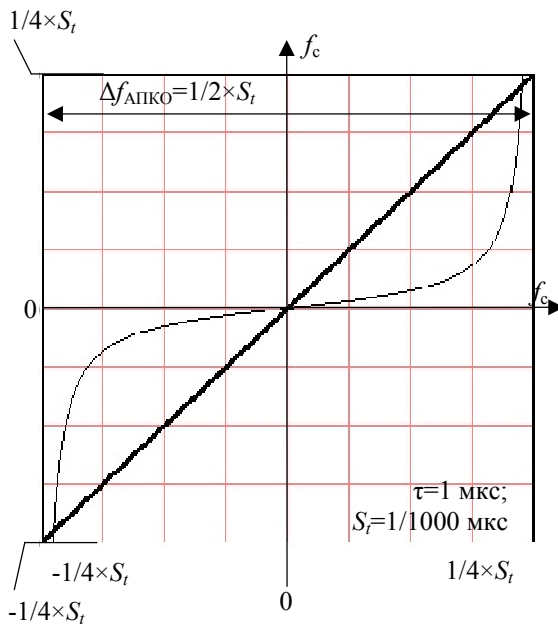


Рис. 2 – Дискримінаційна характеристика при $\Delta f_{\text{одн}} = \Delta f_{\text{АПКО}}$

Крутизна ДХ на рис. 2 стала меншою за крутизну у випадку, коли $\Delta f_{\text{одн}} < \Delta f_{\text{АПКО}}$ (рис. 1), тому і середньоквадратична похибка визначення середньої частоти стала більшою.

Точнісні параметри частотного дискримінатора з квадратурною обробкою характеризується середньоквадратичним відхиленням (СКВ) визначення середньої частоти ЛЧМ сигналу [1]

$$\hat{\sigma}_c = \frac{1}{2\pi\tau_1 g_{out}}, g_{out} = \frac{\sqrt{2g_{in}^2 \sqrt{\Delta f_{АПКО} T}}}{\sqrt{1+2g_{in}^2}}, \quad (5)$$

де τ_1 – величина часового зсуву лінії затримки, при якій діапазон однозначного визначення середньої частоти відповідає ширині смуги АПКО;

g_{out} – відношення сигнал/шум за напругою на виході перетворювача $\arctg(x)$;

g_{in} – вхідне відношення сигнал/шум за напругою;

T – постійна часу АПКО.

Графік залежності відносної СКВ від вхідного відношення сигнал/шум при рівності діапазону однозначного визначення середньої частоти та ширині смуги АПКО подано на рис. 3а, крива – $\tau_1=1$ мкс.

За необхідності підвищення точності визначення середньої частоти ЛЧМ сигналу треба збільшити крутизну ДХ, а саме відповідно до формули (4) збільшити величину часового зсуву лінії затримки, що проводиться на другому етапі вимірювань або в паралельному каналі АПКО зі збільшеною величиною часового зсуву лінії затримки.

Графік залежності відносної СКВ від вхідного відношення сигнал/шум на другому етапі при $\tau=4$ мкс подано на рис. 3а, крива – $\tau_4=4$ мкс.

Тобто, для більш точного вимірювання середньої частоти за вказаним способом необхідно:

а) використовувати одночасно два АПКО з різними величинами часового зсуву ліній затримки, що ускладнює приймач та потребує більшого обчислювального ресурсу;

б) використовувати один АПКО з величиною часового зсуву лінії затримки, що послідовно збільшується. Цей спосіб потребує більшого часу на визначення середньої частоти.

Іншим способом зменшити СКВ, на основі співвідношення (5), є збільшення часу накопичення сигналу (постійної часу АПКО). Цей спосіб є простішим у реалізації за спосіб збільшення крутизни ДХ та потребує менших затрат обчислювального ресурсу. Залежно від задач можна застосовувати комбінацію вказаних способів.

Графік залежності відносної СКВ від вхідного відношення сигнал/шум при збільшеній постійній часу АПКО подано на рис. 3б.

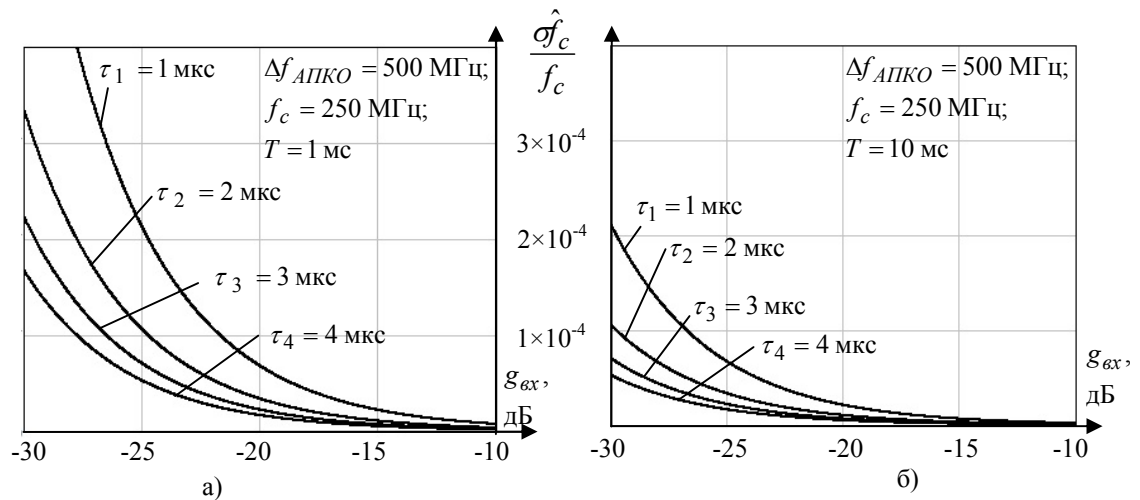


Рис. 3 – Теоретичні залежності середньоквадратичною похибкою визначення середньої частоти ЛЧМ сигналу

Таким чином можна провести математичне імітаційне моделювання на основі алгоритму (1) в програмному середовищі Matlab R2016a.

Для процесу моделювання АПКО за алгоритмом (1) для виявлення ЛЧМ сигналу з випадковою амплітудою і рівномірно розподіленою початковою фазою та першого етапу визначення його середньої частоти було розроблено модель в програмному середовищі Matlab R2016a, структурна схема якої наведена на рис. 4. Проведемо короткий опис зазначеної моделі.

Блок Генератор ЛЧМ послідовності формує послідовність ЛЧМ імпульсів з параметрами, що задаються у вікні рис. 5: відношення сигнал/шум у дБ, центральна частота ЛЧМ послідовності у МГц та девіація частоти у МГц.

ЛЧМ імпульси модулюються M -послідовністю за заданим початковим вектором (1 1 1 0 1 0 1 1 0 0 1 0 0 0) згідно стандарту [9], де логічна “1” подана елементарна дискрета з лінійним зростанням частоти, а логічний “0” – з лінійним спаданням частоти.

За допомогою блоків *Константа-1-1500*, *ГУН-1*, *Множ-1*, *1500-2000 МГц* здійснюється

перенесення усієї частотної смуги спектру на вході від 0 до 500 МГц на проміжну частоту 1500 МГц.

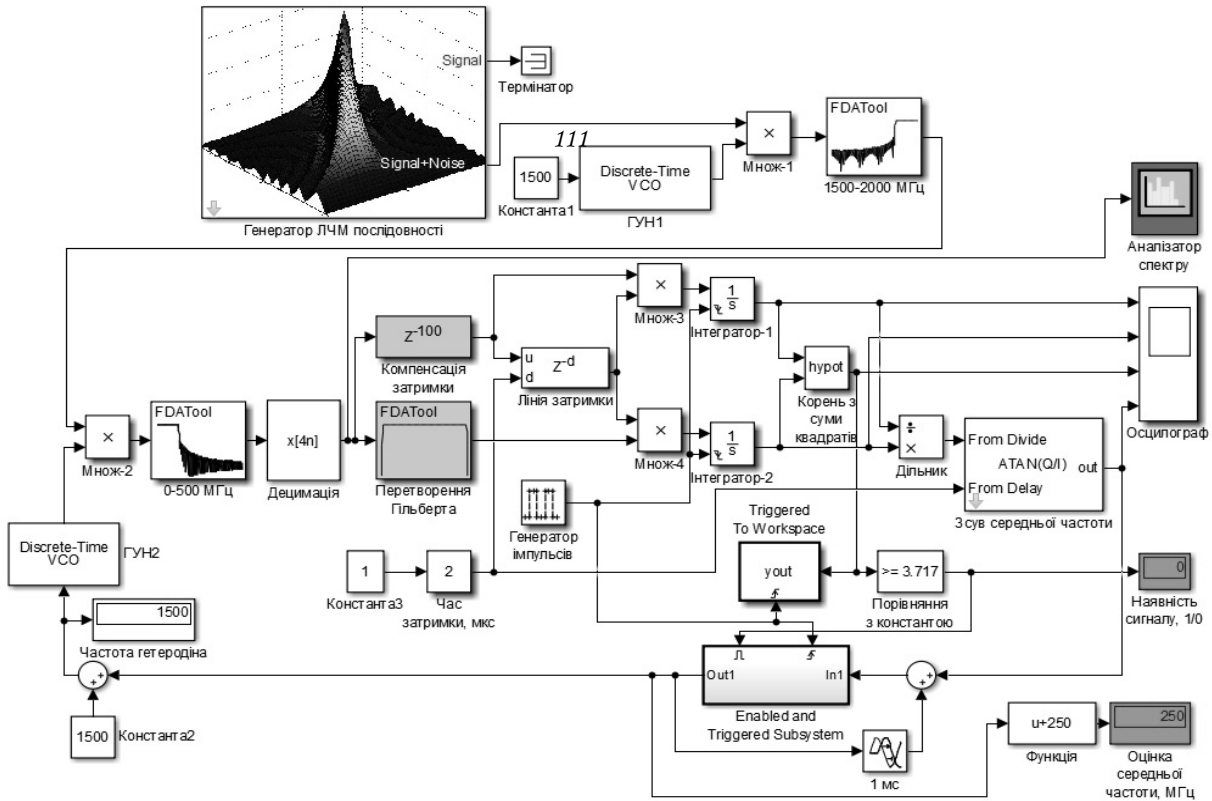


Рис. 4 – Модель виявлення сигналу та слідкування за середньою частотою

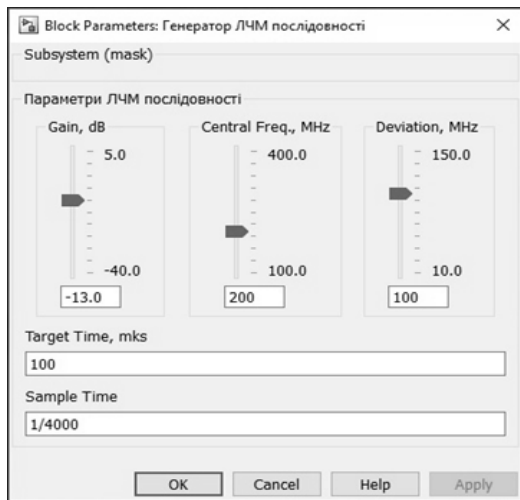


Рис. 5 – Вікно введення параметрів ЛЧМ послідовності

За необхідності розширити смугу приймання більше за 500 МГц потрібен багатоканальний приймач з ідентичними АПКО, але з різними налаштуваннями гетеродинів для зсуву вхідних спектрів кожного каналу на проміжну частоту.

Блок *Перетворення Гільберта* реалізує фазовий зсув адитивної суміші на 90^0 , а блок *Компенсація затримки* компенсує затримку під час перетворення Гільберта.

Блок *Лінія затримки* здійснює затримку суміші сигналу з шумом на задану блоком *Час затримки, мкс* кількість тактів модельного часу (у наданій моделі 1 такт дорівнює 1 мкс). Блоки *Множ-3* та *Множ-4* виконують роль

перемножувачів поточних значень сигналів з їх затриманими копіями у двох квадратурних каналах. Блоки *Інтегратор-1* та *Інтегратор-2* виконують процес накопичення енергії сигналу в двох квадратурних каналах.

Таким чином, квадратурна складова кореляційного інтегралу формується шляхом скалярного перемноження прийнятого та опорного (затриманого) сигналів з наступним інтегруванням цього добутку.

Блок *Hypot* виконує математичну функцію добування квадратного кореня з обох квадратурних каналів. На виході цього блоку отримуємо вихідний ефект АПКО, який порівнюється з нормованим порогом у блоці *Порівняння з константою*, де приймається рішення про наявність сигналу. Нормований поріг виявлення (q_{trd}) згідно критерію Неймана-Пірсона розраховується за формулою [2, 5, 8]:

$$q_{trd} = \sqrt{2 \ln \left(\frac{1}{P_F} \right)}, \quad (6)$$

де P_F – імовірність хибної тривоги.

Відповідно до формули (6) величини нормованих порогів (q_{trd}) становлять 3,717 і 4,292 для імовірностей хибної тривоги (P_F) 10^{-3} і 10^{-4} відповідно.

Блок *Pulse Generator* через кожні 1000 елементарних імпульсів (що відповідає часу накопичення 10^{-3} с) заносить значення вихідної напруги виявлювача у пам'ять (вектор *yout*) за допомогою блоку *Triggered to Workspace* та

обнуляє інтегратори.

Блоки *Дільник* та *Зсув середньої частоти* здійснюють розрахунок оцінки вимірювання середньої частоти відповідно до розв'язувального правила (2).

Блоки *Константа-2-1500*, ++ (*Sum*), *ГУН-2*, *Множ-2*, 0-500 МГц переносять виявлений сигнал на середину спектра АПКО (на 250 МГц) за командою від блока *Enabled and Triggered Subsystem*, який у свою чергу формує сигнал управління для *ГУН-2*.

Результати візуалізації процесу визначення середньої частоти подано на рис. 6

Змодельована схема є слідкуючою за частотою та може застосовуватись при проведенні частотного пошуку ЛЧМ сигналів та формування частотних цілєвказівок для настроювання лінійного тракту супергетеродинного приймача.

Результати теоретичних та експериментальних залежностей середньоквадратичної похибки визначення середньої частоти ЛЧМ сигналу $\hat{\sigma}_{f_c} = f(q)$ та $\hat{\sigma}_{f_c}/f_c = f(q)$ подано на рис. 7.

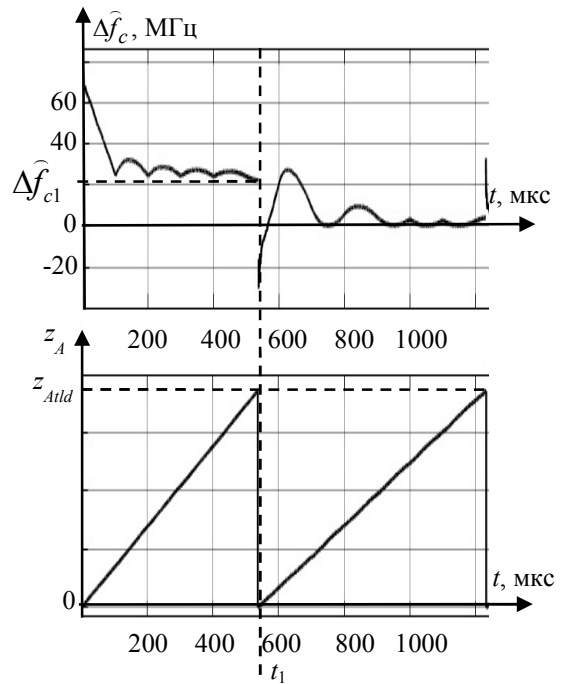


Рис. 6 – Візуалізація процесу визначення середньої частоти

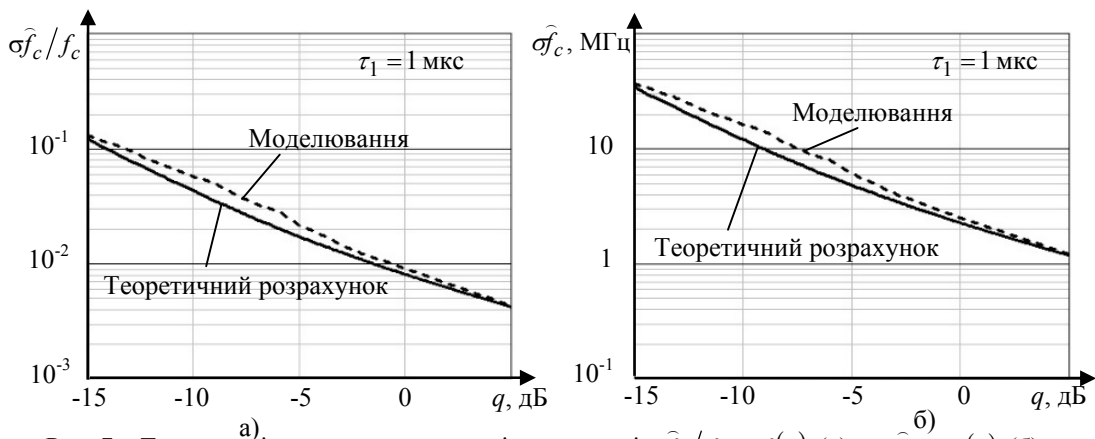


Рис. 7 – Теоретичні та експериментальні залежності $\hat{\sigma}_{f_c}/f_c = f(q)$ (а) та $\hat{\sigma}_{f_c} = f(q)$ (б)

При вхідному відношенні сигнал/шум $q=-10$ дБ теоретичний розрахунок дає значення похибки $\hat{\sigma}_{f_c}=12$ МГц ($\hat{\sigma}_{f_c}/f_c=4,2 \times 10^{-2}$), а експериментальна похибка становить $\hat{\sigma}_{f_c}=16$ МГц ($\hat{\sigma}_{f_c}/f_c=5,7 \times 10^{-2}$). Максимальна неузгодженість експериментальних даних з теоретичними кривими СКВ становить 1,4% від середньої частоти сигналу.

Деяке розходження результатів пояснюється тим, що в моделі у якості генератора шуму використовується генератор шумоподібного процесу з постійним СКВ. З метою зменшення розходження теоретичних розрахунків та результатів моделювання для генерування шуму необхідно обирати дуже маленький крок дискретизації, що тягне за собою збільшення часу моделювання.

Висновки і перспективи подальших досліджень

Максимальна неузгодженість

експериментальних даних з теоретичними кривими СКВ становить 1,4% від середньої частоти сигналу, що свідчить про хороше узгодження теоретичних розрахунків з результатами моделювання.

Схема, що досліджувалась, є слідкуючою за частотою та може застосовуватись при проведенні частотного пошуку ЛЧМ сигналів та формування частотних цілєвказівок для настроювання лінійного тракту приймача супергетеродинного приймача.

Розглянута структурна схема може бути реалізована під час розробки нових засобів радіомоніторингу.

Подальші дослідження слід спрямувати на удосконалення структурної схеми приймача радіомоніторингу для вимірювання девіації частоти та тривалості елементарного імпульсу апріорно невідомого ЛЧМ сигналу з низькою спектральною щільністю потужності.

Література

1. Дятлов А. П. Радиомониторинг излучений спутниковых радионавигационных систем / А. П. Дятлов, Б. Х. Кульбикаян. – М. : Радио и связь, 2006. – 270 с. 2. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов / В. И. Тихонов. – М. : Радио и связь, 1983. – 320 с. 3. Ширман Я. Д. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория : справочник / Я. Д. Ширман. – М. : Радиотехника, 2007. – 512 с. 4. Мазор Ю. Л. Радиотехника: энциклопедия / [под ред. Ю. Л. Мазора, Е. А. Мачусского, В. И. Правды] – М. : Издательский дом “Додэка-XXI”, 2009. – 944 с. 5. Казаринов Ю. М. Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах / Под ред. Ю. М. Казаринова. – М. : Сов. радио, 1975. – 296 с. 6. Зенькович А. В. Искажения частотно-модулированных колебаний / А. В. Зенькович. – М. : Сов. радио, 1974. – 296 с. 7. Виницкий А. С. Автономные радиосистемы: Учеб. пособие для вузов / А. С. Виницкий. – М. : Радио и связь, 1986. – 336 с. 8. Белавин О. В. Основы радионавигации / О. В. Белавин. – М. : Сов. радио, 1967. – 472 с. 9. IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks – Specific requirements. Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) // IEEE Std 802.15.4a™-2007. – New York, USA, 2007.

**РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ
СХЕМЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СРЕДНЕЙ ЧАСТОТЫ
ЛИНЕЙНО-ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА
С НИЗКОЙ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТЬЮ МОЩНОСТИ**

Андрей Борисович Стейскал (начальник отдела)

Воинская часть А1906, Киев, Украина

В последнее время наметилась тенденция внедрения радиоэлектронных систем (РЭС) разного назначения с расширенным спектром (spread spectrum) излучений. Для построения РЭС с такими сигналами (сложными, широкополосными, шумоподобными) достаточно широко применяются радиоизлучения с линейной частотной модуляцией. Исследования проблемных вопросов з определения параметров таких сигналов на сегодня есть не решенными. Автором предложено решающее правило алгоритма измерения средней частоты для дискретной модели автокорреляционного приёмника с квадратурной обработкой и рассмотрены варианты снижения ошибки её определения, что подтверждено результатами моделирования.

Ключевые слова: автокорреляционный алгоритм, априорная неопределенность, энергетически скрытый сигнал, корреляционный метод, оптимальный алгоритм, радиомониторинг, сложный сигнал, широкополосный сигнал.

**THE RESULTS OF SCHEME'S DESIGN OF DETECTING MIDDLE FREQUENCY
OF ENERGY-HIDDEN CHIRP SIGNALS**

Andrey B. Steiskal (chief of department)

Military unit A1906, Kyiv, Ukraine

During last time noticed a trend to the implementation radio electronic systems (RES) for various purposes with a spread spectrum signals. For contraction RES with aggregated signals, wideband and noise-like signals very often utilized radio emission with chirp signals. The research some issues of determining the parameters of such signals are not solved yet for the present time. The author suggested a decisive rule of the algorithm measurement average frequency for a discrete model of an autocorrelation receiver with quadrature processing. In the article also considers options for reducing the error in its determination, which is confirmed by the results of the experiment.

Key words: autocorrelation algorithm, a priori uncertainty, energy-hidden signal, correlation method, fully satisfactory algorithm, radiomonitoring, aggregate signal, wideband signal.

References

1. Dyatlov A. P. Radiomonitoring izluchenyi sputnikovyih radionavigatsionnyih sistem / A. P. Dyatlov, B. H. Kulbikayan. – М. : Radio i svyaz, 2006. – 270 s. 2. Tihonov V. I. Optimalnyi priem signalov / V. I. Tihonov. – М. : Radio i svyaz, 1983. – 320 s. 3. Shirman Ya. D. Radioelektronnyie sistemy: osnovyi postroeniya i teoriya : spravochnik / Ya. D. Shirman. – М. : Radiotehnika, 2007. – 512 s. 4. Mazor Yu. L. Radiotehnika: entsiklopediya / [pod red. Yu. L. Mazora, E. A. Machusskogo, V. I. Pravdyi] – М. : Izdatelskiy dom “Dodeka-XXI”, 2009. – 944 s. 5. Kazarinov Yu. M. Poisk, obnaruzhenie i izmerenie parametrov signalov v radionavigatsionnyih sistemah / Pod red. Yu. M. Kazarinova. – М. : Sov. radio, 1975. – 296 s. 6. Zerkovich A. V. Iskazheniya chastotno-modulirovannyih kolebaniy / A. V. Zerkovich. – М. : Sov. radio, 1974. – 296 s. 7. Vinitskiy A. S. Avtonomnyie radiosistemy: Ucheb. posobie dlya vuzov / A. S. Vinitskiy. – М. : Radio i svyaz, 1986. – 336 s. 8. Belavin O. V. Osnovyi radionavigatsii / O. V. Belavin. – М. : Sov. radio, 1967. – 472 s. 9. IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks – Specific requirements. Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) // IEEE Std 802.15.4a™-2007. – New York, USA, 2007.