

Г. Д. Братченко, д.т.н., С. В. Бугаєв, к.т.н., І. С. Сеніва, Д. В. Григор'єв

Одеська державна академія технічного регулювання та якості, м. Одеса

МОДЕЛЮВАННЯ ВИМІРЮВАННЯ СПОТВОРЕНЬ ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ З МЕТОЮ ЇХ МЕТРОЛОГІЧНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ

Методом числового моделювання досліджується вплив дестабілізуючих факторів на якість вимірювання спотворень складних широкосмугових радіоімпульсів. Результати моделювання використовуються для обґрунтування особливостей метрологічного забезпечення засобів вимірювання спотворень на основі порівняння обвідних спотвореного і зразкового сигналів на виході узгодженого фільтра.

Ключові слова: числове моделювання, широкосмуговий складний сигнал, спотворення сигналів, вимірювання спотворень, метрологічне забезпечення.

Вступ. Широкосмугові (ШС) складні сигнали дозволяють покращити ряд характеристик засобів радіолокації та радіозв'язку. Однак, для реалізації цих переваг необхідне відповідне метрологічне забезпечення засобів для вимірювання їх спотворень [1, 2]. Поширеними сучасними засобами вимірювання спотворень складних (широкосмугових) імпульсних сигналів в діапазоні надвисоких частот є векторні аналізатори сигналів, які поєднують функції осцилографів та аналізаторів спектра [2]. Можливим є й використання віртуальних або спеціально розроблених пристрій, що реалізують специфічні методи вимірювання параметрів спотворень ШС сигналів [1, 3]. Метрологічне забезпечення таких засобів потребує їх калібрування (повірки), для чого бажано було б застосовувати єдиний показник подібний коефіцієнту гармонік у разі вимірювання нелінійних спотворень гармонічних сигналів [4].

У [5, 6] запропоновані два подібні показники якості для оцінки ступеня спотворень різних видів широкосмугових складних імпульсних сигналів:

$$K_r = \left| \vec{U}_{\text{вых}} - k \vec{U}_{\text{вых}0} \right| / \left| k \vec{U}_{\text{вых}0} \right|, \quad (1)$$

де $\vec{U}_{\text{вых}}$, $\vec{U}_{\text{вых}0}$ – вектори відліків суміщених обвідних спотвореного і зразкового сигналів, k – відношення значень максимальних відліків з цих послідовностей;

$$K_p = \sqrt{2 \cdot (1 - \rho_{\max})}, \quad (2)$$

де ρ_{\max} – максимальне значення коефіцієнта взаємної кореляції обвідних цих сигналів.

У разі нелінійних спотворень складного сигналу показники (1) і (2) забезпечують принципову відповідність отриманого результату випа-

дку вимірювання коефіцієнта гармонік періодичного сигналу. Тому з точки зору метрологічної простежуваності показники (1) і (2) можуть знайти практичне застосування в сучасних цифрових засобах вимірювання (ЗВ). В [6] отримані результати числового моделювання, які в цілому підтверджують можливість застосування вказаних показників. Однак виявились розбіжності результатів вимірювання спотворень лінійно-частотно-модульованого (ЛЧМ) сигналу за показниками (1) і (2) у разі сполучення узгодженого і фільтра Хеммінга (коефіцієнтів K_{r2} і K_{p2}). Потребують також узгодження й попередні результати моделювання, які представлені в [6], щодо рівня спотворень сигналів згідно співвідношень (1) і (2) в умовах впливу адитивних шумів.

Оскільки реалізація методу вимірювання на основі показників (1) і (2) передбачає попереднє аналого-цифрове перетворення сигналів, тому потрібують також додаткового дослідження її урахування можливі похибки методу за рахунок неточностей суміщення обвідних спотвореного та зразкового сигналів за рахунок часових зсувів відліків сигналу в межах періоду дискретизації та впливу джитера.

Метою роботи є уточнення оцінок метрологічних характеристик методу та приладу вимірювання спотворень широкосмугових складних сигналів з використанням коефіцієнтів (1) і (2) з урахуванням впливу дискретизації сигналу на точність вимірювання спотворень сигналів.

Для цього потрібно вирішити наступні завдання:

уточнити структурну схему математичної моделі для дослідження методу та засобу вимірювання спотворень широкосмугового складного сигналу;

методом числового моделювання отримати

уточнені оцінки похибок вимірювань методу та ЗВ спотворень широкосмугових складних сигналів з використанням коефіцієнтів (1) і (2) та побудувати калібрувальні характеристики ЗВ;

дослідити вплив неточності суміщення обвідних спотвореного та зразкового сигналів за рахунок їх дискретизації.

Виклад основного матеріалу

Для вирішення першого завдання був проведений аналіз причин можливого відхилення результатів вимірювання спотворень ШС сигналу, яке спостерігається в [6], у випадку його порівняння із зразковим сигналом із застосуванням фільтра Хеммінга, який може вмикатись між узгодженим фільтром (УФ) і детектором обвідної (ДО) стиснутого сигналу (рис. 1). Для цього враховано, що в [6] обчислення коефіцієнта K_r виконується при суміщенні обвідних вимірюваного і зразкового сигналів лише за максимумом їх обвідних. На відміну від цього коефіцієнт K_p обчислюється з додатковим пошуком максимуму кореляції в певному часовому діапазоні. Тому в уdosконалену математичну модель для дослідження методу та ЗВ для визначення кількісних оцінок точності вимірювання спотворень ШС сигналів (рис. 1), окрім суміщення обвідних зразкового і спотвореного сигналів на виході ДО за їх максимальними значеннями, введено додатковий пошук в околиці цього відліку мінімального значення K_r . Саме це значення й обирається як результат вимірювання. Таким чином виконується процедура аналогічна обчисленню максимуму коефіцієнта взаємної кореляції і відповідного йому коефіцієнта K_p , що вирівнює умови вимірювання.

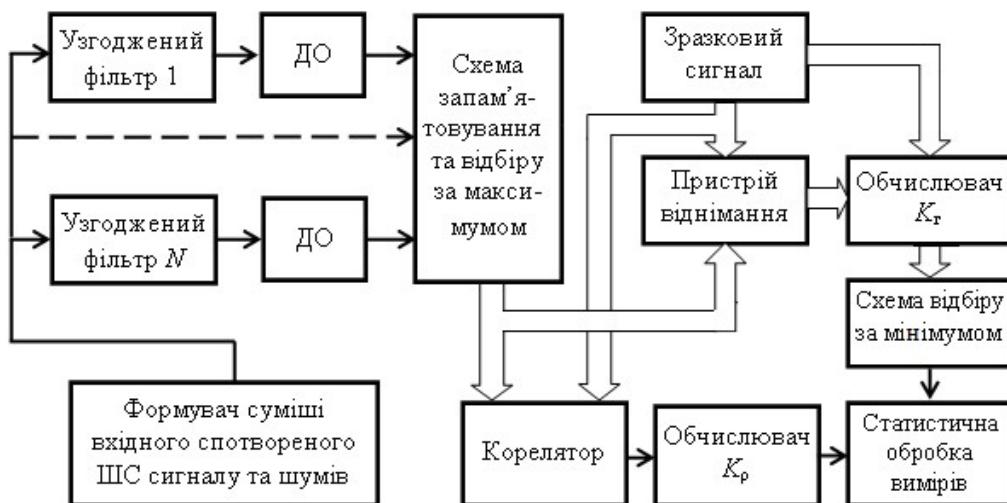


Рисунок 1 – Структурна схема математичної моделі для дослідження методу та засобу вимірювання спотворень широкосмугового складного сигналу

Також при введенні спотворень в сигнал, окрім додаткової фазової модуляції (мультиплікативної завади) й додавання шумів до вхідного сигналу (адитивної завади), передбачене введення його додаткового часового зсуву в межах від 0 до одного періоду дискретизації сигналу T_d .

Для ілюстрації можливостей методу вимірювання на уточненій моделі методом Монте-Карло моделювався процес вимірювання детермінованих гармонічних фазових спотворень ЛЧМ сигналу з девіацією $\Delta f = 150$ МГц, тривалістю імпульсу 13,65 мкс при фазовій модуляції $\phi(t) = M_\phi \sin(2\pi f_m t)$, $f_m = 105$ кГц з індексом модуляції $M_\phi = 0,4$ на фоні адитивних гаусівських шумів при відношеннях сигнал-шум в інтервалі від 20 дБ до 120 дБ, тобто за тих самих умов моделювання, які були в [6]. Період дискретизації спотвореного сигналу дорівнював періоду дискретизації зразкового і складав одну четверту частку від періоду дискретизації за Котельниковим: $T_d = 1/(8\Delta f)$. Кількість імітованих реалізацій процесу вимірювання складала 101 при кожному відношенні сигнал-шум.

Результати моделювання представлені на рис. 2. Як видно з рис. 2, а, значення коефіцієнтів K_{r2} і K_{p2} , на відміну від отриманих за подібних умов в [6] без часового зсуву зразкового сигналу для пошуку мінімального значення K_{r2} , є близькими одне до одного і однозначно показують менший рівень спотворень сигналу у випадку його додаткової фільтрації за Хеммінгом.

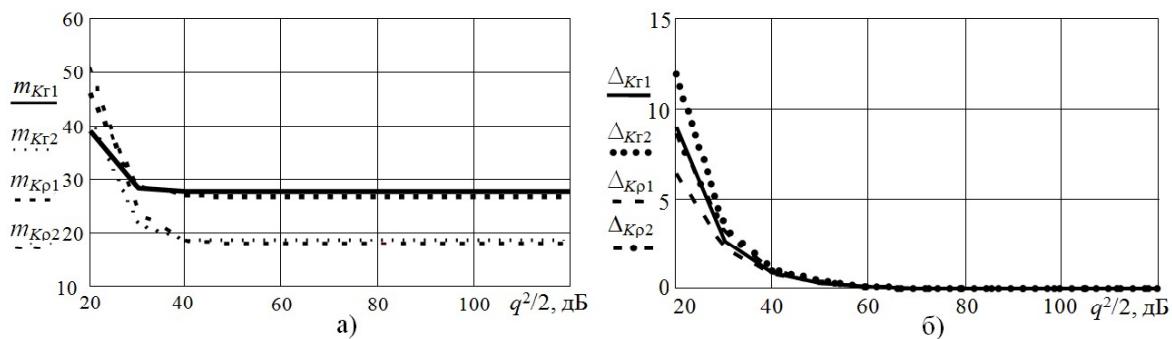


Рисунок 2 – Залежності результатів вимірювань коефіцієнтів $K_{r1}, K_{r2}, K_{p1}, K_{p2}$ від відношення сигнал/шум при $M_\varphi = 0,4$: а) оцінки математичного сподівання (вибіркового середнього) $m_{K_r}, m_{K_p} \%$; б) оцінки абсолютної похибки вимірювання $\Delta_{0,95} = 1,96 \cdot S_K$ ($P = 0,95$), де S_K – вибіркове СКВ, %

В той же час помітно (рис. 2, а), що при відношенні сигнал-шум 20 дБ, рівень спотворень сигналу за коефіцієнтом K_p є більшим, ніж за K_r (K_{r1}, K_{p1} – у випадку застосування тільки УФ). Також більшим є й розкид цих значень (рис. 2, б). Причиною цього є приблизно вдвічі більша за тривалість ділянки стиснутого сигналу при його порівнянні із зразковим у випадку обчислення K_p (при обчисленні K_r тривалість ділянки обмежувалась ± 5 бічними пелюстками стиснутого сигналу). В подальшому числове моделювання виконується за однакових умов щодо тривалості часової ділянки – границі в межах ± 5 бічних пелюсток відносно головного пелюстка стиснутого ШС сигналу при вимірюванні як K_r , так і K_p .

Слід зазначити, що за потреби можуть змінюватись як тривалість, так і положення ділянки по відношенню до середини головного пелюстка. Наприклад, для вимірювання спотворень визначеної ділянки бічних пелюсток сигналу.

За результатами моделювання отримуються калібрувальні характеристики ЗВ коефіцієнтів K_r і K_p для різних умов спостереження.

В роботі зовнішні умови, що впливають на результат вимірювання, визначаються параметрами: M_φ (це корисний параметр, зміною якого задається рівень гармонічних фазових спотворень ШС); $q^2/2$ – відношення сигнал-шум (відношення енергії імпульсного ШС сигналу до спектральної густини флюктуаційної завади); часовий зсув спотвореного сигналу відносно зразкового в періоду дискретизації T_d визначається кількістю його часток L_i , $i = \overline{1, N}$ (на приклад, якщо $N = 16$, тоді $L_i = i \cdot T_d / 16$); $\sigma_{\text{дж}}$ – СКВ випадкового розкиду часового положення

відліків сигналу у частках T_d . При подальшому моделюванні період дискретизації задавався за теоремою Котельникова рівним $T_d = 1/(2\Delta f)$. В той же час період дискретизації зразкового сигналу складав $T_{d1} = 1/(32\Delta f)$ для покращення точності суміщення обвідних спотвореного і зразкового сигналів у разі їх часового зсуву.

Для урахування впливу джитера на якість вимірювання передбачається додаткове введення випадкової (за нормальним законом розподілу) або іншого вигляду, наприклад за гармонічним законом, зміни часового положення відліків обвідної спотвореного ШС при дискретизації.

У разі урахування тільки впливу власних шумів ЗВ калібрувальні характеристики з вимірювання фазових гармонічних спотворень ЛЧМ сигналу з вказаними вище параметрами для випадку $q^2/2 = 20$ дБ представлені на рис. 3. На рис. 3, а – калібрувальні криві ЗВ для випадків вимірювання гармонічного фазового спотворення ЛЧМ сигналу з прямокутною обвідною у разі обробки УФ (K_{r1} і K_{p1}) та узгодженим і фільтром Хеммінга (K_{r2} і K_{p2}). На рис. 3, б представлена приклад калібрувальної діаграми для K_{r1} (крапковою і пунктирною лініями показані верхня та нижня границі інтервалу абсолютної похибки вимірювання $\pm \Delta_{Kr1} = \pm \Delta_{0,95}$) отримані за результатами моделювання.

При великих відношеннях сигнал-шум, наприклад 60 – 200 дБ, калібрувальні характеристики зручніше представляти тільки калібрувальними кривими (рис. 4), оскільки очікувані похибки вимірювання мають відносно малий рівень. Інтервал невизначеності результату вимірювання для конкретних умов спостереження краще подавати окремими залежностями (їх приклади за результатами моделювання подані на рис. 5).

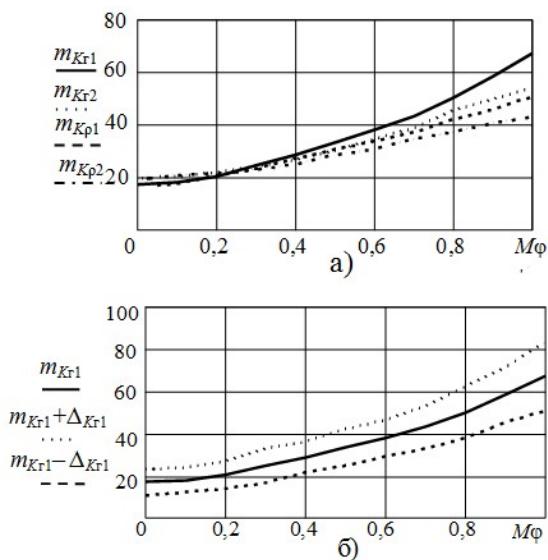


Рисунок 3 – Відношення сигнал-шум 20 ДБ:
а) калібрувальні криві; б) приклад калібрувальної діаграми

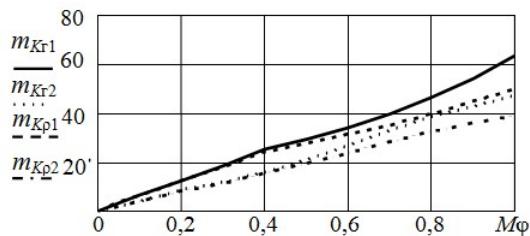


Рисунок 4 – Калібрувальні криві при відношенні сигнал-шум 60 ДБ

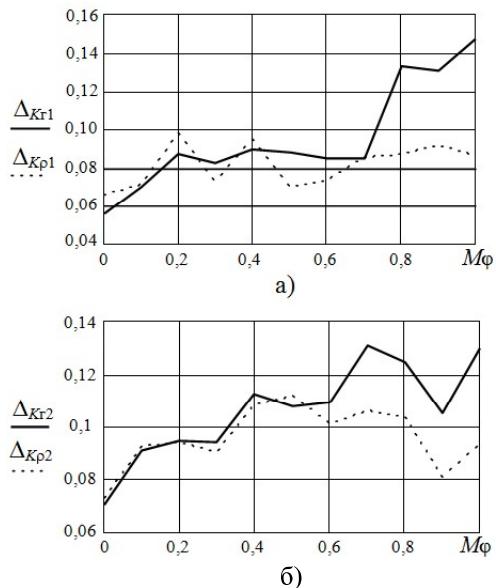


Рисунок 5 – Абсолютні похибки вимірювання спотворень сигналу при відношенні сигнал-шум 60 ДБ: а) K_{r1} і K_{p1} ; б) K_{r2} і K_{p2}

Для розглянутого прикладу розкид результатів вимірювань коефіцієнта K_{r1} лежить в інтервалі $[0,056, 0,147]$ (рис. 5, а), і вимірювань K_{r2} – $[0,071, 0,131]$ (рис. 5, б). При відношенні сигнал-шум 120 ДБ: $\Delta_{K_{r1}} \in [6,569 \cdot 10^{-5}, 1,513 \cdot 10^{-4}]$ і $\Delta_{K_{r2}} \in [1,39 \cdot 10^{-5}, 1,366 \cdot 10^{-4}]$ відповідно, тобто випадкові похибки, зумовлені власними шумами ЗВ, при фіксованому відношенні сигнал-шум мають тенденцію до зростання при збільшенні рівня спотворень сигналу і значно зменшуються при збільшенні відношенні сигнал-шум.

З порівняння кривих на рис. 3 і рис. 4 видно, що власні шуми ЗВ додатково спотворюють сигнал, змінюючи покази вимірювання. Тому при вимірюванні спотворень ШС сигналу потрібно усувати систематичну похибку, яка при цьому виникає. Ця похибка може бути оцінена порівнянням показів ЗВ з його показами при великому відношенні сигнал-шум.

Приклади отриманих оцінок систематичних похибок при моделюванні вимірювання фазових спотворень ЛЧМ сигналу наведені на рис. 6. Похибка Δc є різницею показів ЗВ при відношенні сигнал-шум 20 дБ (рис. 6, а) і 60 дБ (рис. 6, б) та його показів при відношенні – 200 дБ.

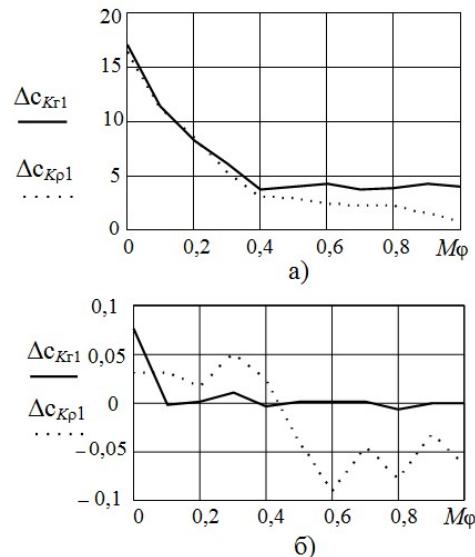


Рисунок 6 – Систематичні похибки вимірювання спотворень сигналу по K_{r1} і K_{p1} при відношенні сигнал-шум: а) 20 ДБ; б) 60 ДБ

З порівняння графіків а і б (рис. 6) видно, що систематична похибка суттєво зменшується при зростанні відношенні сигнал-шум. За результатами моделювання при його значенні 120 дБ Δc_{K_r1} не перевищує 0,005 %, а $\Delta c_{K_r2} - 0,00002 \%$.

В той же час, якщо відліки вимірюваного сигналу мають часовий зсув по відношенню до

відліків зразкового сигналу не кратний періоду їх слідування, як при попередньому моделюванні, має місце додаткова методична похибка. Рис. 7 ілюструє характер зміни показів ЗВ при зсувах сигналу у часі на $4T_{d2}$ з періодом $T_{d2}/8$, де $T_{d2} = 1/(8\Delta f)$. На рис. 7, а для не спотвореного сигналу покази ЗВ змінюються з періодом $T_{d2}/4 = 1/(32\Delta f)$ в межах від значень порядку 10^{-3} до одиниць відсотків. Оскільки зразковий сигнал задавався відліками з періодом $T_{d1} = 1/(32\Delta f)$, то при кожному парному часовому зсуву відліків обвідних вимірюваного і зразкового сигналів є близькими (з різницею на вплив власних шумів ЗВ та похибок обчислювання). При непарних відліках покази ЗВ характеризують «спотворення» часової розбіжності відліків обвідних порівнюваних сигналів. Така розбіжність принципово може бути усунута за рахунок збільшення частоти відліків зразкового сигналу.

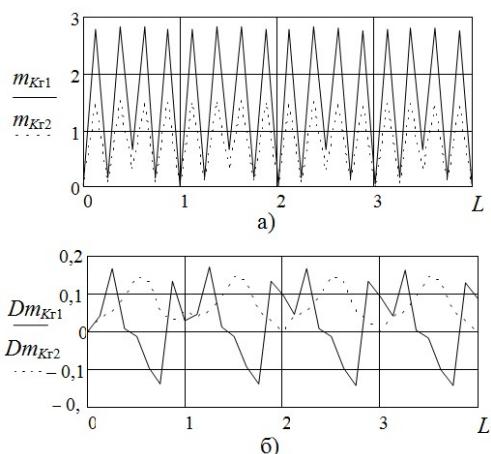


Рисунок 7 – Приклади впливу часового зсуву на результат вимірювання при відношенні сигнал-шум 120 ДБ (L - часовий зсув в долях періоду дискретизації T_{d2}): а) $M_\phi = 0$; б) $M_\phi = 0,4$, $Dm_{K\Gamma}$ – різниця між поточним значенням $m_{K\Gamma}$ і його значенням при $L=0$

Для сигналу додатково спотвореного гармонічною фазовою модуляцією вплив складової розбіжності відліків є на порядок меншим $Dm_{K\Gamma 1}$ і лежить в межах близько 0,3 %, що складає приблизно 1,2 % по відношенню до вимірюваного значення спотворень сигналу при $L=0$ (рис. 7, б). Для цього ж рівня спотворень при дискретизації сигналу з періодом T_d розкид результатів вимірювань суттєво зростає і досягає для K_r близько 7 %, тобто майже 29 % від вимірюваного значення. Такі відхилення є значно більшими за припу-

стимі, тому період дискретизації сигналу повинен обиратись значно меншим за T_d .

Наступним завданням числового моделювання було оцінити вплив випадкових часових зсувів відліків спотвореного сигналу в процесі його дискретизації по відношенню до їх справжнього положення на результат вимірювання K_r і K_ρ . Тобто імітувався випадковий джите. Часовий розкид кожного з відліків відносно його очікуваного положення задавався за нормальним законом розподілу з СКВ $\sigma_{\text{дж}}$, яке на рис. 8 вказане в долях від T_d .

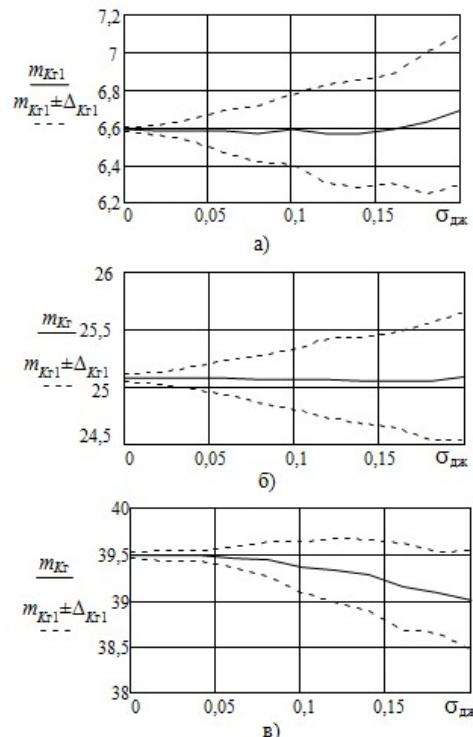


Рисунок 8 – Приклади впливу джитера на калібрувальні діаграми при відношенні сигнал-шум 120 ДБ: а) $M_\phi = 0,1$; б) $M_\phi = 0,4$; в) $M_\phi = 0,7$

З рис. 8 видно характер зростання абсолютної похибки вимірювання фіксованого рівня спотворень ШС сигналу при збільшенні СКВ джитера. Математичні сподівання спотворень сигналу на рисунках а, б і в для різного їх рівня мають різний характер зміни, що потрібно враховувати при калібруванні ЗВ.

Висновки

Уточнено порядок обчислення коефіцієнта K_r та структурну схему математичної моделі для дослідження методу та засобу вимірювання спотворень широкосмугового сигналу, що дозволило отримати аналогічні результати вимірювання з використанням коефіцієнтів K_r і K_ρ .

Методом числового моделювання оцінені метрологічні характеристики методу та ЗВ спотворень ШС складних сигналів за коефіцієнтами K_r і K_p та побудовані калібрувальні характеристики ЗВ за умов впливу фазових гармонічних спотворень та адитивних гаусівських шумів на ШС ЛЧМ радіоімпульс.

Показано, що адитивні шуми, окрім випадкової, викликають появу систематичної похибки вимірювання спотворень сигналу, яка є більш значною при малих відношеннях сигнал-шум і малому рівні фазових спотворень ШС сигналу.

Досліджено вплив неточності суміщення відліків обвідних спотвореного та зразкового сигналів за рахунок часового зсуву сигналу по відношенню до зразкового. Показано, що ця складова похибки при дискретизації за Котельниковим може викликати велику відносну похибку (до 29 % при $M_\varphi = 0,4$). Побудовані калібрувальні криві в умовах впливу випадкового джитера, які можуть бути використані для його урахування при оцінці невизначеності вимірювань.

Список використаних джерел

1. Батурин Н. Г. Измерение параметров линейно-частотно-модулированных сигналов и их стабильностей / Н. Г. Батурин, В. И. Гомозов, 2. А. В. Зюзин. – М.: Вузовская книга, 2011. – 176 с.
3. Измерение широкополосных сигналов

Г. Д. Братченко, д.т.н., С. В. Бугаев, к.т.н., И. С. Сенива, Д. В. Григорьев

МОДЕЛИРОВАНИЕ ИЗМЕРЕНИЯ ИСКАЖЕНИЙ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ С ЦЕЛЬЮ ИХ МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

Методом численного моделирования исследуется влияние дестабилизирующих факторов на качество измерения искажений широкополосных сложных радиоимпульсов. Результаты моделирования используются для обоснования особенностей метрологического обеспечения средств измерения искажений на основе сравнения огибающих искаженного и образцового сигналов на выходе согласованного фильтра.

Ключевые слова: численное моделирование, широкополосный сложный сигнал, искажения сигналов, измерение искажений, метрологическое обеспечение.

H. D. Bratchenko, DSc, S. V. Bugaev, PhD, I. S. Seniva, D. V. Grygoryev

MODELING OF MEASUREMENT DISTORTION WIDEBAND SIGNALS FOR THEIR METROLOGICAL SUPPORT

The influence of destabilizing factors on wideband complex radiopulse distortions measurement quality is investigated by method of numerical simulation. Simulation results are used for justification the features of metrological support of distortion measurement based on comparison envelopes of reference signal and of distorted signal on output of matched filter.

Keywords: numerical simulation, wideband complex signal, signal distortions, distortion measurement, metrological support.

РЛС и спутниковых систем связи. [Электронный ресурс]. – Режим доступа к статье: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5990-6353RURU.pdf>.

4. Лошаков В.А. Компьютерный комплекс для анализа искажений сигналов в каналах связи / В.А. Лошаков, С.М. Бобрицкий, В.В. Сидоров // Радиотехника. – 2008. – Вып. 155. – С. 246-249.

5. Забезпечення єдності електрорадіовимірювань: навч. посіб. для студ. ВНЗ / Ю. Ф. Павленко, І. П. Захаров, С. І. Кондратов, В. К. Гусельников; за ред. Ю.Ф. Павленка – Х. : Вид-во «Підручник НТУ «ХПІ». – 232 с.

6. Братченко Г. Д. Метод измерения нелинейных фазовых искажений широкополосного линейно-частотно-модулированного радиоимпульса / Г. Д. Братченко, В. В. Скачков, И. В. Кущнир // Электротехнические и компьютерные системы. – 2012. – № 06 (82). - С. 158 – 163.

7. Братченко Г. Д. Числовое моделирование вимірювання спотворень широкосмуговых складних сигналів / Г. Д. Братченко, І. С. Сеніва, В. Б. Лубманенко та ін. // Збірник наукових праць ОДАТРЯ. – Одеса, 2014. – № 1 (4). – С. 24 – 28.

Надійшла до редакції 20.11.2014

Рецензент: д.т.н., професор Кучерук В. Ю., Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця.