УДК 681.325

ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ЗАСТОСУВАННЯ РІЗНИХ ТИПІВ СИГНАЛІВ В ІНФОРМАЦІЙНИХ КАНАЛАХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ТА КОНТРОЛЮ

© Козленко М.І., 2006
Івано-Франківський інститут менеджменту та економіки "Галицька академія"

Проаналізовано ефективність застосування різних типів сигналів для широкосмугових систем обміну даними, реалізованих на основі методу змінної ентропії розподілу ймовірностей станів

Традиційні системи передачі інформації найчастіше базуються на використанні сигналу-носія у вигляді гармонійного коливання. Проте, при постійному зростанні вимог до якісних показників сучасних систем обміну даними, використання згаданих форм сигналу не завжди дає можливість задовольнити такі вимоги. Одним з перспективних шляхів при побудові інформаційних систем є використання складних широкосмугових сигналів [1,2].

В залежності від вимог, що ставляться до системи обміну даними, доцільно провести аналіз різних аспектів ефективності сигналів: енергетичний, інформаційний, частотний тощо. Крім того, потрібно здійснити порівняння ефективності застосування різних сигналів з погляду досягнення потенційно максимальної швидкості передавання інформації при заданій потужності сигналу та ймовірності помилок.

Для ідеальних умов вважається, що в каналі перешкоди відсутні і приймання відбувається в оптимальний спосіб, тоды ефективність для дискретного сигналу, фактично, залежить тільки від потенційно можливої кількості власної інформації, що міститься в одному елементарному відліку сигналу. Ця величина, в свою чергу, визначається ентропією розподілу ймовірностей станів сигналу.

Згідно [3], ентропія розподілу ймовірностей станів дискретного сигналу x(t), в загальному випадку, визначається виразом:

$$H_{x(t)} = -\sum_{j=1}^{m} p\left(X_j\right) \cdot \log_2\left(p\left(X_j\right)\right), \qquad (1)$$

де $H_{x(t)}$ – ентропія сигналу *x(t)*, *j* – порядковий номер стану сигналу, X_j - значення стану з порядковим номером *j*, $p(X_j)$ - імовірність появи стану X_j, *m* - загальна кількість дискретних станів сигналу.

При цьому вважається, що $0 \cdot \log_2(0) = 0$.

Для рівномірного розподілу ймовірностей, згідно [4], вираз визначення ентропії приймає наступний вигляд:

$$H_{x(t)} = \log_2 m \,. \qquad (2)$$

Таким чином, згідно (1) та (2) можна вважати, що ентропія не залежить від безпосередніх значень станів сигналу. Але в процесі аналізу реальних сигналів, наприклад, дискретизованих за допомогою аналого-цифрового перетворювача (АЦП), коли стани, які приймає дискретизований сигнал, не є абстрактними величинами а відповідають миттєвим амплітудам, є можливість дослідити зв'язок амплітудних або енергетичних характеристик таких сигналів з ентропією.

Для неперервного нормального розподілу диференційна ентропія визначається згідно наступного виразу [3] :

$$H_{x(t)} = \log_2 \sqrt{2\pi e \sigma^2} \,, \qquad (3)$$

де σ^2 – дисперсія (потужність змінної складової).

Для рівномірного розподілу диференційна ентропія визначається згідно наступного виразу [5]:

$$H_{x(t)} = \log_2 (b-a) \,, \qquad (4)$$

де *b* - максимальне амплітудне значення сигналу, *a* - мінімальне амплітудне значення сигналу.

Ентропія дискретного сигналу прямує до диференційної ентропії із збільшенням числа дискретних станів і зменшенням інтервалу квантування в часі. При цьому інтервал квантування за значеннями має складати одну одиницю обраних одиниць виміру амплітудних значень сигналу. Надалі всі результати подано для випадку, коли амплітудні значення вимірюються в умовних відліках, а інтервал квантування значень дорівнює одному умовному відліку.

В загальному випадку, прямо порівнювати ентропію розподілів випадкових процесів та детермінованих періодичних широкосмугових негармонійних сигналів є некоректно, оскільки для детермінованого сигналу заздалегідь відомої форми елементарні відліки несуть значно менше власної кількості інформації, ніж для випадку випадкового процесу, відліки якого не корелюють між собою. В даному випадку доцільно провести порівняння за умови невраховування факту детермінованості форми. Тобто, за ентропію детермінованого періодичного сигналу приймається ентропія абстрактного сигналу, який має розподіл ймовірностей станів такий самий, як і сам детермінований сигнал.

В табл. 1÷3 подано результати досліджень. Для випадкових сигналів ентропія розраховувалась згідно (3) і (4), а для періодичних детермінованих широкосмугових, а також гармонійного сигналів визначалась за допомогою моделювання сигналів на ЕОМ та розрахунків згідно (1). Для даних табл. 1 середня потужність всіх сигналів однакова і дорівнює 1000000 (умовних відліків)^2. Під потужністю розуміється квадрат ефективного значення сигналу на опорі 1 Ом. Для даних табл. 2 ентропія всіх сигналів однакова і дорівнює 12 біт.

Таблиця 1 – Значення ентропії розподілу в залежності від форми сигналу приоднаковій середній потужності 1000000 (умовних відліків)^2

Форма	Сину-соїдна	Абсол. синус.	Прямо-кутна	Три-кутна	Пило-подібна	Випадкова Норм.розп.	Випадкова Рівн.розп.
Ентропія, біт	11,143	11,339	1,000	11,758	11,758	12,013	11,758

Таблиця 2 – Значення середньої потужності сигналу в залежності від форми сигналу при однаковій ентропії розподілу 12 біт

Форма	Сину-соїдна	Абсол. синус.	Прямо-кутна	Три-кутна	Пило-подібна	Випадкова Норм.розп.	Випадков Рівн.розп.
Потуж-ність, (ум.відліки)^2	3310162	2671583	Немає фізичного змісту	1398101	1398101	982303	1398101

Ідеальний прямокутний сигнал має тільки два стани, тобто його інформаційна ентропія не залежить від потужності і завжди дорівнює одиниці.

В табл. 3, для порівняння, наведено значення ентропії розподілу та потужності в залежності від форми при однаковому розмаху сигналів.

При цьому, обмеження на потужність сигналу не накладається. Значення розмаху сигналу для даних табл. 3 складає 2000 умовних відліків, тобто максимальна амплітуда 1000 умовних відліків, крім випадку сигналу у вигляді модуля синуса, для якого при тому самому розмаху, додатня та від'ємна максимальні амплітуди не рівні між собою.

Таблиця 3 – Значення ентропії розподілу та середньої потужності в залежності від форми сигналу при однаковому максимальному розмаху 2000 умовних відліків

Форма	Сину-соїдна	Абсол. синус.	Прямо-кутна	Три-кутна	Пило-подібна	ВипадковаН орм.розп.	Випадкова Рівн.розп.
Ентропія, біт	10,648	10,619	1,000	10,966	10,966	10,173	10,966
Потуж-ність, (ум.відлікі)^2	501004	377830	1000000	333333	333333	78712	333333

З отриманих результатів можна побачити, що при обмежений потужності сигналу потенційно найкращу швидкість передавання інформації серед вищерозглянутих форм сигналів забезпечує сигнал-носій у вигляді процесу з нормальним розподілом ймовірностей станів, при відсутності кореляції між відліками, при відповідним чином підібраних алгоритмах передавання та приймання. Сигнал з рівномірним розподілом станів, а також сигнали трикутної та пилоподібної форми для передавання однакової кількості інформації потребують більшої потужності приблизно на ≈42%, ніж у випадку нормального розподілу. Періодичні широкосмугові сигнали трикутної та пилоподібної форми, на відміну від випадкового рівномірно розподіленого процесу, характеризуються суттєвою кореляцією між відліками, яка приводить до втрати ефективності (в межах даної роботи, вплив кореляції не розглядається і при розрахунках не враховується, як було зазначено вище). Крім того, такі сигнали мають різний спектральний склад, а відповідно і різну частотну ефективність. Синусоїдний сигнал не відрізняється значною ефективністю. При однаковому розмаху найбільша ефективність властива випадковому сигналу з рівномірним розподілом ймовірностей станів. Проте використання енергії (енергетична ефективність) в цьому випадку є неоптимальною.

1. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами - М. :Радио и связь, 1985. - 34 с. 2. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер.с англ./Под ред. Д. Д. Кловского. - М: Радио и связь, 2000. – 598с. 3. Г.Корн, Т.Корн Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М.: Наука, 1977.- 832с. 4. В.И.Тихонов. Статистическая радиотехника. – М.: Советское радио, 1966. - 680с. 5. И.С. Ризаев. Теория информации и кодирования. Учебное пособие. Казанский государственный технический университет им. А.Н. Туполева. – Казань 2002. – 157 с.

УДК 389.14: 681.5

ВЛАСТИВОСТІ АЛГОРИТМУ КОРЕКЦІЇ СИСТЕМАТИЧНИХ ПОХИБОК З ВИКОРИСТАННЯМ РОЗРАХУНКОВИХ ПОПРАВОК

© Євтух П.С., 2006
Тернопільський державний технічний університет імені І. Пулюя

© Пелешок Т.М., 2006
ДП "Тернопільський регіональний центр стандартизації, метрології і сертифікації"

Представлені результати досліджень властивостей одного з варіантів алгоритмів автоматичної корекції за точністю характеристик первинних вимірювальних перетворювачів. Показано, що досліджуваний алгоритм можна успішно застосувати при наявності похибок мультиплікативного, адитивного та адитивно-мультиплікативного характеру

У статті [1] досліджені властивості алгоритму автоматичної корекції за точністю характеристик первинних вимірювальних перетворювачів спотворених систематичними похибками мультиплікативного характеру. Однак можливий випадок, коли характеристики перетворювачів спотворені похибками адитивного та адитивно-мультиплікативного характеру. У зв'язку з цим виникає задача дослідження можливості застосування запропонованого алгоритму для автоматичної корекції характеристик первинних вимірювальних перетворювачів у цьому більш складному випадку.

Як показано у статті [1], існують випадки коли для корекції похибок можна застосувати лише розрахункові поправки. Однак виявилось, що застосувавши ітераційну процедуру за відповідним алгоритмом, можна добитись позитивного результату, тобто компенсації похибки шляхом використання такої розрахункової похибки.

Припустимо спочатку, що похибка первинного вимірювального перетворювача зумовлена лише впливом адитивної складової похибки. З метою автоматичної компенсації цієї похибки застосуємо алгоритм запропонований в роботі [I], який був призначений для компенсації лише мультиплікативної похибки. Для цього подамо цей алгоритм у наступному вигляді:

$$x_n = x_1 + \Pi_n, \qquad (1)$$

де x_1 - перше виміряне значення сигналу на виході первинного вимірювального перетворювача, Π_n - значення поправки при n-й ітерації, n - номер ітерації.

У статті [1] доведено, що внаслідок застосування такого алгоритму величина мультиплікативної похибки буде зменшуватись по мірі нарощування кількості ітерацій у процесі автоматичної компенсації теоретично до нуля при $n \to \infty$. Розглянемо тепер як працює цей же алгоритм у даному випадку, якщо застосувати його для компенсації лише адитивної похибки.

Якщо адитивну похибку представити як Δ, то виміряне значення сигналу на виході перетворювача можна визначити за наступною формулою:

$$x = K_н y + \Delta, \qquad (2)$$

де $K_н$ – значення номінального коефіцієнта перетворення (2); y і x відповідно, значення сигналу на вході і на виході перетворювача.

Похибка Δ має систематичний характер і може бути скомпенсована поправками, котрі визначаються за результатами вимірювального експерименту із застосуванням установки для повірки перетворювача. Формула для визначення поправки у цьому випадку подається у такому вигляді: