

быть **Execute Process Task**. Между ней и объектом **Microsoft OLE DB Provider for SQL Server** следует установить отношение предшествования *On Completion*. Поскольку в процессе работы пакета DTS значение отчетного периода посредством утилиты *ClientRegistrar* было изменено, то следующей в списке задач необходимо поместить **Dynamic Properties Task** и установить между нею и **Execute Process Task** и отношение предшествование *On Completion*. На завершающем этапе, когда данные, которые необходимо скопировать в БД – согласованы, необходимо добавить список задач **InsertTableSales**. Поскольку если в процессе работы пакета DTS одна из задач, выполнение которых являются для алгоритма критическими, не будет выполнена, заполнение таблицы *sales* будет не полным или совсем не произойдет. Исходя из этого, между задачей **InsertTableSales** и **Dynamic Properties Task** следует поставить отношение предшествования *On Success*.

Выводы. В данной работе акцентировано внимание разработчиков КИС на основе централизованной модели хранения информации, на проблему несогласованности поступающих данных. В рамках работы проведены исследования механизмов импорта/экспорта данных платформы SQL Server 2000 и электронных таблиц Excel. Описан процесс создания пакетов DTS, который обеспечивает обмен данными между БД КИС и документом Microsoft Excel. Предложен алгоритм автоматизированного заполнения БД КИС на основе лексически несогласованных данных из внешних систем, реализованный в виде приложения Win 32, которое внедрено в ряде КИС отечественных фармацевтических компаний.

Литература

1. Старых В. А. Организация обмена данными в разнородных информационных системах в базисе технологий веб-сервисов / В.А. Старых, С.Б. Дунаев, С.Д. Коровкин // Сборник трудов «XI Всероссийская научно-методическая конференция «Телематика 2004»». – 2004, – Санкт-Петербург. – С. 29-35.
2. Мельников П.П. Обмен данными в разнородных бизнес-приложениях: учебное пособие / П. П. Мельников. – М.: Финакадемия, 2010. – 102 с.
3. <http://www.compress.ru/article.aspx?id=12527&part=index11ext1>
4. Мамаев Е.В. Microsoft SQL Server 2000 в подлиннике / Е.В. Мамаев. – Санкт-Петербург: БХВ-Петербург, 2005. – 987 с

УДК 681.325

Козленко М. І., к.т.н. (Приватний вищий навчальний заклад "Галицька академія")

ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ ПЕРЕДАВАННЯ ТА ПРИЙМАННЯ ІНФОРМАЦІЇ НА ОСНОВІ ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ З КЕРОВАНОЮ ЕНТРОПІЄЮ

Козленко М. І. Завадостійкість передавання та приймання інформації на основі широкосмугових сигналів з керованою ентропією. Проведено дослідження завадостійкості передавання дискретних інформаційних повідомлень за допомогою широкосмугових сигналів з керованою ентропією розподілу ймовірностей амплітуд. Отримано аналітичні вирази для обчислення завадостійкості. Проведено моделювання в обчислювальному експерименті, яке підтвердило коректність отриманих результатів.

Ключові слова: ШИРОКОСМУГОВИЙ СИГНАЛ, КЕРОВАНА ЕНТРОПІЯ, ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ, ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНА СИСТЕМА, КОМП'ЮТЕРНА СИСТЕМА

Козленко Н. И. Помехоустойчивость передачи и приема информации на основе широкополосных сигналов с управляемой энтропией. Проведено исследование помехоустойчивости передачи дискретных информационных сообщений с помощью широкополосных сигналов с переменной энтропией распределения

вероятностей амплитуд. Получены аналитические выражения для вычисления помехоустойчивости. Проведено моделирование в вычислительном эксперименте, которое подтвердило корректность полученных результатов.

Ключевые слова: ШИРОКОПОЛОСНЫЙ СИГНАЛ, УПРАВЛЯЕМАЯ ЭНТРОПИЯ, ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ, ТЕЛЕКОМУНИКАЦИОННАЯ СИСТЕМА, КОМПЬЮТЕРНАЯ СИСТЕМА

Kozlenko M. I. The noiseproof feature of a variable entropy spread spectrum signals data exchange. The noiseproof feature of a data exchange by a variable entropy spread spectrum signals is considered. Noise proof feature index of this method in form of dependence of bit error probability on normalized signal/noise ratio has been obtained. The correctness of the obtained results has been confirmed by the theoretical investigations and by the results of the modeling experiments.

Keywords: SPREAD SPECTRUM SIGNAL, VARIABLE ENTROPY, NOISEPROOF FEATURE, TELECOMMUNICATION SYSTEM, COMPUTER SYSTEM

Вступ. Умовою створення якісних розподілених комп'ютерних та телекомунікаційних систем, систем контролю та керування є побудова простих та надійних систем обміну даними, у тому числі й бездротових. Найчастіше задачі створення згаданих систем вирішуються шляхом побудови традиційних каналів обміну даними, у яких застосовуються прості сигнали-носії з малою базою, найпоширенішими з яких є сигнали безпосереднього низькочастотного представлення дискретних повідомлень та гармонійні сигнали, модульовані чи маніпульовані у відповідності до вихідного повідомлення (комутовані та виділені лінії, радіоканали, та ін.). Проте не завжди такий підхід задовольняє сучасним вимогам, зокрема, за такими показниками як надійність, простота апаратної реалізації, стабільність характеристик, можливість обміну даними при малих відношеннях сигнал/завада тощо. Одним з перспективних шляхів розвитку обміну даними є використання сигналів з великою базою (зокрема, з розширеним спектром), що може стати основою забезпечення надійності функціонування каналоутворюючого обладнання та високої стабільності характеристик приймально-передавальних пристроїв у експлуатаційних умовах.

Постановка задачі. Необхідність організації надійного обміну даними у розподілених комп'ютерних та телекомунікаційних системах зумовлює практичне завдання по створенню простих, надійних та недорогих приймально-передавальних каналоутворюючих пристроїв. Результативне вирішення цього завдання можливе за умови успішного розв'язання наукових проблем створення та розвитку нових ефективних методів передавання та приймання інформації, зокрема, способів формування та обробки широкосмугових сигналів.

Аналіз останніх досліджень та публікацій. На даний час запропоновано багато способів передавання та приймання інформації з використанням широкосмугових сигналів. Більшість з яких базується на використанні додаткового сигналу, що розширює спектр, при передаванні та на подальшому кореляційному опрацюванні на стороні приймання. Суть такого опрацювання полягає у порівнянні форми розширюючого спектр сигналу із взірцем, що зберігається у приймальному пристрої. Такий підхід дозволяє забезпечити ефективність роботи системи обміну даними та отримати інші переваги, що є характерними для систем, які реалізуються на основі такого підходу [1]. Проте реалізація згаданих систем є складною технічною задачею, а приймально-передавальні пристрої, як правило, потребують значного апаратного та програмного ресурсу. Доцільно зазначити, що сигнали, які використовуються для розширення спектру в таких випадках, наприклад, псевдовипадкові послідовності, мають характеристики, які лише наближаються до випадкових, що не дозволяє використати усі можливості випадкових сигналів і приводить до необхідності зберігання відповідних взірців форми сигналів на стороні приймання. Крім того, необхідність зменшення ймовірності помилок у процесі обміну даними зумовлює зростання бази широкосмугових сигналів, і як наслідок, приводить до зростання апаратних затрат, що не завжди є виправданим [2].

Існують також інші варіанти реалізації згаданих систем. Зокрема, такі у яких взірець псевдовипадкового сигналу, що розширює спектр не зберігається постійно на стороні приймання, а передається в приймач окремим паралельним каналом до початку основного сеансу обміну [3]. Значний розвиток мають способи обміну даними в основі розширення спектру яких лежить використання негармонійних форм сигналів-носіїв [4]. Також відомі

способи, де широкосмугові сигнали-носії формуються та обробляються за допомогою явищ динамічного детермінованого хаосу [5].

Започаткування розв'язання проблеми шляхом використання широкосмугових сигналів з керованою (змінною) ентропією міститься у [6, 7]. Запропонований метод формування та опрацювання широкосмугових сигналів базується на використанні у якості носія шумоподібного випадкового сигналу, ентропія розподілу ймовірностей амплітуд якого поставлена у відповідність до символів інформаційного повідомлення, що передається. На даний час проведено дослідження впливу завад, що діють у каналі, на такі сигнали [8]. Оцінена рівномірність розподілу енергії таких сигналів за частотами [9]. Проаналізовано ефективність використання сигналів різних часових форм [10]. Раніше не вирішеною частиною загальної проблеми є отримання показників завадостійкості такого способу, саме цьому і присвячена дана робота.

Формулювання цілей даної роботи. Одним з невирішених раніше питань щодо способу передавання та приймання інформації за допомогою сигналів зі змінною ентропією розподілу є дослідження показників його завадостійкості. Отже, об'єктом дослідження є завадостійкість способу, а отримання її кількісних показників основною метою статті.

Спосіб обміну даними сигналами зі змінною ентропією. Суть способу полягає у формуванні випадкового широкосмугового сигналу-носія, таким чином, що його ентропія розподілу ймовірностей станів поставлена у відповідність до символів інформаційного повідомлення. Для випадку двійкового базису сигналу повідомлення, це відбувається в спосіб, коли один з дискретних символів, наприклад, логічна "1", представлено випадковим сигналом $s_1(t)$ з певним значенням ентропії, а другий, відповідно, логічний "0", випадковим сигналом $s_2(t)$ з іншим значенням ентропії.

Значення ентропії довільного сигналу $x(t)$ визначається наступним чином [11]:

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

де j – порядковий номер стану (значення амплітуди) сигналу; m – загальна кількість дискретних станів сигналу; X_j – значення стану з порядковим номером j ; $p(X_j)$ – ймовірність стану X_j . При цьому вважається, що $0 \cdot \log_2(0) = 0$.

Сигнал у каналі є неперервним, але формується та обробляється у цифровому представленні з використанням відповідних перетворень. Під станами сигналу, у даному випадку, слід розуміти його квантовані амплітудні значення. У межах проведеного дослідження використовувались 16-ти бітові АЦП та ЦАП, отже сигнал розглядається як такий, що має $m = 65535$ станів. Ентропія таких сигналів може приймати значення від 0 до 16 біт/відлік.

Проведені раніше дослідження [10] показують ефективність застосування сигналів-носіїв для цього способу у вигляді випадкового сигналу з розподілом ймовірностей станів близьким до нормального та рівномірною спектральною щільністю енергії у межах робочої смуги частот. При прийманні відбувається опрацювання прийнятого сигналу $r(t)$. Сигнал $r(t)$ є сумою згортки переданого сигналу ($s_1(t)$ або $s_2(t)$) з імпульсною характеристикою каналу $h_c(t)$ та завади $n(t)$, джерелом якої є канал зв'язку. Обробка полягає у статистичному оцінюванні ентропії його послідовних фрагментів $^k r(t)$, що відповідають k -му символному інтервалу повідомлення, які можна розглядати як k -ту реалізацію випадкового процесу, яким є прийнята суміш сигналу та завади. Оцінювання відбувається згідно (2), оскільки амплітуди сигналу нормально розподілені, за кінцевим проміжком часу (часу символного інтервалу) на підставі однієї реалізації, що є обґрунтованим для випадку стаціонарних та ергодичних процесів [11]:

$$\hat{H}_{r(t)} = \log_2 \sqrt{2\pi e s_{r(t)}^2}, \quad (2)$$

де $s_{r(t)}^2$ – статистична оцінка стандартного відхилення прийнятого сигналу $r(t)$.

Згідно з [3], демодуляцією вважається виділення низькочастотного представлення повідомлення з сигналу-носія, а детектуванням – процес ухвалення рішення відносно значення прийнятого інформаційного символу. При прийманні сигналу, у момент часу $t = T$, тобто у моменті завершення символного інтервалу, на виході демодулятора, у переддетекторній точці, формується сигнал $z(T)$, значення якого є випадковою величиною. Для даного способу, значення сигналу $z(T)$ визначається як статистична оцінка ентропії $\hat{H}_{r(t)}$ суміші корисного сигналу та завади на вході демодулятора за кінцевим проміжком часу. У випадку, коли передається сигнал $s_1(t)$ математичне сподівання $z(T)$ дорівнює a_1 , а дисперсія σ_{01}^2 , в іншому випадку, коли передається сигнал $s_2(t)$, математичне сподівання $z(T)$ дорівнює a_2 , а дисперсія σ_{02}^2 відповідно. Таким чином, a_1 та a_2 це бажані сигнальні компоненти на виході демодулятора, а дисперсії σ_{01}^2 та σ_{02}^2 характеризують потужність шумової компоненти-завади $n_{01}(T)$ або $n_{02}(T)$ на виході демодулятора [3].

Процес детектування інформаційних символів полягає у визначенні приналежності прийнятого сигналу до однієї з двох (для випадку двійкового базису повідомлень) областей. Це відбувається шляхом порівняння сигналу $z(T)$ у момент завершення символного інтервалу з порогом γ_0 , який розраховується виходячи з критерію мінімізації ймовірності прийняття хибного рішення щодо значення прийнятого символу згідно (3). Таке значення порогу є оптимальним за умови рівної ймовірності появи інформаційних символів та симетрії функцій правдоподібності сигналів [3].

$$\gamma_0 = \frac{a_1 + a_2}{2} \quad (3)$$

Викладення основного матеріалу досліджень. Для даного дослідження вибір сигналів $s_1(t)$, $s_2(t)$ та $n(t)$ здійснено у один з найбільш наочних варіантів, коли перший стан інформаційного символу, логічна "1" - це випадковий сигнал $s_1(t)$ з розподілом ймовірностей близьким до нормального, рівномірною спектральною щільністю і відповідним сталим рівнем ентропії, а другий стан символу, логічний "0" – сигнал $s_2(t)$ - пасивна пауза з нульовим рівнем ентропії. Завада $n(t)$, що діє у каналі, розглядається як стаціонарний адитивний білий гаусів шум – AWGN.

Як відомо [12, 13], мірою завадостійкості обміну дискретними повідомленнями, є залежність ймовірності спотворення символів від відношення енергії сигналу до спектральної щільності потужності завади, а також залежність відношення сигнал/завада в точці ухвалення рішень від такого відношення на вході пристрою оброблення [12]. У випадку використання двійкового базису повідомлень перша з цих залежностей це залежність ймовірності спотворення двійкового символу P_b від нормованого відношення сигнал/завада E_b/N_0 , де E_b – середня енергія, що приходить на один оброблюваний біт, на вході пристрою оброблення, $N_0/2$ – двобічна спектральна щільність потужності завади на вході цього пристрою.

Ймовірність спотворення двійкового символу для випадку нормально розподіленої завади в точці ухвалення рішень, визначається [3] згідно виразу:

$$P_b = Q\left(\frac{a_1 - a_2}{2\sigma_0}\right), \quad (4)$$

де a_1 – математичне сподівання сигналу $z(T)$ у випадку оброблення сигналу $s_1(t)$ (перша сигнальна компонента); a_2 – математичне сподівання сигналу $z(T)$ у випадку оброблення сигналу $s_2(t)$ (друга сигнальна компонента); σ_0^2 – дисперсія нормально розподіленої завади $n_0(T)$ у точці ухвалення рішень; $Q(x)$ – гаусів інтеграл помилок, що визначається згідно

$$\text{виразу (5):} \quad Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du, \text{ де } u \text{ – допоміжна змінна.} \quad (5)$$

Статистична оцінка ймовірності спотворення двійкового символу визначається згідно наступного виразу, шляхом підстановки у (4) значень відповідних статистичних оцінок замість істинних значень a_1 , a_2 та σ_0 .

$$\hat{P}_b = Q\left(\frac{\hat{a}_1 - \hat{a}_2}{2s_0}\right), \quad (6)$$

де \hat{a}_1 – статистична оцінка величини a_1 ; \hat{a}_2 – статистична оцінка величини a_2 ; s_0^2 – оцінка дисперсії σ_0^2 AWGN завади $n_0(T)$ в точці ухвалення рішень.

Визначення ймовірності помилок та її оцінки згідно (4) та (6) буде коректним за умови симетрії функцій правдоподібності, що має місце у даному випадку і було доведено раніше [14]. В свою чергу, відношення E_b/N_0 визначається згідно наступного виразу:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \cdot \frac{W}{R}, \quad (7)$$

де S – середня потужність сигналу на вході пристрою оброблення; N – середня потужність завади на вході пристрою оброблення; W – ширина частотного спектру; R – швидкість обміну даними.

Середня потужність S сигналу при однаковій частоті появи та тривалості $s_1(t)$ та $s_2(t)$ визначається згідно наступного виразу (для розглянутих сигналів $S_2 = 0$ Вт):

$$S = \frac{S_1 + S_2}{2}, \quad (8)$$

де S_1 – потужність сигналу $s_1(t)$; S_2 – потужність сигналу $s_2(t)$;

Аналітичний вираз для залежності ймовірності спотворення двійкового символу від E_b/N_0 можна отримати виходячи з наступного.

Сигнальні компоненти a_1 і a_2 при обробленні сигналів $s_1(t)$ і $s_2(t)$, відповідно, визначається за такими виразами:

$$a_1 = \log_2 \sqrt{2\pi e(S_1 + N)}, \quad (9) \quad a_2 = \log_2 \sqrt{2\pi eN}. \quad (10)$$

З врахуванням того, що $S_1 = 2S$ і оскільки $S_2 = 0$, шляхом підстановки в (4) значень (9), (10) та (2), отримуємо:

$$P_b = Q\left(\frac{\log_2\left(1 + 2\frac{S}{N}\right)}{4\sigma_0}\right). \quad (11)$$

В свою чергу, для визначення σ_0 необхідно визначити дисперсію $\text{var}\{s^2_{r(t)}\}$ статистичної оцінки $s^2_{r(t)}$ дисперсії $\sigma^2_{r(t)}$ вхідного сигналу $r(t)$. Згідно [11]:

$$\text{var}\{s^2_{r(t)}\} = \frac{1}{n} \left(\mu_4 - \frac{n-3}{n-1} \sigma^4_{r(t)} \right). \quad (12)$$

Центральний момент нормально розподіленої величини визначається за виразом [15]:

$$\mu_w = \begin{cases} 0, & w - \text{не парне} \\ \frac{w!}{(w/2)!} \cdot \left(\frac{\sigma^2_{r(t)}}{2}\right)^{w/2}, & w - \text{парне} \end{cases} \quad (13)$$

Отже, центральний момент 4-го порядку: $\mu_4 = 3\sigma^4_{r(t)}$. (14)

Підставляючи (14) в (12) отримуємо: $\text{var}\{s^2_{r(t)}\} = \frac{2\sigma^4_{r(t)}}{n-1}$. (15)

Слід зауважити, що оцінка дисперсії $s^2_{r(t)}$ є випадковою величиною, що розподілена за χ^2 законом, однак при збільшенні n цей розподіл асимптотично наближається до нормального [16] і при $n \geq 30$ його можна вважати нормальним [17].

Оскільки оцінка $\hat{H}_{r(t)}$ ентропії вхідного сигналу пов'язана з оцінкою $s^2_{r(t)}$ його дисперсії детермінованою функцією (2), то для отримання дисперсії оцінки $\hat{H}_{r(t)}$ слід скористатись відомими формулами, які пов'язують щільність ймовірностей випадкової величини та функцію перетворення з числовими характеристиками (математичне сподівання та дисперсія) її перетворення [17, 18].

Як відомо, математичне сподівання оцінки $s^2_{r(t)}$ є $\sigma^2_{r(t)}$, дисперсія цієї оцінки визначається з (15). Вважаючи розподіл нормальним, щільність ймовірностей оцінки $s^2_{r(t)}$:

$$f(s^2_{r(t)}) = \frac{1}{\frac{2\sigma^4_{r(t)}}{n-1} \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left\{-\frac{(s^2_{r(t)} - \sigma^2_{r(t)})^2}{2 \cdot \left(\frac{2\sigma^4_{r(t)}}{n-1}\right)^2}\right\}. \quad (16)$$

Математичне сподівання оцінки $\hat{H}_{r(t)}$ згідно [17, 18] визначається наступним чином:

$$E\left\{\hat{H}_{r(t)}\right\} = \int_0^\infty \log_2 \sqrt{2\pi e s^2_{r(t)}} \cdot f(s^2_{r(t)}) ds^2_{r(t)}, \quad (17)$$

а її дисперсія, відповідно [18]:

$$\text{var}\left\{\hat{H}_{r(t)}\right\} = \int_0^\infty \left(\log_2 \sqrt{2\pi e s^2_{r(t)}}\right)^2 \cdot f(s^2_{r(t)}) ds^2_{r(t)} - \left(E\left\{\hat{H}_{r(t)}\right\}\right)^2, \quad (18)$$

і, таким чином, шукане СКВ: $\sigma_0 = \sqrt{\text{var}\left\{\hat{H}_{r(t)}\right\}}$. (19)

Очевидно, що обчислення σ_0 за (16)...(19) є суттєво ускладненим і практично можливим із застосуванням чисельних методів. Тому слід розглянути можливість отримання спрощеного наближеного виразу для σ_0 . Для спрощення, проведемо заміну логарифмічної функції (2) на її лінійну апроксимацію таким чином, щоб в точці яка відповідає математичному сподіванню оцінки $s^2_{r(t)}$ значення апроксимації та її першої похідної дорівнювали значенню логарифмічної функції (2) та її першій похідній відповідно. Для нормального закону розподілу така заміна не приводить до суттєвого спотворення дисперсії, оскільки з високою ймовірністю значення випадкової величини зосереджені у вузькому інтервалі (правило трьох сигм) у порівнянні з її областю значень. Перша похідна функції (2) визначається за наступним виразом:

$$\frac{d \hat{H}_{r(t)}}{ds^2_{r(t)}} = \left(\log_2 \sqrt{2\pi e s^2_{r(t)}} \right)' = \frac{0,5}{s^2_{r(t)} \cdot \ln 2} = \frac{0,721}{s^2_{r(t)}}. \quad (20)$$

В точці, що відповідає математичному сподіванню $E\{s^2_{r(t)}\} = \sigma^2_{r(t)}$ оцінки $s^2_{r(t)}$, значення похідної складає $0,721/\sigma^2_{r(t)}$. Враховуючи лінійність перетворення отримуємо вираз для σ_0 :

$$\sigma_0 \approx \sqrt{\frac{2\sigma^4_{r(t)}}{(n-1)}} \cdot \frac{0,721}{\sigma^2_{r(t)}} \approx \frac{1,02}{\sqrt{n-1}}. \quad (21)$$

На рис. 1 подано значення σ_0 , обчислене за допомогою (21), а також результати моделювання в обчислювальному експерименті. Як можна побачити, результати моделювання практично збігаються з отриманими теоретичними результатами.

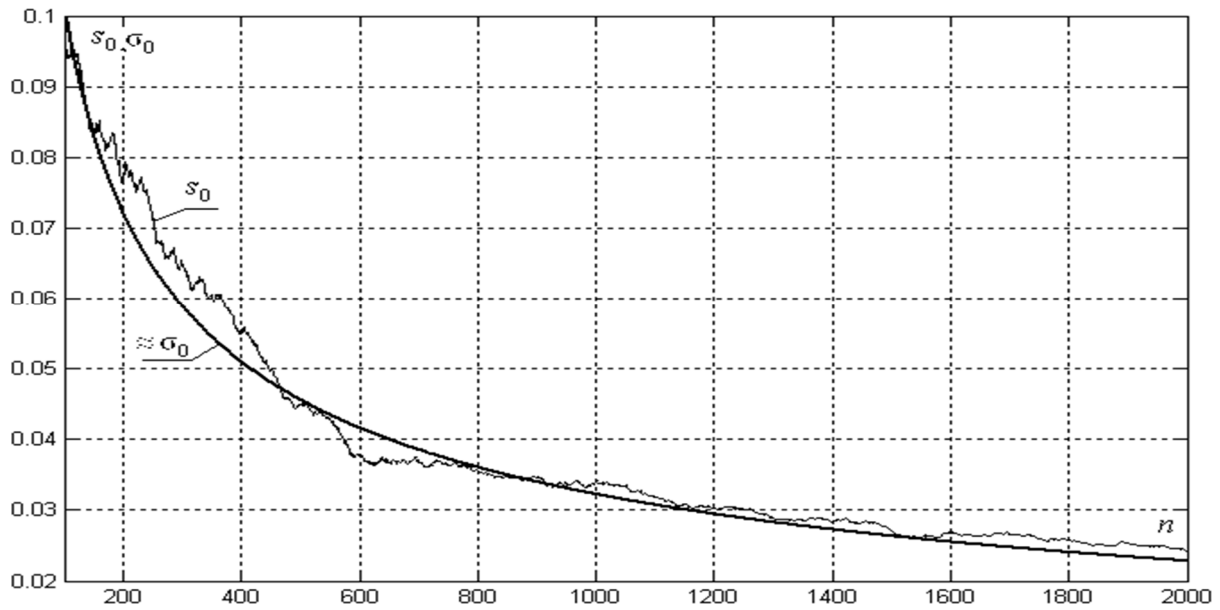


Рис. 1. Значення σ_0 в залежності від розміру вибірки

Основні результати досліджень. Таким чином, підставляючи (21) в (11), наближена формула для ймовірності спотворення двійкового символу має наступний вигляд:

$$P_b \approx Q \left(0,245 \cdot \log_2 \left(1 + 2 \frac{S}{N} \right) \cdot \sqrt{n-1} \right). \quad (22)$$

Для даного методу, кількість відліків протягом символного інтервалу пов'язана з тривалістю символного інтервалу і швидкістю обміну даними при заданій частоті дискретизації. Отже, при заданій ширині частотного спектру W , кількість відліків прямо пов'язана з базою сигналу. Оскільки $T = n/f_s$ і $f_s = 2W$ (дискретизація за Найквістом), то

$$R = \frac{1}{T} = \frac{2W}{n}, \quad (23) \quad B = \frac{W}{R} = \frac{n}{2}. \quad (24)$$

Підставляючи (24) в (7) отримуємо наступні вирази для зв'язку E_b/N_0 та S/N :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \cdot \frac{n}{2}, \quad (25) \quad \frac{S}{N} = \frac{2E_b}{N_0 n}. \quad (26)$$

Підставляючи (26) в (22) отримаємо залежність P_b від E_b/N_0 :

$$P_b \approx Q \left(0,245 \cdot \log_2 \left(1 + \frac{4E_b}{N_0 n} \right) \cdot \sqrt{n-1} \right). \quad (27)$$

З виразу (27) встановлено, що для даного методу значення кількості відліків у вибірці (а отже і бази сигналів) істотно впливає на ймовірність помилки при заданому відношенні E_b/N_0 , що пояснюється залежністю потужності завади в точці ухвалення рішень від кількості відліків у вибірці. Крім того, встановлено, що залежність аргументу гаусового інтегралу помилок від n не є монотонною. Для встановлення оптимального розміру вибірки знайдено значення n , яке максимізує аргумент гаусового інтегралу помилок в (27) при постійному E_b/N_0 (в даному випадку обрано величину 20 дБ з практичних міркувань). Встановлено, що в таких умовах цей максимум (а отже і мінімум ймовірності помилки), досягається при $n=105$, що при обраній частоті дискретизації відповідає базі сигналу близько 17 дБ, тривалості символного інтервалу 2,08(3) мс та швидкості обміну даними 480 біт/с. На основі отриманих залежностей побудовано криву завадостійкості для розробленого методу. На рис. 2 її подано для бази сигналу 17 дБ (крива 2).

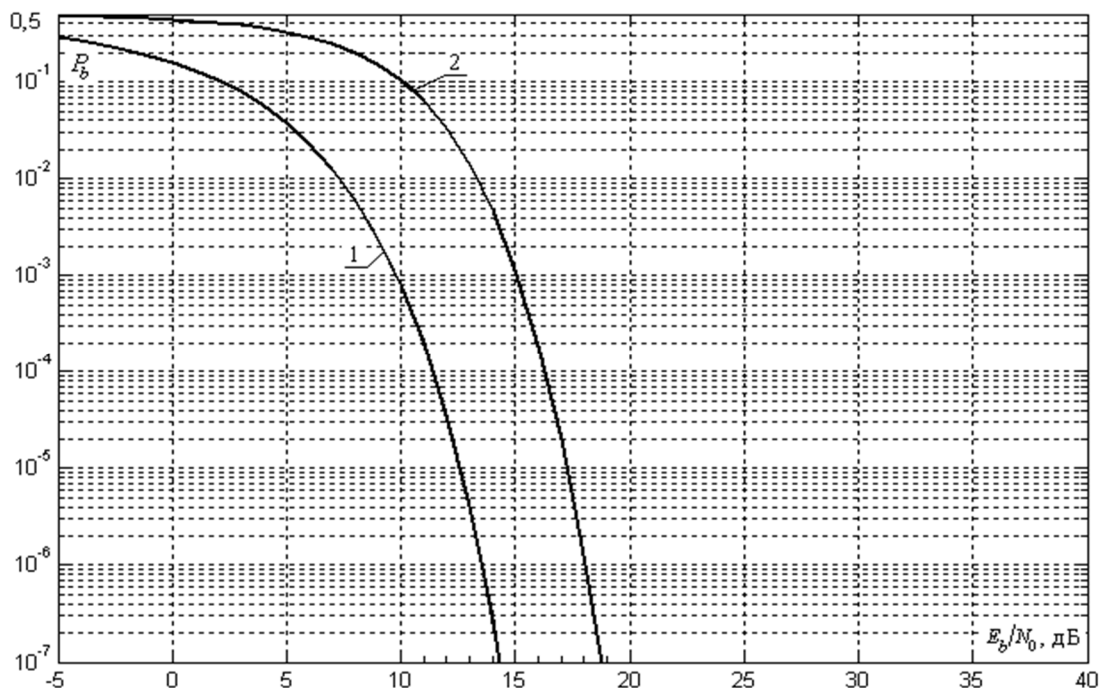


Рис. 2. Залежність ймовірності спотворення двійкового символу P_b від відношення E_b/N_0 :

1 – оптимальне оброблення ортогональних сигналів, 2 – завадостійкість методу передачі сигналів з керованою ентропією ($W/R = 17$ дБ)

Побудова залежності P_b від E_b/N_0 проведено шляхом розрахунку P_b згідно (27) зі змінним відношенням E_b/N_0 при фіксованому значенні бази сигналу W/R . Також проведено імітаційне моделювання, при якому отримані оцінки згідно (6), результати якого практично збіглися з теоретичними.

Для порівняння, на рис. 2 також наведено характеристику завадостійкості для оптимального опрацювання ортогональних сигналів (крива 1), наприклад, FSK-FHSS. Ймовірність спотворення двійкового символу для цього випадку визначається згідно [3] за наступним виразом:

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right). \quad (28)$$

Як можна побачити, розроблений метод за завадостійкістю наближається до оптимального кореляційного оброблення ортогональних сигналів з різницею, яка не перевищує 4,5 дБ, при ймовірності помилок на рівні 10^{-6} .

Висновки. Завадостійкість методу обміну даними широкосмуговими сигналами з керованою ентропією є нижчою від теоретичної завадостійкості оптимального кореляційного оброблення ортогональних сигналів, проте реалізація апаратної частини приймально-передавального обладнання є значно простішою, а часова складність демодуляції є значно меншою, що дозволяє за однаковий проміжок часу обробляти сигнали з більшою базою, і тим самим суттєво покращити завадостійкість. Однією з позитивних властивостей способу є також збереження працездатності за низьких відношень сигнал/завада.

Перспективи подальших досліджень. Основними напрямками подальшого дослідження є вдосконалення процедури оцінювання ентропії, з метою мінімізації помилки, пошук типів сигналів, які забезпечують вищу ефективність демодуляції, розробка ефективних способів демодуляції, реалізація способів ефективної бітової синхронізації тощо.

Література

1. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Варакин Л. Е. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
2. Прокис Дж. Цифровая связь / Прокис Дж.: под ред. Д. Д. Кловского ; пер. с англ. – М.: Радио и связь, 2000. – 598 с.
3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Скляр Бернард : пер. с англ. – М.: Издательский дом "Вильямс", 2003. – 1004 с. :
4. Terrence W. Barrett. History of Ultra-WideBand (UWB) Radar & Communications: Pioneers and Innovators. Progress in Electromagnetics Symposium (PIERS 2000). – Cambridge, Massachusetts, 2000, July.
5. Бельский Ю. Л. Передача информации с помощью детерминированного хаоса / Бельский Ю. Л., Дмитриев А. С. // Радиотехника и электроника. – 1993. – Т. 38, № 7. – С. 1310-1315.
6. Козленко М. І. Формування та обробка широкосмугових сигналів на основі випадкових процесів зі змінною ентропією розподілу імовірностей станів / Козленко М. І., Мельничук С. І. // Наукові вісті інституту менеджменту та економіки "Галицька академія". – 2006. – № 1(9). – С. 28 – 31.
7. Пат. 81017 Україна, МПК(2006) H04B 1/69. Спосіб передавання та приймання інформації / Мельничук С. І., Козленко М. І. (Україна). – заявка № а 2005 08893; заявл. 19.09.2005; опубл. 26.11.2007. – Бюл. № 19.
8. Мельничук С. І. Дослідження впливу шумів каналу при передаванні даних способом зміни ентропії розподілу ймовірностей станів / Мельничук С. І., Козленко М. І. // Автоматизація виробничих процесів у машинобудуванні та приладобудуванні. – 2006. – № 40. – С. 163-166.
9. Козленко М. І. Дослідження ефективності використання частотного ресурсу при формуванні широкосмугових сигналів / Козленко М. І. // Наукові вісті. Приватний вищий навчальний заклад "Галицька академія". – 2010. – № 1(17). – С. 32-37.
10. Козленко М. І. Вплив часової форми випадкових сигналів з керованою ентропією на якість обміну даними в автоматизованих системах керування та розподілених комп'ютерних системах / Козленко М. І. // Вісник Східноукраїнського національного університету імені Володимира Даля. – 2012. – № 8(179). – С. 56-62.
11. Корн Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Корн Г., Корн Т. – М. : Наука, 1977. – 832 с.

12. Радиоприемные устройства: учеб. пособие для радиотехнич. спец. вузов / Давыдов Ю. Т., Данич Ю. С., Жуковский А. П. и др.; под ред. Жуковского А. – М.: Высш. шк., 1989. – 342 с.

13. Теория электрической связи: учебник для вузов / А. Г. Зюко, Д. Д. Кловский, В. И. Коржик, М. В. Назаров ; под ред. Д. Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 1999. – 432 с.

14. Козленко М. І. Дослідження завадостійкості способу передавання та приймання інформації на основі широкосмугових сигналів зі змінною ентропією для дискретних повідомлень / Козленко М. І., Мельничук С. І. // Електроніка та зв'язок. – 2007. – № 2(37). – С. 82-92.

15. Волковец А. И. Теория вероятностей и математическая статистика: практикум для студ. всех спец. БГУИР дневной формы обучения / А. И. Волковец, А. Б. Гуринович. – Мн.: БГУИР, 2003. – 68 с.

16. Козлов М. В. Введение в математическую статистику / М. В. Козлов, А. В. Прохоров. – М.: изд-во МГУ, 1987. – 264 с.

17. Письменный Д. Т. Конспект лекций по теории вероятностей и математической статистике / Д. Т. Письменный. – М.: Айрис-пресс, 2004. – 256 с.

18. Барковський В. В. Теорія ймовірностей та математична статистика / В. В. Барковський, Н. В. Барковська, О. К. Лопатін. – Київ: ЦУЛ, 2002. – 448 с.

УДК 681.3 050 470 04 99

Турупалов В. В., к.т.н. (*Донецкий национальный технический университет*)

НАДЕЖНОСТЬ ПРОМЫШЛЕННЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ

Турупалов В. В. Надійність промислових телекомунікаційних мереж. У статті розглянуті питання вибору топології технологічної мережі за критерієм надійності. Розглянуто приклад реалізації комплексу технологічного зв'язку «Талнах», визначені його переваги і недоліки.

Ключові слова: ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНА МЕРЕЖА, НАДІЙНІСТЬ, ТОПОЛОГІЯ, ТАЛНАХ

Турупалов В. В. Надежность промышленных телекоммуникационных сетей. В статье рассмотрены вопросы выбора топологии технологической сети по критерию надежности. Рассмотрен пример реализации комплекса технологической связи «Талнах», определены его достоинства и недостатки.

Ключевые слова: ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННАЯ СЕТЬ, НАДЕЖНОСТЬ, ТОПОЛОГИЯ, ТАЛНАХ

Turupalov V. V. Reliability of industrial telecommunications networks. In the article the author considers the problem of topology network on the criterion of reliability. In the article detailed description of each process functions.

Keywords: TELECOMMUNICATION NETWORK, RELIABILITY, TOPOLOGY, TALNACH

Актуальность проблемы. Технологические сети связи предназначены для обеспечения производственной деятельности организаций, управления технологическими процессами в производстве. Технологии и средства связи, применяемые для создания технологических сетей связи, а также принципы их построения устанавливаются в зависимости от области их использования (в шахтах, на объектах железных и автодорог, газо- и нефтепроводов, электроэнергетики, банков и центров обработки данных и т.п.). От корректного функционирования этих сетей зависит не только жизнеобеспечение людей, но и множество других параметров, именно это обуславливает необходимость обеспечения максимально возможной надежности.

Постановка задачи. При проектировании сети технологической связи необходимо провести расчеты надежности, как сети в целом, так и каждого элемента отдельно. Под