

ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ В РОЗПОДІЛЕНИХ КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМАХ

Під час передавання інформації в розподілених комп'ютерних системах при складних умовах зв'язку виникає задача вибору корегувальної здатності коду і швидкості передавання. Отримані результати дозволяють визначити оптимальне співвідношення між цими параметрами.

By transfer of the information in the allocated computer systems under difficult conditions of connection there is a task of a choice of adjusting ability of a code and speed of transfer. The received results enable to determine an optimum ratio between these parameters.

Ключові слова: передавання інформації, швидкість передавання, кодування.

Вступ. Під час підготовки до передавання інформації виникає проблема вибору параметрів, які забезпечували б оптимальність процесу передавання інформації. В першу чергу, це стосується швидкості передавання та корегувальної здатності коду. Відомі методики [1] характеризуються тим, що вони призначені для вибору типу коду і не дозволяють чітко визначити його параметри. В іншому випадку передбачається вибір коду лише для одного конкретного виду модуляції [2]. Крім цього, вони не враховують динаміку змін параметрів самого каналу зв'язку, які вважаються квазістатичними. Це може бути справедливим лише для обмеженого проміжку часу (одного сеансу передавання), але для кожного з них параметри необхідно корегувати.

Постановка задачі. Метою статті є отримання співвідношень, які пов'язували б параметри передавання з параметрами каналу зв'язку і таким чином дозволяли б адаптивно вибирати параметри обміну даними з урахуванням реальних умов.

Результати дослідження. Сучасні системи передавання інформації передбачають її подання в комп'ютерному форматі, а найбільш поширеним типом каналу є симетричний двійковий канал без пам'яті. Обмін інформацією може здійснюватися байтами або блоками по $k_{\text{бл}}$ інформаційних байтів в кожному. Кожна кодова комбінація містить k інформаційних та m контрольних символів ($n = k + m$). Наявність зворотного зв'язку між приймачем та передавачем передбачає передавання спеціальних сигналів після надходження кожного блока щодо правильності або неправильності його приймання. Імовірність правильного приймання однієї кодової комбінації становить $p_{\text{пр}}$. Властивості симетричного каналу без пам'яті передбачають, що помилки будуть незалежними, а імовірності $p_{\text{пр},i}$ для кожного i -го блока не будуть залежати від попередніх передач. Таким чином, безпомилкове приймання одного блока визначається:

$$p_{\text{пр},i}(j_{\text{бл},i}) = (1 - p_{\text{пр}})^{j_{\text{бл},i}-1} \cdot p_{\text{пр}}, \quad (1)$$

де $j_{\text{бл},i}$ – кількість повторів до правильного приймання i -го блока.

Тривалість передавання блока можна визначити як:

$$t_{\text{сер.бл}} = \frac{j_{\text{сер}} \cdot n}{v}, \quad (2)$$

де v – фізична швидкість передавання.

Середній час, витрачений на весь сеанс передавання, дорівнює:

$$t_{\text{сер}} = t_{\text{сер.бл}} \cdot n_{\text{бл}} = \frac{j_{\text{сер}} \cdot n}{v} \cdot n_{\text{бл}}, \quad (3)$$

Ефективна швидкість передавання може бути визначена як:

$$r = \frac{L/T_{\text{пер}}}{v} = \frac{v \cdot L}{v \cdot j_{\text{сер}} \cdot n \cdot n_{\text{бл}}} = \frac{v \cdot p_{\text{бл}} \cdot L}{v \cdot n \cdot L/k} = p_{\text{пр.бл}} \cdot \frac{k}{n}, \quad (4)$$

з урахуванням того, що $p_{\text{пр.бл}} = 1/j_{\text{сер}}$.

Імовірність того, що кодова комбінація з n символів буде прийнята без помилок (їх кількість не перевищить потенційної здатності коду s_n), підпорядковується біноміальному закону розподілу і може бути визначена через бета-функції [3]:

$$p_{\text{пр.бл}} = \sum_{j=0}^{s_n} C_n^j \cdot p^j \cdot (1-p)^{n-j}, \quad (5)$$

де p – імовірність помилки на один символ.

$$p_{\text{пр.бл}} = \frac{B_q(n - s_n, s_n + 1)}{B(n - s_n, s_n + 1)}, \quad (6)$$

$$\text{де } B_q(x, y) = \int_0^q z^{x-1} (1-z)^{y-1} dz;$$

$$B(x, y) = \int_0^1 z^{x-1} (1-z)^{y-1} dz.$$

Для кожного p та $q = 1 - p$ ефективна швидкість передавання може бути визначена з урахуванням (6). Разом з тим, для отримання ефективної швидкості передавання для всіх можливих значень p , необхідно здійснити інтегрування функції $r(k, n, p)$ по зоні визначення p з вагою $\varphi(p)$:

$$r(k, n, p) = \frac{k}{n} \int_p \varphi(p) \cdot p_{np} \cdot \delta_l dp, \quad (7)$$

$$r(k, n, p) = \frac{k}{n} \cdot \int_p \varphi(p) \frac{\int_0^q z^{n-s_n-1} (1-z)^{s_n} dz}{\int_0^1 z^{n-s_n-1} (1-z)^{s_n} dz} dp, \quad (8)$$

$$r(k, n, p) = \frac{r_1}{r_2}, \quad (9)$$

$$\text{де } r_1 = \frac{k}{n} \int_0^1 \varphi(p) \int_0^q z^{n-s_n-1} (1-z)^{s_n} dz dp;$$

$$r_2 = B(n - s_n, s_n + 1).$$

Для пошуку оптимальних значень k та n , які визначають оптимальне значення $r(k, n, p)$ залежно від p , необхідно визначити окремі похідні $\frac{\partial r(k, n, p)}{\partial n}$ та $\frac{\partial r(k, n, p)}{\partial k}$ і прирівняти їх до нуля. З урахуванням (9) можна записати:

$$\frac{\partial r(k, n, p)}{\partial n} = \frac{r_2 \cdot \frac{\partial r_1}{\partial n} - r_1 \cdot \frac{\partial r_2}{\partial n}}{r_2^2};$$

$$\frac{\partial r(k, n, p)}{\partial k} = \frac{r_2 \cdot \frac{\partial r_1}{\partial k} - r_1 \cdot \frac{\partial r_2}{\partial k}}{r_2^2}.$$

Для визначення окремих похідних $\frac{\partial r_1}{\partial n}$, $\frac{\partial r_2}{\partial n}$, $\frac{\partial r_1}{\partial k}$ та $\frac{\partial r_2}{\partial k}$ доцільно спочатку визначити окремі похідні від повної та неповної бета-функцій.

Кінцева система рівнянь може бути записана у вигляді:

$$\begin{cases} B(1) \int_0^1 \varphi(p) \left(\frac{\partial s_n}{\partial n} \zeta_1(q) + \left(1 - \frac{\partial s_n}{\partial n} \right) \zeta_2(q) + \frac{1}{n} B(q) \right) = \\ = \left(\frac{\partial s_n}{\partial n} \zeta_1(1) + \left(1 - \frac{\partial s_n}{\partial n} \right) \zeta_2(1) \right) \int_0^1 \varphi(p) B(q) dp \\ B(1) \frac{k}{n} \int_0^1 \varphi(p) \left(\frac{ds_n}{\partial k} \zeta_1(q) - \frac{ds_n}{\partial k} \zeta_2(q) + \frac{1}{k} B(q) \right) dp = \\ = \frac{ds_n}{\partial k} (\zeta_1(1) - \zeta_2(1)) \int_0^1 \varphi(p) B(q) dp \end{cases}, \quad (10)$$

$$\text{де } \zeta_1(q) = \int_0^q \ln(1-z) \cdot z^{n-s_n-1} \cdot (1-z)^{s_n} dz, \quad (11)$$

$$\zeta_2(q) = \int_0^q \ln z \cdot z^{n-s_n-1} \cdot (1-z)^{s_n} dz, \quad (12)$$

$$B(q) = \int_0^q z^{n-s_n-1} \cdot (1-z)^{s_n} dz. \quad (13)$$

Результати розрахунків за системою (10) суттєво залежать від вагової функції $\varphi(p)$. З урахуванням поставленої задачі доцільно перейти від імовірності помилки на один символ p до співвідношення сигнал/шум h , з урахуванням того, що вони пов'язані між собою співвідношенням $p = f(h)$. Тоді останні співвідношення можна подати у вигляді:

$$\zeta_1(q) = \int_0^{f^{-1}(q)} \ln(1-z) \cdot z^{n-s_n-1} \cdot (1-z)^{s_n} dz, \quad (14)$$

$$\zeta_2(q) = \int_0^{f^{-1}(q)} \ln z \cdot z^{n-s_n-1} \cdot (1-z)^{s_n} dz, \quad (15)$$

$$B(q) = \int_0^{f^{-1}(q)} z^{n-s_n-1} \cdot (1-z)^{s_n} dz. \quad (16)$$

$$\left\{ \begin{aligned} & B(1) \int_0^\infty \varphi_1(h) \left(\frac{\partial s_n}{\partial n} \zeta_1(1-f(h)) + \left(1 - \frac{\partial s_n}{\partial n} \right) \zeta_2(1-f(h)) + \frac{1}{n} B(1-f(h)) \right) = \\ & = \left(\frac{\partial s_n}{\partial n} \zeta_1(1) + \left(1 - \frac{\partial s_n}{\partial n} \right) \zeta_2(1) \right) \int_0^\infty \varphi_1(h) B(1-f(h)) dh \\ & B(1) \frac{k}{n} \int_0^\infty \varphi_1(1-f(h)) \left(\frac{ds_n}{\partial k} \zeta_1(1-f(h)) - \frac{ds_n}{\partial k} \zeta_2(1-f(h)) + \frac{1}{k} B(1-f(h)) \right) dh = \\ & = \frac{ds_n}{\partial k} (\zeta_1(1) - \zeta_2(1)) \int_0^\infty \varphi_1(h) B(1-f(h)) dh \end{aligned} \right. \quad (17)$$

У статті [4] показано, що до вагової функції $\varphi_1(h)$, яка будується за допомогою апроксимації результатів статистичних випробувань каналу зв'язку, для реальних умов обмежень не робиться. Її поведінка на множині значень може бути довільною і вибирається з евристичних міркувань. Таким чином, велику роль відіграє вибір алгоритму такої апроксимації.

Імовірності помилок в каналі зв'язку розраховується за формулами Котельникова і для симетричного каналу складають:

$$p = V\left(\frac{h}{2}\right), \quad (18)$$

де $V(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{z^2}{2}} dz$ – інтеграл імовірності.

Це пов'язано з тим, що миттєве значення напруги флуктуаційної завади є неперервною випадковою величиною, густина імовірності якої підпорядковується закону нормального розподілення Гауса.

З урахуванням використання для апроксимації вейвлет-функцій, для формування вагової функції $\varphi_1(h)$ доцільно використати сімейство гаусівських вейвлетів, функції якого є похідними гаусівської експоненти.

$$g_n(x) = (-1)^{n+1} \frac{d^n}{dx^n} e^{-\frac{x^2}{2}}. \quad (19)$$

Нормувальний коефіцієнт сімейства має значення $C_{g_n} = 2\pi(n-1)!$, $0 < n < \infty$. Це сімейство називають ще вейвлетами з нульовими моментами тому, що перші $n-1$ моментів функцій $g_n(x)$ дорівнюють нулю:

$$\int_{-\infty}^{\infty} x^m g_n(x) dx = 0 \quad \forall m, 0 \leq m < n, n \in N. \quad (20)$$

Докладно властивості гаусівських вейвлет-функцій розглянуті в літературі [5].

Висновки. Таким чином, отримані системи рівнянь пов'язують параметри передавання з параметрами каналу зв'язку, що дозволяє адаптивно вибирати параметри обміну даними з урахуванням реальних умов. В свою чергу, це створює можливості для побудови адаптивних алгоритмів обміну даними.

Література

1. Грицьк В. В. Оценка качества передачи информации / В. В. Грицьк, В. Н. Михайловський. – К.: Наукова думка, 1973. – 180 с.
2. Назаров Л. Е. Алгоритмы итеративного приёма сигнально-кодовых конструкций типа “турбокоды” с частотной эффективностью большей 2 бит/сек/Гц [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.autex.spb.ru>
3. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Левин Б. Р. – М.: Советское радио, 1974. – 552 с.
4. Чикин А. В. Способ нахождения оптимальных по критерию “эффективная скорость передачи информации” параметров блочного кода в двоично-симметричном канале без памяти / А. В. Чикин // Труды МАИ: электронный журнал [Електронний ресурс]. – Режим доступу: http://www.mai.ru/projects/mai_works/articles/num9/article7
5. Переберин А.В. О систематизации вейвлет-преобразований // Вычислительные методы и программирование. – 2001. – Т. 2. – С. 15 – 40.

Надійшла 4.11.2010 р.

УДК 681.3

В.Ю. ТІТОВА

Хмельницький національний університет

ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК НАДІЙНОСТІ АПАРАТНИХ РЕАЛІЗАЦІЙ ШТУЧНИХ НЕЙРОННИХ МЕРЕЖ

У статті розглянуто переваги та недоліки використання різної елементної бази для апаратної реалізації штучних нейронних мереж з точки зору їх впливу на підвищення відмовостійкості та надійності нейрокомп'ютерів.

The article reviews the advantages and disadvantages of using different element base for hardware implementation of artificial neural networks in terms of their influence to increase reliability and safety neurocomputers.

Ключові слова: нейрокомп'ютери, аналогові НВІС, гібридні НВІС, систолічні процесори, сигнальні процесори, нейросигнальні процесори, ПЛІС, відмовостійкість, надійність.

Вступ

На сьогоднішній день більшість способів практичної реалізації штучних нейронних мереж (ШНМ) обмежуються лише програмним моделюванням у середовищах таких програмних засобів, як Matlab, NeuroPro та інші. Однак, все актуальнішими стають саме апаратні реалізації нейромереж, які впроваджуються у побутову техніку, комп'ютерні системи діагностування, контролю, керування і т.і.

Статтю присвячено дослідженню характеристик надійності існуючої елементної бази для апаратної реалізації ШНМ.

Постановка задачі

Аналіз основних тенденцій та перспективних напрямів побудови нейрокомп'ютерів показує, що різні апаратні реалізації мають різні характеристики, що впливають на надійність. Підвищення відмовостійкості та надійності нейрокомп'ютерів може бути досягнуто шляхом:

- зменшення розмірів елементної бази та, як наслідок, енергоспоживання апаратних засобів;
- поєднання апаратних засобів з відповідним програмним забезпеченням [1].

Аналіз апаратних реалізацій ШНМ

Нейромережні апаратні рішення впроваджують у свої продукти такі відомі фірми, як Siemens, Intel, Phillips Research, 3M Laboratories і багато інших [2]. Існує багато різноманітних апаратних реалізацій нейромережних архітектур [3]. На сьогоднішній день їх можна класифікувати наступним чином (рис. 1).

Аналогова архітектура. Нейрони в аналогових надвеликих інтегральних схемах (НВІС) являють собою пороги підсилювачі з сигмовидною передавальною функцією. Посилення передавальної функції визначає чутливість нейрона і в граничному випадку переводить нейрон з аналогового стану в стан,