

УДК 681.3

А.Я. Кулик, д-р техн. наук, проф.,
Ю.Ю. Іванов, магістрантВінницький національний технічний університет, Україна
ran12345@mail.ru, kulyk@inaeksu.vntu.edu.ua, YuraII@yandex.ru

Концепція роботи систем мобільного зв'язку 3G із застосуванням алгебри логарифма функції правдоподібності для алгоритму декодування Bi-SOVA

Розглядаються питання, пов'язані з сучасними методами оброблення інформації. Виконано аналіз концепції роботи мобільних систем 3-го покоління та показано методу використання математичного апарату алгебри логарифма функції правдоподібності для N статистично незалежних інформаційних бітів у точному вигляді та в апроксимованому. Проведене моделювання ефективності роботи алгоритму Bi-SOVA для турбо-кодів у системі 3G.

Ключові слова: турбо-код, завадостійке кодування, система мобільного зв'язку 3G, алгебра логарифма функції правдоподібності, алгоритм Bi-SOVA, ймовірність помилки на біт інформації, канал з адитивним білим гаусівським шумом.

Вступ

Протягом усього життя та діяльності людини її супроводжують інформаційні процеси. Постійно здійснюється осмислення отриманої інформації, фактично оброблення на рівні вищої нервової діяльності з метою прийняття відповідних рішень. Очевидно, що в час новітніх технологій, інформація стала об'єктом автоматизованого оброблення.

Процес передавання даних в інформаційних системах чутливий до помилок, оскільки будь-яка помилка суттєво порушує обчислення. Для боротьби із завадами в системах передавання даних на всіх етапах оброблення інформації (збирання, введення, записування, перетворення, зчитування, зберігання, знищення, реєстрація), які здійснюються за допомогою технічних і програмних засобів, включаючи обмін по каналах передавання даних, застосовується завадостійке кодування [1].

Турбо-код, розроблений в 1993 р., є потужним методом виправлення помилок, який має перевагу в тому, що дозволяє забезпечити надійний зв'язок з ефективністю дуже близькою до теоретичної межі Клода Шенона. Саме тому турбо-коди застосовують для кодування інформаційних повідомлень великого обсягу та їх передавання на високій швидкості з великою завадостійкістю [2].

Турбо-кодування використовується на практиці в космічних та мобільних супутникових комунікаціях (наприклад, стандарти DVB-S, DVB-RCS, W-CDMA, CDMA2000, IEEE P1901), цифровому телебаченні (ViaSat, HDTV) [3].

Турбо-код удосконалюється у напрямі підвищення швидкості та надійності передавання

даних, що безперечно робить його застосування перспективним. Отже, дослідження систем із застосуванням турбо-кодів актуальні.

Постановка проблеми

Удосконалення алгоритмів роботи з турбо-кодом та розробка нових методик його реалізації, приймання та формування з використанням обчислювальної потужності технічних пристроїв, а також дослідження ймовірнісно-енергетичних характеристик процесу передавання інформації з використанням технічних засобів є актуальними теоретичними та прикладними проблемами [1, 4].

Постановка задачі

Під час роботи з розглянутим кодом виникає проблема його декодування, а відповідно, і реалізації цієї процедури [1]. Для декодування турбо-кодів можна використовувати декілька методів. Достатньо простим та ефективним є алгоритм Вітербі з "м'яким" виходом (Soft-Output Viterbi Algorithm – SOVA) [5]. Покращити роботу даного алгоритму може більш потужний модифікований двонаправлений алгоритм Вітербі (Bi-Directional Soft-Output Viterbi Algorithm – Bi-SOVA) [6].

Задачі, які розв'язуються в даній роботі:

— аналіз концепції роботи систем мобільного зв'язку 3-го покоління;

— узагальнення та формалізація понять математичного апарату алгебри логарифма функції правдоподібності для роботи з турбо-кодами в стандарті 3G;

— визначення особливостей та методики реалізації алгоритму декодування Bi-SOVA.

Метою роботи є дослідження залежності ймовірності помилки на біт інформації (Bit Error Rate – BER) від порогового відношення сигнал / шум (Signal to Noise Ratio – SNR) для алгоритму Bi-SOVA на певній кількості ітерацій декодування турбо-коду в системі 3G.

Аналіз останніх досліджень

Турбо-код — каскадний блоковий систематичний код, який може виправляти помилки, що виникають під час передавання інформації в каналі зв'язку з шумами [2]. Використання турбо-кодування дозволяє підвищити завадостійкість приймання сигналів при співвідношенні сигнал/шум на 1-3 дБ менше від нормативного залежно від типу сигналів, швидкості, виду кодування, якості каналу зв'язку. Порогові значення у турбо-кодів лежать на 2-3 дБ нижче, ніж у системах, що використовують декодування за алгоритмом Вітербі або Рідом-Соломоном. Аналогом даного коду є каскадний код, який запропонував у 1966 році Форні.

Серед усіх практично використовуваних сучасних методів корекції помилок, турбо-коди і коди з низькою щільністю перевірок на парність (Low-Density Parity-Check Code — LDPC) найближче підходять до межі теоретичної межі максимальної пропускної здатності зашумленого каналу [1].

Турбо-коди дозволяють збільшити швидкість передавання інформації, не вимагаючи збільшення потужності передавача. Також вони можуть бути використані для зменшення необхідної потужності при передаванні із заданою швидкістю [1, 5].

Важлива перевага турбо-кодів — незалежність складності декодування від довжини інформаційного блоку, що дозволяє знизити ймовірність помилки декодування шляхом збільшення його довжини [3].

Суттєвим недоліком турбо-кодів є відносно висока складність декодування і велика затримка, які іноді роблять їх використання недоцільним. Даний код затверджений у стандарті супутникового зв'язку DVB-RCS, в якому пропонується прямий канал, що забезпечує швидкість передавання даних до 110 Мбіт/с, і зворотний канал на основі режиму з використанням багаточастотного доступу з розподілом за часом, що передбачає швидкість до 8 Мбіт/с. Перспективне застосування даного коду в бездротових атмосферних оптичних лініях зв'язку для покращення характеристик систем, компенсації втрат і шумів на лінії [1].

Ще одним недоліком турбо-кодів (рис. 1) є порівняно невелика кодова відстань. Це призводить до того, що хоча при великій вхідній

ймовірності помилки ефективність турбо-коду висока, при малій вхідній ймовірності помилки ефективність турбо-коду обмежена [1].

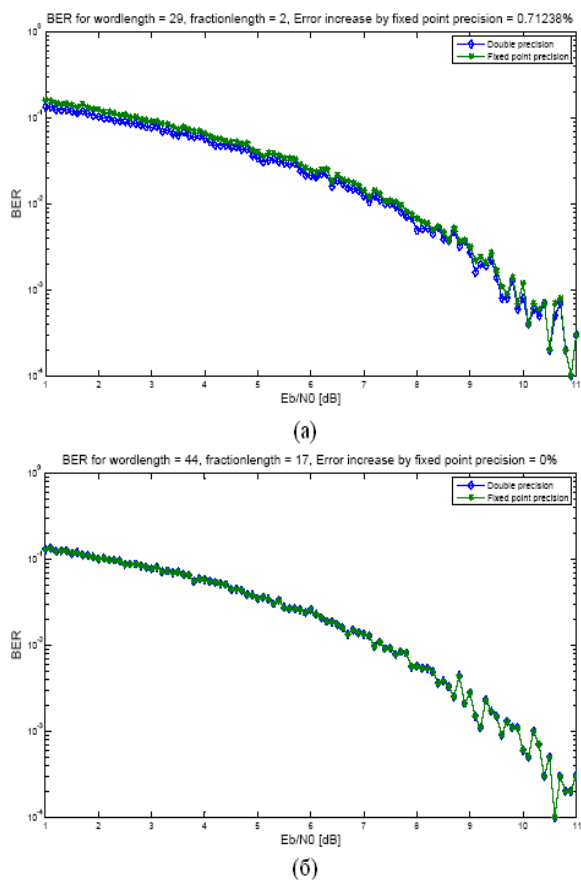


Рисунок 1 – Моделювання BER та відношення енергії біта (E_b) до спектральної щільності потужності шуму (N_0) для турбо-коду:
(а) довжина слова 44 біта,
(б) довжина слова 29 бітів

Складність використовуваних алгоритмів для роботи з турбо-кодами, а також явна недостатність програмного забезпечення вільного розповсюдження перешкоджають впровадженню розглянутих кодів, хоча в даний час багато систем використовують саме їх [5 – 7].

Компанія Advanced Hardware Architectures – світовий лідер у розробці мікросхем для блокових кодів-добутків (БКД), які розроблялися разом з Efficient Channel Coding, яка працювала над простими високоефективними алгоритмами декодування. Практичного поширення набули алгоритми декодування SOVA (алгоритм Вітербі з "м'яким" виходом), MAP (алгоритм декодування по максимуму апостеріорної ймовірності) та модифікації для зниження обчислювальної складності (log-MAP, max-log-MAP) [5, 8 – 10]. Мікросхеми, які реалізують ці алгоритми, створені Advanced Hardware Architectures. Виділяються кодери АНА4501, АНА4540, які дозволяють працювати з дво- та тривимірними

БКД довжиною до 4096 бітів зі швидкістю 36 Мбіт/с та довжиною 16384 бітів зі швидкістю 155 Мбіт/с відповідно [3, 7, 11].

Концепція роботи систем мобільного зв'язку 3-го покоління

Концепція систем 3-го покоління полягає у створенні умов для надання послуг мультимедіа, включаючи високошвидкісне передавання інформації, відео, звуку, факсимільних повідомлень і даних будь-якому абоненту за допомогою мобільного терміналу (табл. 1). Вартість послуг повинна бути мінімальною, мати прийнятну якість і рівень безпеки.

Набір послуг систем 3-ого покоління: голосовий зв'язок (голосова пошта), низькошвидкісний обмін даними (SMS, визначення місцезнаходження абонента), інтерактивний обмін даними (відеотелефонний зв'язок, передавання зображень та великого обсягу інформації), асиметричне передавання мультимедіа даних (робота в мережах Internet та інтрамережах).

Необхідно забезпечити визначені значення швидкості передавання для різних ступенів мобільності абонента у залежності від величини зони покриття:

— до 2048 Кбіт/с при низькій мобільності абонента і локальній зоні покриття;

— до 144 Кбіт/с при високій мобільності абонента (швидкість до 120 км/год) і широкій зоні покриття;

— до 64 (144) Кбіт/с при глобальному покритті (супутниковий зв'язок).

Архітектура таких систем включає два основні елементи: мережну інфраструктуру (Access Network), магістральні базові мережі (Core Network). Така структура забезпечує можливість нарощування інфраструктури шляхом послідовної модифікації складових елементів [12].

Турбо-коди знайшли широке застосування в мобільних системах зв'язку третього покоління. Наприклад, мережі 3G працюють на частотах дециметрового діапазону, зазвичай, в діапазоні близько 2 ГГц, передаючи дані зі швидкістю до 3,6 Мбіт/с. Вони дозволяють організувати відеотелефонний зв'язок, проглядати на мобільному телефоні фільми та телепрограми. 3G включає в себе 5 стандартів сімейства IMT-2000 (UMTS/WCDMA, CDMA2000/IMT-MS, TD-CDMA/TD-SCDMA, DECT і UWC-136). Найбільшого поширення в світі набули два стандарти: UMTS (W-CDMA) і CDMA2000 (IMT-MS), в основі яких лежить одна і та ж технологія – множинний доступ з кодовим розподілом каналів (Code Division Multiple Access – CDMA) [11].

Математичний апарат алгебри логарифма функції правдоподібності

Математичний апарат алгебри логарифма функції правдоподібності використовується для роботи з турбо-кодами, у якій усі операції виконуються над кінцевим полем Галуа GF(2) з елементами $\{+1, -1\}$. Нехай $+1$ – це логічний нуль ("нуль" елемент), а -1 – логічна одиниця ("одиничний" елемент). Операція додавання за модулем два (XOR) для роботи з цими значеннями представлена в таблиці 1.

Таблиця 1. Застосування операції XOR для роботи з бінарними інформаційними символами

$x_1 \oplus x_2$	$x_2 = +1$	$x_2 = -1$
$x_1 = +1$	+1	-1
$x_1 = -1$	-1	+1

Для спрощення обчислень використовується обчислювальна процедура, яка має назву логарифм відношення правдоподібності (Log-Likelihood Ratio – LLR) [5]. Вона визначає "м'які" рішення на виході турбо-декодера.

$$LLR(x) = \ln \left(\frac{p(x=+1)}{p(x=-1)} \right), \quad (1)$$

де x – прийнятий інформаційний символ (статистично незалежний інформаційний біт); \ln – позначення натурального логарифма.

"Жорсткий" розв'язок можна знайти у вигляді [5]

$$\hat{x} = \text{sgn}(LLR(x)) = \begin{cases} -1 \rightarrow LLR(x) \leq 0, \\ +1 \rightarrow LLR(x) > 0. \end{cases} \quad (2)$$

Розраховані значення LLR для різних ймовірностей появи інформаційних символів представлені в таблиці 2.

Таблиця 2. Значення LLR

$p(x=+1)$	$p(x=-1)$	$LLR(x)$
1,0000	0,0000	$+\infty$
0,9999	0,0001	9,2102
0,9000	0,1000	2,1972
0,8000	0,2000	1,3863
0,7000	0,3000	0,8473
0,6000	0,4000	0,4055
0,5000	0,5000	0,0000
0,4000	0,6000	-0,4055
0,3000	0,7000	-0,8473
0,2000	0,8000	-1,3863
0,1000	0,9000	-2,1972
0,0001	0,9999	-9,2102
0,0000	1,0000	$-\infty$

Враховуючи умову нормування ймовірностей та формулу (1), можна отримати рівняння

$$LLR(x) = \ln \left(\frac{p(x=+1)}{1-p(x=+1)} \right). \quad (3)$$

Розв'язком рівняння (3) відносно $p(x=+1)$ буде вираз

$$p(x=+1) = \frac{\exp(LLR(x))}{1 + \exp(LLR(x))}. \quad (4)$$

Ймовірність суми за модулем два для двох бінарних інформаційних символів або основних статистично незалежних інформаційних бітів може бути знайдена як

$$\begin{aligned} p(x_1 \oplus x_2 = +1) &= p(x_1 = +1) \cdot p(x_2 = +1) + \\ &+ p(x_1 = -1) \cdot p(x_2 = -1) = \\ &= p(x_1 = +1) \cdot p(x_2 = +1) + \\ &+ (1 - p(x_1 = +1)) \cdot (1 - p(x_2 = +1)). \end{aligned} \quad (5)$$

Тоді, виконавши підстановку (4) в формулу (5) та спростивши отриманий вираз, можна отримати

$$\begin{aligned} p(x_1 \oplus x_2 = +1) &= \\ &= \frac{1 + \exp(LLR(x_1)) \cdot \exp(LLR(x_2))}{(1 + \exp(LLR(x_1))) \cdot (1 + \exp(LLR(x_2)))}. \end{aligned} \quad (6)$$

Якщо використати правило нормування ймовірностей, то для випадку, коли $x_1 \oplus x_2 = -1$, можна отримати вираз

$$\begin{aligned} p(x_1 \oplus x_2 = -1) &= 1 - p(x_1 \oplus x_2 = +1) = \\ &= \frac{\exp(LLR(x_1)) + \exp(LLR(x_2))}{(1 + \exp(LLR(x_1))) \cdot (1 + \exp(LLR(x_2)))}. \end{aligned} \quad (7)$$

Використавши формулу (1), замінивши $x = x_1 \oplus x_2$, а також виконавши підстановки (6) та (7), можна знайти вираз для обчислення логарифма відношення правдоподібності у формі

$$\begin{aligned} LLR(x_1 \oplus x_2) &= \ln \left(\frac{p(x_1 \oplus x_2 = +1)}{p(x_1 \oplus x_2 = -1)} \right) = \\ &= \frac{1 + \exp(LLR(x_1)) \cdot \exp(LLR(x_2))}{\exp(LLR(x_1)) + \exp(LLR(x_2))}. \end{aligned} \quad (8)$$

Для спрощення обчислень використовують апроксимацію рівняння (8), яка має вигляд

$$\begin{aligned} LLR(x_1 \oplus x_2) &\approx \operatorname{sgn}(LLR(x_1)) \times \\ &\times \operatorname{sgn}(LLR(x_2)) \cdot \min(|LLR(x_1)|, |LLR(x_2)|). \end{aligned} \quad (9)$$

Позначимо знаком $[+]$ операцію суми двох LLR та розглянемо теорему [13]

$$LLR(x_1)[+]LLR(x_2) = LLR(x_1 \oplus x_2). \quad (10)$$

Дослідивши формулу (10), можна отримати три фундаментальні властивості

$$LLR(x)[+](+\infty) = LLR(x), \quad (11)$$

$$LLR(x)[+](-\infty) = -LLR(x), \quad (12)$$

$$LLR(x)[+](0) = 0. \quad (13)$$

Порівняння точного (exact $LLR(x_1 \oplus x_2) - ELLR(x_1 \oplus x_2)$) (8) та апроксимованого (approximation $LLR(x_1 \oplus x_2) - ALLR(x_1 \oplus x_2)$) (9) розв'язку у формі логарифма відношення правдоподібності доцільно виконати в таблиці 3.

Аналіз формул (1), (10) та використання математичного означення логарифма дозволяє отримати аналог виразу (8) для багатьох статистично незалежних інформаційних бітів у вигляді

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^{N} LLR(x_i) &= LLR \left(\sum_{i=1}^{N} x_i \right) = \ln \left(\frac{P \left(\sum_{i=1}^{N} x_i = +1 \right)}{P \left(\sum_{i=1}^{N} x_i = -1 \right)} \right) = \\ &= \ln \left(\frac{\prod_{i=1}^N (\exp(LLR(x_i)) + 1) + \prod_{i=1}^N (\exp(LLR(x_i)) - 1)}{\prod_{i=1}^N (\exp(LLR(x_i)) + 1) - \prod_{i=1}^N (\exp(LLR(x_i)) - 1)} \right). \end{aligned} \quad (14)$$

Якщо використати формулу гіперболічного тангенса для половинного кута $\frac{\varphi}{2}$

$$\operatorname{th} \left(\frac{\varphi}{2} \right) = \frac{\operatorname{sh} \left(\frac{\varphi}{2} \right)}{\operatorname{ch} \left(\frac{\varphi}{2} \right)} = \frac{\exp(\varphi) - 1}{\exp(\varphi) + 1} \quad (15)$$

та вираз для аретангенса

$$\operatorname{arth}(\varphi) = \frac{1}{2} \cdot \ln \left(\frac{1+\varphi}{1-\varphi} \right), \quad (16)$$

то (14) буде мати вигляд

$$\sum_{i=1}^N \underset{[+]}{LLR}(x_i) = \ln \left(\frac{1 + \prod_{i=1}^N \operatorname{th} \left(\frac{LLR(x_i)}{2} \right)}{1 - \prod_{i=1}^N \operatorname{th} \left(\frac{LLR(x_i)}{2} \right)} \right) = \quad (17)$$

$$= 2 \cdot \operatorname{arth} \left(\prod_{i=1}^N \operatorname{th} \left(\frac{LLR(x_i)}{2} \right) \right).$$

Формула (17) складна для розрахунків, тому застосовують загальну апроксимацію виду

$$\sum_{i=1}^N \underset{[+]}{LLR}(x_i) \approx \quad (18)$$

$$\approx \left(\prod_{i=1}^N \operatorname{sign}(LLR(x_i)) \right) \cdot \min_{i=1, \dots, N} \{L(x_i)\}.$$

Отже, рівняння (18) можна використовувати для спрощення розрахунків LLR, коли дано багато статистично незалежних інформаційних бітів [7].

Методика декодування турбо-кодів за допомогою Vi-SOVA

Алгоритм Вітербі, заснований на роботі з решітчастою діаграмою, дозволяє визначити кодову послідовність на основі мінімальної відстані до прийнятої послідовності, використовуючи припущення про статистичну незалежність помилок передавання, тобто реальний канал передавання моделюється каналом без пам'яті [8]. Основним недоліком алгоритму декодування Вітербі є експоненціальний ріст обчислювальної складності при збільшенні числа внутрішніх станів декодера. Стандартні декодери, які реалізують алгоритм Вітербі, не дозволяють досягти необхідних показників надійності, якості, завадостійкості. Алгоритм Вітербі має величезне практичне значення, оскільки він використовується в основних системах мобільного зв'язку другого і третього покоління, таких, як GSM, IS-54/136, IS-95, UMTS і CDMA2000 [9].

Категорія "м'яких" алгоритмів – SOVA, що включає максимальну правдоподібність, яка мінімізує ймовірність помилки на біт інформації за рахунок прогнозу апостеріорної ймовірності кожного окремого біта, є модифікацією алгоритму Вітербі [9]. Даний алгоритм дозволяє обчислити

надійність інформаційних символів як LLR, розглянутий в попередньому розділі роботи.

Таблиця 3. Порівняння точного та апроксимованого $LLR(x_1 \oplus x_2)$

$LLR(x_1)$	$LLR(x_2)$	$ELLR(x_1 \oplus x_2)$	$ALLR(x_1 \oplus x_2)$
0,0000	-1000,0	0,0000	0,0000
0,0000	-100,00	0,0000	0,0000
0,0000	-10,000	0,0000	0,0000
0,0000	-1,0000	0,0000	0,0000
0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
0,0000	1,0000	0,0000	0,0000
0,0000	10,000	0,0000	0,0000
0,0000	100,00	0,0000	0,0000
0,0000	1000,0	0,0000	0,0000
1,0000	-1000,0	-1,0000	-1,0000
1,0000	-100,00	-1,0000	-1,0000
1,0000	-10,000	-0,9999	-1,0000
1,0000	-1,0000	-0,4338	-1,0000
1,0000	0,0000	0,0000	0,0000
1,0000	1,0000	0,4338	1,0000
1,0000	10,000	0,9999	1,0000
1,0000	100,00	1,0000	1,0000
1,0000	1000,0	1,0000	1,0000
10,000	-1000,0	-10,000	-10,000
10,000	-100,00	-10,000	-10,000
10,000	-10,000	-9,3069	-10,000
10,000	-1,0000	-0,9999	-1,0000
10,000	0,0000	0,0000	0,0000
10,000	1,0000	0,9999	1,0000
10,000	10,000	9,3069	10,000
10,000	100,00	10,000	10,000
10,000	1000,0	10,000	10,000
100,00	-1000,0	-100,00	-100,00
100,00	-100,00	-99,3069	-100,00
100,00	-10,000	-10,000	-10,000
100,00	-1,0000	-1,0000	-1,0000
100,00	0,0000	0,0000	0,0000
100,00	1,0000	1,0000	1,0000
100,00	10,000	10,000	10,000
100,00	100,00	99,3069	100,00
100,00	1000,0	100,00	100,00
1000,0	-1000,0	-999,3069	-1000,0
1000,0	-100,00	-100,00	-100,00
1000,0	-10,000	-10,000	-10,000
1000,0	-1,0000	-1,0000	-1,0000
1000,0	0,0000	0,0000	0,0000
1000,0	1,0000	1,0000	1,0000
1000,0	10,000	10,000	10,000
1000,0	100,00	100,00	100,00
1000,0	1000,0	999,3069	1000,0

Робота модифікованого декодера SOVA (Bi-SOVA) ділиться на дві частини. У першій

частині декодування відбувається так само, як у звичайному алгоритмі Вітербі, який вибирає найбільш ймовірну кодову послідовність, що відповідає шляху прокладеному на решітчастій діаграмі "вперед" [8]. Але потрібно зберегти всі метрики на кожному кроці і для кожного стану декодера. У другій частині алгоритм Вітербі виконується "назад", зберігаючи метрики для кожного стану решітчастої діафрагми. Після другого проходу для кожного вузла діафрагми формуються дві метрики.

На стадії формування "м'якого" виходу алгоритму Bi-SOVA для i -ої секції визначається найбільш правдоподібне значення інформаційного символу $x_i = a$, де $a \in \{0, 1\}$, і відповідна йому максимальна метрика, яка знайдена на прямому проході за Вітербі, встановлюється рівною $M_i(x_i)$. Метрика найкращого шляху для доповнення $M_i(x_i \oplus 1)$ може бути знайденою за формулою

$$M_i(\omega_i \oplus 1) = \min_{k_1, k_2} \{M_{forward}(S_{i-1}^{(k_1)}) + BM_i^{(b_1)}(x_i \oplus 1) + M_{backward}(S_i^{(k_2)})\}, \quad (19)$$

де $k_1, k_2 \in \{0, 1, 2, \dots, 2^n - 1\}$; ω – найбільш правдоподібна послідовність; $M_{forward}(S_{i-1}^{(k_1)})$ – метрика шляху, що "вижив" на прямому проході за алгоритмом Вітербі для $(i-1)$ -ої секції та стану $S_{i-1}^{(k_1)}$; $BM_i^{(b_1)}(x_i \oplus 1)$ – метрика ребра для інвертованого інформаційного символу, асоційованого з переходом зі стану $S_{i-1}^{(k_1)}$ в $S_i^{(k_2)}$; $M_{backward}(S_i^{(k_2)})$ – метрика шляху, що "вижив" на зворотному проході за алгоритмом Вітербі для i -го моменту та стану $S_i^{(k_2)}$ [5, 6, 10].

Результатом останнього етапу є оптимізоване рішення, яке отримується шляхом зведення до мінімуму різниці між шляхом, який "вижив" (основна метрика $M_i(1)$) і шляхом, який є конкурентноспроможним з ним (конкуруюча метрика $M_i(0)$) [5].

$$LLR(x_i) = M_i(1) - M_i(0) = \ln(p(x_i = 1)) - \ln(p(x_i = 0)), \quad (20)$$

$$\Delta = \min(LLR(x_i)_{forward}, LLR(x_i)_{backward}). \quad (21)$$

Алгоритм роботи Bi-SOVA [6] можна сформулювати наступним чином:

- встановити необхідну глибину декодування, врахувавши довжину кодового обмеження, тобто кількість бітових зсувів, після яких один інформаційний біт може вплинути на вихідний сигнал кодера. Старт здійснюється зі стану 0 по решітці;

- перейти на наступний стан решітки, оновивши метрики шляхів. У початковий момент ця операція повторюється для кожного стану певну кількість разів. Обчислений код кожного шляху заноситься в пам'ять шляхів;

- здійснюється вибір нового ребра і перехід на один стан решітки вперед;

- на останньому кадрі проводиться порівняння метрик шляхів та видається код відповідний мінімальній метриці;

- далі виконується алгоритм Вітербі "назад", і зберігаються метрики всіх станів декодера без збереження шляхів, які "вижили". Увагу треба приділити нормуванню метрик для кожного стану декодера в обох напрямках руху решіткою;

- в якості рішення вибирається кодове слово, яке знаходиться на найменшій евклідовій відстані від прийнятої послідовності "м'яких" рішень;

- видається код, відповідний мінімальній метриці.

Іноді, інформаційна послідовність доповнюється декількома відомими інформаційними символами, наприклад, нулями, оскільки так декодер дізнається номер кінцевого стану, де може закінчитися шлях на решітці.

Для порівняння алгоритмів Bi-SOVA та SOVA доцільно скласти таблицю 4, а також ввести позначення K – конструктивна довжина складових кодів [10].

Таблиця 4. Порівняння складності операцій алгоритмів Bi-SOVA та SOVA

Можлива операція	Bi-SOVA	SOVA
Порівняння	$12 \cdot K$	$6 \cdot K$
Множення на ± 1	8	8
Додавання	$2^{K+1} + 16$	$2 \cdot 2^{K-1} + 8$
Вибір максимуму	$2^K + 6 \cdot K$	$2^{K-1} + 3 \cdot K$

Програмну модель системи передавання інформації з використанням даного алгоритму доцільно досліджувати в програмному пакеті MatLab, а додаткові процедури, необхідні для

роботи з даним кодом, реалізувати на мові програмування високого рівня C++ у вигляді динамічних DLL-бібліотек, які підключають до ядра середовища MatLab.

Моделювання роботи алгоритму Bi-SOVA

Виконаємо дослідження ймовірнісно-енергетичних характеристик процесу декодування інформації. Для цього потрібно здійснити моделювання роботи Bi-SOVA для турбо-кодів у стандарті 3G, використавши довжину блоку турбо-коду $L = 1024$ біти та змінюючи кількість ітерацій декодування, наприклад від 1 до 5. Вибираємо канал з адитивним білим гаусівським шумом (Additive White Gaussian Noise – AWGN), який моделюється як двійковий симетричний канал з ймовірністю помилки p , яка рівна ймовірності помилки на біт для двійкового сигналу в AWGN [14].

Результат роботи даного алгоритму в каналі з AWGN для різної кількості ітерацій декодування турбо-коду в стандарті мобільного зв'язку 3G показаний на рисунку 2.

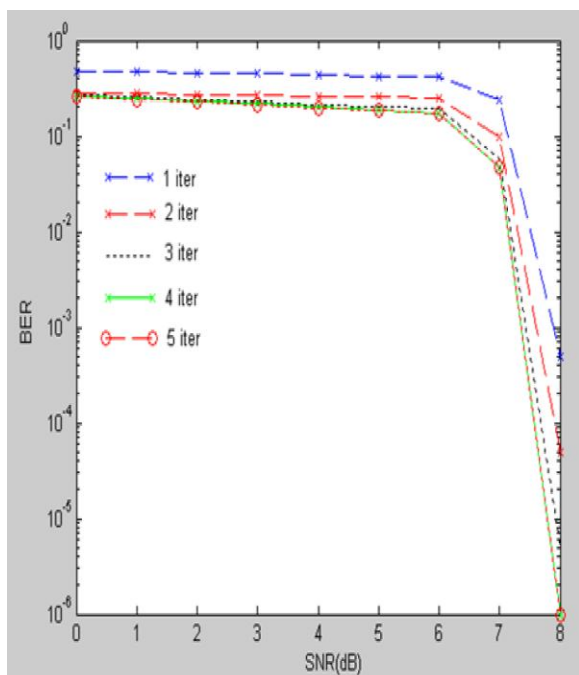


Рисунок 2 – Характеристики BER та SNR для декодування за алгоритмом Bi-SOVA

Оскільки кожна наступна крива проходить

нижче за попередню, то, очевидно, що при збільшенні кількості ітерацій, ймовірність помилки зменшується і прямує до мінімуму, який визначений теоретично можливою межею для даного коду, коли існує безпомилкове передавання та декодування інформації.

Висновки

Концепція систем мобільного зв'язку 3G направлена на створення для абонентів високошвидкісних та якісних послуг. Для виконання цих умов доцільно використати сучасні турбо-коди. У каскадній схемі, такий як турбо-код, для надійної роботи алгоритм декодування не повинен бути обмеженим поданням на декодери "жорсткої" схеми рішень. Тому, для кращого використання інформації, що отримана з кожного декодера, застосовують "м'яку" схему декодування на основі використання математичного апарату алгебри логарифма функції правдоподібності. У роботі узагальнено формули точної та апроксимованої оцінки LLR для випадку отримання декількох статистично незалежних інформаційних бітів.

Для вирішення складної задачі декодування в даному випадку пропонується використання алгоритму Bi-SOVA, який відрізняється від алгоритму SOVA, оскільки здійснює ще один додатковий прохід "назад" по решітці та визначає додаткові метрики. Переваги та недоліки даного алгоритму для різних операцій можна переглянути в таблиці 4.

Для визначення енергетичної ефективності та характеристик BER при роботі з алгоритмом Bi-SOVA було проведено моделювання в пакеті прикладних програм MatLab зі зміною кількості ітерацій декодування для турбо-коду з довжиною блоку 1024 біта в системі мобільного зв'язку 3G. Результатом є показники BER близькі до 10^{-6} .

Таким чином, враховуючи складність задачі декодування та реалізації турбо-декодера, визначені особливості, які ведуть до її розв'язання. Розглянутий алгоритм використаний для побудови апаратно-програмних засобів декодування сигналів у системах зв'язку 3-ого покоління.

Отже, турбо-коди – перспективний метод роботи з інформацією, який дозволяє підвищити ефективність та завадостійкість декодування при проектуванні сучасних завадостійких систем передавання цифрової інформації.

Список літератури

1. Кулик А.Я. Декодування та реалізація алгоритму BCJR для турбо-коду стандартизованого в DVB-RCS / А.Я. Кулик, Д.С. Кривогубченко, Ю.Ю. Іванов // Вісник Сумського державного університету. Серія: Технічні науки. – 2012. – Т. 4., № 1. – С. 84-93.
2. Кулик А.Я. Турбо-код: властивості та застосування для завадостійкого кодування / А.Я. Кулик, С.Г. Кривогубченко, Ю.Ю. Іванов // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. - 2011. – № 2(22). – С. 25-33.

3. Sripimanwat K. Turbo Code Applications: A Journey from a Paper to Realization / K. Sripimanwat. – New York: Springer, 2005. – 386 p.
4. Sweeney P. Error Control Coding: from Theory to Practice / P. Sweeney. – Chippenham: John Wiley & Sons, Ltd, 2002. – 242 p.
5. Morelos-Zaragoza R. The Art of Error Correcting Coding / R. Morelos-Zaragoza. - [2nd Edition]. – Chippenham: John Wiley & Sons, Ltd, 2006. – 278 p.
6. Oteng-Amoako K. Design of a Modified Bi-Directional SOVA [Электронный ресурс] / K. Oteng-Amoako, S. Nooshabadi. – Режим доступа: <http://www.wseas.us/e-library/transactions/communications/2007/2007-585N.pdf>.
7. Moon T.K. Error Correction Coding: Mathematical Methods and Algorithms / T.K. Moon. – John Wiley & Sons, Ltd, 2005. – 750 p.
8. Ivanov Y. A Viterbi Algorithm as a Key to Decoding Turbo-Code / Y. Ivanov, A. Kulyk, S. Krivogubchenko // Nauka i studia. – 2012. – № 11(56). – PP. 60-65.
9. Кулик А.Я. Декодирование турбо-кода в распределенных компьютерных системах различного функционального назначения с использованием SOVA: матер. міжнародної науково-технічної конференції «Інформаційні системи та технології (ІСТ-2012)», (22-27 вересня, 2012 р.) / А.Я. Кулик, С.Г. Кривоубченко, Ю.Ю. Іванов. – Морское (АР Крим): ХНУРЕ, 2012. – С. 45.
10. Топалов В.В. Модификация двунаправленного итеративного алгоритма Витерби с вероятностным решением для декодирования турбо-кодов / В.В. Топалов // Наукові праці ОНАЗ імені О.С. Попова. - 2007. – № 2. – С. 74-75.
11. Single- and Multi-Carrier CDMA. Multi-User Detection, Space-Time Spreading, Synchronisation and Standards / [L. Hanzo, L-L. Yang, E-L. Kuan, K. Yen]. – New York: John Wiley & Sons Inc, 2003. – 1077 p.
12. Невдяев Л. Стандарты 3G [Электронный ресурс] / Л. Невдяев. – Режим доступа: <http://www.cdma.ru/technology/standart/3g/>.
13. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр; пер. с англ.; под ред. А.В. Назаренко. – М.: Вильямс, 2003. – 1004 с.
14. Papaharalabos S. A New Method of Improving SOVA Turbo Decoding for AWGN, Rayleigh and Rician Fading Channels: materials of IEEE Vehicular Technology Conference (May 17-19, 2004, Italy, Milan. Vol. 5) / S. Papaharalabos, P. Sweeney, B.G. Evans. – Milan, 2004. – PP. 2862-2866.

Надійшла до редакції 11.10.2012

А.Я. КУЛИК, Ю.Ю. ИВАНОВ

Винницкий национальный технический университет

КОНЦЕПЦИЯ РАБОТЫ СИСТЕМ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ 3G С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АЛГЕБРЫ ЛОГАРИФМА ФУНКЦИИ ПРАВДОПОДОБИЯ ДЛЯ АЛГОРИТМА ДЕКОДИРОВАНИЯ BI-SOVA

Рассматриваются вопросы, связанные с современными методами обработки информации. Выполнен анализ концепции работы систем мобильной связи 3-го поколения и показана методика использования математического аппарата алгебры логарифма функции правдоподобия для N статистически независимых информационных битов в точном виде и в аппроксимированном. Проведено моделирование эффективности работы алгоритма Bi-SOVA для турбо-кодов в системе 3G.

Ключевые слова: турбо-код, помехоустойчивое кодирование, система мобильной связи 3G, алгебра логарифма функции правдоподобия, алгоритм Bi-SOVA, вероятность ошибки на бит информации, канал с аддитивным белым гауссовским шумом.

A.Ya. KULYK, Yu.Yu. IVANOV

Vinnitsia National Technical University

THE WORK CONCEPT OF 3G MOBILE COMMUNICATION SYSTEMS WITH THE USE OF ALGEBRA OF THE LOGARITHM OF LIKELIHOOD FUNCTION FOR BI-SOVA DECODING ALGORITHM

The problems, associated with modern methods of information processing, are considered. The analysis of the work concept for mobile communication systems of the 3rd generation is done and we show how to use mathematical tools of the algebra of the logarithm of likelihood function for N statistically independent information bits in exact and in approximate forms. The efficiency simulation of Bi-SOVA algorithm is conducted for turbo-codes in 3G system.

Keywords: turbo-code, error-correcting coding, 3G mobile communication system, algebra of the logarithm of likelihood function, Bi-SOVA algorithm, bit error rate, information channel with additive white Gaussian noise.