

ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ В БАГАТОЧАСТОТНИХ РАДІОКАНАЛАХ ЗА РАХУНОК АДАПТИВНОГО КОДУВАННЯ

В статті розглядається метод підвищення швидкості та завадостійкості передачі даних в багаточастотних системах зв'язку на основі алгоритмів багаторівневого адаптивного кодування. Наведено алгоритм адаптивного кодування, що застосовується в багаточастотних системах зв'язку. Розглянута методика оцінки ефективності алгоритму адаптивного кодування на прикладі гаусівського каналу зв'язку з двійковою сигнальною множиною. Приведено алгоритм формування оптимального коду в багаточастотних системах. Розглянуто принципи адаптивного кодування в радіоканалах зв'язку.

Ключові слова: канал зв'язку, кодування, адаптивні, багаточастотні, оптимізація, ущільнення каналів.

I.I. CHESANOVSKIY, L.V. KARPOVA, S.A. BARAN

Khmelnytsky National University

IMPROVE NOISE IMMUNITY OF DATA TRANSMISSION IN MULTI-FREQUENCY RADIO CHANNEL BY ADAPTIVE CODING

Abstract – This article deals with a method of increasing the speed and noise immunity of data transmission in many frequency communication systems based on multi-level adaptive coding algorithms. Adaptive coding algorithm is presented, which is used in many frequency communication systems. The method of evaluating the effectiveness of the algorithm adaptive coding example Gaussian channel with binary signal set. The algorithm creating the optimal code in many frequency systems. The principles of adaptive coding in radio channels of communication. Present methods of evaluating the effectiveness of many adaptive frequency encoding. Present spectral estimation methods many adaptive frequency encoding. Perspective directions of improving the encoding.

Keywords: channel, coding, adaptive, much frequency, optimization, multiplexing.

Багаточастотні методи оптимізації групових каналів зв'язку, в задачах телекомунікацій, знаходять все більшого поширення як при побудові систем провідного зв'язку (xDSL), так і при побудові каналів і мереж радіозв'язку (GSM, CDMA і т.д.). В першу чергу, це пов'язано з високою спектральною ефективністю таких методів і як наслідок високою пропускною здатністю каналів [1,3]. Проте слід зазначити, що висока ефективність каналів зв'язку, при багато частотних методах організації передачі даних, забезпечується не лише за рахунок частотного розподілення енергії окремих каналів в смузі частот групового тракту. Основний вииграш отримується за рахунок розподілу даних по підканалах залежно від їх якості та необхідної швидкості передачі і більш того, введенням певних оптимальних методів розподілу (кодування) даних як на рівні окремого каналу так і на рівні групового тракту [2]. В даній роботі узагальнено принципи та основні підходи, щодо синтезу адаптивних багаторівневих алгоритмів кодування в багато частотних каналах зв'язку, які внаслідок своїх переваг та фізичної реалізованості набувають все більшої актуальності.

Більшість існуючих адаптивних методів передачі вимагає наявності декількох схем передачі, придатних для використання в різних умовах. При цьому збільшення кількості доступних схем дає змогу отримати розв'язок оптимізаційної задачі, більш близький до ідеального правила вагового розподілу (в зарубіжній літературі «водонаповнення»). Відомі методи адаптивної передачі в багаточастотних системах у більшості випадків базуються на адаптивній модуляції [5], при цьому застосування адаптивного кодування, як правило, зводиться до розгляду схем решітчасто-кодованої модуляції. Це суттєво обмежує набір доступних швидкостей передачі. Однак, як показано в ряді робіт, застосування багаторівневого кодування дозволяє робити вибір формату сигнальної множини і параметрів завадостійкого кодування незалежно, що суттєво підвищує гнучкість системи.

Розглянемо сімейство багаторівневих кодів для M-рівневої амплітудної модуляції [3], тобто для випадку сигнальної множини, що складається із $\{(1-M+2j)d_0/2, 0 \leq j \leq N-1\}$ точок (рис. 1). Символи кодових слів, які породжуються кодером, відповідають одній з підмножин

сигнальних точок, відстань між якими дорівнює $2^i d_0$, де d_0 – відстань між точками у вхідній сигнальній множині.

Згідно із правилом пропускної здатності, для кодування даних на кожному з рівнів, повинен бути використаний код зі швидкістю, яка дорівнює пропускній здатності даного рівня. Однак це твердження справедливе тільки для кодів нескінченної довжини. У практичній системі більш кращим є правило рівних ймовірностей помилки. Однак його практичне застосування викликає певні складності, тому що для його використання необхідно знати вагові спектри компонентних кодів. Допустимо, що для даного сімейства компонентних кодів теоретично або експериментально побудована функція $R(C)$, що характеризує

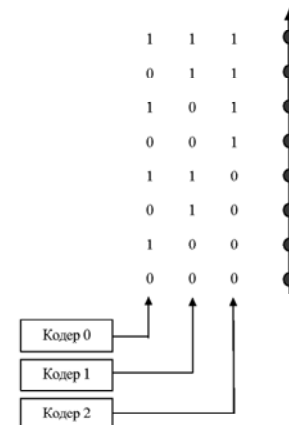


Рис. 1. Двійкова розбивка сигнальної множини

швидкість коду кінцевої довжини, який забезпечує задану ймовірність помилки при передачі по каналу із пропускну здатністю C за умови використання належної процедури прийому і декодування. Прикладом такої функції є вираз [4]

$$R(\gamma) = C(\gamma) - (1 - C(\gamma))e^{\alpha C(\gamma)^2 + \beta},$$

де $C(\gamma)$ – пропускна здатність каналу з двійковою модуляцією при відношенні сигнал/шум γ ; α, β – параметри апроксимації.

Припускаючи, що показники якості декодування кодів, що використовуються, істотно не змінюються при переході від адитивного гаусівського каналу до еквівалентних каналів у багаторівневному коді, можна скористатися функцією $R(C)$ для обчислення швидкостей компонентних кодів.

Для випадку двійкової розбивки і адитивного гаусівського каналу вираз для пропускну здатності сигнальної підмножини приймає вигляд [3,4,5]

$$K(i, d_0) = \frac{1}{M/2^i} \sum_{m=0}^{M2^{-i}-1} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{(y - (-M+1+2^{i+1}m)d_0/2)^2}{2\sigma^2}} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \log_2 \left(\frac{M2^{-i} e^{-\frac{(y - (-M+1+2^{i+1}m)d_0/2)^2}{2\sigma^2}}}{\sum_{k=0}^{M2^{-i}-1} e^{-\frac{(y - (-M+1+2^{i+1}k)d_0/2)^2}{2\sigma^2}}} \right) dy.$$

Таким чином, процедура побудови багаторівневого коду, що використовує M -рівневу амплітудну модуляцію і здатного функціонувати із заданою ймовірністю помилки на заданому відношенні сигнал/шум γ , складається з наступних кроків [4]:

1. Побудува сімейства компонентних кодів $\{C_j, j = 1..J\}$ з досить великим діапазоном швидкостей.
2. Для кожного з кодів C_j будується теоретично або шляхом імітаційного моделювання крива $p_j(\gamma)$ ймовірності помилки залежно від відношення сигнал/шум при передачі по адитивному гаусівському каналу. У випадку імітаційного моделювання може бути використана середньоквадратична апроксимація функцією належного вигляду.
3. Для кожного з наявних компонентних кодів C_j знаходиться відношення сигнал/шум γ_j , що забезпечує задану ймовірність помилки, тобто розв'язок рівняння $p_j(\gamma) = P_{номр}$. Це дає відображення $r_j \rightarrow \gamma_j$ або $r_j \rightarrow C(\gamma_j)$, яке також може бути апроксимоване деякою функцією $r(C)$.
4. Обчислюються пропускні здатності $C_i, i = 0..I-1$ еквівалентних підканалів M -рівневої амплітудної модуляції.
5. Для кожного з підканалів i знаходиться швидкість коду $r(C_i)$, придатного для використання в якості компонентного на даному підканалі.

Таким чином, описана процедура дозволяє вибрати для кожного γ набір компонентних кодів, що максимізують швидкість передачі при заданій ймовірності помилки. Очевидно, що якщо є можливість використання сигнальних множин з різною кількістю рівнів M , то для кожного γ може бути обрана сигнальна множина, що забезпечує максимальну швидкість передачі.

Замітимо, що даний метод може розглядатися як модифікація відомого правила рівних ймовірностей помилки. Дійсно, для кожного компонентного коду ймовірність помилки при передачі по адитивному гаусівському каналу однозначно визначається відношенням сигнал/шум. З іншого боку, відношення сигнал/шум однозначно характеризує пропускну здатність каналу, тобто пропускна здатність каналу однозначно визначає ймовірність помилки декодування. Даний метод ґрунтується на припущенні про те, що при переході від адитивного гаусівського каналу до еквівалентних підканалів у багаторівневному коді ця залежність не терпить істотних змін. Основною перевагою пропонованого методу є простота процедури побудови багаторівневого коду, яка не вимагає досить складного аналізу ймовірності помилки декодування. Для багатьох кодів такий аналіз практично нездійсненний.

Як показано на рис. 2, крива спектральної ефективності сімейства багаторівневих кодів, побудованого описаним чином [4], проходить досить близько до кривої пропускну здатності адитивного гаусівського каналу

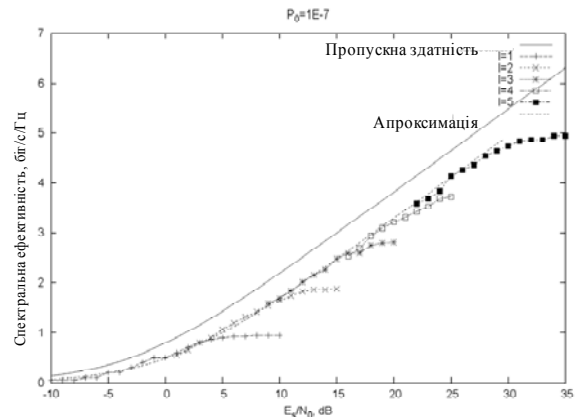


Рис. 2. Спектральна ефективність сімейства багаторівневих кодів

$$C_{AWGN} = \frac{1}{2} \log_2(1 + \gamma), \quad (1)$$

де γ – відношення сигнал/шум, що може містити деякий “запас” Γ [4], тобто

$$R \approx \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{\gamma}{\Gamma} \right). \quad (2)$$

Таким чином, даний метод дозволяє побудувати досить великий набір багаторівневих кодів з малим кроком швидкостей, використовуючи порівняно невелике сімейство компонентних кодів. Більш того, можуть бути отримані сигнально-кодові конструкції з нецілочисельними значеннями швидкості, що суттєво спрощує оптимізацію багаточастотних систем.

Для оцінки ефективності розглянутого методу, розглянемо завдання обчислення функції $E(R) = \sum_{i=1}^Q V_i^2$, що характеризує потужність передавача, необхідну для підтримки заданої швидкості R , або зворотної до неї функції $R(E)$. Як видно із системи рівнянь, що отримана в [2]

$$V_i^2 = \max \left(0, \frac{\lambda}{\ln 2} - \frac{\Gamma}{\xi_i} \right), i = 1..Q, \quad \sum_{i=1}^Q \log_2 \left(1 + \frac{V_i^2 \xi_i}{\Gamma} \right) = R$$

значення V_i залежать не тільки від необхідної швидкості R , але й від відношення канал/шум ξ_i , що є випадковими величинами. Для спрощення завдання виникає необхідність застосування наближених і асимптотичних методів. Замітимо, що пропускна здатність каналу не залежить від того, у якому порядку задані величини ξ_i . Відсортуємо їх по зростанню. У цьому випадку розгляд вихідного набору випадкових величин $\xi_i, i = 1..N$ заміняться розглядом набору їх порядкових статистик $\xi_{i:N}$. Якщо функція щільності розподілу $p(x)$ випадкової величини ξ диференційована в околиці $P^{-1}(w)$, $0 < w < 1$, де $P(x)$ – функція розподілу і $(P^{-1}(w))' > 0$, то розподіл w -ї порядкової статистики $X_{[wn]:n}$ для вибірки з n незалежних випадкових величин сходиться за досить великих n до нормального з математичним очікуванням $P^{-1}(w)$ і дисперсією $\frac{w(1-w)}{np^2(P^{-1}(w))}$.

Припускаючи, що відношення канал/шум ξ_i незалежні і мають експоненційну щільність розподілу $p(\xi) = \exp(-\xi)$ одержимо [3], що асимптотичний розподіл їх порядкових статистик нормальний з математичним очікуванням $M[\xi_{i:N}] \approx \ln \frac{N}{N-i}$ і дисперсією $D[\xi_{i:N}] \approx \frac{(i/N)(1-i/N)}{N \exp\left(-2 \ln \frac{N}{N-i}\right)} = \frac{i}{N(N-i)}$.

Таким чином, при досить великих N і $i < N$ дисперсія $\xi_{i:N}$ прагне до нуля, що дає можливість знехтувати їхньою випадковістю і розглядати їх як детерміновані величини. Разом з тим відзначимо, що ці вирази справедливі тільки при $i < N - \delta$ при досить великих δ . Для $i = N$ (тобто найкращого підканалу) можна показати, що $M[\xi_{N:N}] \approx \ln(N) - 0.5772$ і $D[\xi_{N:N}] \approx \pi^2 / 6 \approx 1.64$. Відомо також, що $\xi_{N:N} - \ln(N)$ розподілене за законом Гумбеля, тобто $D\{\xi_{N:N} - \ln(N) \leq x\} \approx \exp(-\exp(-x))$.

Тоді система рівнянь (2.12)–(2.13) перетвориться до виду [3]

$$E = \sum_{i=1}^{N-1} \max \left(0, \frac{\lambda}{\ln 2} - \frac{\Gamma}{\ln \frac{N}{N-i}} \right), \quad R = \sum_{i=1}^Q \log_2 \left(\max \left(1, \frac{\lambda}{\Gamma \ln 2} \ln \frac{N}{N-i} \right) \right).$$

Ці рівняння не залежать від випадкових величин і дозволяють побудувати параметричну криву залежності швидкості передачі даних адаптивної системи R від потужності передавача E . Вони можуть бути також використані для аналізу пропускної здатності каналу ($\Gamma=1$). Узагальнення для інших стохастичних моделей каналів можуть бути отримані шляхом модифікації даних виразів.

Необхідно відзначити, що описаний метод припускає незалежність передавальних коефіцієнтів каналу. У більшості сучасних систем зв'язку ця умова не виконується. Однак, вплив цього фактора на характеристики системи досить незначний. З іншого боку, апарат порядкових статистик може бути застосований і у випадку залежних випадкових величин. Однак у цьому випадку потрібне знання багатомірних функцій розподілу відношень канал/шум.

Література

1. Колесник В.Д. Курс теорії інформації / В.Д. Колесник, Г.Ш. Полтырев. – М. : Наука, 1982. – 416 с.

2. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы : [учебник для вузов] / Гоноровский И.С. – 3-е изд., перераб. и доп. – М. : "Сов. радио", 1977. – 608 с.
3. Трифонов П.В. Адаптивная передача в многопользовательских многочастотных системах вещания / П.В. Трифонов // Информационно-управляющие системы. – 2005. – Т. 1. – № 14. – С. 41–45.
4. Trifonov P., Costa E., Schulz E. Adaptive user allocation, bit and power loading in multi-carrier systems // Proceedings of the 9th International OFDM-Workshop.- 2004.
5. A new approach for evaluating clipping distortion in multicarrier systems / A. R. S. Bahai, M. Singh, A. J. . Goldsmith, B. R. Saltzberg // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2002. – Vol. 20. – Pp. 3–11.

References

1. Kolesnik V,D, Polty'rev G.Sh. Kurs teorii informacii. Moscow. Nauka, 1982. – 416 p.
2. Gonorovskyi Y.S. Radiotekhnicheskie cepi i signaly'. Moscow. "Sov. radio". 1977. 608 p.
3. Trifonov P.V. Adaptivnaya peredacha v mnogopol'zovatel'skix mnogochastotny'x sistemax veshhiya. Informacy'onno-upravlyayushhie sistvy'. 2005. Part 1. № 14. S. 41–45.
4. Trifonov P., Costa E., Schulz E. Adaptive user allocation, bit and power loading in multi-carrier systems. Proceedings of the 9th International OFDM-Workshop. – 2004.
5. Bahai A. R. S., Singh M., Goldsmith A. J., Saltzberg B. R. A new approach for evaluating clipping distortion in multicarrier systems // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 2002. Vol. 20. Pp. 3.11.

Рецензія/Peer review : 10.3.2013 р.

Надрукована/Printed :7.4.2013 р.

Рецензент: д.т.н., проф. Шинкарук О.М.

За зміст повідомлень редакція відповідальності не несе
Матеріали розміщуються згідно публічних рецензій та результату анонімного рецензування
Спірні матеріали є об'єктом додаткових незалежних експертиз

Повні вимоги до оформлення рукопису
<http://visnikup.narod.ru/rules/>
<http://vestnik.ho.com.ua/rules/>

Рекомендовано до друку рішенням вченої ради Хмельницького національного університету,
протокол № 9 від 25.04.2013 р.

Підп. до друку 26.04.2013 р. Ум.друк.арк. 34,00 Обл.-вид.арк. 32,35
Формат 30x42/4, папір офсетний. Друк різнографією.
Наклад 100, зам. № _____

Тиражування здійснено з оригінал-макету, виготовленого
редакцією журналу “Вісник Хмельницького національного університету”
редакційно-видавничим центром Хмельницького національного університету
29016, м. Хмельницький, вул. Інститутська, 7/1. тел (0382) 72-83-63