

УДК 004.056.2

О. Я. Матов¹, В. С. Василенко², О. В. Дубчак²

¹Інститут проблем реєстрації інформації НАН України
вул. М. Шпака, 2, 03113 Київ, Україна

²Національний авіаційний університет
вул. Космонавта Комарова, 1, 03058 Київ, Україна

Узгодження продуктивності інформаційних джерел з ресурсами каналів розподілених мереж

З метою узгодження продуктивності інформаційних джерел із ресурсами каналів розподілених мереж розглянуто можливості збільшення пропускної спроможності каналів передачі даних.

Ключові слова: амплітудна дискретизація, пропускна спроможність каналу, розподілені обчислювальні мережі, співвідношення сигнал/завада, смуга пропускання каналу, частотна дискретизація.

Вступ

Однією із задач забезпечення доступності інформації, яка циркулює в розподілених системах, є задача узгодження можливостей високопродуктивних інформаційних джерел із ресурсами відповідних каналів, що трансформуються в задачу забезпечення максимально можливої пропускної спроможності цих каналів. Деякі із можливих способів підвищення пропускної спроможності каналу розглянуті в [1–4].

Метою цієї роботи є визначення умов реалізації розглянутих у [2] напрямків підвищення пропускної спроможності каналів розподілених мереж за рахунок частотної та амплітудної дискретизації, зокрема, визначення допустимих значень частотних і амплітудних дискрет.

Визначення допустимої ширини дискрети при використанні частотної дискретизації

У роботах [2, 3] при дослідженні можливостей підвищення пропускної спроможності шляхом прямого розширення смуги пропускання каналу та її частотної дискретизації показано, що співвідношення сигнал/завада, яке є обернено пропорційним ширині смуги пропускання ($h^2 = P_c / P_z = P_c / (\Delta F \cdot N_0)$), при збільшенні сму-

ги пропускання каналу стрімко зменшується (рис. 1, крива $h^2 = f(\Delta F)$). Отже, при $\Delta F = P_c / N_0$ це співвідношення дорівнює одиниці, коли ймовірність викривлення символу є досить великою ($P_{\text{випр}} > 3,5 \cdot 10^{-1}$). Здійснювати передачу інформації при цьому надзвичайно важко, якщо взагалі можливо.

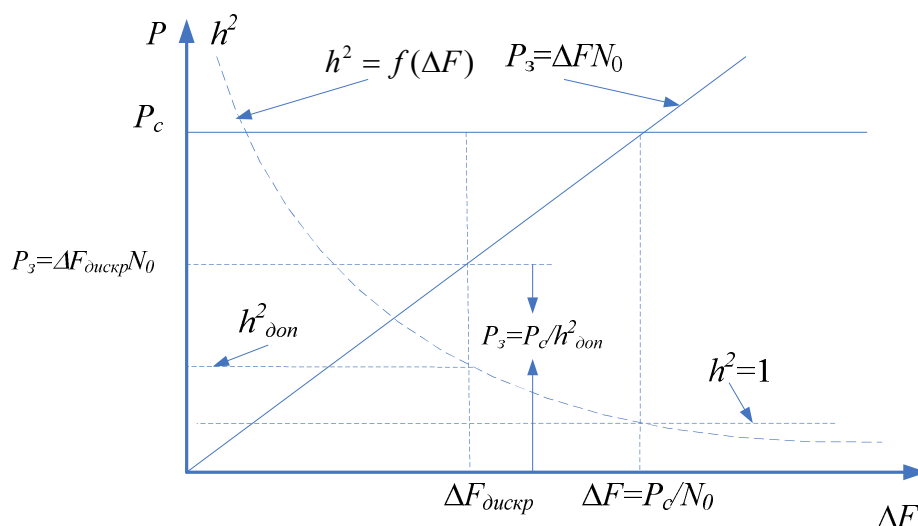


Рис. 1. До реалізації способу прямого розширення смуги пропускання каналу та визначення допустимої ширини частотної дискрети

У той же час згідно стандарту МККТТ (міжнародна назва тієї ж організації — ITU-T), для цифрових даних повинна виконуватись умова $P_{\text{випр}} < 10^{-6}$ (в окремих випадках для критичних даних цей поріг зменшують до 10^{-9}). Отже, виходячи з умови забезпечення на заданому рівні цілісності інформаційних символів (відсутності викривлень) використання частотного ресурсу каналу слід обмежувати такою шириною смуги пропускання, коли вимоги діючих стандартів задовольняються.

Для вирішення цієї задачі авторами пропонується для визначення ширини такої смуги пропускання виходити з відомого виразу для визначення ймовірності викривлення при заданому співвідношенні сигнал/завада:

$$P_{\text{випр}} = 0,5 \exp(-\alpha^2 h^2 / 2),$$

де $P_{\text{випр}}$ — ймовірність викривлення символу (надалі — задана діючими вимогами); α^2 — коефіцієнт, який визначається видом модуляції.

Для цього випадку з останнього виразу при заданому значенні $P_{\text{випр}}$ допустиме співвідношення сигнал/завада може бути визначеним таким, що дорівнює $h^2_{\text{дон}} = -2 \cdot \ln(2 \cdot P_{\text{випр}} / \alpha^2)$. Отже, можна записати:

$$h^2_{\text{дон}} = P_c / P_3 = P_c / (\Delta F \cdot N_0) = -2 \cdot \ln(2 \cdot P_{\text{випр}} / \alpha^2).$$

Звідси допустима ширина смуги частот, назвемо її **частотною дискретою** $\Delta F_{\text{дискр}}$, дорівнює (рис. 1):

$$\Delta F_{\text{дискр}} = -P_c / (2 \cdot N_0 \cdot \ln(2 \cdot P_{\text{випр}} / \alpha^2)).$$

Оскільки $h^2 = P_c / P_z = P_c / (\Delta F \cdot N_0) = P_c / (2 \cdot B \cdot N_0)$, то звідси: $P_c / (2 \cdot N_0) = B \cdot h^2$, і тоді допустима ширина смуги пропускання приймає значення

$$\Delta F_{\text{дискр}} = -B \cdot h^2 / (\ln(2 \cdot P_{\text{випр}} / \alpha^2)).$$

Зрозуміло, що при такому значенні частотної дискрети забезпечуються і допустиме співвідношення сигнал/завада, і потужність завад на рівні, який не перевищує величину

$$P_z = \Delta F_{\text{дискр}} \cdot N_0 = P_c / h^2_{\text{дон}}.$$

Оскільки при цьому кількість амплітудних дискрет (рівнів) сигналу в межах такої дискрети дорівнює одиниці (уся енергетика сигналу витрачається на забезпечення максимально можливої ширини цієї частотної дискрети), то відомий із теореми Шеннона вираз для розрахунку пропускну спроможності

$$C_n = \Delta F \log_2 (h^2 + 1) \tag{1}$$

перетвориться у вираз

$$C_n = \Delta F_{\text{дискр}} \log_2 (1 + 1) = \Delta F_{\text{дискр}}.$$

Значення допустимої ширини смуги пропускання, а отже і значення пропускну спроможності, як правило, є при цьому значно меншим ніж її можливе (потенційне) значення ΔF_k : $\Delta F_{\text{дискр}} \ll \Delta F_k$, отже потенційні частотні ресурси каналу використовуються неефективно.

Виходом із цієї ситуації може бути запропонована в [2] дискретизація смуги пропускання каналу, коли потенційна смуга пропускання розбивається на певну кількість k частотних (рис. 2) дискрет (підканалів) так, що

$$k = \Delta F_k / \Delta F_{\text{дискр}}.$$

При цьому пропускну спроможність каналу збільшується до

$$C_n = k \cdot \Delta F_{\text{дискр}} = \Delta F_k,$$

тобто, в разі використання усіх k частотних дискрет, забезпечується повне використання частотного ресурсу каналу при допустимому рівні ймовірності викривлення символу.

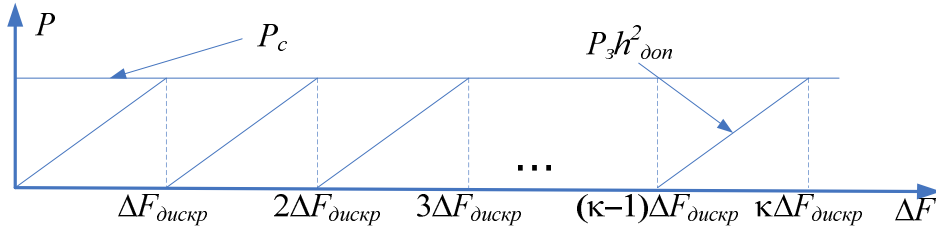


Рис. 2. Реалізації способу частотної дискретизації

Підвищення пропускної спроможності каналів розподілених мереж при використанні багаторівневих сигналів

Розглянемо також можливості щодо збільшення пропускної спроможності C_n при використанні амплітудної дискретизації. Аналіз виразу (1) показує, що збільшення пропускної спроможності C_n може бути досягнутим також за рахунок збільшення співвідношення сигнал/завада та за рахунок спеціальних методів кодування амплітуд інформаційних сигналів [1–3].

Застосування таких спеціальних методів кодування пояснюється можливістю введення $m \leq P_c / P_3$ рівнів сигналів (такий сигнал іноді називають багатопозиційним чи багаторівневим). Кожен із таких сигналів (рис. 3) є кодом (еквівалентом) відповідного l -розрядного ($l = \log_2 m$) узагальненого символу (чи, навіть, повідомлення). Тоді m — кількість можливих узагальнених символів чи повідомлень, яку можна закодувати в амплітуді багаторівневого сигналу.

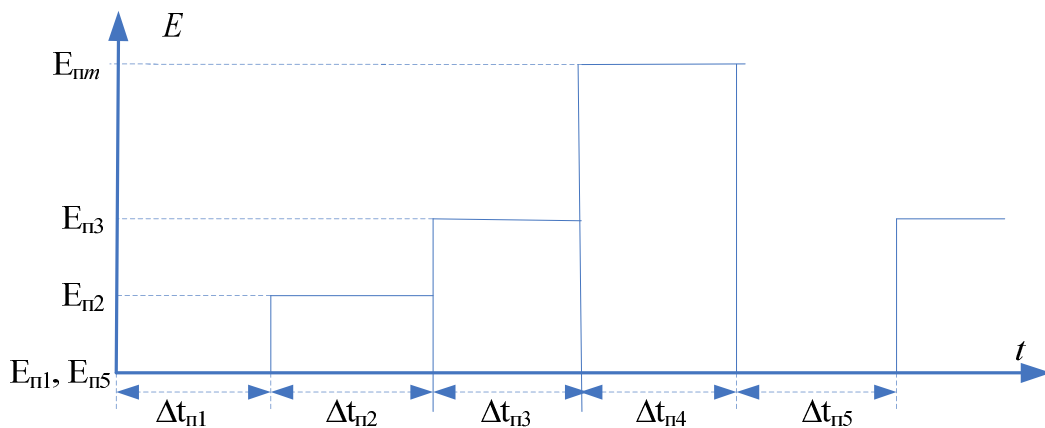


Рис. 3. Передача повідомлень багатопозиційними сигналами: E_{n1}, E_{n5} — рівень першого та п'ятого сигналів із нульовою енергетикою; E_{n2}, E_{n3} — рівні енергетики сигналів другого та третього повідомлень відповідно; E_{nm} — максимальний рівень енергетики m -го повідомлення

Якщо за час однієї i -ї послідовності — передачі одного i -го узагальненого символу (з визначеною його тривалістю Δt_{ni} , а отже із визначеною швидкістю посимвольної передачі інформації $B = 1/\Delta t_{ni}$), можлива передача одного із m рівнів (градацій, варіантів) сигналу, тобто одного із l -розрядних повідомлень, то це є еквівалентним одночасній передачі l двійкових символів повідомлення.

Для каналів без завад значення дискретності може бути скільки завгодно близьким до нуля. При цьому кількість дискрет, і, разом із цим, значення пропускної спроможності, може збільшуватися до нескінченності, але за умов наявності завад ситуація суттєво змінюється. В останньому випадку вплив завад призводить до того, що сигнали, рівні яких відрізняються на величину однієї амплітудної дискретності, можуть бути не розрізненими, наслідком чого є викривлення відповідних повідомлень.

Звернемо увагу на надзвичайно важливі обставини, які полягають в тому, що в умовах впливу завад задеклароване співвідношення сигнал/завада повинно виконуватися по відношенню до кожного можливого рівня сигналу, а отже, — по відношенню до найменшого з них, яким є значення однієї дискретності (градації) за рівнем.

Це є принципово важливим, виходячи з умови забезпечення відсутності викривлень (забезпечення цілісності) інформаційних повідомлень. Причому таке співвідношення сигнал/завада також може бути визначеним, виходячи із розглянутих вище обмежень на ймовірність викривлень $P_{\text{вкр}}$.

Тоді, алгоритм розрахунку пропускної спроможності каналу при застосуванні амплітудної дискретизації полягає в наступному:

1) в обчисленні співвідношення сигнал/завада для однієї дискретності, виходячи з уже наведеного вище виразу: $h_{\text{дискр}}^2 = -2 \cdot \ln(2 \cdot P_{\text{вкр}} / \alpha^2)$;

2) у визначенні кількості таких амплітудних дискрет: $m = h^2 / h_{\text{дискр}}^2 + 1$;

3) в обчисленні пропускної спроможності. З урахуванням викладеного, вираз для обчислення пропускної спроможності при використанні багатопозиційних сигналів набуває вигляду:

$$C_n = 2 \cdot \Delta F \cdot \log_2 m .$$

Оскільки на практиці, як кількість дискрет, так і кількість розрядів для передачі даних дробовим числом не можуть бути, то від логарифма слід брати цілу частину і обчислювати пропускну спроможність із виразу

$$C_n = 2 \cdot \Delta F \cdot [\log_2 m] .$$

Наприклад, для випадку амплітудної модуляції ($\alpha^2 = 1/\sqrt{2}$) і значення $P_{\text{вкр}} = 10^{-4}$ одержимо $h_{\text{дискр}}^2 = 16,34$ (12,1 Дб). З урахуванням наведеної в [2] практичної межі співвідношення сигнал/шум в аналоговій телефонній лінії ($h^2 \geq 3562$ разів чи 35,5 Дб за потужністю), бачимо, що в той час, коли теоретично кількість дискрет є не обмеженою, практична кількість дискрет аналогового сигналу суттєво обмежена величиною $m = h^2 / h_{\text{дискр}}^2 + 1 = 3562/16,34 + 1 = 218,992$.

Зрозуміло, що при зменшенні співвідношення сигнал/завада кількість рівнів сигналу (амплітудних дискрет) зменшується, що призводить до зменшення пропускної спроможності відповідного каналу.

Ідеалізований варіант організації підвищення пропускної спроможності за рахунок передачі l -розрядних ($l = \log_2 m$) повідомлень із кількістю їхніх градацій (варіантів) $m < h^2$ наведено на рис. 4.



Рис. 4. Варіант підвищення пропускної спроможності аналогової лінії за рахунок передачі $m < h^2$ градацій (варіантів) сигналу

Таким чином, для підвищення пропускної спроможності каналу при її узгодженні із продуктивністю інформаційних джерел при використанні частотної та амплітудної дискретизації у статті запропоновано вирази для розрахунку допустимої ширини частотних дискрет, співвідношень сигнал/завада для кожної із амплітудних дискрет, а також їхньої кількості, що дає можливість визначення максимально можливого значення пропускної спроможності каналу.

1. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетики / К. Шеннон. — М., 1963.
2. Матов О.Я. Пропускна спроможність каналу та доступність інформаційних об'єктів у розподілених мережах / О.Я. Матов, В.С. Василенко, О.В. Дубчак // Реєстрація, зберігання і оброб. даних. — 2009. — Т. 11, № 2. — С. 77–82.
3. Алишев Я.В. Предельная пропускная способность и потенциальная помехоустойчивость оптических сетей и систем телекоммуникаций / Я.В. Алишев // Доклады БГУИР. — 2004. — Т. 2, № 2. — С. 43–45.
4. Василенко В.С. Узгодження продуктивності інформаційних джерел із ресурсами каналів розподілених мереж. Амплітудна дискретизація / В.С. Василенко // Реєстрація, зберігання і оброб. даних. — 2009. — Т. 11, № 3. — С. 60–65.

Надійшла до редакції 15.09.2010