

УДК 621.391 (045)

## ПРОПУСКНА СПРОМОЖНІСТЬ КАНАЛІВ ОБЧИСЛЮВАЛЬНИХ МЕРЕЖ В УМОВАХ АМПЛІТУДНО-ЧАСТОТНОЇ ДИСКРЕТИЗАЦІЇ

*В. С. Василенко*, канд. техн. наук, доц., *М. Ю. Василенко*, *А. В. Чунар'ов*

Національний авіаційний університет

int2080@ukr.net

*Розглянуто питання підвищення пропускної спроможності каналів обчислювальних мереж в умовах застосування амплітудно-частотної дискретизації та її узгодження із продуктивністю джерела.*

**Ключові слова:** дискретизація, канал зв'язку, пропускна спроможність, телекомунікаційна мережа.

*The questions increase bandwidth computer networks in the use of amplitude-frequency sampling and its coordination with the output source.*

**Keywords:** discretization, the communication channel, capacity, telecommunications network.

### Постановка проблеми

Для телекомунікаційних систем та їх каналів, як і будь-яких інших каналів передачі даних, завжди є актуальним забезпечення високої пропускної спроможності каналів обчислювальних мереж в умовах певних обмежень на цілісність відповідних інформаційних об'єктів.

Проблему підвищення пропускної спроможності каналу в умовах амплітудної дискретизації слід вирішувати за певних припущень.

*По-перше*, вважатимемо, що ця проблема вирішується в разі можливості впливу на параметри сигналів та організацію інформаційного потоку джерела без зменшення його продуктивності. Як таку можна розглядати, наприклад, можливість організації послідовної видачі бінарних символів тривалістю  $\tau$ , і отже, із продуктивністю джерела  $B_{\text{ае}} = 1/\tau = \Delta F_c$ , де  $\Delta F_c$  — ширина спектра (головної пелюстки спектра, де зосереджена основна енергія) сигналу, та з забезпеченням на виході каналу потужності сигналу  $P_c$ .

*По-друге*, слід врахувати вимогу щодо допустимого рівня цілісності (допустимих значень імовірності викривлень) інформаційних об'єктів ( $D_{\text{ае}}^{\text{д.а.і}}$ ).

Тоді, як проблему, слід розглядати можливості та шляхи організації таких умов передачі сигналів та їх послідовностей, коли при визначених обмеженнях досягається підвищення пропускної спроможності каналів РОМ до потрібного рівня. Як рівень пропускної спроможності каналів  $C_i$  будемо вважати такий, коли виконуються вимоги відповідних теорем Шеннона щодо можливості організації обміну у вигляді:  $C_i \geq B_{\text{ае}}$ . Зрозуміло, що при цьому можливими є такі варіанти.

1. Пропускна спроможність каналу пропускання каналу перевищує продуктивність джерела

$C > B_{\text{ае}}$ . Це відповідає варіанту наявності ще невикористаних ресурсів каналу і потребує додаткового втручання лише в разі необхідності підвищення пропускної спроможності каналу. З цією метою можна організувати передачу інформації одного і того ж повідомлення по певній кількості частотних підканалів (дискрет) одночасно (паралельна передача) чи використати інші можливості (амплітудної, фазової чи більш складних видів дискретизації) щодо такого підвищення пропускної спроможності. Такі можливості уже було розглянуто в праці [4].

2. Пропускна спроможність каналу пропускання каналу дорівнює потрібній смужі пропускання:  $C = B_{\text{ае}}$ . Цей варіант, згідно з відомими теоремами Шеннона, відповідає можливості організації передачі інформації джерела із заданими параметрами по існуючому каналу і не потребує додаткового втручання.

3. Нарешті, *третім* випадком є ситуація, коли пропускна спроможність каналу є меншою, ніж цього потребують параметри продуктивності джерела  $C_i < B_{\text{ае}}$ . Цей варіант, згідно з відомими теоремами Шеннона відповідає неможливості організації передачі інформації джерела із заданими параметрами по існуючому каналу.

Вирішити проблему можна так: змінити параметри каналу так, щоб забезпечити умову  $C_i \geq B_{\text{ае}}$ , чи відмовитися від обміну.

Отже, виникає проблема забезпечення інформаційного обміну в умовах, коли пропускна спроможність каналу є меншою за продуктивність джерела. Розглянемо можливість розв'язання цієї проблеми.

### Аналіз досліджень і публікацій

Відомо [1], що виходячи з відомої Шеннона щодо пропускної спроможності каналу:

$$\tilde{N}_i = \Delta F(1 + P_c / P_c), \quad (1)$$

найбільш простим і ефективним шляхом підвищення пропускної спроможності каналу є пряме (безпосереднє) розширення смуги пропускання каналу. Однак більш ретельні дослідження [1; 2] показують наявність границі такого розширення. Ця границя пропускної спроможності в разі, коли смуга пропускання каналу  $\Delta F_c$ , а отже, і швидкість посимвольної передачі інформації збільшуються необмежено, дорівнює:

$$\lim_{\Delta F \rightarrow \infty} C_1 = 1,44 \cdot P_c / N_0.$$

У праці [2] показано, що після множення чисельника і знаменника правої частини цього виразу на величину  $B \approx \Delta F$ , вираз (1) можна подати у вигляді:

$$\lim_{\Delta F \rightarrow \infty} C_1 = 1,44 \cdot P_c / N_0 = 1,44 \cdot B h^2,$$

де  $B$  — швидкість посимвольної передачі інформації в каналі, при якій зафіксоване співвідношення сигнал/завада, яке дорівнює:

$$h^2 = P_c / P_\zeta, \text{ де } P_\zeta = N_0 \Delta F.$$

При цьому [2] співвідношення сигнал/шум при максимально ефективній швидкості обміну дорівнює одиниці,  $h^2 = P_c / P_\zeta = 1$ , що не дозволяє підвищувати надалі швидкість обміну (та, водночас і пропускну спроможність каналу), використовуючи при цьому можливість, наприклад, багаторівневих сигналів. Дійсно, при такому співвідношенні сигнал/завада другий множник у формулі (1) дорівнює одиниці і цей вираз трансформується до вигляду:

$$C_1 = \Delta F \text{ (біт/с)}.$$

У праці [3] звернуто увагу на той принципово важливий недолік такого підвищення пропускної спроможності, що при  $h^2 = 1$  величина ймовірності викривлення символу є досить великою (наприклад, за умови амплітудної модуляції є не меншою ніж  $P_{\text{аєєò}} > 3,5 \cdot 10^{-1}$ ). Отже, в цих умовах неможливо виконувати вимоги стандарту ІТУ-Т (для цифрових даних  $P_{\text{випр}} < 10^{-6}$ , а в окремих випадках для критичних даних цей поріг зменшують до  $10^{-9}$ ). У працях [4, 5] введені та визначені умови частотно-енергетичного балансу (ЧЕБ) у каналах та визначені умови застосування частотної дискретизації. Показано, що застосування лише частотної дискретизації дозволяє довести пропускну спроможність каналу до величини

$$C_1 = \Delta F \text{ (біт/с)},$$

тобто досягти того ж рівня, що і при прямому розширенні смуги пропускання каналу.

### Мета

Мета статті — визначення умов застосування таких технологій дискретизації частотних та енергетичних ресурсів каналу, які при заданих

характеристиках каналу та рівні цілісності інформаційних об'єктів забезпечують узгодження продуктивності джерела із пропускну спроможністю каналу.

Однак продуктивність існуючих джерел інформації може бути більш значною ніж пропускну спроможність каналу, досягнута за рахунок прямого розширення смуги пропускання каналу чи за рахунок частотної дискретизації. У цьому випадку їх потреби в пропускну спроможності каналу за рахунок лише наявних параметрів каналу можуть бути не задоволеними і тоді виникає питання щодо можливості забезпечення обміну інформацією між джерелом та її одержувачем. Отже, згідно з відомими теоремами Шеннона, умовою можливості передачі інформації є дотримання умови:

$$C_1 \geq B_{\text{ієє}}, \quad (2)$$

в іншому випадку необхідно тим чи іншим шляхом збільшувати пропускну спроможність каналу.

### Пропускна спроможність та співвідношення сигнал/завада

Із виразу (1) витікає, що одним з можливих шляхів збільшення пропускної спроможності каналу  $C_1$  може бути збільшення кількості станів інформаційних сигналів при збільшенні співвідношення сигнал/завада. Це досягається за рахунок спеціальних методів модуляції та кодування інформації.

Застосування таких спеціальних методів модуляції та кодування пояснюється можливістю введення  $m \leq P_c / P_\zeta$  станів сигналів (такий сигнал іноді називають багатопозиційним чи багаторівневим). Кожен із таких сигналів (рис. 1) є кодом (еквівалентом) відповідного  $l$ -розрядного ( $l = \log_2 m$ ) узагальненого символу чи повідомлення. Тоді  $m$  — кількість можливих узагальнених символів чи повідомлень, які можна закодувати в амплітуді багаторівневого сигналу, тобто алфавіт сигналів.

Якщо за час однієї  $i$ -ї послідовності — передачі одного  $i$ -го узагальненого символу (з визначеною його тривалістю  $\tau = \Delta t_i = \text{const}$ , а отже, із визначеною швидкістю посимвольної передачі інформації  $B = 1/\tau$ ) можлива передача одного із  $m$ -рівневих сигналів, тобто одного із  $m$  повідомлень, то це є еквівалентним одночасній передачі повідомлення групами (узагальненими символами) по  $l$  двійкових символів у кожній. При цьому при максимальній кількості рівнів (градацій, дискрет)  $m$  розрядність такої групи  $l$  дорівнює  $l = \log_2 m$ . Зрозуміло, що в каналі без завад величина  $m$  становить:

$$m = P_c / P_\zeta + 1.$$

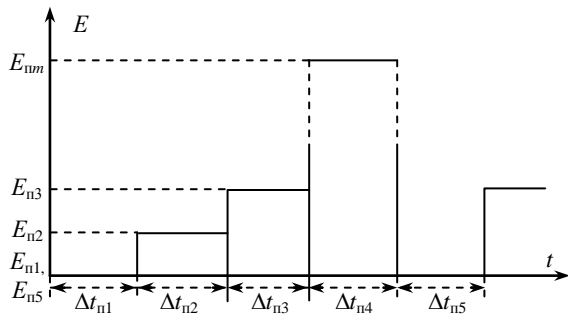


Рис. 1. Передача повідомлень багатопозиційними сигналами:

$E_{n1}, E_{n5}$  — рівень сигналів з нульовою енергетикою;  
 $E_{n2}, E_{n3}$  — рівні енергетики сигналів другого та третього повідомлень відповідно;  $E_{nm}$  — максимальний рівень енергетики  $m$ -го повідомлення

Тоді вираз для розрахунку пропускної спроможності каналу можна подати у вигляді:

$$C_i = Bl = \hat{A} \log_2 m.$$

У працях [2–4] уже розглядали можливості щодо збільшення пропускної спроможності каналу за рахунок використання частотних ресурсів каналу чи прямого (без посереднього) розширення смуги пропускання каналу, чи то шляхом частотної дискретизації. Вважатимемо, що можливості використання частотних ресурсів каналу уже вичерпані. Отже, надалі розглянемо можливості щодо використання енергетичних ресурсів каналу.

З цією метою мінімальну різницю потужностей сигналів між їх суміжними значеннями, наприклад, між  $P_{n,i}$  та  $P_{n,(i+1)}$  вважатимемо величиною енергетичної дискрети  $\Delta P$ . Для каналів без завад значення дискрети  $\Delta P$  може бути скільки завгодно близьким до нуля. При цьому їх кількість  $m = P_c / \Delta P + 1$ , водночас, значення пропускної спроможності може збільшуватися до нескінченності, але за умов наявності завад ситуація суттєво змінюється.

У будь-яких практичних випадках на шляху розширення алфавіту сигналів (величини  $m$ ) є певні перепони. Іноді натикаються на масогабаритні обмеження (наприклад, в системах мобільного зв'язку), пов'язані з тим, що збільшення енергетики сигналу потребує збільшення масогабаритних характеристик передавачів, елементів живлення тощо. Окрім того, збільшення співвідношення сигнал/завада є можливим часто за рахунок великої початкової потужності, регенерації на пунктах підсилення, що потребує певних енергетичних чи матеріальних витрат. Перешкодою на цьому шляху можуть бути, передусім, обмеження на потужність сигналу (а отже, на його амплітуду), тобто і на співвідношення

сигнал / завада. Нагадаємо, що часто співвідношення сигнал/завада розраховується як:

$$h^2 = P_c / P_z = U_c^2 / U_z^2.$$

Наприклад, у дискретних (цифрових) каналах існують досить жорсткі обмеження сигналів за амплітудою (від 0 до +5В при використуванні апаратури в стандарті ТТЛ), а для поширеного стандарту послідовного порту комп'ютера RS-232C передбачена «вилка» амплітуд становить від  $-(3 \dots 12)$  В до  $+(3 \dots 12)$  В, унаслідок цього кількість градацій сигналу (дискрет) навіть поблизу передавача стає значно меншою ніж можна було б очікувати. Це призводить до виникнення так званої *практичної межі* каналу.

Але значення максимального рівня потужності сигналу  $\max P_c$  чи його рівня по напрузі  $\max U_c$  є завжди відомим. Отже, в разі виявлення можливостей збільшення пропускної спроможності каналу за рахунок його енергетичних (амплітудних) ресурсів необхідно виявити можливості утворення певної, бажано максимально можливої, кількості градацій сигналу (дискрет). Зрозуміло, що ця кількість дискрет:

$$\max m = P_c / (\min \Delta P) + 1,$$

де  $\min \Delta P$  — мінімальне значення енергетичної дискрети.

Отже, якщо величину мінімального значення дискрети  $\min \Delta P$  визначити, то тим самим визначається і величина пропускної спроможності каналу.

Як і в працях [2–4] для визначення мінімального значення дискрети  $\min \Delta P$  будемо виходити з умови забезпечення відсутності викривлень (забезпечення цілісності) інформаційних повідомлень. З цією метою, як і раніше, визначимо допустиме значення співвідношення сигнал/завада, виходячи з виразу:

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

Тоді допустиме співвідношення сигнал/завада для однієї дискрети дорівнює:

$$h_{\text{аіі}}^2 = -2 \ln(2P_{\text{аєєд.аіі}} / \alpha^2).$$

Наприклад, для випадку багаторівневої амплітудної модуляції ( $\alpha^2 = 1/\sqrt{2}$ ) і значенні  $P_{\text{аєєд.аіі}} = 10^{-4}$  одержимо  $h_{\text{аіі}}^2 = 16,34$  (12,1 Дб).

Звернемо увагу на надзвичайно важливі обставини, які полягають у тому, що в умовах впливу завад задеклароване допустиме співвідношення сигнал/завада повинно виконуватися відносно до кожного можливого значення сигналу, а отже, — до найменшого з них, яким є значення однієї дискрети (градації) по енергетичному (а, отже, і по амплітудному) рівню.

Тоді, зрозуміло,

$$h_{\text{аєнєд}}^2 = h_{\text{аїї}}^2 = -2\ln(2P_{\text{аєєд.аїї}} / \alpha^2) = \min \Delta P / P_{\text{с}}.$$

Тоді пропускна спроможність каналу при застосуванні лише амплітудної (енергетичної) дискретизації визначиться з такої послідовності перетворень.

З врахуванням того, що  $\min \Delta P = h_{\text{аєєд}}^2 P_{\text{с}}$ , максимально можлива кількість дискрет:

$$m = P_{\text{с}} / (\min \Delta P) + 1 = P_{\text{с}} / (h_{\text{аєєд}}^2 P_{\text{с}}) + 1 = h^2 / h_{\text{аєєд}}^2 + 1 = h^2 / [-2\ln(2P_{\text{аєєд.аїї}} / \alpha^2)] + 1,$$

і пропускна спроможність каналу:

$$C_{\text{ї}} = Bl = B \log_2 \{ P_{\text{с}} / [-2\ln(2P_{\text{аєєд.аїї}} / \alpha^2)] + 1 \},$$

а розрядність узагальненого символу:

$$l = \log_2 \{ P_{\text{с}} / [-2\ln(2P_{\text{аєєд.аїї}} / \alpha^2)] + 1 \}.$$

Спрощену схему утворення узагальнених символів при багаторівневій амплітудній дискретизації подано на рис. 2.

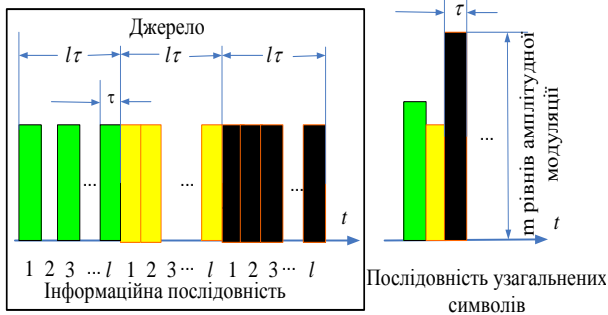


Рис. 2. Спрощена схема утворення узагальнених символів

Як уже говорилося, що при визначенні пропускної спроможності каналу слід враховувати обмеження на величину максимальної потужності сигналу, а отже, і на величину співвідношення сигнал/завада. Це обмеження називається **практичною межею відношення сигнал/шум**.

Наприклад, практична межа відношення сигнал/шум в аналоговій телефонній лінії становить приблизно 35 дБ ( $h^2 = 3562$  за потужністю).

Звичайно, йдеться про потужність чи амплітуду поблизу передавача, тоді як поблизу приймача амплітуда сигналів може бути істотно ослаблена. Отже, при розрахунках пропускної спроможності каналу слід враховувати також затухання сигналу та його вплив на співвідношення сигнал/завада поблизу приймача, і тоді величини  $h^2$ ,  $m$ , а разом з ними, і величина  $C_{\text{ї}}$  буде значно меншими.

Навіть з врахуванням лише практичної межі відношення сигнал/шум кількість дискрет сигнала є суттєво обмеженою. Для вже наведеного прикладу багаторівневої амплітудної модуляції, при  $h_{\text{аєнєд}}^2 = 16,34$  величина

при  $h_{\text{аєнєд}}^2 = 16,34$  величина

$$m = h^2 / h_{\text{аєнєд}}^2 + 1 = 3562 / 16,34 + 1 \approx 219.$$

З урахуванням цього, пропускна спроможність (поблизу від передавача!) для заданих умов багатопозиційних сигналів набуває значення:

$$C_{\text{ї}} = B \log_2 m = B \log_2 219 = 7,775B.$$

Ще одним шляхом збільшення співвідношення сигнал/завада є зниження поблизу від передавача рівня завад (шумів) шляхом використання спеціальних, кабельних ліній зв'язку з низьким рівнем власних шумів, наприклад, оптоволоконних. Проте на практиці рідко можливий вільний вибір лінії передачі, який з погляду реалізації максимальної швидкості передачі однозначно зводиться до використання оптоволоконних ліній зв'язку. За наявності вже існуючих ліній, наприклад телефонних, це потребує значних матеріальних витрат, а в разі застосування радіоканалів — взагалі є неможливим.

Сувору дійсність часто полягає в тому, що *потрібно організувати передачу інформації по тій телефонній лінії чи радіоканалу, які є*.

Таким чином, з розглянутого вище витікає, що застосування амплітудної дискретизації надає можливість підвищення пропускної спроможності каналу.

### Узгодження продуктивності джерел та пропускної спроможності каналів

Як перший шлях до такого узгодження можна вважати запропоноване в працях [4; 5] підвищення пропускної спроможності каналів за рахунок частотної дискретизації. Однак, як уже було наголошено вище, можливості цього методу є обмеженими величиною

$$C_{\text{ї}} = \Delta F \text{ (біт/с)}.$$

Оскільки за умовою, що сформульована в постановці проблеми, можливостей частотної дискретизації недостатньо, розглянемо інші можливі шляхи розв'язання цієї проблеми.

Другим з можливих шляхів є розглянуте вище підвищення пропускної спроможності каналів за рахунок амплітудної дискретизації. Нагадаємо, що для розрахунку пропускної спроможності каналу в умовах амплітудної дискретизації можна використати вираз, який має вигляд:

$$C_{\text{ї}} = B \log_2 m,$$

де  $m$  — кількість станів (амплітудних дискрет) сигналу;  $B = 1/\tau$  — швидкість посимвольної передачі інформації.

Тоді умова (2) набуде вигляду:

$$B_{\text{аєє}} < B \log_2 m. \quad (3)$$

Із умови (3) неважко знайти вимоги щодо потрібних параметрів багаторівневої амплітудної модуляції. Дійсно, із формули (3) випливає:

$$\log_2 m > B_{\text{ає}} / B,$$

звідки потрібна кількість амплітудних дискрет повинна задовольняти нерівності:

$$m > 2^{B_{\text{ає}}/B}.$$

У разі можливості забезпечення такої кількості дискрет, тобто при виконанні умови

$$m = h^2 / h_{\text{ає}}^2 + 1 > 2^{B_{\text{ає}}/B} \quad (4)$$

задачу узгодження продуктивності джерела та пропускної спроможності каналів слід вважати розв'язаною.

Якщо ж умова (4) для практичної реалізації є неможливою, то слід розглянути інші можливості збільшення пропускної спроможності каналу.

Як третій з можливих шляхів пропонується використання більш складних видів модуляції сигналів, наприклад застосування багаторівневої амплітудно-частотної модуляції. При розгляді цієї можливості звернемо увагу на таке.

При частотній дискретизації загальна смуга пропускання каналу  $\Delta F$  розбивається на  $k$  частотних дискрет (підканалів). Тоді, відповідно до першої умови ЧЕБ [4; 5], зменшення в  $k$  разів смуги пропускання дискрети (порівняно з смугою пропускання каналу  $\Delta F$ ):

$$\Delta F_{\text{ає}} = \Delta F / k$$

призводить до еквівалентного збільшення в  $k$  разів співвідношення сигнал/завада в межах кожної з дискрет за рахунок зменшення в  $k$  разів потужності завад, що діють на вході приймального пристрою.

Кількість дискрет  $k$  слід вибирати з урахуванням вимог щодо величини ймовірності викривлення символу  $P_{\text{ає}}^{\text{ає}}$  [4; 5]:

$$k = \Delta F / \{-P_c / [2N_0 \ln(2P_{\text{ає}}^{\text{ає}} / \alpha^2)]\}.$$

У цьому випадку уже відомий вираз для розрахунку кількості станів сигналу при амплітудній дискретизації в межах кожної з частотних дискрет:

$$m = h^2 / h_{\text{ає}}^2 = h^2 / [-2 \ln(2P_{\text{ає}}^{\text{ає}} / \alpha^2)]$$

перетвориться на:

$$m = kh^2 / h_{\text{ає}}^2 = kh^2 / [-2 \ln(2P_{\text{ає}}^{\text{ає}} / \alpha^2)],$$

звідки з урахуванням (4) одержимо умову застосування багаторівневої амплітудно-частотної модуляції:

$$m = kh^2 / h_{\text{ає}}^2 > 2^{B_{\text{ає}}/\Delta F_{\text{ає}}} - 1 = 2^{kB_{\text{ає}}/\Delta F} - 1 = b. \quad (5)$$

На рис. 3 подано залежності складових виразу (5) від  $k$  (графічне розв'язання нерівності (5)).

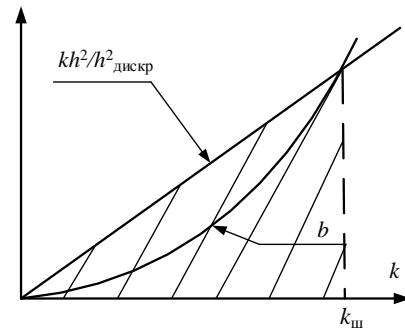


Рис. 3. Визначення кількості частотних дискрет  $k_{\text{ш}}$

З цих залежностей витікає, що умова (4) виконується в певному діапазоні цілочислових значень  $k$  від  $k = 0$  до шуканого значення кореня нерівняння (5)  $k = k_{\text{ш}}$ . Значення  $k = 0$  є умовним, (математичним), свідчить про неможливість обміну.

Значення  $k = 1$  — про вже існуюче узгодження можливостей джерела та каналу при використанні лише однієї частотної дискрети із кількістю амплітудних дискрет  $m = h^2 / h_{\text{ає}}^2$ , а при  $k > 1$  — про можливість організації обміну із застосуванням амплітудно-частотної дискретизації в межах  $k$  дискрет з кількістю амплітудних дискрет  $m = kh^2 / h_{\text{ає}}^2$  у кожній.

Вважатимемо, що умова  $k > 1$  виконується. Тоді в межах кожної дискрети двійкові символи, які можуть передаватися одночасно, складають деякий узагальнений символ (УС) розрядністю  $l = \log_2 m$  біт, де, як уже було показано вище,  $m$  — алфавіт (максимально можлива кількість амплітудних дискрет) сигналу і, відповідно до (2):

$$m > 2^{kB_{\text{ає}}/\Delta F} - 1.$$

Отже, пропускна спроможність каналу при амплітудно-частотній дискретизації (АЧД) із урахуванням розглянутих вище обмежень на величину  $k$  може бути розрахована так:

$$\tilde{N}_{\text{АЧД}} = \Delta F \log_2 \left\{ kh^2 / \left[ -2 \ln(2P_{\text{ає}}^{\text{ає}} / \alpha^2) \right] + 1 \right\}.$$

## Висновки

Таким чином, запропоноване в статті використання багаторівневих амплітудної та амплітудно-частотної модуляцій надає змогу не лише підвищити пропускну спроможність каналів обчислювальних мереж, але й можливість її узгодження із продуктивністю інформаційних джерел, а отже, забезпечити можливості забезпечення заданих характеристик цілісності та доступності інформаційних об'єктів.

**ЛІТЕРАТУРА**

1. 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.

2. Василенко В. С. Модель підвищення пропускної спроможності каналів обчислювальних мереж. Пряме розширення смуги пропускання каналів / В. С. Василенко // Матеріали V міжнародної науково-практичної конференції “Zprávy vědecké ideje — 2009” 27.10–05.11 2009. Inflationní bezpečnost. — Praha : “Publishing House” “Education and Science” s.r.o. 2009. — Т. 12. — С. 49—51.

3. Василенко В. С. Пропускна спроможність каналу та доступність інформаційних об'єктів у

розподілених мережах / О. Я. Матов, В. С. Василенко, О. В. Дубчак // Реєстрація, зберігання і обробка даних. — 2009. — Т. 11, № 2. — С. 77—82.

4. Василенко В. С. Модель підвищення пропускної спроможності каналів обчислювальних мереж. Рівняння частотно-енергетичного балансу / В. С. Василенко // Матеріали VI Міжнародної науково-практичної конференції “Nástrolní moderní vědy — 2010” (27.09— 5.10.2010). — Т. 9. Moderní informační technologie: Praha: “Publishing House” “Education and Science” s.r.o. 2010. — С. 88—91.

5. Василенко В. С. Пропускна спроможність каналів обчислювальних мереж. Умови частотно-енергетичного балансу / В. С. Василенко // Реєстрація, зберігання і обробка даних. — 2009. — Т. 11, № 2. — С. 77— 82.

Стаття надійшла до редакції 11.03.2011.