

УДК 621.39:519.876.5

Л. Н. БЕРКМАН, д-р техн. наук, професор;

Л. О. КОМАРОВА, канд. фіз.-мат. наук, ст. наук. співробітник;

О. А. КІЛЬМЕНІНОВ, здобувач;

В. Б. ТОЛУБКО, д-р техн. наук, професор,  
Державний університет телекомунікацій, Київ

## ПІДВИЩЕННЯ ВІРОГІДНОСТІ ОТРИМУВАНОЇ УПРАВЛЯЮЧОЇ ІНФОРМАЦІЇ ІЗ ЗАСТОСУВАННЯМ ФАЗОРІЗНИЦЕВОЇ МОДУЛЯЦІЇ ВИСОКОЇ КРАТНОСТІ

**Запропоновано оптимальний алгоритм когерентної обробки багаточастотних групових сигналів із застосуванням АФМ і АФРМ, а також показано, що організований на базі цього алгоритму цифровий канал передавання управляючої інформації характеризується значним (не менш як 6–8 дБ) виграшем щодо відношення сигнал/шум на вході демодулятора із відповідним підвищенням вірогідності передавання управляючої інформації системи управління телекомунікаційними мережами.**

**Ключові слова:** система управління телекомунікаційними мережами; фазорізнцева модуляція; вірогідність передавання управляючої інформації; багаточастотний груповий сигнал; оптимальний алгоритм когерентної обробки багаточастотних групових сигналів; відношення сигнал/шум.

### Вступ

Розв'язування завдань щодо визначення вірогідності управляючої інформації з урахуванням вартості системи управління (СУ) телекомунікаційними мережами безпосередньо стосується побудови ефективного цифрового каналу передавання управляючої інформації.

У свою чергу, до побудови ефективного каналу можна підійти одним із двох способів. Перший передбачає розгляд можливості застосування каналів передавання інформації споживачів як каналів передавання інформації в системі управління. Цей тип завдань розв'язується вибором такого каналу (з уже відомими інформаційними та ймовірнісними характеристиками), що найбільшою мірою відповідає поставленим вимогам. Другий тип завдань на побудову ефективного каналу полягає в розробці спеціальних каналів.

Зауважимо, що сучасні СУ мають задовольняти достатньо жорсткі вимоги у плані завадостійкості. Адже процеси інтеграції та конвергенції в сучасних телекомунікаційних мережах уможливають спільне надання телекомунікаційних послуг і послуг мовлення, взаємопроникнення послуг фіксованого та мобільного зв'язку. З огляду на це постає необхідність використовувати найрізноманітніші канали зв'язку як при наданні телекомунікаційних послуг, так і під час передавання управляючої інформації між об'єктами і суб'єктами СУ.

Зокрема, для передавання управляючої інформації в системі управління доводиться використовувати канали зв'язку різного типу, покладені в основу телекомунікаційних мереж. Це означає, що на другому рівні ієрархії TMN (*Telecommu-*

*nication Managment Network*) необхідно реалізувати надійну систему передавання даних. Проаналізуємо методи досягнення цієї мети.

### Забезпечення надійності передавання даних

У каналі зв'язку з постійними характеристиками ймовірність помилки — величина постійна, і, отже, можна заздалегідь спроектувати систему так, щоб її завадостійкість задовольняла задані вимоги.

У каналах зв'язку зі змінними характеристиками ймовірність помилки являє собою змінну величину (неоднорідний канал зв'язку). Отже, якщо навіть вдасться забезпечити середню ймовірність помилки, нижчу від заданого припустимого значення, усе ж в окремі інтервали часу ймовірність помилки неодмінно перевищуватиме припустиме значення. Більш того, у нестационарному каналі зв'язку, на відміну від стаціонарного, зменшення середньої ймовірності помилки не свідчить однозначно про поліпшення якості функціонування системи. Якщо, наприклад, поряд зі зменшенням середньої ймовірності помилки зростає частка випадків, коли ймовірність помилки більша за припустимого, то є сенс вважати, що завадостійкість системи не підвищилася, а зменшилася.

Отже, для забезпечення прийнятної якості роботи реальної системи передавання дискретної інформації в каналі зі змінними характеристиками необхідно підтримувати ймовірність помилки на рівні, що не перевищує деякого заданого припустимого значення. Це завдання може вважатися виконаним, якщо:

1) імовірність помилки менша від заданої та не змінюється, незважаючи на наявність завад, що викликають нестаціонарність каналу зв'язку;

2) імовірність помилки під впливом завад, що викликають нестаціонарність каналу, змінюється, набуваючи довільних значень, менших від заданого, і не перевищує цього значення за жодних змін характеристик каналу зв'язку.

В обох випадках можна вважати, що задана якість функціонування системи досягається завдяки незмінності ймовірності помилки та її незалежності (повної в першому випадку і часткової в другому) від тих причин, що викликають нестаціонарність каналу зв'язку. Для позначення цієї властивості використовують термін *інваріантність*.

Отже, потреба в інваріантних до всіляких збурень СУ зумовлюється необхідністю забезпечити задану якість передавання інформації в каналі зі змінними характеристиками.

Вирішальне значення цифрового каналу передавання управляючої інформації у функціонуванні телекомунікаційної мережі та велика перевага кількості передаваної інформації споживачів мережі порівняно з кількістю управляючої інформації здебільшого змушують закладати більш жорсткі вихідні вимоги до цього каналу з надійності, а також із вірогідності й затримки при передаванні управляючої інформації, а економічні вимоги — помірніші, ніж для каналів передавання інформації споживачів. Це дає змогу забезпечити для цифрового каналу передавання управляючої інформації відношення середньої потужності сигналу в смузі каналу до спектральної щільності потужності шуму — відношення сигнал/шум (*signal to noise rate* — *SNR*), яке перевищує 10 дБ. За таких значень відношення сигнал/шум уможливується визначення фази сигналу на вході демодулятора з точністю, достатньою для реалізації квазікогерентного методу демодуляції. Цим самим для багатопозиційних сигналів забезпечується додатковий вииграш близько 6–8 дБ порівняно з неоптимальними методами прийому.

#### Синтез оптимального алгоритму когерентної обробки багаточастотних групових сигналів

Сигнали з амплітудно-фазовою та амплітудно-фазорізницевою модуляцією (АФМ і, відповідно, АФРМ) зазвичай застосовують для досягнення високих (3 біт/(с·Гц) і більших) питомих швидкостей цифрового передавання в каналах із жорстким обмеженням смуги частот і порівняно доброю енергетикою. До найбільш відомих і часто використовуваних належать 16-позиційні системи АФМ і АФРМ сигналів, що відповідають чотириразовій маніпуляції.

Приклад 16-позиційного сигналу з квадратурно-амплітудною модуляцією (КАМ) наведено на рис. 1.

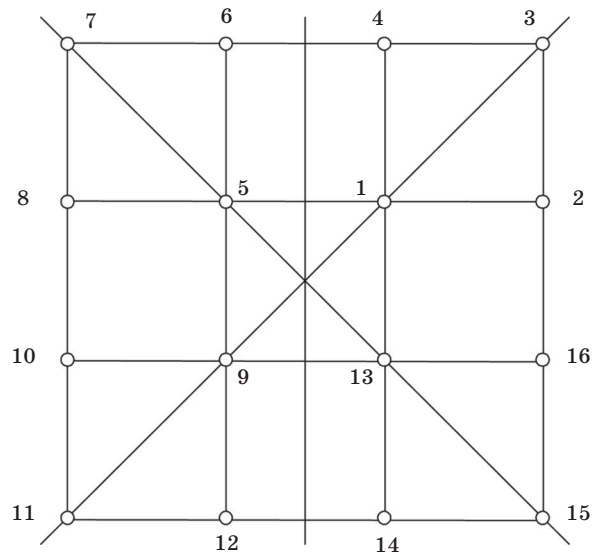


Рис. 1

Відомі також випадки практичного використання сигналів і вищої кратності.

Розглянемо загальний випадок цифрового передавання за допомогою  $m$ -позиційного сигналу з довільними амплітудами  $a_1, a_2, \dots, a_m$  і початковими фазами  $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_m$ , не розрізняючи поки що АФМ і АФРМ.

За такої постановки задачі  $i$ -й варіант переданого сигналу можна подати у вигляді:

$$S_i(t) = a_i \sin(\omega t + \varphi_i), \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (1)$$

У каналі з гауссівським некорельованим шумом оптимальний алгоритм прийому сигналів (1) сформулюємо так: переданий  $i$ -й варіант сигналу фіксуємо за умови, що при всіх  $j \neq i$  виконується нерівність

$$\int_0^T [x(t) - S_i(t)]^2 dt < \int_0^T [x(t) - S_j(t)]^2 dt, \quad (2)$$

де  $x(t)$  — прийнятий сигнал;  $T$  — тривалість послілки;

$$i = \arg \min \int_0^T [x(t) - S_i(t)]^2 dt. \quad (3)$$

У разі цифрової обробки зручно переходити від високочастотного сигналу (2) до його відображення через координати у двовимірному просторі, що на практиці відповідає, наприклад, операціям перенесення чи формуванню спектра поділу ортогональних каналних сигналів у багатоканальній системі.

Отже, нехай відомі обчислені на інтервалі однієї послілки проекції прийнятого сигналу  $x(t)$  і деяких сигналів  $s_i(t)$  на опорні коливання з довільною фазою  $\varphi_0$ :

$$\left. \begin{aligned} x_0 &= \int_0^T x(t) \cos(\omega t + \varphi_0) dt, \\ y_0 &= \int_0^T x(t) \sin(\omega t + \varphi_0) dt, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$\left. \begin{aligned} x_i &= \int_0^T s_i(t) \cos(\omega t + \varphi_i) dt, \\ y_i &= \int_0^T s_i(t) \sin(\omega t + \varphi_i) dt, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$i = 1, 2, \dots, m$ .

Тоді оптимальний алгоритм (3) можна подати у вигляді

$$i = \arg \min \int_0^T [(x_0 - x_j)^2 + (y_0 - y_j)^2] dt. \quad (6)$$

Величини  $x_0$  і  $y_0$  визначаються, як впливає з (4), у результаті обробки поточної прийнятої послідовності сигналів, а значення  $x_i$  та  $y_i$ , кількість яких дорівнює  $2m$ , мають бути відомі апріорно чи обчислені (оцінені) у процесі приймання попередніх послідовностей сигналів.

Для обчислення оцінок даної проекції прийнятого сигналу скористаємося методом зведення та усереднення зазначеної проекції. Наприклад, роль усереднюваних величин відіграватимуть проекції першого варіанта сигналу (1), тобто величини  $x_1$  і  $y_1$ . Далі будемо перетворювати (зводити) до них інші варіанти прийнятого сигналу в процесі підстроювання за інформаційним сигналом. Якщо прийнятий сигнал  $x(t)$  на деякому інтервалі містить  $N$  послідовностей сигналів  $S_1(t)$  у суміші з гауссівським шумом, то, як відомо, максимально правдоподібні оцінки величин  $x_1$  і  $y_1$  подаються такими рівностями:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_{0n}, \\ \tilde{y}_1 &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y_{0n}, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

де  $x_{0n}$  і  $y_{0n}$  — значення розглянутих проекцій на інтервалі  $n$ -ї послідовності. Оцінки (7) є незміщені й ефективні, причому їх можна перетворити на незміщені й ефективні оцінки проекції решти варіантів сигналу, що входять в оптимальний алгоритм (6). Для цього, скориставшись позначенням  $\varphi_j = \varphi_1 + \Delta\varphi_j$ , побудуємо проекцію за таким правилом:

$$\begin{aligned} x_j &= \int_0^T a_j \sin(\omega t + \varphi_j) a_0 \sin(\omega t + \varphi_0) dt = \\ &= \frac{a_j}{a_1} \int_0^T a_1 \sin(\omega t + \varphi_1 + \Delta\varphi_j) a_0 \sin(\omega t + \varphi_0) dt = \\ &= \frac{a_j}{a_1} \left[ \cos \Delta\varphi_j \int_0^T a_1 \sin(\omega t + \varphi_1) a_0 \sin(\omega t + \varphi_0) dt - \right. \\ &\quad \left. - \sin \Delta\varphi_j \int_0^T a_1 \sin(\omega t + \varphi_1) a_0 \cos(\omega t + \varphi_0) dt \right] = \\ &= \frac{a_j}{a_1} (x_1 \cos \Delta\varphi_j - y_1 \sin \Delta\varphi_j). \end{aligned} \quad (8)$$

Аналогічно будемо проектувати  $y_j$ . Замінивши тепер величини  $x_1$  і  $y_1$  їхніми оцінками, дістанемо:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{x}_j &= \frac{a_j}{a_1} (\tilde{x}_1 \cos \Delta\varphi_j - \tilde{y}_1 \sin \Delta\varphi_j), \\ \tilde{y}_j &= \frac{a_j}{a_1} (\tilde{x}_1 \sin \Delta\varphi_j + \tilde{y}_1 \cos \Delta\varphi_j), \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

де  $\Delta\varphi_j$  — відома різниця фаз між сигналами  $S_j(t)$  і  $S_1(t)$ .

Зазначимо, що при обчисленні оцінок згідно з (9) немає потреби в інформації про амплітуди варіантів сигналу  $a_j$  і  $a_1$ , а цілком достатньо знати **відношення цих амплітуд**  $a_j / a_1$ .

Побудовані алгоритми забезпечують когерентний прийом багатопозиційного АФМ сигналу за наявності спеціального синхросигналу, що, наприклад, передуватиме передаванню інформаційних послідовностей. При цьому згідно з (5) обчислюються проекції синхросигналу на опорне коливання з довільною початковою фазою, далі за (7) визначаються оцінки  $\tilde{x}_1$  і  $\tilde{y}_1$  проекцій першого варіанта сигналу, а за (8) обчислюються оцінки проекцій усіх  $m$  варіантів сигналу і, нарешті, оцінки  $\tilde{x}_j$  і  $\tilde{y}_j$ ; усі варіанти сигналу підставляються замість  $x_j$  і  $y_j$  в алгоритм (6), відповідно до якого відбувається демодуляція інформаційних послідовностей.

Наголосимо, що розглянутий алгоритм зорієнтовано на прийом сигналу з абсолютною фазовою модуляцією, оскільки наявність синхросигналу усуває невизначеність початкової фази, яка заважає застосуванню абсолютної фазової модуляції.

Повернемося тепер до розглянутого алгоритму й пристосуємо його до практично найбільш важливого випадку, коли синхросигнал відсутній і «підстроювання» проекцій зразків сигналу доводиться здійснювати безпосередньо за інформаційними послідовностями. У цьому разі необхідно усереднювати не самі проекції прийнятого сигналу,

а зведені проекції. Тут операція зведення полягає в перетворенні прийнятих проекцій до проекцій першого варіанта сигналу з використанням ухваленого рішення про переданий зразок сигналу.

Нехай, як і раніше,  $\Delta\tilde{\varphi}_n$  — різниця фаз між варіантом сигналу, на користь якого ухвалено рішення на  $n$ -й посилючі, і першим варіантом сигналу;  $\tilde{a}_n$  — амплітуда сигналу, на користь якого ухвалено рішення на  $n$ -й посилючі. Тоді  $\Delta\tilde{\varphi}_n$  набуває значень із дискретної множини дозволених фаз, визначених в (1).

Що ж до  $\tilde{a}_n$ , то значення цієї величини дорівнює фактичній амплітуді прийнятої на  $n$ -й посилючі суміші сигналу з шумом. Проте надалі ця величина ототожнюється з амплітудою того варіанта сигналу, на користь якого винесено рішення на  $n$ -й посилючі. *Хвиляста лінія над символами в обох випадках застерігає, що ці оцінки фактично можуть бути помилкові.* Тоді зведені проекції  $x_{1n}$  і  $y_{1n}$  прийнятого сигналу на  $n$ -й посилючі обчислюються через прийняті проекції  $x_{0n}$  і  $y_{0n}$  за формулами:

$$\left. \begin{aligned} x_{1n} &= \frac{a_1}{\tilde{a}_n} (x_{0n} \cos \Delta\tilde{\varphi}_n + y_{0n} \sin \Delta\tilde{\varphi}_n), \\ y_{1n} &= \frac{a_1}{\tilde{a}_n} (y_{0n} \cos \Delta\tilde{\varphi}_n - x_{0n} \sin \Delta\tilde{\varphi}_n). \end{aligned} \right\} (10)$$

Варто наголосити, що  $\tilde{a}_n$  і  $\Delta\tilde{\varphi}_n$  визначаються рішенням про переданий на  $n$ -й посилючі варіант сигналу, ухваленим за результатами обробки величин  $x_{0n}$  і  $y_{0n}$ .

Далі, як і в алгоритмі прийому за синхросигналом, величини (10) усереднюються:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \frac{a_1}{\tilde{a}_n} (x_{0n} \cos \Delta\tilde{\varphi}_n + y_{0n} \sin \Delta\tilde{\varphi}_n), \\ \tilde{y}_1 &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \frac{a_1}{\tilde{a}_n} (y_{0n} \cos \Delta\tilde{\varphi}_n - x_{0n} \sin \Delta\tilde{\varphi}_n). \end{aligned} \right\} (11)$$

Відмінність алгоритму (11) від (7) полягає в тому, що в (7) усереднення здійснюється на інтервалі синхросигналу, а в (11) — на «плинному» інтервалі в  $M$  посилок, що передують посилючі, оброблюваній у даний момент.

Зауважимо, що при обчисленні оцінок згідно з (11) немає потреби в апіорних відомостях про середню потужність сигналу, що підлягає визначенню, оскільки цей алгоритм включає в себе лише відношення амплітуд.

Таким чином, співвідношення (10), (11) разом із (6) являють собою *шуканий алгоритм когерентної обробки сигналу*.

Варіанти різниць фаз  $\Delta\varphi_j$ , необхідні для обчислення за формулами (9) і (10), неважко визначити, скориставшись рис. 2.

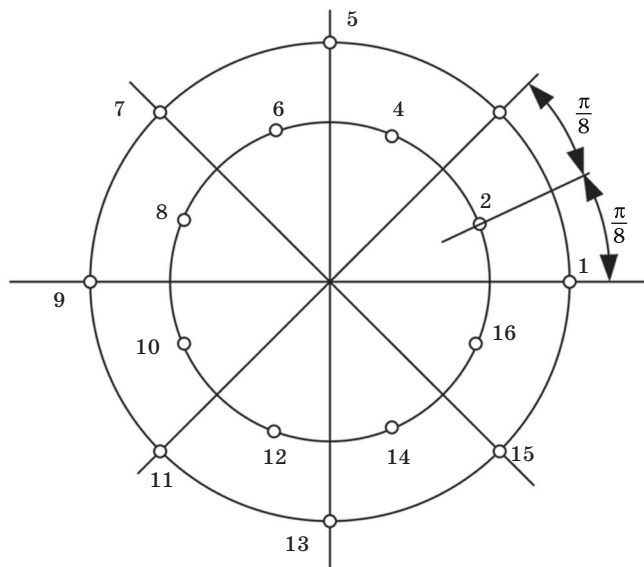


Рис. 2

Для деяких варіантів зручно обчислювати безпосередньо  $\cos\Delta\varphi_j$  і  $\sin\Delta\varphi_j$ . Наприклад, для 4-го варіанта сигналу маємо:

$$\begin{aligned} \sin\Delta\varphi_j &= \sin\left(\varphi_4 - \frac{\pi}{4}\right) = \frac{1}{2}(\sin\varphi_4 - \cos\varphi_4) = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{y_4}{\sqrt{x_4^2 + y_4^2}} - \frac{x_4}{\sqrt{x_4^2 + y_4^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \frac{3}{\sqrt{10}} - \frac{1}{\sqrt{10}} \right) = \frac{1}{\sqrt{5}}; \end{aligned} (12)$$

$$\cos\Delta\varphi_j = \cos\left(\varphi_4 - \frac{\pi}{4}\right) = \frac{1}{2}(\sin\varphi_4 + \cos\varphi_4) = \frac{2}{\sqrt{5}}. (13)$$

Таким чином, у разі приймання 4-го варіанта сигналу зведені проекції обчислюються за формулами:

$$\left. \begin{aligned} x_{1n} &= \frac{a_1}{a_4} \left( x_{0n} \frac{2}{\sqrt{5}} - y_{0n} \frac{1}{\sqrt{5}} \right) = \frac{1}{5} (2x_{0n} - y_{0n}), \\ y_{1n} &= \frac{a_1}{a_4} \left( y_{0n} \frac{2}{\sqrt{5}} - x_{0n} \frac{1}{\sqrt{5}} \right) = \frac{1}{5} (2y_{0n} - x_{0n}). \end{aligned} \right\} (14)$$

Аналогічно для 2-го варіанта сигналу дістаємо  $\sin\Delta\varphi_2 = -\frac{1}{\sqrt{5}}$ ,  $\cos\Delta\varphi_2 = \frac{2}{\sqrt{5}}$ , а відповідні зведені проекції під час приймання цього варіанта сигналу набирають вигляду

$$\begin{aligned} x_{1n} &= \frac{1}{5} (2x_{0n} - y_{0n}), \\ y_{1n} &= \frac{1}{5} (2y_{0n} - x_{0n}). \end{aligned} (15)$$

Тригонометричні функції решти фазових вузлів даної системи сигналів знаходимо з фазових кутів сигналів 1, 2, 3, 4 (див. рис. 2).

Справді, ця система сигналів формується в результаті подвійної фазової модуляції, так що сиг-



нали 5, 6, 7, 8 утворюються поворотом сигналів 1, 2, 3 і 4 на  $90^\circ$ , сигнали 9, 10, 11 і 12 — поворотом зазначених сигналів на  $180^\circ$ , сигнали 13, 14, 15, 16 — поворотом цих самих сигналів на  $-90^\circ$ .

Знайдені в такий спосіб зведені проєкції усереднюємо, дістаючи оцінки  $\tilde{x}_1$  і  $\tilde{y}_1$  проєкцій 1-го варіанта сигналу. Далі згідно з (9) обчислюємо оцінки всіх проєкцій  $\tilde{x}_j$  і  $\tilde{y}_j$ .

### Висновки

Пропонований алгоритм когерентної обробки багатопозиційних АФМ чи АФРМ сигналів особливо зручний для багатоканальних (багаточастотних) систем з ортогональними каналними сигналами. Річ у тім, що в цих системах для поділу ортогональних сигналів використовуються ті самі, що й у пропонованому алгоритмі, процедури обчислення проєкцій прийнятого сигналу на два взаємно ортогональні опорні коливання з довільною початковою фазою.

Як відомо, у багаточастотних демодуляторах опорні коливання всіх каналів звичайно формуються від однієї довільної частоти. Проте початкові фази каналних сигналів мають різні зсуви, причому вони, загалом кажучи, слабко зв'язані між собою (наприклад, у радіоканалах із селективними загасаннями — некорельовані). Саме тому в багатоканальних демодуляторах важко використовувати методи формування опорних коли-

вань, що ґрунтуються на підстроюванні фази керуваного генератора.

Натомість *пропонований алгоритм когерентної обробки не потребує підстроювання фази опорних коливань каналних сигналів, завдяки чому дозволяє досить просто реалізувати як ортогональний поділ сигналів, так і когерентний прийом.*

Адже для поділу каналів використовуються ті самі опорні коливання, що й у разі оптимального некогерентного прийому, тоді як когерентний прийом здійснюється на підставі підстроювання варіантів сигналу в кожному каналі багатоканального модема.

### Література

1. *Багатокритеріальна оптимізація параметрів програмно-конфігурованих мереж* / [В. Б. Толубко, Л. Н. Беркман, Л. О. Комарова, Є. В. Орлов] // *Телекомунікаційні та інформаційні технології*.— 2014.— № 4.— С. 3–8.

2. *Беркман, Л. Н. Теоретичні основи методології синтезу інформаційно-комунікаційних систем* / Л. Н. Беркман, О. В. Копійка // *Телекомунікаційні та інформаційні технології*.— 2014.— № 4.— С. 12–20.

3. *Окунев, Ю. Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами* / Ю. Б. Окунев.

Л. Н. Беркман, Л. А. Комарова, А. А. Кильменинов, В. Б. Толубко

### ПОВЫШЕНИЕ ДОСТОВЕРНОСТИ ПОЛУЧАЕМОЙ УПРАВЛЯЮЩЕЙ ИНФОРМАЦИИ С ПРИМЕНЕНИЕМ ФАЗОРАЗНОСТНОЙ МОДУЛЯЦИИ ВЫСОКОЙ КРАТНОСТИ

*Предложен оптимальный алгоритм когерентной обработки многочастотных групповых сигналов с применением АФМ и АФРМ, а также показано, что организованный на базе этого алгоритма цифровой канал передачи управляющей информации характеризуется значительным (не менее 6–8 дБ) выигрышем по отношению сигнал/шум на входе демодулятора с соответствующим повышением достоверности передачи управляющей информации системы управления телекоммуникационными сетями.*

**Ключевые слова:** система управления телекоммуникационными сетями; фазоразностная модуляция; достоверность передачи управляющей информации; многочастотный групповой сигнал; оптимальный алгоритм когерентной обработки многочастотных групповых сигналов; отношение сигнал/шум.

L. N. Berkman, L. O. Komarova, O. A. Kilmenginov, V. B. Tolubko

### INCREASE OF CONTROLLING INFORMATION VALIDITY WITH MAKING USE OF HIGH MULTIPLICITY DIFFERENTIAL PHASE MODULATION

*The optimal algorithm for coherent multi-frequency group amplitude and phase difference modulated signal processing is proposed. It's shown, that digital control information transmission channel organized according to this algorithm have the important (at least 6–8 dB) concerning SNR on demodulator input with corresponding increase of control system transmission validity.*

**Keywords:** telecommunication management system; amplitude and phase difference modulation; control system transmission validity; multi-frequency group signal; optimal algorithm for coherent multi-frequency group signal processing; SNR.