

УДК 621.39:876.5

В. Б. ТОЛУБКО, доктор техн. наук, професор;

Л. Н. БЕРКМАН, доктор техн. наук, професор;

Є. В. ГАВРИЛКО, канд. військ. наук, ст. наук. співробітник;

І. Е. ПОХАБОВА, аспірантка,

Державний університет телекомунікацій, Київ

ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ОРТОГОНАЛЬНИХ СИГНАЛІВ ІЗ ЧАСТОТНИМ УЩІЛЬНЕННЯМ ДЛЯ БАГАТОКАНАЛЬНИХ МОДЕМІВ: ІНВАРІАНТНИЙ ПІДХІД

Запропоновано методику вибору параметрів багатопозиційних ортогональних сигналів із частотним ущільненням, яка забезпечує нечутливість модема до припустимих відхилень амплітудно- та фазочастотних характеристик каналу зв'язку.

Ключові слова: модем; багатопозиційні ортогональні сигнали; частотне ущільнення; OFDM.

Вступ

Одна з актуальних проблем високошвидкісного передавання сигналів провідними каналами зв'язку полягає в подоланні невизначеності частотних характеристик, зумовленої неможливістю апріорного їх виміру (наприклад, у комутованій мережі) або змінюваністю цих характеристик у часі. Зазначена проблема набуває особливої гостроти тепер, коли в Україні здійснюється перехід до мереж наступного покоління NGN на базі новітніх технологій.

Мета статті — окреслити шляхи поетапного розв'язання комплексу відповідних проблем із розробкою методики визначення параметрів модемів для ортогональних сигналів із частотним ущільненням.

Модеми для ортогональних сигналів із частотним ущільненням (OFDM) загальновідомі, причому особливо добре вони зарекомендували себе в каналах із розсіюванням. Уперше такі модеми стали застосовувати в телефонних радіоканалах декаметрового діапазону, оскільки їм притаманна довга послідовність, яка дозволяє ефективно послабити вплив багатопроменевості на завадостійкість прийому, забезпечивши водночас високу сумарну швидкість передавання. Ці переваги (довга послідовність за порівняно високої стійкості щодо імпульсних завад і переривань) забезпечили OFDM значний розвиток на провідних каналах тактової частоти (ТЧ). Окрім того, у OFDM згідно з припустимими відхиленнями амплітудно- та фазочастотних характеристик (АФЧХ) каналу ТЧ, параметри сигналу вибирають такі, щоб модем був нечутливий (інваріантний) до цих відхилень, незалежно від того, чим вони зумовлені. Такий підхід названо *інваріантним*.

Отже, одна з важливих особливостей багатоканальних модемів це — відносна інваріантність їхньої завадостійкості до форми АФЧХ каналу зв'язку, що дозволяє або зовсім відмовитися від коригування АФЧХ, або обмежитися застосуванням простих фазових коректорів, котрі забезпечують зниження нерівномірності групового часу затримки (ГЧЗ) до значень, типових для однієї чи кількох переприймальних ділянок.

Варто наголосити, що доцільність використання багаточастотних модемів для роботи з провідними каналами зв'язку доведено експериментами та практичними розробками.

Проте й досі немає зручної методики вибору тих параметрів сигналу для зазначених модемів, від яких багато в чому залежить їхня ефективність.

До найважливіших параметрів багатоканальних модемів належить *кількість W підносійних частот — підканалів*. За інших однакових умов зі зростанням W збільшується тривалість тактового інтервалу і знижується ефективно використовувана смуга частот, а це зрештою зменшує вплив неідеальності АФЧХ відповідного каналу. Утім при цьому зростає кількість операцій, виконуваних у процесі модуляції і демодуляції сигналу, та посилюється вплив частотного розстроювання і фазового дрижання каналу [1].

Основна частина

Розглянемо розроблену в Університеті *методику розрахунку параметрів сигналів для OFDM*.

Значення міжканальної величини W , що забезпечує модему властивість відносної інваріантності, можна знайти, обчисливши потужність міжканальної перехідної завади (МПЗ), що виникає через неідеальність АФЧХ каналу.

Методика розрахунку потужності МПЗ, а також методика обчислення кількості підканалів та інших параметрів багатоканальних модемів, призначених для роботи зі стандартними каналами ТЧ із різною кількістю $L = 1, 2, \dots, 5$ переприйомів за НЧ, полягають ось у чому.

У розрахунках уважаються фіксованими:

Δf — смуга пропускання каналу;

V — швидкість передавання повідомлення;

$K \geq V/\Delta f$ — кратність модуляції (K — ціле число).

При цьому АЧХ і ФЧХ каналу задаються нормованими шаблонами для кожної кількості переприйомів.

Окрім того, для кожної кількості переприймальних ділянок визначено норми припустимої нерівномірності АЧХ. Зі збільшенням кількості переприйомів нерівномірність АЧХ відповідно зростає.

Для переходу до ФЧХ використовувалася така апроксимація для однієї переприймальної ділянки:

$$\psi(\omega) = 1,57 \left\{ \sin \left[2\pi \frac{(\omega - \omega_{\text{н}})}{(\omega_{\text{в}} - \omega_{\text{н}})} \right] + \frac{3,8(\omega - 1900 \cdot 2\pi)}{(\omega_{\text{в}} - 1900 \cdot 2\pi)} \right\}, \quad (1)$$

де ω , $\omega_{\text{в}}$, $\omega_{\text{н}}$ — значення відповідно поточної, найвищої (ВЧ) і найнижчої (НЧ) частоти.

Тут і далі ВЧ = 3400 Гц; НЧ = 300 Гц.

У W -канальному модемі тривалість тактового інтервалу

$$\tau = KW/V. \quad (2)$$

Для зменшення міжканальних і міжсимвольних завад (МСЗ) перехідні процеси, що виникають на межах тактових інтервалів, частково вилучаються в демодуляторі введенням захисного інтервалу

$$\Delta\tau_3 = \tau - T = \tau - 1/\Delta F, \quad (3)$$

де ΔF — відстань між підносійними групового сигналу модема; T — тривалість обробки сигналу в демодуляторі, $T = 1/\Delta F$.

Припускаючи ефективне використання смуги частот

$$F_{\text{еф}} \approx (W + 1)\Delta F \quad (4)$$

і вводячи обмеження $F_{\text{еф}} \leq \Delta\phi$, дістаємо нерівності, що визначають області можливих значень параметрів модема:

$$\begin{aligned} 0 \leq \Delta\tau_3 &\leq \frac{k\Delta f - V}{\Delta f V} W - \frac{1}{\Delta f}, \\ \frac{V}{kW} \leq \Delta F &\leq \frac{\Delta f}{W + 1}, \quad \frac{kW}{V} \geq T \geq \frac{W + 1}{\Delta f}, \\ \frac{k\Delta f - V}{k} - \frac{V}{kW} &\geq \Delta f_3 \geq 0, \end{aligned} \quad (5)$$

де $k = 1, 2, \dots$; Δf_3 — «частотний» захисний інтервал, $\Delta f_3 = \Delta f - \Delta f_{\text{еф}}$.

Як впливає з нерівностей (5), за інших однакових умов збільшення W дозволяє одночасно збільшити захисні інтервали і за частотою (Δf_3), і за часом ($\Delta\tau_3$).

При фіксованому W потужність МПЗ не буде монотонно зменшуватися зі зростанням $\Delta\tau_3$, оскільки при цьому зростає $\Delta F_{\text{еф}}$ і наближає крайні підносійні канали до меж лінії, тобто зменшує Δf_3 . Тому для будь-якого W існує оптимальна тривалість $\Delta\tau_3$ (чи T), при якій потужність МПЗ мінімальна.

На l -му тактовому інтервалі груповий сигнал на виході модулятора набирає вигляду

$$S_l(t) = \sum_{n=1}^N S_{n,l}(t) = \sum_{n=1}^N a_{n,l} \cos \left[\left(n + \frac{n_0}{2} \right) 2\pi \cdot \Delta F t + \phi_{n,l} \right], \quad l\tau - \frac{\tau}{2} \leq t \leq l\tau + \frac{\tau}{2}, \quad (6)$$

де $a_{n,l}$, $\phi_{n,l}$ — відповідно постійна амплітуда і початкова фаза; n_0 — ціле число, яке визначає положення підносійних смуги пропускання каналу і вибирається в такий спосіб, щоб виконувалися нерівності:

$$F_1 = \left(n_1 + \frac{n_0}{2} \right) \Delta F > 300 \text{ Гц}, \quad F_w = \left(n_w + \frac{n_0}{2} \right) \Delta F > 3400 \text{ Гц}, \quad (7)$$

де $n_1 = 1$; $n_w = W$.

З огляду на багаточастотність модема та використання шаблонів АЧХ і ГЧЗ застосовується спектральний метод розрахунку потужності МПЗ, а через орієнтування на ЕОМ груповий сигнал подається як періодичний із періодом, більшим за тривалість перехідних процесів.

Розрахунки МПЗ було виконано для послідовності поодиноких прямокутних імпульсів групового сигналу з періодом $T_n \gg \tau$, де τ — тривалість тактового інтервалу. При цьому для спрощення запису можна взяти $l = 0$ і виключити індекс l із формул.

За допомогою розкладу в ряд Фур'є послідовності прямокутних відеоімпульсів тривалістю τ і періодом $T_n = \frac{2\pi}{\Omega}$

$$f(t) = \frac{\Omega\tau}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin K\Omega\tau/2}{k} \cos K\Omega t \quad (8)$$

було знайдено розклад у ряд Фур'є сигналів $S_n(t) = f(t) \cos(\omega_n t + \varphi_n)$ і $F_{n,s} = \varphi(t) \sin \omega_n t$. Для забезпечення періодичності цих сигналів із тим самим періодом T_n виконано умову $\Delta Ft = 2p$ (p — ціле).

Розклад сигналу $S_n(t) = f(t) \cos(\omega_n t + \varphi_n)$ являє собою лінійну комбінацію F_n , $\xi(t)$ — відношення сигнал/шум, і $F_{n,c}(t)$:

$$S_n(t) = \cos \varphi_n F_{n,c}(t) - \sin \varphi_n F_{n,s}(t), \quad (9)$$

що можна звести до такого вигляду:

$$S_n(t) = \frac{\sin(\Omega\tau n/2)}{\pi n} \cos \varphi_n + \sum_{k=1}^{\infty} a_{n,k} \cos(k\Omega t + \varphi_{n,k}).$$

Для розподілу підканалів у багатоканальних демодуляторах застосовується кореляційна обробка, при якій для кожного $1 \leq m \leq N$ обчислюється

$$\dot{Z}_m = \int_{t_0}^{t_0+T} S(t) e^{-j\omega_m t} dt = Z_{c,m} + jZ_{s,m}, \quad (10)$$

де t_0 — початок обробки відповідного тактового інтервалу (задається пристроєм тактової синхронізації модема); $Z_{c,m}$ і $Z_{s,m}$ — відлік відповідно на косинусному і синусному виході корелятора, узятий після

закінчення інтегрування; $S(t)$ — груповий сигнал на виході каналу зв'язку, $S(t) = \sum_{n=N_1}^{N_2} S_n(t)$.

При подачі на вхід корелятора з опорною частотою $m\Omega$ ($m = p(2n + n_0)$) однієї зі спектральних складових $S_n(t)$, наприклад

$$S_{n,k} = a_{n,k} k(k\Omega) \cos[k\Omega t + \varphi_{n,k} + \psi(k\Omega)], \quad (11)$$

сигнал на виході корелятора набирає вигляду

$$Z_{c,m}(n, k) = a_{n,k} k(k\Omega) \{ [U_{d,m}(k) C_{d,m}(k) + U_{s,m}(k) C_{s,m}(k)] \cos[\varphi_{n,k} + \psi(k\Omega)] - [U_{d,m}(k) S_{d,m}(k) + U_{s,m}(k) S_{s,m}(k)] \sin[\varphi_{n,k} + \psi(k\Omega)] \}; \quad (12)$$

$$Z_{s,m}(n, k) = a_{n,k} k(k\Omega) \{ [U_{s,m}(k) S_{s,m}(k) - U_{d,m}(k) S_{d,m}(k)] \cos[\varphi_{n,k} + \psi(k\Omega)] - [U_{d,m}(k) C_{d,m}(k) - U_{s,m}(k) C_{s,m}(k)] \sin[\varphi_{n,k} + \psi(k\Omega)] \}. \quad (13)$$

Тут використано такі позначення:

$$U_{d,m}(k) = \frac{\sin[(k-m)\Omega T/2]}{(k-m)\Omega} \text{ при } k \neq m; \quad U_{d,m}(k) = T/2 \text{ при } k = m; \quad U_{s,m}(k) = \frac{\sin[(k+m)\Omega T/2]}{(k+m)\Omega}; \quad (14)$$

$$S_{d,m}(k) = \sin[(k-m)\Omega(t_0 + T/2)]; \quad S_{s,m}(k) = \sin[(k+m)\Omega(t_0 + T/2)];$$

$$C_{d,m}(k) = \cos[(k-m)\Omega(t_0 + T/2)]; \quad C_{s,m}(k) = \cos[(k+m)\Omega(t_0 + T/2)].$$

Вирази для $Z_{c,m}$ і $Z_{s,m}$ у деяких випадках вдається скоротити. Наприклад, це можливо при $t_0 = -T/2$ або коли на вході демодулятора взято перетворення частоти вгору, при якому $k + m \gg k - m$. Це, у свою чергу, дозволяє знехтувати доданками, що містять у чисельнику сумарні частоти.

Компоненти міжканальної завади, що наводиться сигналом $S_n(t)$ у m -й частотний підканал, обчислюються додаванням:

$$Z_{c,m}(n) = \sum_{k=1}^{\infty} Z_{c,m}(n, k); \quad Z_{s,m}(n) = \sum_{k=1}^{\infty} Z_{s,m}(n, k). \quad (15)$$

Для кількісного оцінювання впливу МПЗ розраховується значення відношення сигнал/шум згідно з таким виразом:

$$\xi_m = \frac{1}{Z_0} \sqrt{\sum_{n=1}^N (Z_{s,m}^2(n) + Z_{c,m}^2(n))}, \quad (16)$$

де $n = \overline{1, N}$, а знак суми з нульовим індексом означає вилучення доданка з $n = m$;

$$Z_0 = \sqrt{Z_{c,m}^2(m) + Z_{s,m}^2(m)}. \quad (17)$$

Значення ξ_m як функції від $\Delta\tau_3$, обчислені за допомогою ЕОМ для різної кількості W переприймальних ділянок, знаходимо згідно з рис. 1, $a-d$.

Верифікацію запропонованої методики здійснимо за таких додаткових умов:

1) $V = 9600$ біт/с, $\Delta f = 3100$ Гц, $K = 4$;

2) $t_0 = -T/2$, що відповідає симетричному розташуванню інтервалу обробки сигналу в демодуляторі відносно початку і кінця імпульсу на вході каналу;

3) початкові фази $\varphi_{n,l}$ у (6) узято нульові.

Варто наголосити, що застосована в розрахунках енергетична оцінка МПЗ має бути інваріантна стосовно вибору початкових підносійних фаз сигналу $S(t)$.

Як і слід було очікувати, *найбільшою чутливістю характеризуються канали, розташовані поблизу меж смуги пропускання тракту.*

Це пояснюється властивостями частотних спотворень, внесених трактом, а саме: на межах смуги пропускання тракту нелінійність фазо- та амплітудно-частотної характеристик різко зростає.

Якщо тривалість перехідних процесів більша, ніж значення захисного інтервалу, а встановлення сигналу відбувається під час його обробки демодулятором, то розфільтрування групового сигналу супроводжується перехідною завадою, що виникає через порушення ортогональності каналних сигналів [2; 3].

Графіки, наведені на рис. 1, $a-d$, ілюструють той факт, що при фіксованому W можна мінімізувати МПЗ вибором $\Delta\tau_3$ чи значення T , а також що вплив частотних спотворень каналу послаблюється зі збільшенням W .

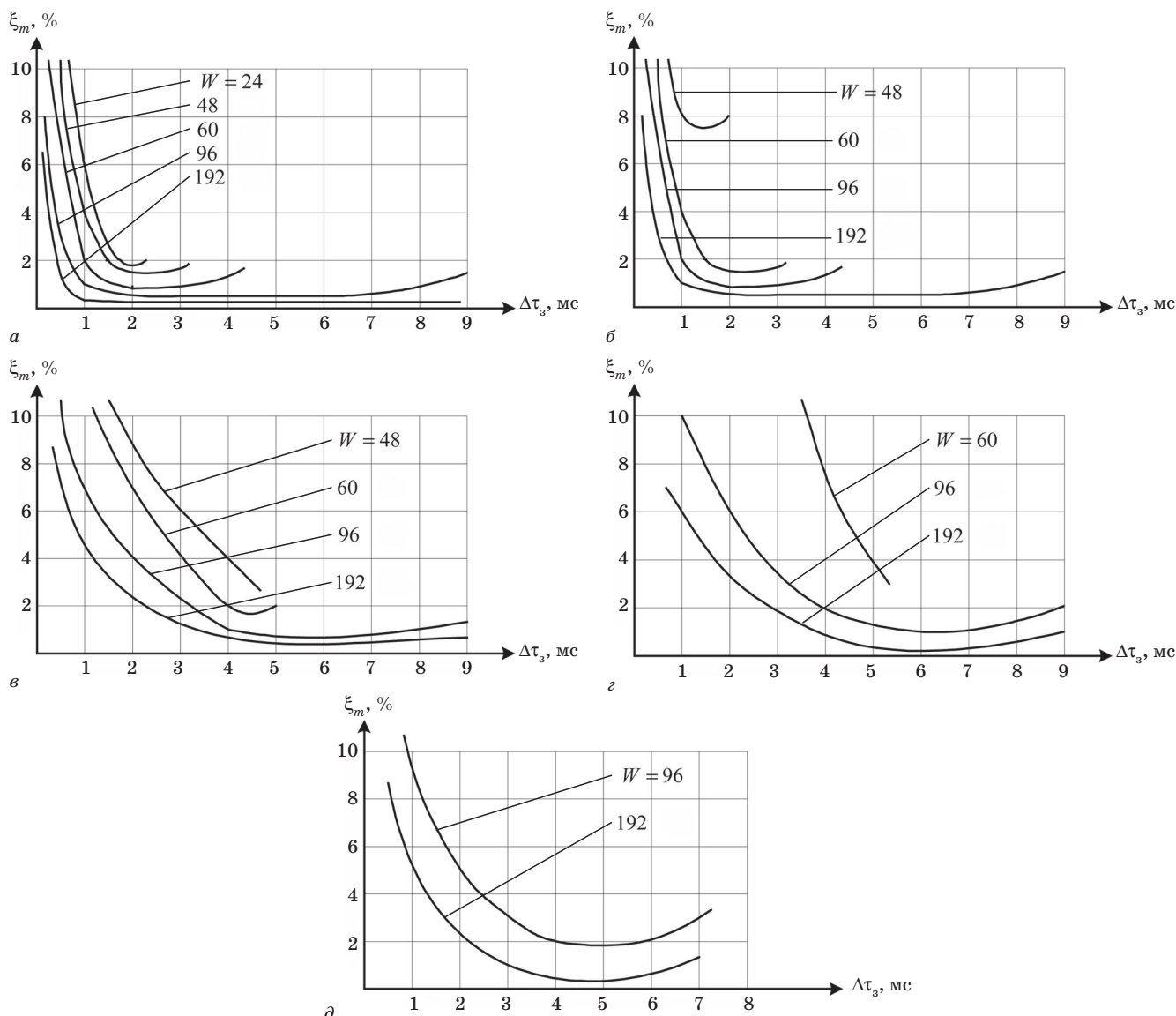


Рис. 1. Залежність $\xi_m(\Delta\tau_3)$ при різних W для одного переприйомів (a); двох переприйомів (b); трьох переприйомів (c); чотирьох переприйомів (d) і п'яти переприйомів (e)

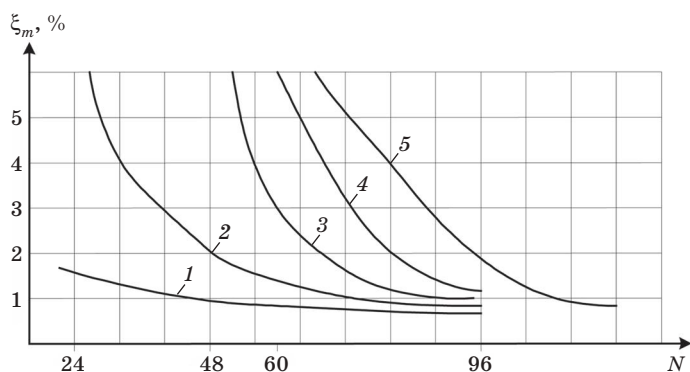


Рис. 2. Криві, що характеризують залежність мінімально досяжних значень ξ_m від N для різної кількості переприйомів за НЧ (номер кривої відповідає кількості переприйомів)

при $W = 24$, прийнятний рівень МПЗ без коригування АФЧХ може забезпечуватися за наявності в каналі не більш як одного переприйому.

Якщо $W = 96$, то така сама властивість модема забезпечується за наявності в каналі до п'яти переприйомів.

Використання постійного фазового коректора дозволяє зменшити кількість підканалів у модемі. Так, якщо коректор забезпечує залишкові нерівномірності АЧХ і характеристики ГЧЗ не гірші, ніж у каналі з двома переприйомами, то норма на значення ξ_m забезпечується при $W \geq 48$.

Висновки

Згідно зі здобутими результатами пропонується така методика вибору параметрів модема.

1. Узнявши припустиме значення відношення сигнал/шум, а також граничні нерівномірності АЧХ і характеристики ГЧЗ, обчислювані згідно з кількістю залишкових переприйомів, знаходимо мінімальне значення W .

2. За графіками, наведеними на рис. 1 і 2, знаходимо значення часового захисного інтервалу $\Delta\tau_3$, що забезпечує необхідне значення ξ_m .

3. Обчислюємо значення τ , T , ΔF , $\{\varphi_i\}$ при $i = 1, 2, \dots, W$.

Варто наголосити, що результати розрахунків, виконаних згідно з запропонованою методикою, відповідають здобутим експериментально.

Література

1. Толубко, В. Б. 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.— М.: Физматгиз, 1988.

Рецензент: доктор техн. наук, професор Л. Ф. Купченко, Харківський університет Повітряних Сил.

В. Б. Толубко, Л. Н. Беркман, Е. В. Гаврилко, И. Э. Похабова

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ С ЧАСТОТНЫМ УПЛОТНЕНИЕМ ДЛЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ МОДЕМОВ: ИНВАРИАНТНЫЙ ПОДХОД

Предложена методика выбора параметров многопозиционных ортогональных сигналов с частотным уплотнением, обеспечивающая нечувствительность модема к допустимым отклонениям амплитудно- и фазочастотных характеристик канала связи.

Ключевые слова: модем; многопозиционные ортогональные сигналы; частотное уплотнение; OFDM.

V. B. Tolubko, L. N. Berkman, E. V. Gavrilko, I. E. Pochabova

DEFINITION OF ORTHOGONAL SIGNAL CHARACTERISTICS WITH FREQUENCY MULTIPLEX FOR MULTI CHANNEL MODEM: INVARIANT APPROACH

In the article was proposed selection method of multiposition orthogonal signal characteristics with frequency multiplex, which provided insensibility to modem to tolerance of amplitude-phase-frequency characteristics of communication link.

Keywords: modem; multiposition orthogonal signals; frequency multiplex; OFDM.