



УКРАЇНА

(19) UA

(11) 47835

(13) A

(51) B H04J1/00, H04L5/26

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ

ОПИС

ДО ДЕКЛАРАЦІЙНОГО ПАТЕНТУ
НА ВІНАХІДВИДАЄТЬСЯ ПІД
ВІДПОВІДАЛЬНІСТЬ
ВЛАСНИКА
ПАТЕНТУ

(54) СПОСІБ ЧАСТОТНОГО УЩІЛЬНЕННЯ ВУЗЬКОСМУГОВИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ КАНАЛІВ

1

2

(21) 2001106761

(22) 03 10 2001

(24) 15 07 2002

(46) 15 07 2002, Бюл. № 7, 2002 р.

(72) Слюсар Вадим Іванович, Смоляр Віктор Григорович

(73) Слюсар Вадим Іванович

(57) 1 Спосіб частотного ущільнення вузькосмугових інформаційних каналів, який полягає в тому, що в передавачі здійснюють багаточастотне кодування інформаційного сигналу з заданим фіксованим рознесенням несучих за підканалами, сформований багаточастотний сигнал дані каналізують на приймальний пристрій, де над прийнятим інформаційним сигналом здійснюють операцію аналого-цифрового перетворення, формування квадратурних складових та швидкого перетворення Фур'є (ШПФ), за результатами ШПФ здійснюють декодування сигналів шляхом визначення амплітудних складових кожної з несучих прийнятого сигналу, який відрізняється тим, що рознесення несучих сигналів частотно-кодованого повідомлення здійснюють з урахуванням можливості їх подальшого надреалістського розрізнення за частотою при виконанні вимог інформаційної надійності, в приймачі для декодування інформаційного повідомлення за отриманими після ШПФ напругами цифрових сигналів визначають амплітудні складові для кожної несучої.

2 Спосіб по п. 1, який відрізняється тим, що в приймачі амплітудні складові для кожної несучої визначають за виразом

$$\hat{a}_m^{c(s)} = \frac{\det_m^{c(s)}}{S \cdot \det}; \quad m=1,2,\dots,M,$$

S - розмірність (кількість точок) операції ШПФ,

$$\det = \begin{vmatrix} f_1(w_1) & f_1(w_2) & f_1(w_3) & \dots & f_1(w_M) \\ f_2(w_1) & f_2(w_2) & f_2(w_3) & \dots & f_2(w_M) \\ f_3(w_1) & f_3(w_2) & f_3(w_3) & \dots & f_3(w_M) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ f_M(w_1) & f_M(w_2) & f_M(w_3) & \dots & f_M(w_M) \end{vmatrix},$$

$\det_m^{c(s)}$ - частковий визначник, отриманий з \det

заміною відповідного стовпчика вектором вільних членів $[B^{c(s)}]$, причому

$$[B^{c(s)}] = [U_1^{c(s)} \quad U_2^{c(s)} \quad U_3^{c(s)} \quad \dots \quad U_S^{c(s)}]^T,$$

$U_j^{c(s)}$ - квадратурні складові комплексного значення відгуку j-го ШПФ-фільтра,

$$f_j(w_m) = \left[\sin S \cdot \left[j \cdot \frac{\pi}{S} - w_m \right] \right] \times \left[\sin \left[j \cdot \frac{\pi}{S} - w_m \right] \right]^{-1}$$

значення характеристики синтезованих шляхом ШПФ частотних фільтрів,

w_j, w_k, w_m - частоти з множини заданих, виражені в частках ширини характеристики ШПФ-фільтра

3 Спосіб по п. 1, який відрізняється тим, що в приймачі амплітудні складові для кожної несучої визначають за виразом

$$\hat{a}_m^{c(s)} = \frac{\det_m^{c(s)}}{S \cdot \det}; \quad m=1,2,\dots,M,$$

де S - розмірність (кількість точок) операції ШПФ,

$$\det = \begin{vmatrix} S & f_{12} & f_{13} & \dots & f_{1M} \\ f_{12} & S & f_{23} & \dots & f_{2M} \\ f_{13} & f_{23} & S & \dots & f_{3M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ f_{1M} & f_{2M} & f_{3M} & \dots & S \end{vmatrix}$$

$\det_m^{c(s)}$ - частковий визначник, отриманий з \det заміною відповідного стовпчика вектором вільних членів $[B^{c(s)}]$, причому

$$[B^{c(s)}] = \left[\sum_{j=0}^{S-1} U_j^{c(s)} f_j(w_1) \quad \sum_{j=0}^{S-1} U_j^{c(s)} f_j(w_2) \quad \dots \quad \sum_{j=0}^{S-1} U_j^{c(s)} f_j(w_M) \right]^T,$$

$U_j^{c(s)}$ - квадратурні складові комплексного значення відгуку j-го ШПФ-фільтра,

$$f_k = \frac{\sin S (w_1 - w_k)}{\sin (w_1 - w_k)}, \quad f_j(w_m) = \left[\sin S \left[j \cdot \frac{\pi}{S} - w_m \right] \right] \times \left[\sin \left[j \cdot \frac{\pi}{S} - w_m \right] \right]^{-1}$$

значення характеристики синтезованих шляхом ШПФ частотних фільтрів,

w_j, w_k, w_m - частоти з множини заданих, виражені в частках ширини характеристики ШПФ-фільтра

(13) A

(11) 47835

(19) UA

4 Спосіб по пп 1 - 3, який відрізняється тим, що аналого-цифрове перетворення сигналів здійснюють з періодом дискретизації, кратним непарному числу чвертей періоду центральної для інформаційного пакета частоти, отримані в $2S$ ($2S > M$) послідовних відліках часу цифрові напруги сигналів розділяють на парні й непарні за номером слідування вибірки з подальшим використанням їх як квадратурних складових для виконання S -точкового ШПФ

5 Спосіб по пп 1 - 3, який відрізняється тим, що формування квадратурних складових здійснюють шляхом дискретного перетворення Гільберта в режимі ковзаючого вікна над заданою кількістю відліків, яка залежить від порядку фільтра

Гільберта

6 Спосіб по пп 1 - 5, який відрізняється тим, що в передавачі додатково до частотно-дискретного кодування здійснюють амплітудне кодування несучих шляхом устанавлення у відповідність дискретним значенням амплітуди сигналів заданої кодової комбінації інформаційного повідомлення

7 Спосіб по пп 1 - 5, який відрізняється тим, що в передавачі додатково до частотно-дискретного кодування здійснюють амплітудно-фазове кодування несучих шляхом устанавлення у відповідність дискретним значенням квадратурних складових амплітуди сигналів заданої кодової комбінації інформаційного повідомлення

Винахід стосується техніки електрозв'язку і може бути використаний в модемних лініях зв'язку та інших телекомунікаційних системах з частотним розподілом каналів

Відомо, що для поширення перепускної здатності систем зв'язку з частотним розподілом каналів традиційно застосовувався метод розширення їх смуги пропускання. Такий підхід головним чином був обумовлений застосуванням аналогових методів розфільтровки сигналів або ж цифрових еквівалентів таких процедур, що не дозволяють розділяти сигнали з несучими, частоти яких відрізняються менше, ніж на ширину смуги пропускання частотного фільтра

Однак цей підхід пов'язаний з необхідністю постійного оновлення фізичних каналів зв'язку й відкидає можливість застосування розгалужених на сьогоднішній день вузькосмугових ліній обміну інформацією

Оскільки рано чи пізно виникають обмеження на припустиму смугу каналу, традиційний підхід не завжди у змозі задовольнити існуючим вимогам

Серед відомих методів частотного ущільнення каналів зв'язку найбільш близьким за своєю сутністю до способу, що заявляється, є метод OFDM - ортогональної частотної дискретної модуляції [1]. Сутність його полягає в тому, що вся відведена сума частот розділяється на велику кількість підканалів фіксованої ширини. Фактично OFDM можна розглядати як набір суміжних амплітудно-модульованих систем, що працюють паралельно на несучих, кожна з яких відповідає частоті тону підканалу

Для забезпечення ортогональності між різними підканалами номінали їх несучих визначаються таким чином, щоб вони співпадали з максимумами амплітудно-частотної характеристики частотних фільтрів, синтезованих шляхом операції швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) над цифровою сигнальною вибіркою. У цьому випадку сигнали, отримані після ШПФ, являються ортогональними і в ідеалі (наприклад, за умов відсутності доплерівського зсуву частоти) не впливають один на одного

Сукупність операцій над сигналом у способі-прототипі полягає, зокрема, в наступному. В передавачі здійснюють багаточастотне кодування інформаційного сигналу з заданим фіксованим рознесенням за несучих за підканалами, сформований багаточастотний сигнал далі каналізують на приймальний пристрій, де над прийнятим інформаційним сигналом здійснюють операцію аналого-цифрового перетворення, формування квадратурних складових та швидкого перетворення Фур'є, за результатами ШПФ здійснюють декодування сигналів шляхом визначення амплітудних складових кожної з несучих прийнятого сигналу

Зазначений спосіб-прототип дозволяє суттєво ущільнити вузькосмугові інформаційні канали у порівнянні з аналоговими системами зв'язку з частотно-дискретним кодуванням та їх цифровими еквівалентами. Однак таке ущільнення обмежується шириною смуги синтезованих шляхом ШПФ частотних фільтрів

Тому технічне завдання, вирішуване заявленим винаходом, полягає в удосконаленні основної ідеї методу OFDM шляхом застосування більш щільного розташування несучих частотних каналів зв'язку на підставі їх надрелеївського розрізнення

Сутність заявленого способу полягає в тому, що рознесення несучих сигналів частотно-кодованого повідомлення здійснюють з урахуванням можливості їх подальшого надрелеївського розрізнення за частотою при виконанні вимог інформаційної надійності, в приймачі для декодування інформаційного повідомлення за отриманими після ШПФ напругами цифрових сигналів визначають амплітудні складові для кожної несучої

При цьому в найпростішому випадку амплітудні складові для кожної несучої можуть визначати за виразом

$$\hat{a}_m^{(s)} = \frac{\det_m^{(s)}}{S \cdot \det}; \quad m = 1, 2, \dots, M, \quad (1)$$

де S - розмірність (кількість точок) операції ШПФ,

$$\det = \begin{vmatrix} f_1(w_1) & f_1(w_2) & f_1(w_3) & \dots & f_1(w_M) \\ f_2(w_1) & f_2(w_2) & f_2(w_3) & \dots & f_2(w_M) \\ f_3(w_1) & f_3(w_2) & f_3(w_3) & \dots & f_3(w_M) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ f_M(w_1) & f_M(w_2) & f_M(w_3) & \dots & f_M(w_M) \end{vmatrix},$$

$\det_m^{(s)}$ - частковий визначник, отриманий з \det заміною відповідного стовпчика вектором вільних членів $[B^{(s)}]$, причому

$$[B^{(s)}] = [U_1^{(s)} \quad U_2^{(s)} \quad U_3^{(s)} \quad \dots \quad U_S^{(s)}]^T,$$

$U_j^{(s)}$ - квадратурні складові комплексного значення відгуку j-го ШПФ-фільтра,

$$f_j(w_m) = \left[\sin S \cdot \left[j \cdot \frac{\pi}{S} - w_m \right] \right] \times \left[\sin \left[j \cdot \frac{\pi}{S} - w_m \right] \right]^{-1}$$

значення характеристики синтезованих шляхом ШПФ частотних фільтрів,

w_1, w_k, w_m - частоти з множини заданих, виражені в долях ширини характеристики ШПФ-фільтра

Суттєвою відмінністю заявленого способу є те, що частоти інформаційних сигналів можуть бути рознесені за частотою менше, ніж на ширину синтезованого частотного фільтра. При цьому точність виміру амплітудних складових багаточастотного сигналу визначається відношенням сигнал/шум, а також рознесенням несучих сигналів за частотою.

Для отримання оптимальних за методом найменших квадратів оцінок амплітудних складових їх визначають за формулою

$$\hat{a}_m^{(s)} = \frac{\det_m^{(s)}}{S \cdot \det}; \quad m = 1, 2, \dots, M, \quad (2)$$

де S - розмірність (кількість точок) операції ШПФ,

$$\det = \begin{vmatrix} S & f_{12} & f_{13} & \dots & f_{1M} \\ f_{12} & S & f_{23} & \dots & f_{2M} \\ f_{13} & f_{23} & S & \dots & f_{3M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ f_{1M} & f_{2M} & f_{3M} & \dots & S \end{vmatrix},$$

$\det_m^{(s)}$ - частковий визначник, отриманий з \det заміною відповідного стовпчика вектором вільних членів $[B^{(s)}]$, причому

$$[B^{(s)}] = \left[\sum_{j=0}^{S-1} U_j^{(s)} \cdot f_j(w_1) \quad \sum_{j=0}^{S-1} U_j^{(s)} \cdot f_j(w_2) \quad \dots \quad \sum_{j=0}^{S-1} U_j^{(s)} \cdot f_j(w_M) \right]^T,$$

$U_j^{(s)}$ - квадратурні складові комплексного значення відгуку j-го ШПФ-фільтра,

$$f_j = \frac{\sin S \cdot (w_1 - w_k)}{\sin(w_1 - w_k)}, \quad f_j(w_m) = \left[\sin S \cdot \left[j \cdot \frac{\pi}{S} - w_m \right] \right] \times \left[\sin \left[j \cdot \frac{\pi}{S} - w_m \right] \right]^{-1}$$

- значення характеристики синтезованих шляхом ШПФ частотних фільтрів,

w_1, w_k, w_m - частоти з множини заданих, виражені в долях ширини характеристики ШПФ-фільтра

Для спрощення операцій заявленого способу аналого-цифрове перетворення сигналів здійснюють з періодом дискретизації, кратним непарному числу чвертей періоду центральної для інформаційного пакету частоти, отримані в $2S$ ($2S > M$) послідовних відліках часу цифрові напруги сигналів розділяють на парні й непарні за номером слідування вибірки з подальшим використанням їх в якості квадратурних складових для виконання S -точкового ШПФ.

В відповідальних випадках формування квадратурних складових може здійснюватись шляхом дискретного перетворення Гілберта, в режимі ковзаючого вікна над заданою кількістю відліків, яка залежить від порядку фільтра Гілберта.

З метою підвищення перепускної здатності системи зв'язку в передавачі додатково до частотно-дискретного кодування може здійснюватись амплітудне або амплітудно-фазове кодування несучих, наприклад, за відомими методами QPSK, 8PSK і т.і., коли дискретним значенням амплітудних складових сигналів ставиться у відповідність та чи інша кодова комбінація інформаційного повідомлення.

Прикладом доказу працездатності заявленого способу може бути експериментальна апробація аналогічної сукупності операцій над багаточастотним сигналом, яка детально наведена в описі винаходу за патентом РФ № 2054684 [2], де вона застосовувалась для виміру амплітудно-частотних характеристик радіотехнічної системи.

Джерела інформації

1. Технология цифровой связи ADSL // "Технологии и средства связи" - 1998 - № 3 с 6 - прототип

2. Патент РФ № 2054684 "Способ измерения амплитудно-частотных характеристик" G01R23/16 - Слюсар В. І. - Опубл. 20.02.96 Бюл. № 5

ДП «Український інститут промислової власності» (Укрпатент)
вул. Сім'ї Хохлових, 15, м. Київ, 04119, Україна
(044) 456 – 20 – 90

ТОВ "Міжнародний науковий компет"
вул. Артема, 77, м. Київ, 04050, Україна
(044) 216 – 32 – 71