



УКРАЇНА

(19) UA (11) 47918 (13) A

(51) B H04J1/00, H04L5/26

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІОПИС
ДО ДЕКЛАРАЦІЙНОГО ПАТЕНТУ
НА ВІНАХІДВидається під
відповідальність
власника
патенту

(54) СПОСІБ ЧАСТОТНОГО УЩІЛЬНЕННЯ ВУЗЬКОСМУГОВИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ КАНАЛІВ

1

2

(21) 2001117512

(22) 05 11 2001

(24) 15 07 2002

(46) 15 07 2002, Бюл. № 7, 2002 р.

(72) Слюсар Вадим Іванович, Смоляр Віктор Григорович, Степанець Анатолій Михайлович, Слюсар Ігор Іванович

(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 далі каналізують на приймальний пристрій, де над прийнятим інформаційним сигналом здійснюють операцію аналого-цифрового перетворення (АЦП), формування квадратурних складових та швидкого перетворення Фур'є (ШПФ), за результатами ШПФ здійснюють декодування сигналів інформаційного повідомлення шляхом визначення квадратурних складових амплітуди кожної з несучих прийнятого сигналу, який відрізняється тим, що операцію ШПФ в приймачі реалізують над напругами сигналів, отриманих в результаті додаткового стробування відліків АЦП

2 Спосіб за п. 1, який відрізняється тим, що в передавачі додатково до частотно-дискретного кодування здійснюють амплітудно-фазове кодування несучих шляхом постанови у відповідність дискретним значенням квадратурних складових амплітуди сигналів заданої кодової комбінації інформаційного повідомлення

3 Спосіб за пп. 1-2, який відрізняється тим, що аналого-цифрове перетворення сигналів здійснюють з періодом дискретизації, кратним непарному числу чвертей періоду центральної для інформаційного пакета частоти, додаткове стробування відліків АЦП здійснюють шляхом їх накопичення за виразом

$$U_i^c = \sum_{s=1}^N U_s \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot s\right);$$

$$U_i^s = -\sum_{s=1}^N U_s \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot s\right),$$

де N - кількість накопичуваних у стробі відліків АЦП (парне число), при цьому загальна кількість утворених стробів повинна бути не меншою, ніж розмірність процедури ШПФ

4 Спосіб за п. 3, який відрізняється тим, що декодування сигналів інформаційного повідомлення виконують з нормуванням відліків напруг сигналів на величину N/2

5 Спосіб за пп. 1-2, який відрізняється тим, що формування квадратурних складових сигналів U_s^c у приймачі здійснюють шляхом аналогового перетворення прийнятого сигналу опірною після формування квадратурних складових сигналів здійснюють їх аналого-цифрове перетворення, а додаткове стробування відліків АЦП проводять шляхом їх накопичення за виразом

$$\tilde{U}_i^c = \sum_{s=1}^N \left(U_s^c \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot s\right) + U_s^s \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot s\right) \right),$$

$$\tilde{U}_i^s = \sum_{s=1}^N \left(U_s^s \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot s\right) - U_s^c \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot s\right) \right),$$

при цьому загальна кількість утворених стробів повинна бути не меншою, ніж розмірність процедури ШПФ

6 Спосіб за пп. 1-2, який відрізняється тим, що формування квадратурних складових сигналів у приймачі здійснюють шляхом дискретного перетворення Гільберта в режимі ковзаючого вікна над заданою кількістю відліків АЦП, яка залежить від порядку фільтра Гільберта, операцію додаткового стробування здійснюють над утвореними за фільтром Гільберта цифровими відліками напруг сигналів U_s^c , U_s^s шляхом їх накопичення за виразом

$$\tilde{U}_i^c = \sum_{s=1}^N \left(U_s^c \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot s\right) + U_s^s \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot s\right) \right),$$

$$\tilde{U}_i^s = \sum_{s=1}^N \left(U_s^s \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot s\right) - U_s^c \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot s\right) \right),$$

при цьому загальна кількість утворених стробів повинна бути не меншою, ніж розмірність процедури ШПФ

7 Спосіб за п. 6, який відрізняється тим, що довжина цифрової сигнальної вибірки отриманих

(13) A

(11) 47918

(19) UA

після додаткового стробування напруг, над якою - виконується ШПФ, перевищує за кількістю відліків розмірність ШПФ на подвоєний перехідний інтервал фільтра Гільберта

8 Спосіб за пп 5-7, який **відрізняється** тим, що - декодування сигналів інформаційного повідомлення виконують з нормуванням відліків напруг сигналів на величину N

9 Спосіб за пп 1-8, який **відрізняється** тим, що рознесення несучих сигналів частотно-кодованого повідомлення у передавачі здійснюють з урахуванням їх подальшої ортогональності за частотою по виходам синтезованих ШПФ-фільтрів

10 Спосіб за пп 1-8, який **відрізняється** тим, що рознесення несучих сигналів частотно-кодованого повідомлення здійснюють з урахуванням можливості їх подальшого надрепелівського розрізнення за частотою при виконанні вимог інформаційної надійності

11 Спосіб за пп 9, 10, 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,

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

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

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

- 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 долях ширини характеристики ШПФ-фільтра

12 Спосіб за пп 9, 10, який **відрізняється** тим, що амплітудні складові в приймачі 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,

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

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

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

- квадратурні складові комплексного значення відгуку j-го ШПФ-фільтра,

$$f_{jk} = \frac{\sin S \cdot (w_j - w_k)}{\sin(w_j - w_k)},$$

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

- значення характеристики синтезованих шляхом ШПФ частотних фільтрів,

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

13 Спосіб за пп 1-12, який **відрізняється** тим, що перед передачею модульованих сигналів здійснюється оцінка завадової обстановки на лінії зв'язку при відсутності сигналу передавача шляхом оцінки квадратурних складових завадових сигналів на кожній з частот, після чого відповідно змінюють - рівень компонентів модульованого багаточастотного сигналу

14 Спосіб за п 13, який **відрізняється** тим, що - рівень завад перевідбиття в лінії оцінюють по тестовому сигналу передавача, квадратурні складові - амплітуд якого мають фіксовані і відомі на приймачній стороні значення, після оцінки квадратурних складових тестового сигналу здійснюють відповідну адаптацію рівня модульованих сигналів інформаційного повідомлення, причому як тестовий сигнал застосовують багаточастотний - пакет з мінімум двома сигналами ненульової амплітуди, а завадова обстановка оцінюється за співвідношенням оцінок амплітуд сигналів та відхиленням їх від еталонних значень

Винахід стосується техніки електрозв'язку і може бути використаний в системах зв'язку і тел-

екommунікаційних системах з цифровим діаграмоутворенням та 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 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 інформаційного повідомлення шляхом визначення квадратурних складових амплітуди 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. Крім того, при розробці систем зв'язку з цифровим формуванням діаграм спрямованості (ЦФДС) антенних решток нерідко виникають ситуації, коли операція ЦФДС не може бути виконана за період дискретизації АЦП, що не дозволяє ефективно реалізувати декодування інформаційного повідомлення за операціями способа-прото-

типа.

Тому технічне завдання, вирішуване заявленим винаходом, полягає в удосконаленні основної ідеї методу OFDM в інтересах його застосування в системах зв'язку з цифровим діаграмоутворенням шляхом використання додаткового стробування відліків АЦП [2], а також більш щільного розташування несучих частотних каналів зв'язку на підставі їх надрелеївського розрізнення.

Сутність заявленого способу полягає в тому, що операцію ШПФ в приймачі реалізують над напругами сигналів, отриманих в результаті додаткового стробування відліків АЦП.

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

Варіанти конкретної реалізації способу, що заявляється, перш за все можуть різнитись в залежності від принципу реалізації операції додаткового стробування відліків АЦП.

Зокрема в першому варіанті аналого-цифрове перетворення сигналів здійснюють з періодом дискретизації, кратним непарному числу чвертей періоду центральної для інформаційного пакету частоти, додаткове стробування відліків АЦП здійснюють шляхом їх накопичення за виразом

$$U_1^c = \sum_{s=1}^N U_s \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot s\right); \quad U_1^s = -\sum_{s=1}^N U_s \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot s\right), \quad (1)$$

де N - кількість накопичуваних у стробі відліків АЦП (парне число), при цьому загальна кількість утворених стробів повинна бути не меншою, ніж розмірність процедури ШПФ.

Фактично процедура (1) являє собою фільтр, по виходу якого формуються квадратурні складові напруг сигналів.

Інший варіант заявленого способу відрізняється тим, що формування квадратурних складових сигналів U_s^c , у приймачі здійснюють шляхом

$$\tilde{U}_1^c = \sum_{s=1}^N (U_s^c \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot s\right) + U_s^s \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot s\right)), \quad \tilde{U}_1^s = \sum_{s=1}^N (U_s^s \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot s\right) - U_s^c \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot s\right)),$$

при цьому загальна кількість утворених стробів повинна бути не меншою, ніж розмірність процедури ШПФ.

Особливістю операції (2) є збільшення відстані за частотою між основним та дифракційним максимумами амплітудно-частотної характеристики цифрового фільтра розквадратурення сигналів, у порівнянні з операцією (1).

У разі неможливості прецизійного формування квадратурних складових сигналів в аналоговому вигляді для цього може застосовуватись дискретне перетворення Гільберта. У цьому випадку заявлений спосіб відрізняється тим, що формування квадратурних складових сигналів у приймачі здійснюють шляхом дискретного перетворення Гі-

льберта в режимі ковзаючого вікна над заданою кількістю відліків АЦП, яка залежить від порядку фільтра Гільберта, операцію додаткового стробування здійснюють над утвореними за фільтром - Гільберта цифровими відліками напруг сигналів U_s^c , шляхом їх накопичення за виразом (2), при цьому, як вже зазначалось, загальна кількість утворених стробів повинна бути не меншою, ніж розмірність процедури ШПФ. Оскільки дискретне перетворення Гільберта в режимі ковзаючого вікна супроводжується перехідним процесом, довжина цифрової сигнальної вибірки отриманих після додаткового стробування напруг, над якою виконується ШПФ, може перевищувати за кількістю відліків розмірність ШПФ на подвоєний перехідний інтервал фільтру Гільберта.

Для відтворення у приймачі реальної картини розподілу квадратурних складових амплітуд несучих в замодульованому на передачній стороні повідомленні доцільно декодування сигналів інформаційного повідомлення виконати з нормуванням відліків напруг сигналів на величину $N/2$ для варіанту додаткового стробування за виразом (1), або на N - для додаткового стробування за виразом (2).

Що ж стосується операції декодування сигналів інформаційного повідомлення шляхом визначення квадратурних складових амплітуди кожної з несучих прийнятого сигналу за результатами ШПФ, то в найпростішому випадку для цього може залучатись той же підхід, що й для OFDM-прототипа. При цьому рознесення несучих сигналів частотно-кодованого повідомлення у передавачі здійснюють з урахуванням їх подальшої ортогональності за частотою по виходам синтезованих ШПФ-фільтрів.

Для підвищення перепускної здатності вузькосмугового каналу зв'язку системи з ЦФДС пропонується варіант реалізації заявленого способу, який відрізняється тим, що рознесення несучих сигналів частотно-кодованого повідомлення здійснюють з урахуванням можливості їх подальшого надрелеївського розрізнення за частотою при виконанні вимог інформаційної надійності. Суттєвою відмінністю цього варіанту заявленого способу є те, що частоти інформаційних сигналів можуть бути рознесені за частотою менше, ніж на ширину синтезованого при ШПФ частотного фільтру.

В обох випадках в приймачі амплітудні складові для кожної несучої визначають за виразом

$$\hat{a}_m^{c(s)} = \frac{\det_m^{c(s)}}{S \cdot \det}; \quad m = 1, 2, \dots, M, \quad (3)$$

S - розмірність (кількість точок) операції ШПФ,

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

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

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

- квадратурні складові комплексного значення відгуку j -го ШПФ-фільтра,

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

- значення характеристики синтезованих шляхом ШПФ частотних фільтрів,

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

Для отримання оптимальних за методом найменших квадратів оцінок амплітудні складові в приймачі для кожної несучої визначають за виразом

$$\hat{a}_m^{c(s)} = \frac{\det_m^{c(s)}}{S \cdot \det}; \quad m = 1, 2, \dots, M, \quad (4)$$

де S - розмірність (кількість точок) операції ШПФ,

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

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

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

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

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

- значення характеристики синтезованих шляхом ШПФ частотних фільтрів,

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

Точність виміру амплітудних складових багаточастотного сигналу за формулами (3), (4) визначається відношенням сигнал/шум, а також рознесенням несучих сигналів за частотою.

З метою поліпшення ефективності застосування заявленого способу в реальних умовах доцільно враховувати наявність завад на лінії зв'язку. Відповідні варіанти способу, що заявляється, можуть відрізнятись тим, що перед передачею модульованих сигналів здійснюється оцінка завад об'єктивної на лінії зв'язку при відсутності сигналу передавача шляхом оцінки квадратурних складових завад сигналів на кожній з частот, після чого відповідно змінюють рівень компонент модульованого багаточастотного сигналу.

Для врахування рівня завад перевідбиття в лінії пропонується варіант заявленого способу, який відрізняється тим, що рівень завад перевідбиття в лінії оцінюють по тестовому сигналу передавача, квадратурні складові амплітуд якого мають фіксовані і відомі на приймальній стороні значення, після оцінки квадратурних складових тестового сигналу здійснюють відповідну адаптацію рівня модульованих сигналів інформаційного повідомлення, причому у якості тестового сигналу застосовують

багаточастотний пакет з мінімум двома сигналами ненульової амплітуди, а заводська обстановка оцінюється за співвідношенням оцінок амплітуд сигналів та відхиленням їх від еталонних значень

Прикладом доказу працездатності основних з нововведених операцій заявленого способу може бути експериментальна апробація аналогічної сукупності операцій над багаточастотним сигналом, яка детально наведена в описі винаходу за патентом РФ №2054684 [3], де вона застосовувалась для виміру амплітудно-частотних характеристик радіотехнічної системи

Практична реалізація заявленого способу зводиться до застосування у приймачі інформаційного повідомлення цифрового сигнального процесора чи програмованих матриць логічних елементів, наприклад, від фірми Xilinx, за допомогою яких мають виконуватись передбачені заявленим способом операції над отриманими в результаті ана-

лого-цифрового перетворення відліками цифрових напруг сигналів. В якості АЦП можуть застосовуватись мікросхеми фірми Analog Devices. На передавальній стороні для формування багатосигнальної суміші доцільно залучити цифровий сигнальний процесор та цифро-аналоговий перетворювач, які теж можуть бути взяті з номенклатури фірми Analog Devices

Джерела інформації

- 1 Технологія цифрової зв'язи ADSL // "Технології і средства зв'язи" - 1998 - №3 С 6 - прототип
- 2 Слюсар В И Синтез алгоритмов измерения дальности М источников при дополнительном стробировании отсчетов АЦП // Изв. Вузів сер. Радиоелектроніка - 1996 - Т 39, №5 - С 55 - 62
- 3 Патент РФ №2054684 "Способ измерения амплитудно-частотных характеристик" G01R23/16 - Слюсар В И - Опубл. 20.02.96. Бюл. №5

ДП «Український інститут промислової власності» (Укрпатент)

вул. Сим'ї Хохлових, 15, м. Київ, 04119, Україна

(044) 456 – 20 – 90

ТОВ «Міжнародний науковий комітет»

вул. Артема, 77, м. Київ, 04050, Україна

(044) 216 – 32 – 71