

---

## ПРОЦЕДУРА ЗА ФОРМИРАНЕ НА ЧЕСТОТНИ ПЛАНОВЕ ЗА КОГНИТИВНИ РАДИО МРЕЖИ

Володимир Лисечко<sup>1</sup>, Юлия Янина<sup>1</sup>, Галина Чернева<sup>2</sup>  
[lysechkov@ukr.net](mailto:lysechkov@ukr.net), [sverhunovayuliia@gmail.com](mailto:sverhunovayuliia@gmail.com), [cherneva@vtu.bg](mailto:cherneva@vtu.bg)

<sup>1</sup>Украински държавен университет по железопътен транспорт,  
Харков, бул. "Фоербах" 7,  
УКРАИНА

<sup>2</sup>Висше транспортно училище „Тодор Каблешков”,  
1574 София, ул. „Гео Милев” 158,  
БЪЛГАРИЯ

**Ключови думи:** вътрешна интерференция на системата, квазиортогонално честотно разделение на каналите, честотни противоречия, подносеща честота, честотен план

**Резюме:** Работата е посветена на изследване свойства на сложни сигнали на базата на мултиплексиране с квази-ортогонално честотно разделяне на каналите (Quasiorthogonal Frequency Division Multiplexing - QOFDM).

Методът QOFDM значително увеличава честотната лента на безжичната комуникационна мрежа благодарение на нелинейното разпределение на подносещите честоти.

По време на изследването е разработен алгоритъм за формиране на ансамбъл от честотни планове на базата на метода QOFDM и симулация на процедурата в зависимост от различни стойности на параметрите на честотните планове. Алгоритъмът е разработен като се имат предвид различните ширини на подканалите в съответните честотни планове.

За статистически анализ на взаимосвързаните свойства на честотните планове е конструиран симулационен модел на радио канал. Чрез него са изследвани корелационните свойства на честотните планове, свойства, базирани на квази-ортогонален достъп при високи честоти, както и корелационни свойства на сложните сигнали с QOFDM. Резултатите от симулацията са представени графично.

Прилагането на квази-ортогонален достъп при високи честоти ще увеличи честотната лента на комуникационната система и скоростта на предаване на информация.

### ВЪВЕДЕНИЕ

Съвременният научен и технологичен прогрес е придружен от бързото увеличаване на количеството информация, необходима за различни отрасли на човешката дейност. Предаването на информация от разстояние е едно от най-големите постижения на човечеството. Целта на комуникацията е да разпространява научни,

икономически, културни знания и в крайна сметка да задоволи потребността на човека от общуване.

Нарастващото търсене на различни радиоуслуги за допълнителен спектър от честоти изисква внедряване на иновативни техники за управление на радиочестотния спектър. За по-ефективно използване на честотната лента от радиоуслугите трябва да се даде възможност за споделяне на ограничени ресурси от спектъра и съответното внедряване в телекомуникационните системи. Използването на подходи за динамичен достъп до честотния спектър може да спомогне за справяне с това предизвикателство.

За реализирането на това обаче, има редица сложни проблеми, свързани с контрола върху използване на радиочестотния спектър [2, 3].

Настоящото изследване е насочено към решаване на проблема за увеличаване на честотния ресурс в когнитивната радио мрежа. За определяне на съпадението на честотните подносещи е предложено да се използва методът на мултиплексиране с квази-ортогонално честотно разделяне на каналите (Quasiorthogonal Frequency Division Multiplexing - QOFDM).

Целта на научните изследвания е да се анализират резултатите, получени при моделиране на зависимостта между различни стойности на широчината на честотната лента, броя на подносещите честоти в честотния план и коефициента на корелация. Предложената процедурата за определяне на съпадението на позициите на подносещите честоти при сравнение на двойки честотни планове ще подобри процедурата за формиране на честотни планове в когнитивните радио мрежи.

За да се отговори на това предизвикателство е

#### **ОСНОВНА ТЕЗА**

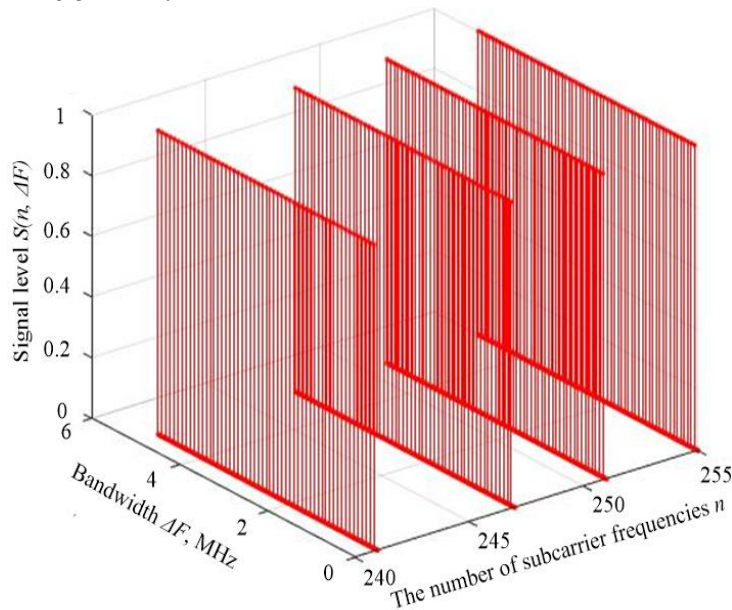
Методът на квази-ортогоналното честотно мултиплексиране на каналите на QOFDM се основава на вече съществуващия метод OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [1,2]. Всяка подносеща честота се модулира съгласно конвенционална модулационна схема (например квадратурно-амплитудна модулация) с ниска скорост, като същевременно се поддържа общата скорост на данни както в конвенционалните схеми за модулация с един подносител в една и съща честотна лента. Практически реализацията на OFDM се извършва чрез обратното бързо преобразуване на Фурие (Inverse Fast Fourier Transform – IFFT), а в процеса на демодулация на сигнала се прилага бързото преобразуване на Фурие (Fast Fourier Transform – FFT).

Основната разлика между предложения метод на QOFDM и съществуващия OFDM е в ортогоналността на честотните подносещи. Този подход позволява увеличаване на абонатния капацитет на когнитивната радио мрежа чрез едновременно използване на мрежата от отделни абонати с различни честотни планове. Методът QOFDM се основава на индивидуално разпределение на подносещите честоти за всеки честотен план от ансамбъла.

Характеристиките на квази-ортогонална честотна модулация на подносещите честоти включват:

- $N_1 \neq N_2 \neq \dots \neq N_i \neq N_k$ , където  $N_1$  - броят на подносещите честоти в 1-вия честотен план на ансамбъла,  $N_k$  - броят на подносещите честоти в k-тата лента на ансамбъла);
- за отделни канали се назначава отделна модулация с разпределение на честотите на подносещата честота:  $\Delta f_1 \neq \Delta f_2 \neq \dots \neq \Delta f_i \neq \Delta f_k$ , където  $\Delta f_1$  - интервалът на разпределение между ансамблите в 1-ви честотен план,  $\Delta f_k$  - интервалът на разпределение между ансамблите в k-тия честотен план);
- сигналите се предават в една и съща честотна лента  $\Delta F$ .

На фиг. 1 е дадена система, състояща се от четири QOFDM сигнала. Всеки от четирите честотни плана, показани на фиг. 1, има различна стойност за интервала между честотите на подносещите. За всички честотни планове стойността на честотната лента  $\Delta F$  е 5 MHz.



Фиг. 1 Система, състояща се от четири QOFDM сигнала

Принципът на нулевия ортогонален достъп при подносещи честоти се основава на принципа на нулевата ортогоналност между честотните позиции [4].

Един от проблемите при генериране на сигнал чрез предложения метод е определяне на честотните позиции, които съвпадат при сравнение на двойка честотни планове. В резултат на неравностойните варианти на разпределение на подносещите честоти възниква задачата за определяне на съвпадението на позициите в различни честотни планове на ансамбъла. За решението на този проблем, се предлага алгоритъмът, описан в [4,5]. Поради големия брой подносещи честоти във всяка лента на ансамбъла, тези честоти могат да се припокриват. Необходимо е да се определят местата на съвпадение на честотни позиции между различни сигнали на един и същи ансамбъл, които съвпадат при сравняване на двойка честотни планове. Коефициентът на съвпадение [5] се определя като интеграл за интервала на честотната лента от  $F_i$  до  $F_j$  на произведението на  $i$ -ти и  $j$ -ти честотни планове със стъпка на изваждане  $\Delta_j$ . Коефициентът на съвпадение се изчислява по формула (1):

$$(1) \quad B_{ij}(\Delta f) = \int_{F_i}^{F_j} S_i(\Delta f_i) \cdot S_j(\Delta f_i - \Delta_j) d\Delta f$$

където  $\Delta_j$  е стъпка на честотата на дискретизация в  $j$ -тия честотен план.

Трябва да бъде изпълнено следното условие (2):

$$(2) \quad B_{ij}(\Delta f) \leq \frac{1}{\sqrt{N_i \cdot N_j}}$$

Предлага се следния подход за определяне на местоположението на съвпадение на честотни позиции в различни ансамблови сигнали.

Съответстващите честотни позиции се определят по двойки чрез израз (3)

$$(3) \quad F_{ij} = \sum_{k=1}^{n_i} \Delta f_{ik} = \sum_{m=1}^{n_j} \Delta f_{jm}$$

където  $F_{ij}$  е честотната позиция, която съвпада при сравнение на двойка  $i$ -ти и  $j$ -ти честотни планове;  $k$  - брой на подносещите в  $i$ -тия честотен план;  $m$  - брой на

подносещите в  $j$ -тия честотен план;  $\sum_{k=1}^{n_i} \Delta f_{ik}$  - сума от честотните интервали на  $i$ -тия честотен план за подносеща, която съвпада с подносеща от  $j$ -ти честотен план;  $\sum_{m=1}^{n_j} \Delta f_{jm}$  - сума на честотните интервали от  $j$ -тия честотен план за подносеща, която съвпада с с подносеща от  $i$ -ти честотен план.

Системата от уравнения (4) е решена за четири сигнала. Позициите на честотата съвпадат, когато уравненията са еднакви.

Нека  $k = a$  и  $m = b$ .

Тогава израз (4) за двойки планове ще изглежда като (5):

$$(4) \quad \left\{ \begin{array}{l} F_{12} = \sum_{k=1}^{n_1} \Delta f_{1k} = \sum_{m=1}^{n_2} \Delta f_{2m}, \\ F_{13} = \sum_{k=1}^{n_1} \Delta f_{1k} = \sum_{m=1}^{n_3} \Delta f_{3m}, \\ F_{14} = \sum_{k=1}^{n_1} \Delta f_{1k} = \sum_{m=1}^{n_4} \Delta f_{4m}, \\ F_{23} = \sum_{k=1}^{n_2} \Delta f_{2k} = \sum_{m=1}^{n_3} \Delta f_{3m}, \\ F_{24} = \sum_{k=1}^{n_2} \Delta f_{2k} = \sum_{m=1}^{n_4} \Delta f_{4m}, \\ F_{34} = \sum_{k=1}^{n_3} \Delta f_{3k} = \sum_{m=1}^{n_4} \Delta f_{4m}. \end{array} \right.$$

$$(5) \quad \left\{ \begin{array}{l} a \cdot \Delta f_{1a} = b \cdot \Delta f_{2b} = F_{12}, \\ a \cdot \Delta f_{1a} = b \cdot \Delta f_{3b} = F_{13}, \\ a \cdot \Delta f_{1a} = b \cdot \Delta f_{4b} = F_{14}, \\ a \cdot \Delta f_{2a} = b \cdot \Delta f_{3b} = F_{23}, \\ a \cdot \Delta f_{2a} = b \cdot \Delta f_{4b} = F_{24}, \\ a \cdot \Delta f_{3a} = b \cdot \Delta f_{4b} = F_{34}. \end{array} \right.$$

От израз (5) се изразява броят на съвпадащите честотни подносещи  $a$  на първия честотен план в двойката (израз (6)). Той се сравнява със съвпадащите подносещи  $b$  на друг честотен план в двойката, изразен със (7):

$$(6) \quad \left\{ \begin{array}{l} a = \frac{b \cdot \Delta f_{2b}}{\Delta f_{1a}}, \\ a = \frac{b \cdot \Delta f_{3b}}{\Delta f_{1a}}, \\ a = \frac{b \cdot \Delta f_{4b}}{\Delta f_{1a}}, \\ a = \frac{b \cdot \Delta f_{3b}}{\Delta f_{2a}}, \\ a = \frac{b \cdot \Delta f_{4b}}{\Delta f_{2a}}, \\ a = \frac{b \cdot \Delta f_{4b}}{\Delta f_{3a}}. \end{array} \right.$$

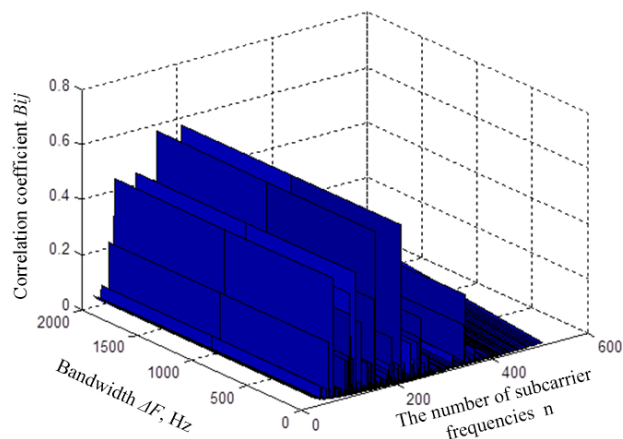
$$(7) \quad \left\{ \begin{array}{l} b = \frac{a \cdot \Delta f_{1a}}{\Delta f_{2b}}, \\ b = \frac{a \cdot \Delta f_{1a}}{\Delta f_{3b}}, \\ b = \frac{a \cdot \Delta f_{1a}}{\Delta f_{4b}}, \\ b = \frac{a \cdot \Delta f_{2a}}{\Delta f_{3b}}, \\ b = \frac{a \cdot \Delta f_{2a}}{\Delta f_{4b}}, \\ b = \frac{a \cdot \Delta f_{3a}}{\Delta f_{4b}}. \end{array} \right.$$

По този начин може да се определят честотните позиции, които съответстват на различните сигнали.

Оперативността на предложения метод е илюстрирана с пример, който представя резултатите от симулация с 50 честотни планове, включени в сигналния ансамбъл. Изчисленията са извършени със стойности на параметъра на честотната лента  $\Delta F = 15$  MHz и 20 MHz и с ширина на подканала  $\Delta s = 15$  kHz. Броят на честотните носещи варира от 23 до 512. Честотните планове са сравнени по двойки.

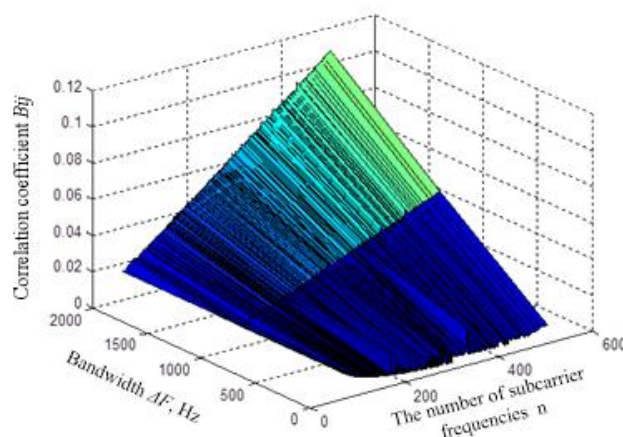
Изчислява се стойността на коефициента на корелация  $r_{ij}$  на двата сравнени честотни плана. Въз основа на получените резултати са премахнати онези честотни планове, които дават най-лошите стойности при изчисляването на коефициента на корелация, а именно  $r_{ij} > 0,1$ .

Фиг. 2 представя диаграма на коефициента на корелация при сравнение на двойки честотни планове относно броя подносещи във всеки честотен план и широчината на честотната лента преди премахване на честотните планове от ансамбъла. Тази фигура показва, че преди премахване на честотните планове от ансамбъла, най-високите стойности на коефициента на корелация са за честотни планове с от около 100 до 350 подносещи. Тук се надвишава граничната стойност на коефициента, която е равна на 10% от максималното ниво (т.е. 0,1).



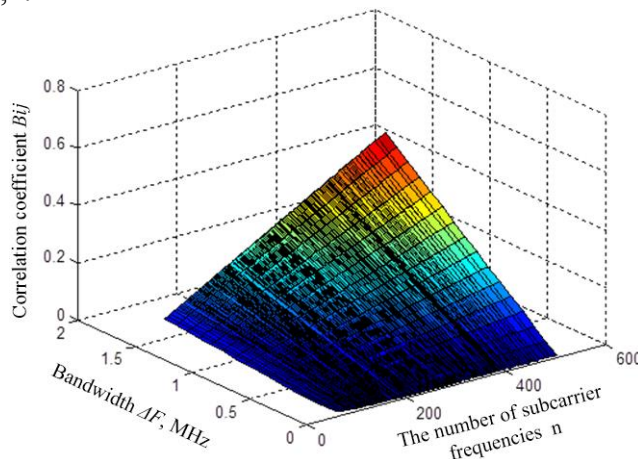
**Фиг. 2.** Зависимост на коефициента на корелация на двойка честотни планове преди отстраняване на честотни планове от ансамбъла

След премахване на честотни планове от ансамбъла коефициентът на корелация не надвишава допустимата стойност. Това е илюстрирано на фиг. 3.



**Фиг. 3.** Зависимост на коефициента на корелация на двойка честотни планове при  $\Delta F=20$  MHz след отстраняване на честотни планове от ансамбъла

Фиг. 4 илюстрира малко по-лоши резултати за коефициента на корелация след отстраняване на честотни планове в сравнение с предходния случай. Симулацията е извършена за честотна лента  $\Delta F = 15$  MHz. Максималната стойност на коефициента на корелация достига 0,4.



**Фиг. 4.** Зависимост на коефициента на корелация на двойка честотни планове  $\Delta F= 15$  MHz след отстраняване на честотни планове от ансамбъла

## ИЗВОДИ

От направените изследвания и получените резултати се установява, че минимално сходство на двата сравнени плана се постига при стойност на честотната лента  $\Delta F = 20$  MHz и ширината на подканала от 15 kHz. Чрез изключване на честотните планове с незадоволителни характеристики от списъка, приет за формирането, се получават ансамбли, които отговарят на изискванията за взаимна корелация, дадени в [4].

Методът за определяне на честотните позиции, които съвпадат при сравняване на двойки честотни планове, позволява да се намали нивото на вътрешносистемни смущения, когато множество потребители използват еднакви честотни ленти в когнитивните радиосистеми. Това води до увеличаване на капацитета на когнитивната радио мрежа и опростяване на процеса на формиране на честотни планове.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. Москва: Радио и связь, 1985. 384 с.
- [2] J. Mitola III and G.Q. Maguire Jr., "Cognitive Radio. Making Software Radios More Personal," IEEE Pers. Commun., vol. 6, no. 4, Aug. 1999. P.185.
- [3] Bernard Sklar, "Digital Communications. Fundamentals and Applications," II Edition, 2003. pp. 690.
- [4] Sverhunova Y.O., Lysechko V.P., Shtompel M.A., Kovtun I.M. Quasiorthogonal frequency access on subcarrier frequencies. Сучасні інформаційні системи. 2019. Vol 3(2). P. 129.
- [5] Sverhunova Y.O., Lysechko V.P., Kachurovskiy G.M. Method of determining coincidence positions subcarrier frequencies by QOFDM. Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. Харків: УкрДУЗТ, 2015. Вип. 3(112). С. 79.