

ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ ЗАСТОСУВАННЯ МЕТОДУ ОРТОГОНАЛЬНОГО ПРОСТОРОВО-ЧАСТОТНОГО БЛОЧНОГО КОДУВАННЯ ДЛЯ КАНАЛІВ МОБІЛЬНИХ МЕРЕЖ

Збільшення передачі об'ємних інформаційних мультимедійних додатків між користувачами мобільних мереж викликало необхідність підвищення швидкості передачі даних. Досягти високих швидкостей можливо за умови використання методів та технологій, які дозволяють подолати проблеми завадостійкого прийому. Особливості розповсюдження радіохвиль в умовах щільної міської забудови, висока мобільність користувачів призводить до виникнення частотно-часових селективних завмирань сигналів, що суттєво ускладнює виконання вимог щодо високошвидкісної завадостійкої передачі інформації.

У статті проведено оцінку ефективності застосування методу ортогонального просторово-частотного блочного кодування сигналів.

Особливість методу полягає у застосуванні унітарного перетворення Уолша-Адамара до вихідних символів просторово-частотного кодера Аламоуті яке залежно від обсягу ансамблю модуляційних сигналів забезпечує повну або часткову рівномірність амплітудно-частотної характеристики суміжних пар підканалів OFDM, що дозволяє підвищити завадостійкість та швидкість передачі інформації в каналах мобільних мереж з частотно-часовими селективними завмираннями сигналу. Показано, що в каналах мобільних мереж при реалізації BPSK сигналів метод є оптимальним завдяки його інваріантності до нерівномірності амплітудно-частотних характеристик каналу в межах просторово-частотного кодового слова.

Ключові слова: селективність, швидкість передачі інформації, завадостійкість, перетворення Уолша-Адамара

Погребняк. Л.М. Оценка эффективности применения метода ортогональных пространственно-частотного блочного кодирования для каналов мобильных сетей. Увеличение передачи объемных информационных мультимедийных приложений между пользователями мобильных сетей вызвало необходимость повышения скорости передачи данных. Достичь высоких скоростей возможно при условии использования методов и технологий, которые позволяют преодолеть проблемы помехоустойчивого приема. Особенности распространения радиоволн в условиях плотной городской застройки, высокая мобильность пользователей приводит к возникновению частотно-временных селективных замираний сигналов, существенно затрудняет выполнение требований по высокоскоростной помехоустойчивости передачи информации.

В статье проведена оценка эффективности применения метода ортогонального пространственно-частотного блочного кодирования сигналов

Особенность метода заключается в применении унитарного преобразования Уолша-Адамара к выходным символам пространственно-частотного кодера Аламоуті которое в зависимости от объема ансамбля модуляционных сигналов обеспечивает полную или частичную равномерность амплитудно-частотной характеристики смежных пар подканалов OFDM, что позволяет повысить помехоустойчивость и скорость передачи информации в каналах мобильных сетей с частотно-временными селективными замираньями сигнала. Показано, что в каналах мобильных сетей при реализации BPSK сигналов метод является оптимальным благодаря его инвариантности к неравномерности амплитудно-частотных характеристик канала в пределах пространственно-частотного кодового слова.

Ключевые слова: селективность, скорость передачи информации, помехоустойчивость, преобразование Уолша-Адамара.

L.Pogrebnyak Evaluation of the effectiveness of the application of the method of orthogonal spatial-frequency block coding for channels of mobile networks. The increase in the transfer of voluminous information multimedia applications between users of mobile networks necessitated an increase in the data transfer rate. Achieving high speeds is possible provided that methods and technologies are used that overcome the problems of noise-tolerance reception. Features of the propagation of radio waves in dense urban areas, high user mobility leads to the appearance of frequency-time selective fading of signals, significantly complicates the fulfillment of the requirements for high-speed noise immunity of information transmission.

The article assesses the effectiveness of the method of orthogonal spatial-frequency block coding of signals.

A feature of the method is the application of the unitary Walsh-Hadamard transform to the output symbols of the Alamouti spatial-frequency encoder, which, depending on the volume of the ensemble of modulation signals, provides full or partial uniformity of the amplitude-frequency characteristic of adjacent pairs of OFDM subchannels, which improves the noise immunity and the speed of information transfer in mobile networks channels with time-frequency selective fading signal. It is shown that in channels when implementing BPSK signals, the method is optimal due to its invariance to the unevenness of the amplitude-frequency characteristics of the channel within the space-frequency codeword.

Key words: selectivity, information transfer rate, noise immunity, Walsh-Hadamard transform.

Актуальність та постановка завдання в загальному вигляді. Передача великих

обсягів інформації із допустимою достовірністю є важливим завданням існуючих мобільних мереж (наприклад, *Wi-Fi*, *WiMAX*, *LTE*). Особливості розповсюдження радіохвиль в умовах щільної міської забудови, висока мобільність користувачів призводить до виникнення частотно-часових селективних завмирань сигналів, що суттєво ускладнює виконання вимог щодо високошвидкісної завадостійкої передачі інформації [1].

У таких умовах для забезпечення завадостійкої передачі інформації широко використовуються методи розширення спектру сигналів – прямої послідовності або швидкої псевдовипадкової перестройки частоти. Однак, ці методи характеризуються низькошвидкісною передачею інформації і є достатньо вразливими до дії вузькосмугових та імпульсних завад. Безальтернативним методом передачі інформації для забезпечення високошвидкісного широкосмугового доступу та мобільного зв'язку в каналах з частотною селективністю є мультиплексування з ортогональним частотним розподілом (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM*) [2]. Технологія *OFDM* характеризується підвищеною стійкістю до багатопроменевого поширення сигналу та забезпечує низький рівень міжсимвольної інтерференції. Використання багатопозиційної квадратурно-амплітудної модуляції кожної піднесучої забезпечує високошвидкісну передачу інформації.

У каналах з високою якістю багатократно (в залежності від числа антен) підвищення швидкості передачі інформації забезпечується використанням багатоелементних антен (*multipleinput– multipleoutput, MIMO*) в режимі мультиплексування. Реалізація *MIMO* в режимі просторове рознесення сигналів, наближає завадостійкість релієвського каналу до потенційної завадостійкості гаусівського каналу при мінімальній кількості передаючих та приймальних антен, що не перебільшує двох [3].

Отже, для забезпечення високошвидкісної завадостійкої передачі інформації доцільне сумісне застосування ортогонального частотного мультиплексування та багатоелементних антен в режимі просторового рознесення сигналів.

Аналіз публікацій в даній предметній області. Просторове рознесення сигналів в *MIMO*, як правило, реалізується методами ортогонального просторово-часового (*space-time block codes, STBC*) та просторово-частотного (*space-frequency block codes, SFBC*) блочного кодування за схемою Аламоуті [4–8]. Декодування отриманих сигналів здійснюється декодером максимальної правдоподібності (*maximum likelihood, ML*). Однак, декодер *ML* є оптимальним за умови, що канал залишається постійним протягом просторово-блочного кодового слова, яке для *STBC* дорівнює тривалості двох *OFDM*-символів. Навіть помірна нестационарність каналу ($f_d T = 0,01 \dots 0,05$) порушує умову оптимальності декодера *ML*, що суттєво знижує завадостійкість *STBC*.

Для підвищення стійкості *STBC* до нестационарності каналу в [9, 10] запропоновано алгоритм спряженої компенсації (*conjugate cancellation, CC*) міжканальних завад (*inter channel interference, ICI*). У порівнянні із схемами самокомпенсації, корекції в частотній та в часовій областях алгоритм *CC* є найбільш ефективним [9].

Реалізація *STBC-CC* потребує створення паралельного каналу для передачі комплексно спряжених копій сигналів, що здійснюється шляхом часового, частотного або кодового мультиплексування. Кодове мультиплексування є достатньо складним. Частотне мультиплексування потребує збільшення смуги частот, часове – зменшення кількості піднесучих *OFDM*, що приводить до зростання рівня міжсимвольної інтерференції або збільшення формату модуляції за умови достатнього енергетичного запасу. Враховуючи, що в більшості випадків канали систем військового радіозв'язку частотно та енергетично обмежені, авторами статті [11] було запропоновано використовувати часове мультиплексування для методу *STBC-CC* з попереднім перетворення Уолша-Адамара. Це дозволило в частотно-селективних нестационарних каналах отримати енергетичний вигравш 5 – 7 дБ в порівнянні з класичним *STBC*. Однак при збільшенні рівня нестационарності каналу, що відповідає нормованому значенню доплерівського зсуву $f_d T \geq 0,1$, його ефективність суттєво знижується.

Кращим методом просторового кодування для частотно-селективних каналів з переважаючою нестационарністю ($f_d T \geq 0,1$) є *SFBC*, який у порівнянні з *STBC* потребує інваріантності каналу лише натривалості одного *OFDM*-символу [3]. Однак цей метод є досить чутливим до нерівномірності амплітудно-частотної характеристики (*amplitude-frequency characteristic, AFC*) каналу навіть в умовах повної його стаціонарності. Внаслідок неідентичності частотних характеристик суміжних підканалів робота декодера *ML SFBC* стає неоптимальною і приводить до зниження завадостійкості системи передачі інформації в цілому.

У [12] представлено метод *SFBC*, що має підвищену стійкість до нелінійності *AFC*, однак, потребує точну інформацію про різницю між відгуками каналів на сусідніх піднесучих. При низькому відношенні сигнал/шум отримання такої інформації є достатньо проблемною задачею. Недоцільне використання частотного еквайзера для вирівнювання *AFC* [13], так як при цьому відбувається підсилення шуму, що недопустимо для каналу з низькою енергетикою.

Таким чином, для каналів мобільних мереж зв'язку з високим рівнем нестационарності та низькими енергетичними можливостями розробка та оцінка ефективних методів ортогонального-просторового кодування сигналів представляє актуальну наукову та практичну задачу.

Метою даної статті є оцінка ефективності застосування методу ортогонального просторово-частотного блочного кодування для каналів мереж мобільного зв'язку з високим рівнем нестационарності та низькою енергетикою.

Основна частина. Метод \overline{SF} базується на унікальній властивості унітарного перетворення Уолша-Адамара (*Walsh-Hadamard, WH*) сигналів кодера Аламоуті перед їх *OFDM*-модуляцією, що забезпечує повну для *BPSK* (*binary phase shift keying*) та часткову для *QPSK* (*quadrature phase shift keying*) інваріантність до рівня частотної селективності каналу. Відповідно до цього методу елементи вектора вхідної послідовності даних

$$\mathbf{d} = \{d_0, d_1, \dots, d_n, d_k, \dots, d_{N-1}\}$$

попарно надходять до кодера Аламоуті, вихід якого визначається наступним векторно-матричним перетворенням:

$$[d_n \ d_k] \rightarrow \begin{bmatrix} d_n & -d_k^* \\ d_k & d_n^* \end{bmatrix}, \quad (1)$$

де $d_n \in \{BPSK, QPSK, QAM - M\}$, $n=0, 2, \dots, N-2, k=n+1$

Кожен з двох рядків в (1) формує N символні послідовності

$$\mathbf{d}_1 = \{d_0, -d_1^*, \dots, d_n, -d_k^*, \dots, d_{N-2}, -d_{N-1}^*\}, \quad (2)$$

$$\mathbf{d}_2 = \{d_1, d_0^*, \dots, d_k, d_n^*, \dots, d_{N-1}, d_{N-2}^*\}, \quad (3)$$

що передаються відповідними антенами [3].

На приймальній стороні після прямого швидкого перетворення Фур'є (*Fast Fourier Transform, FFT*) формується сигнальний вектор

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}^{(1)}\mathbf{d}_1 + \mathbf{H}^{(2)}\mathbf{d}_2 + \boldsymbol{\xi}, \quad (4)$$

де $\mathbf{H}^{(i)} = \text{diag} [H_0^{(i)} \ H_1^{(i)} \ \dots \ H_n^{(i)} \ H_k^{(i)} \ \dots \ H_{N-1}^{(i)}]$, $i \in \{1, 2\}$ – діагональна матриця з елементами, що визначають частотну характеристику n -го підканалу i -ї антени,

$$\boldsymbol{\xi} = [\xi_0 \ \xi_1 \ \dots \ \xi_n \ \xi_k \ \dots \ \xi_{N-1}]^T$$

– вектор значень адитивного білого гаусівського шуму на кожній піднесучій.

Із виразу (4) з урахуванням (2) і (3) витікає:

$$\begin{cases} r_n = H_n^{(1)}d_n + H_n^{(2)}d_k + \xi_n; \\ r_k = -H_k^{(1)}d_k^* + H_k^{(2)}d_n^* + \xi_k. \end{cases} \quad (5)$$

Припускаючи ідентичність *AFC* сусідніх підканалів, тобто

$$H_n^{(i)} = H_k^{(i)}, i \in \{1, 2\} \quad (6)$$

система рівнянь (5) зводиться до векторного вигляду

$$\mathbf{q}_n = \mathbf{H}_w \mathbf{d}_n + \boldsymbol{\eta}_n, \quad (7)$$

де $\mathbf{q}_n = [r_n \ r_k]$, $\mathbf{d}_n = [d_n \ d_k]$,

$$\mathbf{H}_w = \begin{bmatrix} H_n^{(1)} & H_n^{(2)} \\ H_n^{*(2)} & -H_n^{*(1)} \end{bmatrix}.$$

Відлікові значення сигналів

$$\mathbf{z}_n = [\mathbf{H}_w^H \mathbf{H}_w]^{-1} \mathbf{H}_w^H \mathbf{q}_n^F, \quad (8)$$

що представляють розв'язок рівняння (7) надходять до *ML SFBC*.

Оптимальна реалізація процедури *ML SFBC* ускладнюється порушенням умови (6), що має місце при частотній селективності каналу. Однак в [14] показано, що якщо кожен піднесучий в *OFDM* попередньо закодувати коротким унітарним перетворенням Уолша-Адамара, елементи якого мають рівні значення, то кожна піднесуча в групі буде мати те ж саме миттєве значення сигнал/шум. Далі пропонується використати дану унікальну особливість перетворення *WH* для кожної групи із двох піднесучих *OFDM*. У результаті частотно-селективний канал в залежності від ансамбля сигналів перетворюється повністю або частково в канал із кусочно-плоскою *AFC*. Для цього розділимо послідовності \mathbf{d}_1 та \mathbf{d}_2 на $N/2$ блоків по два символи в кожному:

$$\begin{cases} \mathbf{d}_n^{(1)} = [d_n - d_k^*]^T; \\ \mathbf{d}_n^{(2)} = [d_k \ d_n^*]^T. \end{cases} \quad (9)$$

Отримані таким чином сигнальні блоки (9) надходять до унітарного перетворювача Уолша-Адамара 2×2

$$\mathbf{W} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix},$$

вихід якого описується системою рівнянь

$$\begin{cases} \mathbf{c}_n^{(1)} = \mathbf{W} \mathbf{d}_n^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}} [b_n^{(1)} \ b_k^{(1)}]^T; \\ \mathbf{c}_n^{(2)} = \mathbf{W} \mathbf{d}_n^{(2)} = \frac{1}{\sqrt{2}} [b_n^{(2)} \ b_k^{(2)}]^T, \end{cases} \quad (10)$$

де

$$\begin{cases} b_n^{(1)} = d_n - d_k^*, \ b_k^{(1)} = d_n + d_k^*, \\ b_n^{(2)} = d_k + d_n^*, \ b_k^{(2)} = d_k - d_n^*. \end{cases} \quad (11)$$

У результаті об'єднання рівнянь системи (10) утворюються вектори

$$\mathbf{c}^{(i)} = \left[\mathbf{c}_0^{(i)} \ \mathbf{c}_1^{(i)} \ \dots \ \mathbf{c}_n^{(i)} \ \dots \ \mathbf{c}_{\frac{N}{2}-1}^{(i)} \right]^T, \ i \in \{1, 2\}. \quad (12)$$

Далі процес передачі та прийому відбувається аналогічно методу *SFBC* при умові, що

$$\mathbf{d}_i = \mathbf{c}^{(i)}, \ i \in \{1, 2\}.$$

Тому вихідні сигнали *FFT* описуються векторним рівнянням

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}^{(1)} \mathbf{c}^{(1)} + \mathbf{H}^{(2)} \mathbf{c}^{(2)} + \boldsymbol{\xi}.$$

Враховуючи, що $\mathbf{H}^{(i)}$ – діагональна матриця, то

$$\mathbf{r}_n = [r_n \ r_k]^T = \begin{bmatrix} H_n^{(1)} & 0 \\ 0 & H_k^{(1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_n^{(1)} \\ b_k^{(1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_n^{(2)} & 0 \\ 0 & H_k^{(2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_n^{(2)} \\ b_k^{(2)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \xi_n \\ \xi_k \end{bmatrix}.$$

Після зворотного перетворення Уолша-Адамара (*InverseWalsh-HadamardTransform*, *IWHT*) на вхід декодера Аламоуті поступає сигнал

$$\mathbf{s}_n = [s_n \ s_k]^T = \mathbf{W} \mathbf{r}_n = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} H_n^{(1)} & H_k^{(1)} \\ H_n^{(1)} - H_k^{(1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_n^{(1)} \\ b_k^{(1)} \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} H_n^{(2)} & H_k^{(2)} \\ H_n^{(2)} - H_k^{(2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_n^{(2)} \\ b_k^{(2)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_n \\ \eta_k \end{bmatrix}, \quad (13)$$

де

$$\boldsymbol{\eta}_n = [\eta_n \ \eta_k]^T = \mathbf{W} [\xi_n \ \xi_k]^T$$

– вектор значень адитивного білого гаусівського шуму з такими ж статистичними властивостями, як і ξ .

З урахуванням (11) вектор сигналів (13) визначиться рівнянням:

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_n = \mathbf{W} \mathbf{r}_n = & \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (H_n^{(1)} + H_k^{(1)})d_n - (H_n^{(1)} - H_k^{(1)})d_k^* \\ (H_n^{(1)} - H_k^{(1)})d_n - (H_n^{(1)} + H_k^{(1)})d_k^* \end{bmatrix} + \\ & + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (H_n^{(2)} - H_k^{(2)})d_n^* + (H_n^{(2)} - H_k^{(2)})d_k \\ (H_k^{(2)} + H_n^{(2)})d_n^* + (H_n^{(2)} - H_k^{(2)})d_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_n \\ \eta_k \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (14)$$

Якщо вектор вхідних елементів кодера Аламоуті задовольняє умові:

$$\mathbf{d}_{opt} = [d_n \ d_k] = [d_n = \bar{d} \ d_k^* = \bar{d}^*], \quad (15)$$

то рівняння (14) спрощується до наступного вигляду.

$$\mathbf{s}_n = \begin{bmatrix} H_k^{(1)} & 0 \\ 0 & H_k^{(1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{d} \\ -\bar{d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_n^{(2)} & 0 \\ 0 & H_n^{(2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{d}^* \\ -\bar{d}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_n \\ \eta_k \end{bmatrix}. \quad (16)$$

Отже, каналні відгуки d_n та d_k ідентичні.

Важливість отриманого результату полягає в тому, що незалежно від рівня селективності радіоканалу, частотні характеристики суміжних підканалів *OFDM* після перетворення *WH* є ідентичними, що гарантує оптимальність роботи декодера *ML SFBC*.

У випадку, коли умова (15) не виконується, то, припускаючи, що

$$\begin{aligned} H_n^{(1)} &\approx H_k^{(1)} \approx H^{(1)}, \\ H_n^{(2)} &\approx H_k^{(2)} \approx H^{(2)}, \end{aligned}$$

сигнальний вектор

$$\mathbf{s}_n = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} H^{(1)}d_n + H^{(2)}d_k \\ H^{(2)}d_n^* - H^{(1)}d_k^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_n \\ \eta_k \end{bmatrix} \quad (17)$$

і значить, що запропонований метод функціонує як звичайний *SFBC*.

Аналіз виконання умови (15) в процесі передачі інформації дозволяє сформулювати наступні властивості запропонованого методу \overline{SF} :

для *BPSK* метод \overline{SF} являється повністю інваріантним до частотної селективності каналу тому, що $\mathbf{d}_n = \mathbf{d}_{opt}$;

$$\forall [d_n d_k]$$

зі збільшенням об'єму ансамблю сигналів ефективність запропонованого методу експоненційно падає. Так для *QPSK* ймовірність появи оптимальних сигнальних векторів із загальної кількості переданих складає $\mathbf{d}_{opt} = 2$ із $C_4^2 = 6$ в той час, як для *QAM-16* $\mathbf{d}_{opt} = 8$ із $C_{16}^2 = 120$. Оцінка ефективності застосування запропонованого методу ортогонального просторово-частотного блочного кодування сигналів із підвищеною завадостійкістю при частотно-селективних завмираннях проведена на основі імітаційного моделювання в середовищі *Matlab (Simulink)*.

Вихідні дані: базова структура – *MIMO-OFDM* ($K=2, Q=1$); $N=64$ – кількість піднесучих *OFDM*; циклічний префікс – $1/4$; $T=3,7 \cdot 10^{-6}$ – тривалість *OFDM*-символу; $\Delta f = 4,16$ кГц – частотний інтервал між піднесучими *OFDM*; *BPSK, QPSK* – вид модуляції; $f_d T \in [0,1, \dots, 0,2]$ – нормований доплерівський зсув частот; канал Релея – канал з 4 променями; $\tau_{max}/T \in [0,5, \dots, 3,5]$ – нормоване значення затримки поширення сигналу.

Результати оцінки ефективності використання методів ортогонального просторового блочного кодування сигналів в каналах з завмираннями при $f_d T \in [0, \dots, 0,2]$ та за умови застосування *BPSK* та *QPSK* наведено на рис. 3.7 – 3.9.

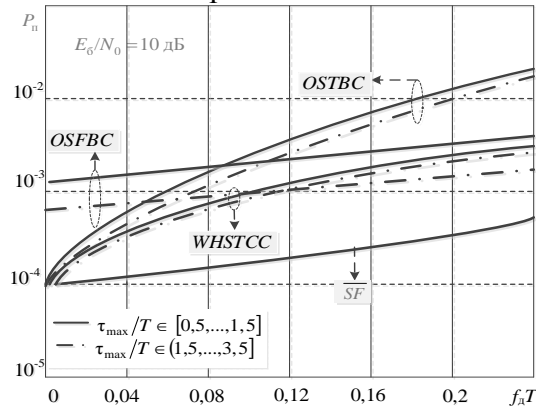


Рис. 3.7. Ефективність методів \overline{SF} , \overline{OSTBC} , \overline{OSFBC} , \overline{WHSTCC} в каналах при $f_d T \in [0, \dots, 0,2]$

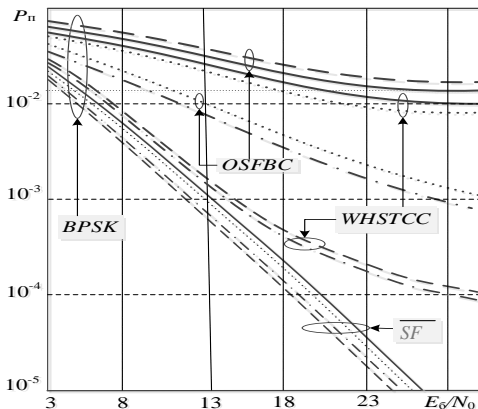


Рис. 3.8. Завадостійкість каналу при використанні методів просторового кодування сигналів за умови застосування *BPSK*:

- — — $f_d T = 0,2, \tau_{max}/T \in (1,5, \dots, 3,5]$;
- — — $f_d T = 0,1, \tau_{max}/T \in (1,5, \dots, 3,5]$;
- · · · $f_d T = 0,1, \tau_{max}/T \in [0,5, \dots, 1,5]$;
- · · $f_d T = 0,2, \tau_{max}/T \in [0,5, \dots, 1,5]$

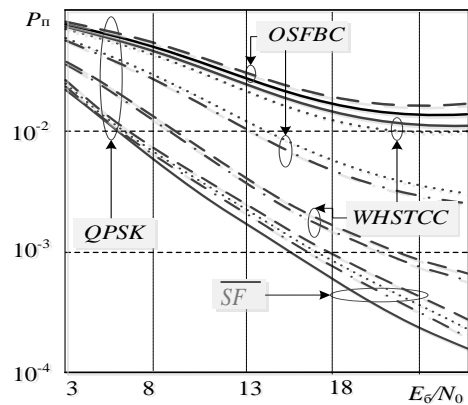


Рис. 3.9. Завадостійкість каналу при використанні методів просторового кодування сигналів за умови застосування *QPSK*:

- — — $f_d T = 0,2, \tau_{max}/T \in (1,5, \dots, 3,5]$;
- — — $f_d T = 0,1, \tau_{max}/T \in (1,5, \dots, 3,5]$;
- · · · $f_d T = 0,1, \tau_{max}/T \in [0,5, \dots, 1,5]$;
- · · $f_d T = 0,2, \tau_{max}/T \in [0,5, \dots, 1,5]$

Аналіз графіків (рис. 3.7 – 3.9) показав:

використання удосконалених методів (\overline{WHSTCC} та \overline{SF}) у каналах є більш доцільним

ніж застосування базових методів (*OSTBC* та *OSFBC*);

ефективність від застосування методу *OSTBC* в порівнянні з методом *WHSTCC* суттєво знижується в каналах при $f_d T \leq 0,1$;

за умови застосування методу *OSFBC* в каналах з швидкими частотно-селективними завмираннями при $\tau_{\max}/T \in (1,5, \dots, 3,5]$ його завадостійкість, внаслідок впливу *ISI*, суттєво знижується (у 10 разів) порівняно з використанням методу \overline{SF} ;

при $f_d T \approx 0,08$ вплив міжканальної інтерференції на завадостійкість мереж мобільного аналогічний впливу міжсимвольної інтерференції в каналі при $\tau_{\max}/T \in (1,5, \dots, 3,5]$;

в радіоканалах при $f_d T \in (0,1, \dots, 0,2]$, $E_b/N_0 \leq 10$ дБ доцільно використовувати методу \overline{SF} з *BPSK*. Незначне погіршення завадостійкості ($P_{\text{п}}$ знижується від $7 \cdot 10^{-4}$ до 10^{-4}) пов'язане з впливом *ISI* на тривалості одного *OFDM*-символу;

використання методу *OSFBC* при $\tau_{\max}/T \in (1,5, \dots, 3,5]$ та методу *WHSTCC* при $f_d T = 0,2$ в каналах не дозволяють забезпечити $P_{\text{п}} \leq 8 \cdot 10^{-3}$;

метод \overline{SF} з *BPSK* порівняно з методом *WHSTCC* забезпечує при $f_d T = 0,1$, $\tau_{\max}/T \in [0,5, \dots, 1,5]$ та $P_{\text{п}} = 10^{-3} - 10^{-4}$ енергетичний вигравш від просторового кодування сигналів 2,0–5,0 дБ. При $f_d T = 0,2$ застосування методу *WHSTCC* є недоцільним тому, що не виконується вимога $P_{\text{п}} < 10^{-3}$ незалежно від $\frac{E_b}{N_0}$;

при використанні методу \overline{SF} з *QPSK* різко знижується (у 66% випадках метод \overline{SF} працює як *OSFBC*) порівняно із \overline{SF} з *BPSK*;

використання методу \overline{SF} з *QPSK* при $\tau_{\max}/T \in [0,5, \dots, 1,5]$ є більш доцільним ніж застосування методу *WHSTCC*.

Висновок. Запропонований метод просторово-частотного блочного кодування з підвищеною стійкістю до нестационарності та частотної селективності каналу дозволяє суттєво підвищити ефективність мереж мобільного зв'язку.

В каналах з селективністю при $f_d T > 0,1$ порушується робота декодера максимальної правдоподібності, що робить неможливим використання методу *OSTBC*. Тому доцільно застосовувати метод *OSFBC*. Для підвищення завадостійкості методу *OSFBC* при впливі частотно-часових селективних завмирань запропоновано використовувати до вихідних символів просторово-частотного кодера Аламоуті унітарне перетворення Уолша-Адамара, яке залежно від обсягу ансамблю модуляційних сигналів забезпечує повну або часткову рівномірність амплітудно-частотної характеристики каналу.

Запропонований метод \overline{SF} за умови застосування *BPSK* в каналах при $f_d T = 0,2$, $\tau_{\max}/T \in [0,5, \dots, 1,5]$ та $P_{\text{п}} = 10^{-2} - 7 \cdot 10^{-3}$ забезпечує енергетичний вигравш від просторового кодування, який становить 5,0 – 7,0 дБ порівняно з методом *OSFBC*. При $\tau_{\max}/T \in (1,5, \dots, 3,5]$ енергетичний вигравш від просторового кодування різко зростає. Енергетичний вигравш від застосування методу \overline{SF} з *BPSK* порівняно з методом *WHSTCC* при $f_d T = 0,1$, $\tau_{\max}/T \in [0,5, \dots, 1,5]$ становить 2,0–5,0 дБ.

Енергетичний вигравш від просторового кодування за умови використання методу \overline{SF} з *QPSK* при $P_{\text{п}} = 6 \cdot 10^{-3}$ та $f_d T = 0,1$, $\tau_{\max}/T \in [0,5, \dots, 1,5]$ становить: до 7 дБ порівняно з *OSFBC*, до 2 дБ – *WHSTCC*.

Перспективним напрямком подальших досліджень є використання запропонованого

методу просторового кодування сигналів сумісно із завадостійкими кодами в єдиній структурі сигнально-кодових конструкцій.

ЛІТЕРАТУРА

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Бернад Скляр – М.: Издательский дом „Вильямс”, 2003. – 1004 с.
2. Lajos Hanzo MIMO-OFDM for LTE, WiFi, and WiMAX: coherent versus non-coherent and cooperative turbo-transceivers / Lajos Hanzo, Dr. Yosef (Jos) Akhtman and Dr. Li Wang. – United Kingdom.: IEEE, 2011. – 694 с.
3. Современные беспроводные сети: состояние и перспективы развития / И.А. Гепко, В.Ф. Олейник, Ю. Д. Чайка – К.: „ЕКМО”, 2009. – 671 с.
4. Банкет В.Л. Методы пространственно-временного кодирования для систем радиосвязи / Банкет В.Л., Негазинская Н.В., Токарь М.С. // Цифрові технології – 2009. – №6. – С. 5 – 16.
5. Shawbow Abdulkarim Nizamaldeen. A comparison between STBC-OFDM and SFBC-OFDM / Shawbow Abdulkarim Nizamaldeen, Thuraya Mahmood Al-Qaradaghi // International Journal of Arts and Sciences – 2012. – № 5. – С. 157 – 166.
6. K. Lee. A novel orthogonal space-time-frequency block code for OFDM systems / K. Lee, Y. Kim and J. Kang // IEEE Commun. Lett. – 2009. – vol. 13. – pp. 652 – 654.
7. Alamouti S. M. A simple transmit diversity scheme for wireless communications / Alamouti S. M. // IEEE J. Select. Areas Commun. – 1998. – vol. 16. – pp. 1415 – 1458.
8. A. Vielmon. Performance of transmit diversity over time-varying Rayleigh-fading channels / A. Vielmon, Y. Li and J. R. Barry // IEEE Global Communications Conference. – 2001. – vol. 13. – pp. 3242 – 3246.
9. H. G. Yeh. A scheme for canceling inter carrier interference through conjugate transmission for multicarrier communication systems / H. G. Yeh, Y. K. Chang, and B. Hassibi // IEEE Trans. Wireless Commun. – 2007. – vol. 6. – pp. 3 – 7.
10. A. Yiweak. Inter carrier interference cancellation using complex conjugate technique for Alamouti-coded MIMO-OFDM Systems / A. Yiweak, C. Pirak // Proc. Int. Conf. ECTI-CON. – 2010, pp. 1168 – 1172.
11. Науменко М.І. Удосконалений метод просторово-часового блочного кодування для частотно-селективних нестационарних каналів систем військового радіозв'язку / Науменко М.І., Погребняк Л.М. // Збірник наукових праць – 2017. – № 1. – С. 81 – 86.
12. S. Lu. A Novel SFBC-OFDM scheme for doubly selective channels / S. Lu, B. Narasimhan, N. Al-Dhahir // IEEE Trans. Veh. Technol. – 2009. – vol. 58. – pp. 2573 – 2578.
13. A. Omri. Enhanced Alamouti decoding scheme for DVB-T2 system in SFN channels / A. Omri, R. Hamila, A. Hazmi, R. Bouallegue, A. Al-Dweik // IEEE PIMRC – 2011. – pp. 2046 – 2050.
14. M. McCloud. Analysis and design of short block OFDM spreading matrices for use on multipath fading channels / IEEE Trans. Commun. – 2005. – vol. 53. – pp. 656 – 665.
15. Y. Mostofi. ICI mitigation for pilot-aided OFDM mobile systems / Y. Mostofi, D. Cox // IEEE Trans. Wireless Commun. – 2005. – vol. 4. – pp. 765 – 774.
16. L. Xian. Exact error probability for space-time block-coded MIMO systems over Rayleigh fading channels / L. Xian, H. Liu // IEEE Proc. Commun. – 2005. – vol. 152. pp. 197 – 201.