

**«НОВІ ТЕХНОЛОГІЇ
В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ»**

ДУІКТ-КАРПАТИ '2010

ЗБІРНИК ТЕЗ



02–05 лютого 2010 р.

Карпати, Вишків

Державний університет інформаційно - комунікаційних технологій
ВАТ «УКРТЕЛЕКОМ»

ІІІ Міжнародний науково-технічний симпозиум
НОВІ ТЕХНОЛОГІЇ В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ

ДУІКТ-КАРПАТИ'2010

2 - 5 лютого 2010 року

ЗБІРНИК ТЕЗ

м. Київ

Даний збірник містить тези матеріалів, представлених на III Міжнародному науково-технічному симпозиумі «Нові технології в телекомунікаціях», який проводиться 2 – 5 лютого 2010 р. в с.Вишків Долинського р-ну Івано-Франківської обл.

Робочі мови конференції - українська, російська та англійська.

У збірник включені тези доповідей за такими напрямками:

- Актуальні питання побудови сучасних телекомунікаційних систем: супутникового й радіорелейного зв'язку, мобільного зв'язку, локальних безпроводових мереж, ВОЛЗ, обробки інформації, апаратурно-програмних комплексів.
- Теоретичні аспекти створення та методів оптимізації сучасних телекомунікаційних систем: модуляція, кодування, обробка сигналу, управління й програмне забезпечення.
- Економіка галузі зв'язку.

Вчений секретар конференції
Семенко А.І., д.т.н., проф.,
[E-mail: setel@nbi.com.ua](mailto:setel@nbi.com.ua)

ОРГАНІЗАТОРИ СИМПОЗИУМУ:

Міністерство транспорту та зв'язку України
Державна адміністрація зв'язку
Державний університет інформаційно-комунікаційних технологій
ВАТ "Укртелеком"

ПРОГРАМНИЙ КОМІТЕТ

Кривуца В.Г.	голова д.т.н., проф., заслужений діяч науки і техніки України, ректор ДУІКТ, м. Київ, Україна
Дробик О.В.	заступник голови к.т.н., доц., проректор з наукової роботи ДУІКТ, м. Київ, Україна
Костік Б.Я.	заступник голови д.т.н., проф., директор філії "Дирекція первинної мережі ВАТ "Укртелеком", м. Київ, Україна
Семенко А.І.	вчений секретар д.т.н., проф., ДУІКТ, м. Київ, Україна

Члени програмного комітету

Гоголь О.О.	д.т.н., проф., ректор Санкт-Петербурзького державного університету телекомунікацій ім. проф. М.О. Бонч-Бруєвича, Росія
Беркман Л.Н.	д.т.н., проф., директор навчально-наукового інституту телекомунікацій та інформатизації ДУІКТ, м. Київ, Україна
Вострецов О.Г.	д.т.н., проф., проректор з наукової роботи Новосибірського державного технічного університету, Росія
Захарченко М.В.	д.т.н., проф., проректор з навчальної роботи Одеської національної академії зв'язку ім. О.С. Попова, Україна
Кяток В.Б.	к.т.н., доц., директор Департаменту науково-технічної політики, ВАТ "Укртелеком", м. Київ, Україна
Климан М.М.	д.т.н., проф., Національний технічний університет "Львівська політехніка", Україна
Кузнецов О.П.	д.т.н., проф., проректор з наукової роботи Білоруського державного університету інформатики та електроніки, м. Мінськ, Білорусь.
Попов В.І.	д.ф.-м.н., проф., Ризький технічний університет, Латвія.
Поповський В.В.	д.т.н., проф., зав. кафедри телекомунікаційних систем Харківського національного технічного університету радіоелектроніки, Україна.
Почерняев В.М.	д.т.н., проф., заступник голови правління ВАТ "Діпрозв'язок", м.Київ, Україна.
Слюсар В.І.	д.т.н., проф., головний науковий співробітник Центрального науково-дослідного інституту озброєння та військової техніки Збройних Сил, м. Київ, України.
Смирнов М.І.	д.т.н., проф., Московський технічний університет зв'язку та інформатики, Росія.
Шахгільдян В.В.	член-корр. АН РФ, академік АН Вірменії, Президент Московського технічного університету зв'язку та інформатики, Росія.

ЗМІСТ

Кривуца В.Г., Беркман Л.Н., Колобов С.О. <i>Оптимізація параметрів сигналу LTE</i>	9	Трегубенко І.Б. <i>Модельовання інтелектуальних агентів в системах інформаційної безпеки на базі адаптивних модулів</i>	35
Олійник В.В., Гресько Ю.В., Дециньський П.Ю. <i>Перспективи розвитку мереж зв'язку</i>	10	Майсак Т.В. <i>Модельовання модернізації комунікаційних мереж при переході до мереж наступного покоління (NGN)</i>	37
Костік Б.Я., Пилипенко Г.В. <i>Оптимізація структури IP/MPLS мережі великого оператора зв'язку</i>	11	Артеменко М.Е., Касымов Р. Р. <i>Система краткосрочного прогнозирования телекоммуникационного трафика на базе каскадной нейронной сети</i>	39
Антонніков Д.О. <i>Алгоритм формирования вновь образованных последовательностей с практически неограниченным ансамблем</i>	13	Тарбаев С. І. <i>Яким бути транспортному рівню мережі майбутнього покоління</i>	41
Даник Ю.Г. <i>Кібернетична безпека в постіндустріальну епоху</i>	14	Толіюпа С. В. <i>Проблемні аспекти синтезу структури складних інфокомунікаційних систем нового покоління</i>	42
Кривуца В.Г., Беркман Л.Н., Гніденко М.П. <i>Проектування та організація технології навчання з впровадження нової галузі знань «інформаційно-комунікаційних технологій»</i>	16	Ємельяненкова Т.Б. <i>Обґрунтування застосування методу SWOT – аналізу для побудови сценаріїв розвитку сфери телекомунікацій</i>	44
Поліщук І.Ю. <i>Досвід використання нових технологій навчання у підготовці персоналу ВАТ «Укртелеком»</i>	17	Ткаченко О.М., Єремеев Ю.І. <i>Методи вимірювання навантаження і показників якості конвергентних мереж</i>	47
Кривуца В.Г., Гніденко М.П., Ільїн О.О. <i>Реалізації концепції створення інтегрованого інформаційного середовища, як інструмента комплексного управління навчальним закладом</i>	18	Чернихівський Є.М., Олексін М.І. <i>Підвищення пропускної здатності оптичних транспортних систем</i>	49
Демидов І.В., Климаш М.М. <i>Ефективність управління інформаційними потоками в MPLS-мережах</i>	19	Павловский А.А. <i>«Умные Города» и муниципальные сети</i>	50
Поспелов Б.Б., Дробик А.В. <i>Системотехнические аспекты оптимизации беспроводных каналов связи</i>	21	Алексеев М.О., Молчанов Ю.М., Тищенко М.П. <i>Система автоматизованого встановлення та налаштування програмного забезпечення в МНС України</i>	53
Поспелов Б.Б., Улєєв О.П. <i>Синтез оптимальної антенної обробки сигналів та завад в MIMO-системах з неоднаковими видами модуляції в просторових каналах</i>	23	Слюсар В.И., Малярчук М.В., Бондаренко М.В. <i>Методика синтеза I/Q-демодуляторов произвольной размерности</i>	53
Леценко О.О. <i>Принципи моніторингу різномірних телекомунікаційних мереж</i>	24	Слюсар В.И., Волошко С.В., Малярчук М.В. <i>Нижние границы Крамера-Рао для дисперсий ошибок оценивания амплитуд сигналов N-OFDM по выходам плоской цифровой антенной решетки</i>	56
Максимов В.В., Лєвочкина О.И. <i>Алгоритм выбора многоточечных ретрансляторов в протоколе LSR</i>	25	Пелішок В. О. <i>Використання модельовання телекомунікаційних радіосистем для визначення шляхів покращення їх характеристик</i>	58
Bibik Mikhail <i>Improving HSDPA throughput and indoor covering</i>	27	Гоголева М. А., Бабенко С.В., Балашов В.Ю. <i>Модель распределения частотных каналов с учетом территориальной удаленности станций в многоканальных Mesh-сетях</i>	60
Лемешко А.В., Ахмад М. Хайлан, Али С. Али <i>Модель и метод многопутевой двухуровневой маршрутизации в MPLS-сети</i>	28	Сайко В.Г., Дикарев А.В. <i>Относительный метод тестирования цифровых радиоканалов</i>	62
Старкова Е.В., Коробко К.В., Билык А.С. <i>Математическая модель информационного обмена с использованием протокола TCP и механизма RED</i>	30	Бондарчук А.П., Хилько М.М., Булах Д.В. <i>Аналіз HSOPA/LTE та розробка алгоритму обробки сигналу в модемах з OFDM</i>	64
Добрышкин Ю.Н., Вавенко Т.В. <i>Модель управления трафиком с его превентивным ограничением на основе абсолютных и относительных приоритетов</i>	32	Нартитник Т.М., Казиміренко В.Я. <i>Безпроводова система абонентського доступу до інформаційних ресурсів</i>	65
Кобзарь Л.С., Сувдучков К.С. <i>Метод определения качества восприятия в системе IPTV</i>	34	Сайко В.Г., Полоневич А.П. <i>Математична модель оцінки часових характеристик стану радіоканалу мереж мобільного зв'язку</i>	66

НИЖНИЕ ГРАНИЦЫ КРАМЕРА-РАО ДЛЯ ДИСПЕРСИЙ ОШИБОК ОЦЕНИВАНИЯ АМПЛИТУД СИГНАЛОВ N-OFDM ПО ВЫХОДАМ ПЛОСКОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Слюсар В.И., Волошко С.В., Малайчук М.В.,

Центральний науково-дослідний інститут озброєння та військової техніки Збройних Сил України

Приведены нижние границы Крамера-Рао для дисперсий ошибок оценивания амплитудных составляющих сигналов по выходам плоской цифровой антенной решетки (ЦАР) при двухэтапной демодуляции сигналов, предполагающей промежуточное оценивание амплитуд сигналов по выходам диаграммообразующей схемы

In this report is present the Kramer-Rao bounds for estimation's dispersion of signals amplitude with use of digital antenna array for case of two-stage signals demodulation, which include an intermediate estimation of amplitude after a digital beamforming

Одним из перспективных путей повышения пропускной способности базовых станций связи в системах типа WiMAX и 4G является выполнение их антенных систем в виде плоской цифровой антенной решетки (ЦАР). Такое техническое решение позволяет не только увеличить абонентскую емкость, но и эффективно решать задачи защиты от воздействия множества активных помех путем формирования нулей в диаграмме направленности приемной антенны в направлениях на источники мешающих воздействий.

При расчете пропускной способности базовой станции связи, оснащенной плоской ЦАР, ключевая роль отводится прогнозу ошибок оценивания амплитудных составляющих сигналов. Оценки их дисперсий могут быть получены на основе нижней границы Крамера-Рао (НГКР). В докладе представлены соответствующие выражения для случая двухэтапной демодуляции сигналов неортогональной частотной дискретной модуляции (N-OFDM) с промежуточным оцениванием их амплитуд по выходам диаграммообразующей схемы (ДОС) [1]. Следует отметить, что от результатов, полученных для случая N-OFDM, легко перейти к OFDM-модуляции, если положить интервал между поднесущими по частоте, равным ширине главного лепестка амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) синтезированных в результате быстрого преобразования Фурье (БПФ) частотных фильтров.

Если полагать, что направления на источники сигналов точно известны, то по выходам ДОС, реализованной на основе пространственного БПФ, значения диаграмм направленности (ДН) вторичных пространственных каналов приемной ЦАР в азимутальной и в угломестной плоскостях могут быть представлены в виде матриц:

$$Q = \begin{bmatrix} Q_1(x_1) & Q_1(x_2) & \dots & Q_1(x_M) \\ Q_2(x_1) & Q_2(x_2) & \dots & Q_2(x_M) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Q_R(x_1) & Q_R(x_2) & \dots & Q_R(x_M) \end{bmatrix}, \quad V = \begin{bmatrix} V_1(y_1) & V_1(y_2) & \dots & V_1(y_M) \\ V_2(y_1) & V_2(y_2) & \dots & V_2(y_M) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ V_S(y_1) & V_S(y_2) & \dots & V_S(y_M) \end{bmatrix}$$

С учетом этого, выражение для потенциальных дисперсий ошибок оценивания амплитудных составляющих сигналов σ_W^2 по выходам ДОС в двух ортогональных угловых плоскостях примет вид:

$$\sigma_W^2 \geq \sigma_n^2 \text{diag}[(Q^T Q) \circ (V^T V)]^{-1}, \quad (1)$$

где σ_n^2 - дисперсия шумов по выходам вторичных пространственных каналов ЦАР (полагается одинаковой для всех каналов), $\text{diag}[M]$ - вектор, составленный из диагональных элементов матрицы M.

Переход к поэлементному произведению Адамара в обрабатываемой матрице позволяет сократить количество вычислительных операций и повысить точность расчета обратной матрицы за счет использования матриц меньшей размерности.

При необходимости пересчета дисперсий оценок амплитуд σ_W^2 к дисперсии шумов σ_{ADC}^2 по выходам аналого-цифровых преобразователей (АЦП) выражение (1) преобразуется к виду:

$$\sigma_W^2 \geq \sigma_{ADC}^2 \cdot R \cdot S \cdot \text{diag}[(Q^T Q) \circ (V^T V)]^{-1}, \quad (2)$$

где R, S – размерность пространственных БПФ в угломестной и азимутальной плоскостях.

Следует отметить, что при двухэтапной демодуляции сигналов оценки векторов их амплитуд, полученные по выходу ДОС для заданных угловых направлений приема, далее используется в роли напряжений при формировании сетки частотных фильтров с помощью БПФ. Если сигналы, приходящие с разных направлений, имеют одинаковую сетку частот, границы для дисперсий оценок амплитудных составляющих откликов N частотных фильтров могут быть выражены в квантах АЦП в виде:

$$\sigma_A^2 \geq \sigma_n^2 \cdot \text{diag}[(Q^T Q) \circ (V^T V)]^{-1} \otimes (N \cdot \text{diag}[F^T F]^{-1}), \quad (3)$$

где $F = \begin{bmatrix} F_1(\omega_1) & F_1(\omega_2) & \dots & F_1(\omega_M) \\ F_2(\omega_1) & F_2(\omega_2) & \dots & F_2(\omega_M) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ F_N(\omega_1) & F_N(\omega_2) & \dots & F_N(\omega_M) \end{bmatrix}$ - матрица АЧХ частотных фильтров БПФ на

частотах поднесущих N-OFDM сигналов, или при пересчете к дисперсии шумов по выходу АЦП:

$$\sigma_A^2 \geq \sigma_{ADC}^2 \cdot R \cdot S \cdot \text{diag}[(Q^T Q) \circ (V^T V)]^{-1} \otimes (N \cdot \text{diag}[F^T F]^{-1}). \quad (4)$$

Если на каждом угловом направлении используется своя сетка частот, оценки дисперсий (3), (4) необходимо переписать с использованием блочного представления матрицы АЧХ F:

$$\sigma_A^2 \geq \sigma_n^2 \cdot \left(\text{diag}[(Q^T Q) \circ (V^T V)]^{-1} \right)_r \otimes (N \cdot \text{diag}[F_r^T F_r]^{-1}), \quad (5)$$

$$\sigma_A^2 \geq \sigma_{ADC}^2 \cdot R \cdot S \cdot \left(\text{diag}[(Q^T Q) \circ (V^T V)]^{-1} \right)_r \otimes (N \cdot \text{diag}[F_r^T F_r]^{-1}). \quad (6)$$

При использовании децимации отсчетов АЦП в приведенных соотношениях должна быть учтена матрица АЧХ децимирующего фильтра. При этом выражения (1) – (6) изменятся следующим образом:

$$\sigma_A^2 \geq \sigma_n^2 \cdot \text{diag}[(Q^T Q) \circ (V^T V)]^{-1} \otimes (N \cdot \text{diag}[(Z^T Z) \circ (F^T F)]^{-1}), \quad (7)$$

$$\sigma_A^2 \geq \sigma_{ADC}^2 \cdot R \cdot S \cdot \text{diag}[(Q^T Q) \circ (V^T V)]^{-1} \otimes (N \cdot T \cdot \text{diag}[(Z^T Z) \circ (F^T F)]^{-1}), \quad (8)$$

$$\sigma_A^2 \geq \sigma_n^2 \cdot \left(\text{diag}[(Q^T Q) \circ (V^T V)]^{-1} \right)_r \otimes (N \cdot T \cdot \text{diag}[(Z_r^T Z_r) \circ (F_r^T F_r)]^{-1}), \quad (9)$$

$$\sigma_A^2 \geq \sigma_{ADC}^2 \cdot R \cdot S \cdot \left(\text{diag}[(Q^T Q) \circ (V^T V)]^{-1} \right)_r \otimes (N \cdot T \cdot \text{diag}[(Z_r^T Z_r) \circ (F_r^T F_r)]^{-1}), \quad (10)$$

где $Z = [Z(\omega_1) \ \Lambda \ Z(\omega_M)]$ - вектор-строка ненормированных АЧХ децимирующего фильтра на частотах поднесущих N-OFDM сигналов, T – количество отсчетов АЦП, накапливаемых в децимирующем фильтре.

Применение двойной поляризации излучения для повышения скорости передачи данных характеризуется более сложными зависимостями для дисперсий оценивания амплитуд сигналов. Например, в случае учета кроссполяризационных связей каналов приема q_{VH} , q_{VH} , d_{VH} , d_{VH} зависимость, аналогичная (5), может быть записана в виде:

$$\begin{bmatrix} \sigma_{A_H}^2 \\ \sigma_{A_V}^2 \end{bmatrix} \geq \sigma_{nW}^2 \cdot \text{diag}[Z_1 \ | \ Z_2]^{-1} \otimes N \cdot \text{diag} \left(\begin{bmatrix} F_H^T F_H \\ F_V^T F_V \end{bmatrix}^{-1} \right), \quad (11)$$

где индексы H и V соответствуют горизонтальной и вертикальной поляризациям,

$$G_1 = \begin{bmatrix} (Q_H^T Q_H) d(V_H^T V_H) + (q_{VH} Q_H)^T q_{VH} Q_H d(d_{VH} V_H)^T d_{VH} V_H \\ (q_{HV} Q_V)^T Q_H d(d_{HV} V_V)^T V_H + (Q_V^T q_{VH} Q_H) d(V_V^T d_{VH} V_H) \end{bmatrix}$$

$$G_2 = \begin{bmatrix} (Q_H^T q_{HV} Q_V) d(V_H^T d_{HV} V_V) + (q_{VH} Q_H)^T Q_V d(d_{VH} V_H)^T V_V \\ (Q_V^T Q_V) d(V_V^T V_V) + (q_{HV} Q_V)^T q_{HV} Q_V d(d_{HV} V_V)^T d_{HV} V_V \end{bmatrix}$$

Справедливость полученных выражений для НГКР была проверена путем математического моделирования. При этом наблюдалось совпадение результатов моделирования с расчетными данными с точностью до доверительного интервала.

Литература:

1. Slyusar V.I., Voloshko S.V. A method of measurement of direction's characteristics of antenna's elements for digital antenna array in conditions of jammers.// 7-а Міжнародна конференція по теорії та техніці антен (ICATT'09), Львів, Україна, 6 - 9 жовтня 2009 р. - С. 280 - 282.

ВИКОРИСТАННЯ МОДЕЛЮВАННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ РАДІОСИСТЕМ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ ШЛЯХІВ ПОКРАЩЕННЯ ЇХ ХАРАКТЕРИСТИК

Пелішок В. О., НУ «Львівська Політехніка»

Розглядається методика визначення та усунення негативних наслідків, спричинених наявністю багатопроменевого поширення радіохвиль. Моделювання поставлених завдань здійснюється за допомогою системи Matla

The method of determination and removal of negative consequences, caused the presence of multibeam distribution of radio waves is Examined. The design of the put tasks is carried out by the system Matlab

Особливістю безпроводних систем передачі даних, порівняно з провідними, являється наявність врахування особливостей навколишнього простору, як середовища поширення радіохвиль. Відомо [1-3], що середовище поширення вносить спотворення в ідеальний сигнал, випромінюваний передавачем, як внаслідок додавання шумів, так і шляхом спотворення самого корисного сигналу. Шуми радіоканалу включають фоновий шум ефіру, паразитні випромінювання промислового електрообладнання та інші сторонні випромінювання. Спотворення основного сигналу, в основному, зумовлені ефектом багатопроменевого поширення радіохвиль, який полягає в багатократному відбитті радіохвиль від природніх та штучних завад. В результаті на приймальній стороні отримуємо значну кількість копій одного і того ж сигналу. Додаткові спотворення корисного сигналу виникають також внаслідок переміщення приймача, передавача та завад між ними.

Дальність зв'язку визначається втратами в середовищі поширення, причому їх вплив можна компенсувати як потужністю передавача так і чутливістю приймача. Більш складним являється врахування впливу на достовірність прийнятої інформації флуктуацій величини та форми прийнятого сигналу, зумовлені інтерференцією. Наприклад, при швидкому федингу відбувається спотворення спектру інформаційного сигналу в низькочастотній області, яка знаходиться в області доплерівського розширення спектру. Тільки зменшенням швидкості руху об'єктів або застосуванням спеціальних методів обробки прийнятого сигналу, які дозволяють компенсувати вносимий частотний зсув, можна зменшити кількість вносимих помилок. Отже, можна вважати, що швидкий фединг в значній мірі впливає на достовірність прийнятої інформації та практично не впливає на дальність зв'язку. Для районів з густою міською забудовою практично відсутня пряма видимість між передавачем та приймачем, причому ймовірність розподілу амплітуди прийнятого сигналу описується законом Релея, а у випадку наявності такої видимості – законом Райса [2-4].