



УКРАЇНА

(19) UA (11) 84397 (13) C2
(51) МПК (2006)
H04B 7/005
H04B 7/02

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИ

ДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ

ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА ВІНАХІД

(54) СПОСІБ ЗНИЖЕННЯ МІЖКАНАЛЬНИХ ПЕРЕШКОД У СИСТЕМІ БЕЗПРОВІДНОГО ЗВ'ЯЗКУ (ВАРІАНТИ), ПРИСТРІЙ ДЛЯ ЙОГО ЗДІЙСНЕННЯ ТА ПРИЙМАЧ

1

2

(21) 20041008312
(22) 13.03.2003
(24) 27.10.2008
(86) PCT/US03/07950, 13.03.2003
(31) 60/118,686
(32) 08.04.2002
(33) US
(31) 60/364,442
(32) 14.03.2002
(33) US
(46) 27.10.2008, Бюл.№ 20, 2008 р.
(72) ВІЛЛЕНЕГЕР СЕРЖ, МАЛЛАДІ ДУРГА П.,
БЛАНЦ ЙОЗЕФ Й.
(73) КВЕЛКОММ ІНКОРПОРЕЙТЕД
(56) WO 0213548 A, 14.02.2002
US 6192238 B1, 20.02.2002
XP 002151815, 20.11.2000
WO 0135564, 17.05.2001
US 6175587 B1, 16.012001
WO 03043239 A, 22.05.2003
GB 2369018 A, 15.05.2002
US 2002131390 A1, 19.09.2002
(57) 1. Спосіб зменшення міжканальних перешкод
у системі безпроводного зв'язку, що включає:
визначення місцеположення часового інтервалу
повідомлення в неортогональному каналі;
призначення вагового коефіцієнта множини
передавачів у функції відношення сигнал-шум
(SNR), прийнятого приймачем,
і декодування передач, прийнятих приймачем від
кожного з множини передавачів, причому під час
визначення місцеположення часового інтервалу
декодування здійснюється відповідно до призна-
чених вагових коефіцієнтів.
2. Спосіб за п. 1, відповідно до якого безпроводна
комунікаційна система являє собою широкополос-
ну систему множинного доступу з кодовим розді-
ленням каналів (W-CDMA), а неортогональний
канал являє собою канал синхронізації.
3. Спосіб за п. 2, відповідно до якого SNR розра-
ховується відповідно до:

$$SNR = \frac{|\alpha|^2 \cdot E_{ct}}{|\alpha|^2 \cdot E_{csch} \cdot \beta + I_{oc}} \cdot SF,$$

де α = Комплексний коефіцієнт замирання

β = Коефіцієнт неортогональності
SF - Коефіцієнт розподілу
 E_{ct} - Потужність на один мікроцикл транспортного
каналу
 E_{csch} = Потужність на один мікроцикл SCH
 I_{oc} = Тепловий шум плюс спектральна щільність
потужності перешкод іншої комірки,
і відповідно до якого коефіцієнт неортогональності
змінюється як функція часу.
4. Спосіб за п. 3, що додатково включає:
коректування вагових коефіцієнтів множини пере-
давачів у функції коефіцієнта неортогональності.
5. Спосіб за п. 4, відповідно до якого коректування
вагових коефіцієнтів додатково включає:
зменшення вагового коефіцієнта, коли коефіцієнт
ортогональності різний для множини передавачів
для одного і того ж самого символу.
6. Спосіб за п. 4, відповідно до якого коректування
вагових коефіцієнтів додатково включає:
зменшення вагового коефіцієнта, коли коефіцієнт
ортогональності різний для множини різних сим-
волів від одного передавача.
7. Спосіб за п. 4, відповідно до якого коректування
вагових коефіцієнтів додатково включає:
встановлення вагового коефіцієнта рівним нулю,
коли коефіцієнт неортогональності перевищує
заданий поріг.
8. Пристрій для зменшення міжканальних пере-
шкод у системі безпроводного зв'язку, що містить:
засоби для визначення місцеположення часового
інтервалу повідомлення в неортогональному ка-
налі;
засоби для призначення вагового коефіцієнта
множині передавачів у функції відношення сигнал-
шум (SNR), прийнятого приймачем, і
засоби для декодування передач, прийнятих при-
ймачем від кожного з множини передавачів, при-
чому під час визначення місцеположення часового
інтервалу декодування здійснюється відповідно до
призначених вагових коефіцієнтів.
9. Приймач для зменшення міжканальних пере-
шкод у системі безпроводного зв'язку, що містить:
приймальну схему і
процесор, виконаний з можливістю:
визначення місцеположення часового інтервалу
повідомлення в неортогональному каналі;

(13) C2

(11) 84397

(19) UA

призначення вагового коефіцієнта множині передавачів у функції відношення сигнал-шум (SNR), прийнятого приймачем, і декодування передач, прийнятих приймачем від кожного з множини передавачів, причому під час визначення місцеположення часового інтервалу декодування здійснюється відповідно до призначених вагових коефіцієнтів.

10. Приймач за п. 9, відповідно до якого безпроводна комунікаційна система являє собою широкополосну систему множинного доступу з кодовим розділенням каналів (W-CDMA), а неортогональний канал являє собою канал синхронізації.

11. Спосіб зменшення міжканальних перешкод у системі безпроводного зв'язку, що включає: визначення місцеположення часового інтервалу повідомлення, переданого по неортогональному каналу; анулювання прийнятої потужності повідомлення і прийом інформації, переданої по фізичному каналу.

12. Спосіб за п. 11, відповідно до якого анулювання прийнятої потужності повідомлення включає: оцінювання перешкодоутворюючої складової, зв'язаної з повідомленням; віднімання перешкодоутворюючої складової від прийнятого сигналу з метою формування скоректованого сигналу і декодування скоректованого сигналу.

13. Спосіб за п. 12, відповідно до якого перешкодоутворююча складова розраховується на вході приймача з рознесенням прийомом.

14. Спосіб за п. 12, відповідно до якого перешкодоутворююча складова розраховується на виході приймача з рознесенням прийомом.

15. Спосіб за п. 11, відповідно до якого анулювання прийнятої потужності повідомлення включає: оцінювання перешкодоутворюючої складової, зв'язаної з повідомленням; віднімання перешкодоутворюючої складової з прийнятого сигналу з метою формування скоректованого сигналу і декодування скоректованого сигналу.

Пріоритетне домагання відповідно до [35 U.S.C. (Звід законів США) §119(e)]

У даній патентній заявці заявляється пріоритет [попередньої заявки США №60/364,442, поданої 14 березня 2002р.], права на яку належать власникові прав на дану заявку і яка спеціально включена в дану заявку як посилання.

Даний винахід відноситься, в цілому, до безпроводних комунікаційних систем, а більш конкретно, до способів і пристроїв для зменшення перешкод у техніці безпроводного зв'язку.

Існує зростаюча потреба в агентах доступу до пакетованих даних, переданих за допомогою безпроводних комунікаційних систем. У такій системі, як, наприклад, широкополосна система множинного доступу з кодовим розділенням каналів (W-CDMA), різні канали спільно мультиплексуються і передаються по одному фізичному каналу. Паралельно різні інші канали, наприклад, канал синхронізації і т.п., передаються по загальній лінії радіозв'язку. У будь-якій конкретній ситуації канали можуть створювати взаємні перешкоди. Наприклад, оскільки канал синхронізації не зв'язаний вимогами ортогональності стосовно інших фізичних каналів, канал синхронізації може створювати перешкоди в інших каналах.

Таким чином, існує потреба в створенні способу зменшення міжканальних перешкод у безпроводній комунікаційній системі.

Фіг.1 - безпроводна комунікаційна система.

Фіг.2 - структура циклу для фізичного каналу спадної лінії зв'язку в безпроводній комунікаційній системі, що використовує W-CDMA.

Фіг.3 - структура циклу для фізичного каналу керування спадної лінії зв'язку в безпроводній комунікаційній системі, що використовує W-CDMA.

Фіг.4 - таблиця, що ілюструє відношення сигнал-шум (SNR), яке співвіднесено з різними кодуваннями, обумовленими SCH-перешкодами.

Фіг.5 - структура каналу синхронізації (SCH) у безпроводній комунікаційній системі, що використовує W-CDMA.

Фіг.6 і 7 - схеми перемирення в системі W-CDMA.

Фіг.8A і Фіг.8B - формати для протокольних блоків даних (PDU) у системі W-CDMA.

Фіг.9 і 10 - безпроводні пристрої для зменшення перешкод.

Фіг.11 - схема кодування адаптивного багатошвидкісного і спеціалізованого керуючого (AMR/DCCN) транспортних каналів.

Фіг.12 - модельовані значення SNR, які потрібні для різних транспортних форматів.

Фіг.13 - потрібні SNR для різних комбінацій транспортних форматів (TFC).

Фіг.14 - таблиця значень зсуву потужності, що відповідають TFC.

Фіг.15 - процес відображення TFC на значеннях зсуву потужності, представлений у вигляді схеми послідовності операцій.

Фіг.16 - різні сценарії для передачі множини транспортних каналів (TRCH) по загальному фізичному каналу, представлені у вигляді часової діаграми.

Словосполучення "наведений як приклад" використовується в даному описі винятково для позначення "служить прикладом або ілюстрацією". Будь-який представлений у даному описі варіант здійснення винаходу, "наведений як приклад", не обов'язково повинний тлумачитися як переважний або такий, який має перевагу в порівнянні з іншими варіантами. Незважаючи на те, що різні аспекти варіантів здійснення винаходу проілюстровані на кресленнях, креслення не обов'язково предста-

влені в масштабі, якщо це спеціально не обумовлюється.

Слід зазначити, що будь-який варіант здійснення винаходу, наведений у даному описі, служить винятково для ілюстративних цілей і що інші варіанти здійснення можуть включати різні аспекти, що не виходять за межі обсягу домагань даного винаходу. Більш конкретно, різні варіанти здійснення винаходу можуть застосовуватися в системі обробки даних, у безпроводній комунікаційній системі, у мобільній IP-мережі й у будь-якій іншій системі, де бажано ефективне використання ресурсів і ефективне керування ними.

У варіанті здійснення винаходу, наведеному як приклад, використовується безпроводна широкополосна комунікаційна система множинного доступу з кодовим розділенням каналів (W-CDMA). Безпроводні комунікаційні системи широко використовуються для забезпечення різноманітних видів зв'язку, наприклад, для передачі голосових даних, цифрових даних і так далі. Ці системи можуть базуватися на множинному доступі з кодовим розділенням каналів (CDMA), множинному доступі з часовим розділенням каналів (TDMA) або на якій-небудь іншій техніці модуляції. Система CDMA має певні переваги над іншими типами систем, включаючи підвищену пропускну здатність системи.

Система може бути розроблена з можливістю відповідності вимогам одного або більше стандартів, наприклад, стандарту "TIA/EIAAS-95-B Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Wideband Spread Spectrum Cellular System" (Стандарт сумісності мобільної і базової станцій для широкополосної стільникової системи з розширеним спектром), який називається далі стандартом IS-95, стандарту, запропонованого консорціумом, що названий "3rd Generation Partnership Project" (Проект співробітництва 3-го покоління), який називається далі 3GPP і реалізованого в ряді документів, включаючи документи №№ 3G TS 25.211, 3G TS 25.212, 3G TS 25.213 і 3G TS 25.214, 3G TS 25.302, які називаються далі стандартом W-CDMA, стандарту, запропонованого консорціумом, що названий "3rd Generation Partnership Project 2" (Проект 2 співробітництва 3-го покоління), який називається далі стандартом 3GPP2, або TR-45.5, який називається далі стандартом cdma2000, що називався колись стандартом IS-2000 MC. Цитовані вище стандарти спеціально включені в даний опис як посилальний матеріал.

Кожен стандарт конкретно встановлює вимоги до обробки даних для передачі з базової станції на мобільну станцію і навпаки. У варіанті здійснення винаходу, наведеному як приклад, розглядається комунікаційна система з розширеним спектром, що узгоджується зі стандартом cdma2000 протоколів. В інших варіантах здійснення винаходу може застосовуватися інший стандарт.

Система W-CDMA описана в ряді специфікацій, визначених стандартом 3GPP і доступних за адресою: ETSI Mobile Competence Centre, 650, Route des Lucioles, 06921 Sophia-Antipolis Cedex, France.

На Фіг.1 наведений приклад виконання комунікаційної системи 100, що обслуговує ряд користу-

вачів і виконана з можливістю реалізації, щонайменше, деяких аспектів варіантів здійснення винаходу, розглянутих у даному описі. Для диспетчеризації передачі даних у системі 100 може бути використаний кожний з множини різноманітних алгоритмів і способів. Система 100 забезпечує зв'язок для ряду комірок 102A-102G, кожна з яких обслуговується відповідною базовою станцією 104A-104G відповідно. У варіанті здійснення винаходу, наведеному як приклад, деякі базові станції 104 мають множину приймальних антен, а деякі мають тільки одну приймальну антену. Аналогічним чином деякі базові станції 104 мають множину передавальних антен, а деякі мають тільки одну передавальну антену. Не існує яких-небудь обмежень, що накладаються на комбінації передавальних антен і приймальних антен. Таким чином, базова станція 104 може мати множину передавальних антен і одну приймальну антену, або може мати множину приймальних антен і одну передавальну антену, або ж може використовувати одинарні антени, призначені як для прийому, так і для передачі, або ж може використовувати множину передавальних і приймальних антен.

Термінали 106 у зоні обслуговування можуть бути виконані нерухомими (тобто, стаціонарними) або мобільними. Як показано на Фіг.1, у системі розосереджені різні термінали 106. Кожен термінал 106 підтримує зв'язок через спадні і висхідні лінії зв'язку з, щонайменше, однією і, можливо, більше базовими станціями 104 у будь-який даний момент часу залежно, наприклад, від того, чи використовується технологія "м'якої передачі" або від того, розроблений і чи працює термінал з можливістю прийому (одночасного або послідовного) множини передач з множини базових станцій. Технологія "м'якої передачі" у комунікаційних системах CDMA широко відома в даній області техніки і докладно описана в [патенті США №5,101,501 за назвою "METHOD AND SYSTEM FOR PROVIDING A SOFT HANDOFF IN COMMUNICATIONS IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM" (Спосіб і система для забезпечення "м'якої передачі" у лініях зв'язку стільникової телефонної системи CDMA)], права на який належать власникові прав на дану заявку.

Система W-CDMA наведена в даному описі як приклад. Варто зазначити, що в системі W-CDMA базова станція називається Node-B, а мобільна станція називається користувальницькою апаратурою (UE). В інших варіантах здійснення винаходу можуть бути використані інші комунікаційні системи, де перешкоди в інших каналах системи можуть створювати різні інші канали. Більш конкретно, у системі W-CDMA канали кодуються і передаються за допомогою одного і того ж самого радіоінтерфейса, причому, щонайменше, один з каналів не є ортогональним відносно до інших каналів. У системі з розширеним спектром ортогональність каналів дозволяє уникнути виникнення міжканальних перешкод. Таким чином, введення неортогонального каналу спричиняє потенційну можливість виникнення міжканальних перешкод. Проте, даний винахід застосовний для використання й в інших системах, де один або більше каналів створюють перешкоди в інших каналах.

Якщо повернутися до Фіг.1, то спадна лінія зв'язку відноситься до передачі даних з базової станції 104 на термінал 106, а висхідна лінія зв'язку відноситься до передачі даних з терміналу 106 на базову станцію 104. У варіанті здійснення винаходу, наведеному як приклад, деякі термінали 106 мають множину приймальних антен, а деякі мають тільки одну приймальну антену. Як показано на Фіг.1, по спадній лінії зв'язку базова станція 104А передає дані на термінали 106А і 106J, базова станція 104В передає дані на термінали 106В і 106J, базова станція 104С передає дані на термінал 106С і так далі.

На Фіг.2 показаний спеціалізований фізичний канал спадної лінії зв'язку (DPCH) у системі W-CDMA. Множина логічних каналів, що називаються транспортними каналами (TRCH), мультиплексується з метою формування одного фізичного каналу, тобто DPCH. Іншими словами, у межах одного DPCH спадної лінії зв'язку спеціалізовані дані, які генеруються на більш високих рівнях, піддаються спільному мультиплексуванню. Спеціалізований транспортний канал (DCH) передається в режимі часового розділення разом з керуючою інформацією, представленою, наприклад, відомими пілотними розрядами (бітами), командами регулювання потужності передачі (TPC) і, факультативно, індикатором комбінації транспортних форматів (TFCI). DPCH спадної лінії зв'язку може, таким чином, розглядатися як мультиплексна передача з часовим розділенням спеціалізованого фізичного інформаційного каналу спадної лінії зв'язку (DPDCH) і спеціалізованого фізичного каналу керування спадної лінії зв'язку (DPCCCH).

На Фіг.2 показана структура циклу DPCH спадної лінії зв'язку. Кожен цикл тривалістю 10мс розбитий на 15 часових інтервалів, кожен тривалістю $T_{\text{SLOT}}=2560$ мікроциклів, що відповідають одному періодові регулювання потужності. Як показано на кресленні, відрізки DPDCCH перемежаються з відрізками DPCCCH. У даному прикладі часовий інтервал включає перший відрізок DPDCH, що має N_{DATA1} розрядів даних 1 (DATA1), за яким йде відрізок DPCCCH, що має N_{TPC} розрядів TPC і N_{TFCI} розрядів TFCI. Наступним відрізком є відрізок DPDCH даних 2 (DATA2), що має N_{DATA2} розрядів. Завершальним відрізком є відрізок DPCCCH пілотних даних (PILOT), що має N_{PILOT} розрядів.

Параметр k визначає загальне число розрядів на один часовий інтервал DPCH спадної лінії зв'язку. Параметр k відноситься до коефіцієнта розподілу (SF) фізичного каналу, де $SF=512/2^k$. Таким чином, коефіцієнт розподілу може коливатися в межах від 512 до 4.

У рамках системи W-CDMA по каналу синхронізації (SCH) передається також синхронізуюча послідовність. Варто зазначити, що синхронізуюча послідовність може називатися також синхронізуючим повідомленням. Як докладно зазначено в TS 25.211, розділ 5.3.3.5, стандарту 3GPP, SCH специфікований як канал, що є неортогональним відносно до інших каналів і, зокрема, до DPCH. SCH являє собою сигнал спадної лінії зв'язку, використовуваний UE для пошуку комірок. SCH складається з двох підканалів - первинного SCH і вторинного SCH. 10-Мілісекундні радіоцикли первинного

SCH і вторинного SCH розбиті на 15 часових інтервалів, кожен тривалістю 2560 мікроциклів. На Фіг.3 показана структура радіоциклу SCH. Первинний SCH складається з модульованого коду довжиною 256 мікроциклів - первинного коду синхронізації (PSC), позначеного c_p , що передається один раз у кожний часовий інтервал. PSC є однаковим для кожної комірки в системі.

Вторинний SCH складається з повторюваної передачі 15 послідовностей модульованих кодів, що йдуть одна за іншою, довжиною 256 мікроциклів - вторинних кодів синхронізації (SSC), що передаються паралельно з первинним SCH. На Фіг.3 SSC позначений $c_s^{i,k}$, де $i=0, 1, \dots, 63$ і являє собою номер групи кодів скремблювання і де $k=0, 1, \dots, 14$ і являє собою номер часового інтервалу. Кожен SSC вибраний з набору, що складається з 16 різних кодів довжиною 256 мікроциклів. Ця послідовність у вторинному SCH вказує, до якої з кодових груп належить код скремблювання спадної лінії зв'язку комірки. Варто зазначити, що синхронізуюче повідомлення передається в попередньо задане місцеположення в межах кожного часового інтервалу. Таким чином, синхронізуюче повідомлення має відоме місцеположення.

Нижче наведено опис різних особливостей системи W-CDMA, що, будучи зібрані воедино, можуть привести до проблем, згаданих вище. Більш конкретно, у наведеному нижче описі розглядаються взаємодія SCH і DPCH, перемищення і відображення каналів, еталонні конфігурації, регулювання потужності і конкретні слабкі сторони в повідомленні про підтвердження прийому (ACK) на рівні 2 (L2). Варто зазначити, що аналогічні міжканальні перешкоди можуть бути викликані й іншими каналами, а SCH описаний як приклад одного з каналів.

Взаємодія DPCH і SCH

Що стосується взаємодії DPCH і SCH, то SCH являє собою спеціальний сигнал, що містить дві послідовності довжиною 256 мікроциклів кожна: первинний SCH (PSCH) і вторинний SCH (SSCH). Ці дві послідовності передаються паралельно по спадній лінії зв'язку протягом кожного часового інтервалу. У межах кожного часового інтервалу SCH передається з 10%-ним коефіцієнтом заповнення. SCH використовується, головним чином, терміналом, тобто UE, щоб запитати часову діаграму системи і допомогти ідентифікувати комірку, яку UE може запитати. Іншими словами, SCH скорочує кількість допущень, вироблених UE під час ідентифікації комірки.

Незважаючи на те, що структури первинного і вторинного кодів синхронізації (PSC, SSC), як це описано в TS 25.213 стандарту 3GPP, не є ортогональними, вони призначені для забезпечення максимального ізолювання каналу синхронізації від інших каналів спадної лінії зв'язку. Таке ізолювання залежить від коефіцієнта розподілу розглянутого DPCH, а також від сегмента коду скремблювання, що охоплює конкретний символ.

На Фіг.4 представлений найгірший випадок відношення сигнал-шум (SNR) кодованих розрядів, обумовленого SCH-перешкодами, у децибелах. Результати, наведені на Фіг.4, припускають однакову потужність передачі SCH і DPCH (різні зна-

чення відображають різні кодові індекси SSC і DPCH OVSF). У лівому стовпчику зазначений коефіцієнт розподілу (SF) DPCH. У правому стовпчику зазначено SNR найгіршого випадку, обумовлений SCH-перешкодами, створюваними в DPCH. Варто зазначити, що межа SNR, як правило, не буде поліпшуватися, якщо вважати, що багатопроменеве поширення сигналу або рознесення при передачі, розглянуті як перешкоди SCH, є детермінованими і цілком корельованими (тобто не є середнім білим гауссовим шумом (AWGN)). Середнє SNR для неортогональних випадків (близько 50% виходу комбінацій ортогональних SCH відносно до DPCH), як правило, перевищує SNR гіршого випадку на 5дБ.

Межа SNR може стати обмежуючим фактором, якщо брати до уваги вищу геометрію. Вища геометрія відноситься до співвідношення між загальною потужністю, прийнятою від цільової комірки, і загальною потужністю, прийнятою від всіх комірок. Загальна потужність включає перешкоди, що привносяться як з навколишнього середовища, так і іншими передавальними каналами. Чим ближче UE знаходиться до Node-B, тим вище геометрія. Варто зазначити, що канали в межах комірки, як правило, ортогональні (за винятком спеціальних каналів, наприклад, SCH), однак ортогональність каналів не обов'язково має місце від комірки до комірки. Таким чином, з погляду вищої геометрії, UE розглядає ортогональні канали тільки як розташовані поблизу Node-B. Перешкоди, створювані неортогональним каналом, наприклад, SCH, стають явно вираженими. На противагу цьому, з погляду нижчої геометрії, UE розглядає багато неортогональних перешкод як віддалені від Node-B. Канал SCH не є таким явно вираженим, як це розглядається з погляду нижчої геометрії, оскільки потужність SCH додається до інших перешкод, що й обумовлює незначну різницю. Якщо вважати, що SCH передається на тому самому рівні потужності постійно, а спеціалізований канал передається відповідно до місцеположення UE, то, з погляду вищої геометрії, SCH робить більший вплив.

Універсальна мобільна телекомунікаційна система (UMTS) і схема переміщення описані в TS 25.212 стандарту 3GPP. Спочатку різні транспортні канали окремо кодується і переміщуються на основі інтервалу часу передачі (TTI). Потім канали мультиплекуються в радіоциклі на основі радіоциклізації, переміщуються і відображаються в корисному навантаженні фізичного каналу. Відображення транспортного каналу може здійснюватися відповідно до правила фіксованого або перемінного місцеположення.

На Фіг.5 показана схема відображення логічних каналів у загальному фізичному каналі. Логічні канали показані у вигляді транспортного каналу 1 204A, транспортного каналу 2 204B і транспортний канали 3 204C. Ці три транспортних канали 204A, 204B и 204C відображаються у фізичному каналі 202. Розряди кожного каналу переміщуються окремо. Варто зазначити, що в системі W-CDMA кожен цикл містить 15 часових інтервалів, причому кожен часовий інтервал містить 2560 мікроциклів. Інформація у вигляді даних мультиплексується з часовим поділом разом з керуючою інформацією, що надходить через відомі проміжки часу.

Переміщення передбачає два етапи з використанням першого переміжувача і другого переміжувача. Потенційна проблема існує, коли структура першого переміжувача (докладно описана нижче) така, що вона стає реальною проблемою при повторенні кожного радіоциклу в TTI. Крім того, структура другого переміжувача і зв'язана з ним періодичність аналогічна періодичності часового інтервалу фізичного каналу, і, таким чином, періодичність SCH є ще одним потенційним фактором, що приводить до проблем, зв'язаних з SCH-перешкодами.

На Фіг.6 показана процедура 300 першого переміщення із сегментацією радіоциклу, якщо припустити, що TTI дорівнює 40мс. Процедура першого переміщення фактично гарантує, що розряди TTI розподілені по множині радіоциклів. Процедура першого переміщення, однак, не впливає на відносне місцеположення розрядів усередині кожного радіоциклу в порівнянні з їхнім відносним місцеположенням в транспортному блоці, про що можна судити по розташуванню сірих ділянок на Фіг.6. Як показано на кресленні, TTI тривалістю 40мс включає чотири цикли тривалістю 10мс кожний. TTI позначений як TTI 302. Цикли позначені як цикли 304A, 304B, 304C и 304D. Потім кожний цикл поділяється на чотири відрізки. Поділ циклу узгоджується з числом циклів на один TTI. Потім відрізки циклів спільно переміщуються з метою формування потоку 306 радіоциклів. Затінений відрізок указує на обробку циклу 304A TTI. Процедура 360 переміщення передбачає запис циклів TTI рядок за рядком з наступним зчитуванням відрізків циклів стовпчик за стовпчиком. Порядок переміжених відрізків попередньо заданий і передбачуваний.

Процедура 350 переміщення для трьох транспортних каналів, виконується другим переміжувачем, показана на Фіг.7. Переміжувач заснований на 30-стовпчиковій матриці, причому кількість стовпчиків узгоджена з числом часових інтервалів на один цикл. Як показано на прикладі радіоциклу 352, кожен цикл розбивається на 30 відрізків з метою формування матриці 354. Потім ці відрізки переміщуються з метою формування остаточного переміщеного потоку 356. Другий переміжувач забезпечує появу деякої кількості інформації з кожного транспортного каналу в кожному часовому інтервалі. Другий переміжувач не змінює, однак, відносне місцеположення інформації транспортного каналу усередині кожного часового інтервалу за винятком того, що періодичність появи кожного транспортного каналу удвічі вище (3000Гц), чим періодичність часового інтервалу (1500Гц). Проте, якби тривалість періодичних перешкод, наприклад, які генеруються SCH, дорівнювала або перевищувала проміжок часу передачі будь-якого конкретного транспортного каналу в будь-якому конкретному часовому інтервалі, ці перешкоди могли б торкнутися половини символів такого конкретного транспортного каналу.

Порядок, у якому транспортні канали відображаються у фізичному каналі, впливає на абсолютне місцеположення кожного транспортного каналу, але не на періодичність появи даних з кожного транспортного каналу, що завжди складає 3000Гц. Крім того, порядок відображення не впливає на

той факт, що інформація конкретного транспортного каналу завжди з'являється в межах часового інтервалу в тому самому місці розташування.

Відображення з перемінним місцем розташування приводить до того, що інформація конкретного транспортного каналу з'являється в іншому місцеположенні для кожної комбінації елементів інформації транспортного каналу (комбінація транспортних форматів або TFC), тоді як фіксоване місцеположення гарантує, що незалежно від TFC інформація транспортного каналу буде завжди з'являтися в межах часового інтервалу в тому самому місцеположенні. Отже, місцеположення відображення не пом'якшує проблему періодичних SCH-перешкод.

Еталонна конфігурація для DCSN

Результати моделювання показали, що будь-який конкретний транспортний канал може бути зачеплений SCH-перешкодами у функції місцеположення цього каналу в структурі мультиплексування транспортного каналу. У будь-якому конкретному транспортному каналі SCH-перешкодами може бути зачеплена майже чи не половина символів. Ця умова найгіршого випадку має місце, коли швидкість транспортного каналу мала в порівнянні зі швидкістю інших транспортних каналів, що піддаються спільному мультиплексуванню. Більш конкретно, якщо відносний розмір транспортного каналу менше на 10%, і цей транспортний канал являє собою кінцевий канал, тобто, перший або останній канал, що підлягає мультиплексуванню, то для деякого зсуву циклу половина символів транспортного каналу буде зачеплена SCH.

Варто зазначити, що для процесу переміщення, при якому місцеположення даних у межах кожного часового інтервалу змінюється, проблеми міжканальних перешкод не є такими серйозними. Місцеположення даних, яке змінюється, означає, що не всі випадки появи даних будуть створювати перешкоди при використанні неортогонального каналу. У W-CDMA, однак, дані в межах часового інтервалу постійно передаються в одне і те саме місцеположення. Таким чином, міжканальні перешкоди являють собою явно виражену проблему. Міжканальні перешкоди можуть стати проблемою й у системах іншого типу, зокрема, там, де дані або керуюча інформація знаходяться в постійному місцеположенні в межах кожного часового інтервалу.

Якщо брати до уваги еталонні конфігурації каналів, описані в TS 34.108 стандарту 3GPP, то спеціалізований канал керування (DCSN) є найнижкошвидкісним каналом серед більшості конфігурацій і може, таким чином, найбільшою мірою постраждати від SCH-перешкод. У наведеній нижче таблиці 1 показаний відносний розмір DCSN для різних конфігурацій з розрахунку на один радіоцикл.

Таблиця 1

Еталонна конфігурація	Відносна зайнятість DCSN корисним навантаженням
DL 12,2+3,4 (кбіт/с)	~20,0%
DL 64+3,4 (кбіт/с)	~5,0%
DL 384+3,4 (кбіт/с)	~0,9%

Еталонні конфігурації включають першу швидкість передачі даних, за якою йде друга швидкість передачі для DCSN. Наприклад, у першому рядку спадна лінія зв'язку (DL) визначає швидкість передачі даних DCH=12,2кбіт/с зі швидкістю DCSN=3,4кбіт/с. Перший рядок відноситься до передачі голосових даних, другий рядок відноситься до відеоданих, а третій рядок відноситься до передачі пакетних даних. Відносна зайнятість DCSN корисним навантаженням розраховується як швидкість DCSN, поділена на складені швидкості передачі даних плюс DCSN. Наприклад, для передачі голосових даних, зазначених в першому рядку, норма зайнятості визначена як:

Зайнятість швидкість OCSN швидкість передачі даних+швидкість DCSN)%

або

$$20\% = 3,4 / (12,2 + 3,4)$$

Керування відносною зайнятістю DCSN корисним навантаженням здійснюється TFC, що має найбільш високі вимоги серед усіх TFC, а не поточної TFC. Наприклад, для випадку 384+3,4, навіть якщо поточне значення DTCH складає 0кбіт, корисне навантаження DCSN усе рівно складало б 0,9% від загального корисного навантаження, причому інші кілобіти в даному випадку не передаються, тобто має місце переривчастий режим передачі (DTX).

Передача SCH-повідомлення по неортогональному каналу створює перешкоди в інших каналах, наприклад, у DPCH. DPCH переносить дані і керуючу інформацію і, таким чином, коли SCH привносить перешкоди в керуючу інформацію, може виникнути будь-яка з різноманітних проблем. Як описано нижче, конкретна проблема виникає, коли SCH привносить перешкоди в передачу пілотних розрядів.

Міжканальні перешкоди викликаються даними (або керуючою інформацією), що мають таку ж періодичність, як і синхронізуюча інформація. Ця проблема може спостерігатися для будь-якого неортогонального каналу, переданого в межах системи. Дана проблема приводить до втрати даних і керуючої інформації, неправильного регулювання потужності системи і/або використання потужності в більшому обсязі для передачі даних усередині системи, ніж це необхідно. Кожна з цих проблем розглядається нижче. Варто зазначити, що багато з цих проблем є взаємовиключними. Наприклад, коли перешкоди впливають на дані, то найбільш імовірно, що ефект керування буде відсутній, оскільки сигнали керування будуть передаватися в різні моменти часу.

Дана проблема не обмежується SCH і може відноситися до будь-якого неортогонального каналу. Різні рішення цієї проблеми, описані нижче, припускають, що перешкодоутворюючий канал є детермінованою складовою перешкоди і має відомий інтервал часу передачі. В одному з варіантів здійснення винаходу, наведеному як приклад, інтервал часу передачі SCH являє собою число, кратне періодичності часового інтервалу. Крім того, в одному з варіантів здійснення винаходу, наведеному як приклад, передача перешкодоутворюючого каналу здійснюється один раз на кожний

цикл або один раз на кожний часовий інтервал, і присутність перешкодоутворюючого каналу може бути виявлено приймачем. По суті, може бути виявлена присутність будь-якого каналу, що значно перекриває інші канали.

Нижче описані різні рішення, що включають, але не обмежуються ними, наступні концепції:

1. призначення цільових об'єктів по зовнішньому циклу на основі найслабшої ланки;
2. скремблювання даних (поліпшення стабільності кодування);
3. виключення зсувів циклу, які ведуть до узгодження SCH з розрядами DCCH;
4. використання перемежувача неперіодичної дії;
5. використання більш низького вагового коефіцієнта для символів, зачеплених SCH;
6. приглушення/анулювання SCH і
7. додавання потужності.

Для конкретних моментів, згаданих вище, концепції 1) і 2) будуть мати велике значення в забезпеченні того, щоб DCCH міг би бути отриманий у UE з бажаною частотою появи помилок. Однак концепції 1) і 2) не відносяться до того джерела проблеми, яким є SCH-перешкоди.

Регулювання потужності по зовнішньому циклу з максимальною якістю обслуговування

Найважчим наслідком, зв'язаним з SCH-перешкодами, є втрата лінії радіозв'язку, тобто, випадання виклику. Це особливо імовірно, якщо мережа виконана таким чином, щоб не брати до уваги частоту появи помилок DCCH при встановленні рівня потужності DPCCH стадної лінії зв'язку. При такому варіанті виконання мережа не зможе скорегувати розподіл потужності, якщо DCCH зачеплений SCH-перешкодами і знаходиться під впливом високої частоти появи помилок. Отже, якщо буде існувати умова високої частоти появи помилок, протоколи більш високих рівнів будуть не в змозі забезпечити обмін повідомленнями з необхідною надійністю, і лінія радіозв'язку буде, у кінцевому результаті, загублена.

Один з варіантів здійснення винаходу спрямований на вирішення проблем, зв'язаних з міжканальними перешкодами, шляхом використання механізму регулювання потужності по зовнішньому циклу на основі якості DCCH. Варто зазначити, що кожний із транспортних каналів має однозначно обумовлені критерії якості і класу наданих послуг передачі даних (QOS). У даному прикладі, QOS визначається частотою появи блокових помилок (BLER). Це дозволяє визначити найбільш жорсткі критерії QOS для всіх транспортних каналів і перевірити, чи задовольняє кожен канал найбільш жорстка вимога без врахування індивідуальних вимог. По суті, найбільш жорстка вимога застосовується до всіх транспортних каналів.

Варто зазначити, що хоча кожний із транспортних каналів має, як правило, інший цільовий об'єкт QOS (звичайно виражений у термінах частоти появи помилок у блоках даних), вони будуть знаходитися під впливом такої ж частоти появи помилок у символах у будь-якому конкретному режимі радіозв'язку. Однак, коли до інших каналів додається SCH, можуть бути зачеплені символи DCCH, і частота появи символічних помилок DCCH може

бути вища, ніж частота появи символічних помилок інших транспортних каналів. Це відповідає дійсності в тих випадках, коли синхронізуюче повідомлення передається в те саме місцезоположення в часовому інтервалі разом з керуючою інформацією. Це приводить до більш високої частоти появи помилок для DCCH.

У W-CDMA, навіть якщо символічна помилка, що лежить в основі фізичного каналу, є однаковою для всіх транспортних каналів, система може досягти іншого якісного рівня обслуговування для кожного транспортного каналу шляхом коректування вагового коефіцієнта кожного транспортного каналу з метою досягнення ними такої частоти появи блокових помилок, яка вибрана для відповідного транспортного каналу.

З метою зменшення імовірності втрати лінії радіозв'язку внаслідок високої частоти появи помилок у DCCH, мережа може бути виконана таким чином, щоб частота появи помилок у DCCH враховувалася в процедурі регулювання потужності. Більш конкретно, мережа може призначити для DCCH цільовий об'єкт BLER, а саме, контролер радіомережі (RNC) може призначити частоту появи блокових помилок (BLER) у вигляді цільового об'єкта DCCH для конкретного транспортного каналу в UE за допомогою передачі сигналів із блоку керування радіоресурсами (RRC), як це описано в TS 25.331 стандарту 3GPP. Відповідно до специфікації стандарту 3GPP процедура регулювання потужності UE забезпечує відповідність кожного з цільових об'єктів BLER з кожним з відповідних їм транспортних каналів, для яких ці цільові об'єкти були призначені, включаючи цільовий об'єкт BLER для DCCH. За умови, що мережа має достатню потужність, щоб дотримуватися команд регулювання потужності, прийнятих з UE, використання DCCH з регулюванням потужності по зовнішньому циклу дозволить усунути міжканальні перешкоди, описані вище. Взагалі, щоб призначити цільовий об'єкт BLER для конкретного транспортного каналу, мережа повинна забезпечити виконання всіх умов для вимірювання BLER у транспортному каналі, як це встановлено в TS 5.2.15 стандарту 3GPP. Для конкретного випадку DCCH до всіх транспортних блоків DCCH приєднується блок контролю за допомогою циклічного надлишкового коду (CRC), включаючи випадки, коли не передаються ніякі дані (тобто в таких випадках для DCCH повинний бути визначений блок з розрядністю 0біт).

Варто зазначити, що хоча використання DCCH або іншого транспортного каналу, зачепленого перешкодоутворюючим каналом, у процесі прийняття рішень на основі регулювання потужності, дозволяє приглушити перешкоди, такі рішення можуть привести до розтрачування потужності передачі. Node-B або передавач може здійснювати передачу, використовуючи більшу кількість енергії, ніж це необхідно. Підвищена потужність може зменшити пропуску здатність системи.

Часовий зсув SCH

Коли який-небудь конкретний канал або сукупність каналів зачеплені SCH-перешкодами в більшому ступені, ніж інші транспортні канали, з якими вони спільно мультиплексовані, система може

скорегувати SCH таким чином, щоб він частково перекривався вибраним транспортним каналом, який вважається нечутливим або менш чутливим до впливу перешкод. Існує декілька можливих шляхів для здійснення способу зменшення перекриття SCH. Кожний з них використовує знання інформації про зсув циклу, який являє собою відносне узгодження в часі між границею радіоциклу DPCH і границею радіоциклу загального пілотного каналу в комірі.

В одному з варіантів здійснення винаходу система вибирає зсув циклу DPCH таким чином, що SCH не створює перешкоди в транспортних каналах, що можуть бути чутливі до перешкод SCH, зокрема DCCH. Вибір зсуву циклу відбувається в RNC для кожної спадної лінії зв'язку.

Інший варіант здійснення винаходу, що може бути використаний, коли RNC має деякі обмеження на вибір зсуву циклу (наприклад, внаслідок бажання розподілити передачу DPCH у часі), являє собою зміну порядку відображення транспортного каналу у фізичному каналі. У RNC таке керування також здійснюється за допомогою RRC.

Кожний з цих варіантів спрямований на пошук можливості зміни місцеположення транспортних каналів для того, щоб координувати випадки появи перешкодоутворюючого каналу з каналом, який прогнозується як найменш чутливий до перешкодоутворюючого каналу. Варто зазначити, що Node-B встановлює спеціалізований канал (канали) і, таким чином, керує часовою діаграмою спеціалізованого каналу (каналів), тобто, часовими зсувами. Варто зазначити, що при роботі в режимі "м'якої передачі" це може зажадати координації множини Node-B. Node-B переміщає зсув для спеціалізованого каналу на основі часової діаграми перешкодоутворюючого каналу, яким у даному випадку є канал передачі синхронізуючих повідомлень, SCH.

Транспортними каналами, що менш чутливі до перешкодоутворюючого каналу, є, як правило, ті з них, що охоплюють більший відрізок циклу. Оскільки SCH використовує тільки 10% циклу, транспортний канал, що використовує 10% циклу або менше, може бути цілком перекритий SCH-передачею. У цьому випадку весь транспортний канал, тобто, інформація, передана по цьому транспортному каналу, буде затінюватися SCH. Ця інформація піддається ризикові бути загубленою під впливом SCH-перешкод.

Крім того, існує можливість змінити порядок транспортних каналів у межах циклу. Оскільки SCH передається в тому самому місцеположенні (декількох місцеположеннях) у кожному циклі, зміна порядку передачі інших транспортних каналів у множині циклів буде гарантувати, що інші транспортні канали не будуть перекриватися з кожною появою SCH.

На Фіг.16 представлені різні рішення для зменшення міжканальних перешкод, що докладно викладено в даному описі. Вихідна конфігурація підтримує попередньо заданий порядок для транспортних каналів і застосовує відрізки переміщення як кратне число часових інтервалів на один цикл. Механізм створення перешкод позначений як SCH. Перший приклад ілюструє зміну в

зсуві циклу, причому під час появи SCH, передається транспортний канал В, зв'язаний зі службою В. Таким чином, SCH має менший вплив на транспортний канал В. В другому прикладі транспортні канали (TRCH) відображаються по-різному з метою зменшення впливу SCH. У третьому прикладі відображення транспортних каналів здійснюється з розрахунку на один часовий інтервал.

Перемежувач неперіодичної дії

Як було описано вище, SCH-перешкоди, як це представляється, послідовно впливають на той самий транспортний канал для будь-якої конкретної конфігурації спадної лінії зв'язку. Це пояснюється головним чином структурою перемежувача, що визначає періодичну передачу транспортних каналів у цілому з періодичністю, рівною періодичності SCH.

В описаній вище системі, наприклад, передачі встановлені дорівнюючими 15 часовим інтервалам на один цикл. Дивися Фіг.2 і її обговорення. Другий перемежувач, показаний на Фіг.7, встановлює кількість стовпчиків кратною числу часових інтервалів на один цикл. Більш конкретно, кількість стовпчиків складає 30 - число, що кратне 15. Варто зазначити, що порядок перемеження складових транспортних каналів постійний. Таким чином, періодичність перемежених каналів така ж, як і періодичність передачі. Таким чином, якщо який-небудь конкретний транспортний канал має частину інформації (зі стовпчика перемежувача), яка передається в той же час, що і SCH, то ця інформація буде щораз з'являтися одночасно з SCH.

Структура перемежувача, що анулює або зменшує постійну періодичність, могла б суттєво зменшити вплив SCH-перешкод на конкретний транспортний канал. Результатом буде розподіл впливу SCH по всіх транспортних каналах, мультиплексованих у тому самому фізичному каналі. Варто зазначити, що це припускає відображення множини транспортних каналів у загальному фізичному каналі (що є типовим випадком). Деякі приклади виконання перемежувачів, які змогли б зменшити міжциклову періодичність перешкод SCH, включають:

- Перемежувач з інвертуванням розрядів.

- Блоковий перемежувач з кількістю стовпчиків, не кратною 15.

- Будь-який перемежувач неперіодичної дії.

Зважування прийнятих передач

Перед декодуванням прийняті символи, як правило, масштабуються і поєднуються з іншими компонентами багатопроменевого поширення сигналу. Коефіцієнт масштабування, як правило, являє собою функцію загального пілотного відношення сигнал-шум (CPICH). Оскільки SCH збільшує шум детермінованим чином, ця інформація може бути використана UE для зважування вхідних символів декодера, зачеплених SCH, по-різному.

Розглянемо SCH, що містить PSC, який повторює кожен 0,666...-мілісекундний часовий інтервал, і SSC, що повторює кожен 10-мілісекундний радіоцикл. На відміну від інших каналів спадної лінії зв'язку, PSC і SSC не піддаються скремблюванню кодом скремблювання спадної лінії зв'язку.

Таким чином, у UE після звуження вхідного сигналу комплексним сполученим кодом скремблювання і розкриття символу кодом OVFS (код коефіцієнта ортогонального перемінного розподілу) SNR для кожного символу на вході декодера представлено як:

$$\text{SNR} = \frac{|\alpha|^2 \cdot E_{ct}}{|\alpha|^2 \cdot E_{csch} \cdot \beta + I_{oc}} \cdot \text{SF}$$

де α = Комплексний коефіцієнт замирання

β = Коефіцієнт не ортогональності

SF - Коефіцієнт розподілу

E_{ct} - Потужність на один мікроцикл транспортного каналу

E_{csch} = Потужність на один мікроцикл SCH

I_{oc} = Тепловий шум плюс спектральна щільність потужності перешкод іншої комірки

Коефіцієнт неортогональності змінюється як у функції часу, так і у функції коду формування каналів, використовуюваного в спадній лінії зв'язку.

Як тільки UE одержує часову діаграму системи, тобто "довідається" про значення SCH і місцеположення в часі, тобто, часова подія, UE може визначити вагові коефіцієнти різних передавачів. Варто зазначити, що знання значення SCH і часу події означає знання значення β як функції часу для кожного коду формування каналів. Особливо варто зазначити, що в міру зростання значення P , SNR для цього символу прогресивно погіршується.

Символи на вході декодера, як правило, приводяться до масштабу загальної пілотної потужності перед об'єднанням з іншими компонентами багатопробного поширення сигналу. Після цього UE може інтерпретувати загальну пілотно потужність від кожного пальця як ваговий коефіцієнт, що змінюється в часі, який застосовується до символів. Оскільки UE знає також значення P , існує множина шляхів пом'якшення ефекту додаткових перешкод, викликаних SCH. Наприклад, UE може зменшити ваговий коефіцієнт для кожного символу пропорційно значенню p . Це припускає, що:

a. Значення β по-різному для того самого символу від різних компонентів багатопробного поширення сигналу від різних Node-B.

b. Значення β по-різному для різних символів від того самого компонента багатопробного поширення сигналу від однієї і тієї ж Node-B.

У більш простому варіанті застосування ваговий коефіцієнт міг би бути рівним нулеві, якщо β перевищує задане значення або ж значення за замовчуванням (пілотно потужність). Це все рівно, що припустити стирання, коли значення p перевищує задане значення.

При роботі в режимі "м'якої передачі" (SHO) символи можуть бути зачеплені SCH від однієї Node-B (наприклад, Node-B-1) і не зачеплені SCH від іншої Node-B (наприклад, Node-B-2). У таких сценаріях перед об'єднанням символів від обох Node-B UE міг би призначити нульовий ваговий коефіцієнт зачепленим символам від Node-B-1 і призначити ваговий коефіцієнт за замовчуванням символам від Node-B-2.

Приглушення перешкодоутворюючого каналу

Приймач UE буде обробляти прийняті сигнали, що, як правило, складаються з одного або більше складених сигналів, прийнятих від однієї або більше обслуговуючих Node-B, і перешкод, прийнятих від інших Node-B у межах мережі, і перешкод від інших джерел перешкод, наприклад, теплового шуму. Кожна з обслуговуючих Node-B передає один складений сигнал, що містить UE-специфічні сигнали для всіх UE, що обслуговуються, і деякі загальні і додаткові сигнали, наприклад, такі, яким є загальний пілотно канал (CPICH). Складений сигнал від однієї з конкретних Node-B приймачем UE по радіоканалу, що, як правило, привносить у сигнал фазові й амплітудні зміни. Якщо між Node-B і UE існує множина траєкторій поширення радіохвилі, можливий прийом множини лун-сигналів переданого складеного сигналу з різними фазовими й амплітудними змінами для кожного луни-сигналу. Цей ефект звичайно називається багатопробним прийомом. Кожна траєкторія поширення в радіоканалі з багатопробним поширенням сигналу може характеризуватися комплексним каналним коефіцієнтом і затримкою. Канальний коефіцієнт характеризує фазові й амплітудні зміни відносно переданого сигналу для тієї складової сигналу, що отримана по конкретній траєкторії поширення сигналу. Затримка являє собою затримку поширення сигналу, яка обумовлена часом проходження сигналу по конкретній траєкторії поширення сигналу. Різні затримки поширення сигналу на різних траєкторіях поширення називаються також каналними пробками або каналними затримками. У UE приймач оцінює затримки (або каналні пробки) і каналні коефіцієнти для всіх релевантних траєкторій поширення сигналу у всіх радіоканалах, які приймач UE має намір використовувати для когерентної демодуляції, або будь-яку іншу рівноцінну інформацію, яка достатньо характеризує радіоканали, наприклад, їхні комплексні частотні характеристики, і яка повинна бути отримана для здійснення когерентної демодуляції. Взагалі, для здійснення когерентної демодуляції сигналів, прийнятих по релевантних траєкторіях поширення сигналу, приймачі UE у системах CDMA використовуються у вигляді РЕЙК-приймача. РЕЙК-приймач застосовує оцінки фази, амплітуди і затримки кожної релевантної траєкторії поширення сигналу з метою забезпечення узгодження за часом, відповідного фазового зсуву і зважування сигналів, прийнятих по різних траєкторіях поширення сигналу, перед їх об'єднанням в один сигнал. Крім цієї функції когерентної демодуляції, РЕЙК-приймач здійснює також UE-специфічне звуження сигналів CDMA. Для здійснення когерентної демодуляції в системах CDMA можуть бути використані й інші варіанти архітектури приймача, наприклад, вирівнювач.

Приглушення/анулювання SCH є одним зі шляхів вирішення проблем, зв'язаних зі створенням перешкод, наприклад, із впливом SCH на розряди в ПК (впливає на регулювання потужності UE). В одному з варіантів здійснення винаходу ця проблема вирішується в UE шляхом ідентифікації місцеположення SCH-повідомлення і приглушення перешкод, створюваних в інших каналах спадної

лінії SCH-повідомленням у ті часові інтервали, протягом яких SCH-повідомлення передається.

Більш конкретно, у системах CDMA 3-го покоління існує імовірність передачі неортогональних складових сигналу, при якій інші складові сигналу, переданого з того ж передавача, піддані підвищеному впливові перешкод. Наприклад, при передачі каналу синхронізації (SCH), мультиплексованого з розділенням часу, або при передачі даних з використанням вторинних кодів скремблювання в спадній лінії зв'язку в дуплексних системах з частотним розділенням каналів (FDD) універсальної мобільної телекомунікаційної системи наземного радіодоступу (UTRA), мають місце взаємні перешкоди між різними складовими сигналу. Як було сказано вище, за певних умов ці неортогональні складові сигналу викликають досить значні перешкоди в користувальницькій або керуючій інформації, переданій паралельно тим самим передавачем. Вплив таких перешкод може вилитися в погіршення функції декодування в приймачі. Такий результат може мати місце навіть при сприятливих умовах радіопередачі (наприклад, коли не задіяний багатопробіговий прийом (тобто має місце прийом по одній траєкторії) і коли має місце лише незначний або нульовий ефект замирання). Більш конкретно, коли користувальницька або керуюча інформація, що підлягає декодуванню в приймачі, передається протягом закритого або того самого проміжку (проміжків) часу, що і неортогональні складові сигналу, функція декодування могла б радикально погіршитися. Перешкоди є найбільш вражаючими, коли має місце залежне від часу перекриття достатньої кількості інформації сигналом перешкоди.

Вплив перешкод може бути зменшений шляхом приглушення перешкодоутворюючої складової, тобто неортогональної складової. Один з варіантів виконання пристрою 400 для приглушення SCH представлений на Фіг.9. Пристрій 400 містить буферний процесор 402 приймача, що містить аналого-цифровий перетворювач, причому прийнятий сигнал спочатку обробляється в буферному процесорі 402 приймача UE. Буферний процесор 402 приєднаний до пошукового блоку 404, блоку 406 оцінки каналу і блоку 408 оцінки перешкодоутворюючої складової, яка викликається неортогональним сигналом передачі. Пошуковий блок 404 використовує знання з ріогі складового сигналу передачі, наприклад, загального пілотного каналу (CPICH), для того, щоб одержати інформацію про значні каналні затримки при підключенні до блоку 406 оцінки каналу. Це може бути досягнуто, наприклад, шляхом застосування ковзної кореляції відомими а ріогі символами CPICH. Блок 406 оцінки каналу безперервно видає на виході значні каналні затримки і відповідні коефіцієнти каналних пробок, що були отримані, наприклад, шляхом кореляції з відомими а ріогі символами CPICH для даних каналних затримок. Блок 408 оцінки каналу приєднаний до демодулятора 410, що, у свою чергу, з'єднаний з декодером 412. Вихідним сигналом блоку 408 оцінки є оцінювана перешкодоутворююча складова, котра потім віднімається від вихідного сигналу буферного процесора 402. Таким чином, перешкодоутворююча складова, тобто

потужність перешкодоутворюючого каналу, віднімається від прийнятого сигналу. Це має місце перед демодуляцією. Варто зазначити, що пристрій, показаний на Фіг.9, відповідає РЕЙК-приймачеві, тобто, приймачеві з рознесеним прийомом.

У процесі роботи прийнятий сигнал розглядається як такий що має частину, що підпадає під вплив перешкод, створюваних неортогональним сигналом передачі або "перешкодоутворюючою складовою". Перешкодоутворююча складова оцінюється. Оцінювання цієї перешкодоутворюючої складової може бути здійснене з достатньою точністю, коли відносна потужність перешкодоутворюючої складової в приймачі досить висока. Для SCH у системі UTRA FDD ця умова, як правило, задовольняється, причому - 12дБ є типовим рівнем потужності в порівнянні з загальною потужністю передачі. Крім того, коли дані, передані з перешкодоутворюючою складовою, відомі в приймачі, таке знання може бути застосоване для поліпшення якості оцінюваної перешкодоутворюючої складової в приймачі.

Після оцінювання перешкодоутворюючої складової повний прийнятий сигнал виявляється модифікованим настільки, що вплив перешкодоутворюючої складової зменшений. В ідеальному випадку ця перешкодоутворююча складова виявляється подавленою. Потім модифікований прийнятий сигнал використовується для декодування переданої користувальницької і/або керуючої інформації за аналогією з немодифікованим прийнятим сигналом у звичайному приймачі. Завдяки зменшенню перешкод у прийнятому сигналі, функція декодування відносно користувальницької і/або керуючої інформації може бути поліпшена. Більш конкретно, таке поліпшення функції декодування може виявитися бажаним у тих випадках, коли користувальницька і/або керуюча інформація, що міститься в транспортному блоці, передається паралельно з неортогональною складовою сигналу. Пом'якшення впливу перешкодоутворюючої складової може бути реалізоване в різних варіантах здійснення винаходу.

Відповідно до першого з таких варіантів відповідне цифрове представлення оцінюваної перешкодоутворюючої складової віднімається на вході кожного РЕЙК-пальця РЕЙК-приймача. Відповідно до другого варіанта відповідне цифрове представлення оцінюваної перешкодоутворюючої складової віднімається на виході кожного РЕЙК-пальця РЕЙК-приймача. Відповідно до третього варіанта синтезоване цифрове представлення перешкодоутворюючої складової в цифровій частині віднімається від прийнятого сигналу, підданого аналого-цифровому перетворенню, на вході приймача цифрової інформації. Відповідно до четвертого варіанта відповідне цифрове представлення оцінюваної перешкодоутворюючої складової віднімається на виході функціонального блоку об'єднання РЕЙК-пальців у РЕЙК-приймачі. Вибір одного з чотирьох згаданих вище варіантів здійснення винаходу як найбільш ефективного вирішення проблеми приглушення перешкод залежить від таких конструктивних факторів, як частота амплітудно-імпульсної модуляції на виході аналого-цифрового перетворювача, частота амплітудноімпульсної

модуляції на вході РЕЙК-пальців, розрізняльна здатність у бітах на вході РЕЙК-пальців, розрізняльна здатність у бітах на виході РЕЙК-пальців, розрізняльна здатність у бітах на виході функціонального блоку об'єднання РЕЙК-пальців та інших. Наприклад, якщо перешкодоутворююча складова приглушується на виході аналого-цифрового перетворювача, розрізняльна здатність у бітах оцінюваної перешкодоутворюючої складової, як правило, досить низька, тобто точність оцінюваної перешкодоутворюючої складової не обов'язково повинна бути дуже високою. Однак частота амплітудно-імпульсної модуляції на виході аналого-цифрового перетворювача, як правило, набагато перевищує частоту амплітудноімпульсної модуляції на вході РЕЙК-пальців.

Як було сказано вище, під час передачі каналу синхронізації (SCH), мультиплексованого з розділенням часу, у спадній лінії зв'язку систем UTRA FDD можуть мати місце взаємні перешкоди між різними складовими переданого сигналу. Більш конкретно, сигнали, що призначені для використання як опорні фазового сигналу, наприклад, загальний пілотний канал (CPICH) у системах UTRA FDD, піддані підвищеному впливові перешкод внаслідок неортогональної передачі сигналів по інших спадних лініях зв'язку, наприклад, SCH. Розглянемо пілотні сигнали, відомі приймачеві а priori, наприклад, CPICH, що використовуються для вироблення попередніх фазових і/або амплітудних оцінок каналних коефіцієнтів з метою здійснення когерентної демодуляції. Якість фазових і/або амплітудних оцінок може погіршитися, коли неортогональні складові сигналу передаються паралельно з опорним фазовим сигналом. Погіршення якості фазових і/або амплітудних оцінок каналних коефіцієнтів приведе до погіршення функцій демодуляції і декодування приймача.

З метою відстеження змін, що відбуваються з часом у каналних коефіцієнтах приймач, що використовує когерентну модуляцію, постійно оновлює фазові і/або амплітудні оцінки каналних коефіцієнтів. Оскільки часові зміни каналних коефіцієнтів обмежені максимальним доплерівським зсувом, способи реалізації блоків оцінки каналу, відомі з попереднього рівня техніки, припускають використання низькочастотної фільтрації послідовних оцінок каналу з метою поліпшення якості оцінювання шляхом їх "усереднення" за який-небудь розумно обґрунтований проміжок часу. Така фільтрація називається також "піотною фільтрацією". Чим вище очікуваний максимальний доплерівський зсув, тим коротше вибраний інтервал "усереднення". У випадку мультиплексованої передачі неортогональних складових сигналу з розділенням часу, наприклад, SCH у системах UTRA FDD, якість оцінювання послідовних фазових і/або амплітудних оцінок каналних коефіцієнтів буде змінюватися в залежності від наявності неортогональних складових сигналу і їхнього відносного рівня потужності. У приймачах, відомих з попереднього рівня техніки, процедура піотної фільтрації не бере до уваги різні рівні якості оцінювання оцінок каналних коефіцієнтів і використовує всі генеровані оцінки каналних коефіцієнтів

однаковим чином, тобто з припущенням, що якість оцінювання послідовних оцінок не змінюється.

Якщо проміжки часу, протягом яких передаються неортогональні складові сигналу, відомі а priori, ця інформація може бути прийнята до уваги з метою зменшення значимості оцінок каналних коефіцієнтів, генерованих протягом таких проміжків часу. Це може бути досягнуто шляхом введення вагових коефіцієнтів для оцінок каналних коефіцієнтів, які пропорційні відповідній їм якості оцінювання, наприклад, при оцінюванні каналу в термінах відношення сигнал-шум плюс перешкода (SNIR). В екстремальних випадках зважування може бути вибрано таким чином, щоб оцінки, піддані впливові перешкод від неортогональних сигналів передачі, не використовувалися взагалі (нульовий ваговий коефіцієнт). Оскільки оцінки каналних коефіцієнтів, піддані такому підвищеному впливові перешкод, менш суттєві в процесі піотної фільтрації, кінцева якість оцінювання каналу таким чином поліпшується. Навіть якщо пілотна фільтрація не застосовується, інформація про присутність перешкод, викликаних неортогональними сигналами передачі, може бути використана для холостого прогону оцінок каналних коефіцієнтів, що генерувалися в ці проміжки часу, і для повторного використання замість цього більш старих оцінок.

Як описано в попередньому абзаці, інформація про проміжки часу, протягом яких передаються неортогональні складові сигналу, може бути використана в різних способах зменшення помилок в оцінюванні каналу. Різні варіанти здійснення і застосування включають:

- Холостий прогін оцінок каналних коефіцієнтів, що піддані підвищеному впливові перешкод, викликаних присутністю неортогональних сигналів передачі, і повторне використання самої останньої оцінки, що не була зачеплена.

- Заміну оцінок каналних коефіцієнтів, що піддані підвищеному впливові перешкод, викликаних присутністю неортогональних сигналів передачі, середнім значенням попередньої і поточної оцінок каналних коефіцієнтів.

- Холостий прогін оцінок каналних коефіцієнтів, що піддані підвищеному впливові перешкод, викликаних присутністю неортогональних сигналів передачі, і їхню заміну середнім значенням попередньої і наступної оцінок каналних коефіцієнтів.

- Зважування кожної оцінки каналних коефіцієнтів на вході пілотного фільтра разом з коефіцієнтом, який пропорційний SNIR для цієї оцінки.

- Зважування кожної оцінки каналних коефіцієнтів на вході пілотного фільтра разом з коефіцієнтом, який являє собою монотонну зростаючу функцію SNIR для цієї оцінки.

Варто зазначити, що варіанти здійснення і застосування, перераховані вище, не претендують на повноту списку і скоріше ілюструють різноманітність способів, що можуть бути використані для вирішення проблеми впливу перешкод. Більш конкретно, у наведених прикладах запропоновані способи для використання знання часової діаграми перешкод а priori. У випадку використання SCH у системах UTRA FDD або W-CDMA проміжки часу SCH стануть відомими після того, як термінал ус-

пішно одержав інформацію про часову діаграму часових інтервалів. Таким чином, у таких системах можливе поліпшення якості оцінок каналу описаним вище образом.

На Фіг.10 показаний пристрій 500, що містить буферний процесор 502 приймача, який містить аналого-цифровий перетворювач, приєднаний до пошукового блоку 504, блоку 506 оцінки каналних коефіцієнтів і блоку 512 демодуляції і декодування. Пошуковий блок 504 використовує знання а priori складових сигналу передачі, наприклад, загального пілотного каналу (CPICH), для того, щоб одержати інформацію про значні каналні затримки при підключенні до блоку 506 оцінки каналних коефіцієнтів. Це може бути досягнуто, наприклад, шляхом застосування ковзної кореляції відомими а priori символами CPICH. Блок 506 оцінки каналних коефіцієнтів направляє послідовність оцінок каналних коефіцієнтів для однієї зі значних каналних затримок на пілотний фільтр 510. Генератор 508 вагових коефіцієнтів направляє послідовність вагових коефіцієнтів, які специфічні для кожної оцінки каналних коефіцієнтів, на пілотний фільтр 510. Ваговий коефіцієнт повинний представляти якість кожної оцінки каналних коефіцієнтів. Оцінки для SNIR пілотного символу CPICH могли б бути використані як показник якості оцінювання каналу. Пілотний фільтр використовує вагові коефіцієнти для одержання відфільтрованих варіантів оцінок каналних коефіцієнтів. Крім того, пілотний фільтр з'єднаний із блоком 512 демодуляції і декодування, що здійснює когерентну демодуляцію і декодування переданих даних. Для здійснення когерентної демодуляції необхідні оцінки каналних коефіцієнтів для всіх значних каналних затримок.

Описані способи приглушення перешкодоутворюючої складової і пом'якшення ефекту впливу перешкодоутворюючої складової на каналні оцінки можуть бути також використані спільно і/або здійснені багаторазово. Наприклад, на першому етапі оцінювана перешкодоутворююча складова віднімається від цифрового представлення прийнятого сигналу, як це описано вище. Потім на другому етапі оцінювання каналних коефіцієнтів могло б бути виконане знову, але цього разу на основі сигналу, отриманого після вирахування оцінюваної перешкодоутворюючої складової. Завдяки вирахуванню оцінюваної перешкодоутворюючої складової якість деяких каналних оцінок покращиться. Ця підвищена якість оцінювання каналу могла б прийматися до уваги при одержанні вагових коефіцієнтів оцінок каналних коефіцієнтів, які фільтруються в пілотному фільтрі, як це описано вище. Тут можна було б застосувати другий ітеративний крок у процесі приглушення перешкод. Вихідний сигнал пілотного фільтра міг би бути використаний для одержання нової і розширеної оцінки перешкодоутворюючої складової в блоці оцінки перешкод. Нова і розширена оцінка перешкодоутворюючої складової могла б бути віднята від вихідного цифрового представлення прийнятого сигналу. Потім можна було б приступити до другого ітеративного кроку в процесі оцінювання каналу. І так далі, поки подальші кроки в ітеративному процесі не перестануть збільшувати пілотні вагові коефіцієнти. Потім найостанніші оцінки каналних коефі-

цієнтів і найостанніший прийнятий сигнал з приглушеною перешкодою використовуються для когерентної демодуляції. Додавання потужності на передавачі

У спадній лінії зв'язку 3GPP FDD канал синхронізації (SCH) передається неортогонально. З погляду UE, мається на увазі, що інші сигнали, передані з однієї і тієї ж комірки/Node-B, піддані додатковому впливові перешкод від SCH. Ці перешкоди є детермінованими по своїй природі, повторюючи в кожному 10-мілісекундному радіоциклі і погіршуючи прийняте SNR на терміналі. Node-B може послабити цей ефект шляхом збільшення потужності передачі для всіх каналів на той проміжок часу, протягом якого є присутнім SCH. Цей підхід може бути узагальнений відносно до будь-якого сценарію, де перешкода містить детерміновану складову, про яку знає Node-B.

SCH містить PSC (первинний код скремблювання), що повторює кожний 0,666...-мілісекундний часовий інтервал, і групу SSC (вторинний код скремблювання), що повторює кожний 10-мілісекундний радіоцикл. На відміну від інших каналів спадної лінії зв'язку, PSC і SSC не піддаються скремблюванню кодом скремблювання спадної лінії зв'язку (DSC). Таким чином, у UE після звуження вхідного сигналу комплексним сполученням кодом скремблювання і розкриття кодом OVFS (код коефіцієнта ортогонального перемінного розподілу) SNR для кожного символу може бути записане як:

$$\text{SNR} = \frac{|\alpha|^2 \cdot E_{ct}}{|\alpha|^2 \cdot E_{csch} \cdot \beta + I_{oc}} \cdot \text{SF}$$

де α = Комплексний коефіцієнт завмирання

β = Коефіцієнт не ортогональності

SF - Коефіцієнт розподілу

E_{ct} - Потужність на один мікроцикл транспортного каналу

E_{csch} = Потужність на один мікроцикл SCH

I_{oc} = Тепловий шум плюс спектральна щільність потужності перешкод іншої комірки

По суті, SCH (якщо є присутнім) погіршує SNR прийнятих символів. Ті термінали, що знаходяться ближче до Node-B, позбавлені задоволення одержання символів від сусідніх Node-B. Таким чином, ближні термінали, як правило, не можуть скористатися технікою рознесення прийому. Коефіцієнт неортогональності являє собою функцію коду формування каналів (код OVFS), DSC, SSC і часу (по модулю 10мс). Таким чином, у випадку, коли є присутнім SCH, Node-B могла б односторонньо збільшувати потужність передачі інших каналів, наприклад, DPCH. Дані про збільшення потужності передачі могли б зберігатися в довідковій таблиці, що заздалегідь складається з використанням перерахованих вище параметрів.

Крім того, збільшення потужності може являти собою функцію геометрії терміналу, що є мірою C/I спадної лінії зв'язку. Якщо геометричні форми терміналу малі, ступінь збільшення потужності передачі повинна бути менше, оскільки SCH складає невелику частину перешкод і впливає на SNR при-

йнятого символу, і навпаки. Коефіцієнт неортогональності змінюється як у функції часу, так і у функції коду формування каналів, використовуюваного в спадній лінії зв'язку.

В одному з варіантів здійснення винаходу DPCCH містить спеціалізовані пілотні розряди, розряди регулювання потужності передачі (TPC) висхідної лінії зв'язку і розряди індикатора комбінації транспортних форматів (TFCI). Спеціалізовані пілотні розряди використовуються для розрахунку SNR спадної лінії зв'язку. У внутрішньому циклі DLPC (регулювання потужності DL) це SNR порівнюється з цільовим SNR, встановленим зовнішнім циклом. Якщо розраховане SNR менше цільового SNR, UE сигналізує на Node-B про необхідність збільшення потужності передачі. Присутність SCH у цих місцях розташування розрядів погіршує якість оцінки SNR. Таким чином, розрахункове SNR у цих місцях розташування завжди низьке, що змушує UE сигналізувати на Node-B про необхідність збільшення потужності передачі.

Для пом'якшення цієї проблеми запропонований наступний алгоритм регулювання потужності в UE.

- Розрахунок SNR у відповідності зі спеціалізованими пілотними розрядами.
- Обчислення різниці між оцінюваним SNR і цільовим SNR.
- Якщо різниця перевищує нуль (оцінюване SNR перевищує цільове), сигналізація на Node-B про необхідність зменшення потужності передачі.
- Якщо різниця менше нуля і менше порога, сигналізація на Node-B про необхідність збільшення потужності передачі.
- Якщо різниця менше нуля, але перевищує поріг, сигналізація на Node-B про необхідність зменшення потужності передачі.

Крім усього іншого, поріг міг би бути функцією геометрії UE. У більш простому варіанті здійснення винаходу поріг міг би бути величиною постійною.

Розряди TPC використовуються для встановлення потужності передачі висхідної лінії зв'язку. Будь-яка помилка в оцінюванні знака розрядів приводить до погіршення робочих характеристик висхідної лінії зв'язку. Типові алгоритми оцінювання знака розрядів TPC не припускають присутності детермінованої складової в перешкодах. Якщо в місці розташування розрядів TPC є присутнім SCH, поріг, необхідний для визначення знака розрядів TPC, повинний бути функцією SCH, коду формування каналів (OVSF) і коду скремблювання спадної лінії зв'язку. Розряди TFCI використовуються для розрахунку комбінації транспортних форматів на основі послідовності часових інтервалів. Розряди TFCI кодується. Кодування TFCI докладно описане в TS 25.211, 25.212 і 25.213.

Після того, як UE отримала інформацію про часову діаграму системи, тобто, "знає" значення і місцезнаходження SCH у часі, UE розпізнає значення (як функцію часу для кожного коду формування каналів). В міру зростання значення β , SNR символу погіршується.

Символи, як правило, приводяться до масштабу загальної пілотної потужності перед об'єднанням з іншими компонентами багатопробенево-

го поширення сигналу для РЕЙК-приймача. UE може інтерпретувати загальну пілотну потужність від кожного пальця як ваговий коефіцієнт, що змінюється в часі, який застосовується до символів. Оскільки UE розпізнає також значення β як функцію часу і коду формування каналів, існує багато шляхів ослаблення ефекту додаткових перешкод від SCH. Варто зазначити, що значення β різне для одного й того ж символу від різних компонентів багатопробеневого поширення сигналу від різних Node-B; значення β різне для різних символів від одного й того ж компонента багатопробеневого поширення сигналу від однієї і тієї ж Node-B.

Перешкоди: приклад на L2

На практиці, постачальники послуг стикаються з проблемами надійності передачі ACK/NACK-повідомлень на L2 (на другому рівні), що пересилаються по спадній лінії зв'язку при роботі з вищою геометрією. Для цього сценарію передача SCH приводить до частот втрати ACK/NACK-повідомлення на L2. Оскільки ACK/NACK використовується для підтвердження передачі, ця втрата перериває даний зв'язок і може привести до втрати виклику. Таким чином, перешкоди, зв'язані з ACK на L2, являють собою неприйнятну проблему.

З урахуванням результатів дослідження потенційних сценаріїв, що приводять до втрати ACK-повідомлення на L2, і моделювання, ця проблема представляється такою, що впливає з ряду одночасних умов. Коли зазначені умови збігаються в часі, канал SCH значно впливає на передачу ACK/NACK-повідомлення на L2. Представляється, що саме зазначений вплив перешкоджає успішній і надійній передачі цього повідомлення; вплив втрати ACK/NACK-повідомлення на L2 описаний в наступному розділі. Варто зазначити, що міжканальні перешкоди можуть зачіпати й інші повідомлення або процедури W-CDMA.

Для будь-якого конкретного набору умов повідомлення може бути особливо чутливим до SCH-перешкод. Це підтверджено результатами моделювання. Існує ряд способів і конфігурацій, що пом'якшують вплив SCH-перешкод або інших міжканальних перешкод.

У UMTS об'єкти L2 (керування лінією радіозв'язку, RLC) можуть бути реалізовані трьома окремими шляхами:

- Прозорий режим RLC, у більшості випадків для служб голосового зв'язку.
- Режим непідтвердження RLC, для служб потокової передачі і деяких сигнальних повідомлень.
- Режим підтвердження RLC, для служб пакетної передачі і більшості сигнальних повідомлень.

Міжканальні перешкоди зачіпають прозорий режим L2, оскільки для цього режиму використовуються ACK/NACK-повідомлення на L2. Передача SCH створює перешкоди в передачі ACK/NACK-повідомлень на L2. Втрата цих повідомлень приводить до неправильної роботи системи. В одному зі сценаріїв втрата ACK/NACK-повідомлення на L2 зводиться до конкретної конфігурації повідомлення СТАТИСТИЧНИЙ ЗВІТ, де конфігурація повідомлення СТАТИСТИЧНИЙ ЗВІТ (подія 1B, описана в TS 25.331, розділ 14.1.2.2) використовується для повідомлення про те, що "Первинний CPICH залишає діапазон зв'язку, що звітує", тобто що лінія

радіозв'язку повинна бути вилучена з активного набору. Нижченаведене відтворює можливі випадки, у яких це повідомлення може бути загублено:

1. Повідомлення СТАТИСТИЧНИЙ ЗВІТ передається по висхідній лінії зв'язку і приймається мережею не належним чином. Якщо всі наступні ACK/NACK-повідомлення висхідної лінії зв'язку загублені, запускається процедура скидання RLC. У результаті скидання RLC вміст ретрансляційних буферів як у UE, так і в мережі скидається, що приводить до втрати всіх повідомлень, передача яких ще успішно не завершена.

2. Повідомлення СТАТИСТИЧНИЙ ЗВІТ знаходиться в передавальному буфері RLC, очікуючи першого пересилання по висхідній лінії зв'язку, і ACK/NACK-повідомлення, що відповідають заздалегідь посланим повідомленням, губляться. Це ініціює процедуру скидання RLC, у процесі якої вміст передавальних буферів як у UE, так і в мережі скидається, що приводить до втрати всіх повідомлень, передача яких ще успішно не завершена.

Після втрати СТАТИСТИЧНОГО ЗВІТУ для події IB мережа більше не в змозі видалити з активного набору лінію радіозв'язку, що запустила подію 1B. Від Мережі потрібно підтримувати зв'язок з цією UE по цій лінії радіозв'язку. У результаті мережа відреагує збільшенням потужності передачі (Tx) лінії радіозв'язку, яке буде мати місце до моменту втрати синхронізації (можливо, через втрату прийому по висхідній лінії зв'язку). Це викликає зниження пропускної здатності комірки або сектора, з якого ведеться радіопередача.

Втрата ACK/NACK-повідомлення на L2 має більш великі наслідки, чим будь-яка конкретна проблема (проблеми), описана вище. Наприклад, протокол керування радіоресурсами (RRC) жорстко залежить від успішної доставки повідомлень на L2. Наприклад, багато процедур RRC вважаються завершеними в UE, коли відповідне повідомлення RRC доставляється на більш низькі рівні для наступної передачі. До цих процедур відносяться:

ЗАВЕРШЕННЯ ВСТАНОВЛЕННЯ ЗВ'ЯЗКУ RRC

СТАН RRC

ІНДИКАЦІЯ РОЗБЛОКУВАННЯ СИГНАЛЬНОГО З'ЄДНАННЯ

ВІДГУК НА РЕЗУЛЬТАТИ ПЕРЕВІРКИ ЛІЧІЛЬНИКА

ЗАВЕРШЕННЯ ВСТАНОВЛЕННЯ РАДІОКАНАЛУ

ЗАВЕРШЕННЯ РЕКОНФІГУРАЦІЇ РАДІОКАНАЛУ

ЗАВЕРШЕННЯ РОЗБЛОКУВАННЯ РАДІОКАНАЛУ

ЗАВЕРШЕННЯ РЕКОНФІГУРАЦІЇ ТРАНСПОРТНОГО КАНАЛУ

ЗАВЕРШЕННЯ РЕКОНФІГУРАЦІЇ ФІЗИЧНОГО КАНАЛУ

ЗБІЙ В УСТАНОВЛЕННІ РАДІОКАНАЛУ

ЗБІЙ У РЕКОНФІГУРАЦІЇ РАДІОКАНАЛУ

ЗБІЙ У РОЗБЛОКУВАННІ РАДІОКАНАЛУ

ЗБІЙ У КЕРУВАННІ КОМБІНАЦІЄЮ ТРАНСПОРТНИХ ФОРМАТІВ

ЗБІЙ У РЕКОНФІГУРАЦІЇ ФІЗИЧНОГО КАНАЛУ

ЗБІЙ В ОДЕРЖАННІ ІНФОРМАЦІЇ ПРО МОБІЛЬНІСТЬ UTRAN

ЗБІЙ У ВІДНОВЛЕННІ АКТИВНОГО НАБОРУ ПЕРЕКЛЮЧЕННЯ ВИКЛИКУ В РЕЗУЛЬТАТІ ЗБОЮ UTRAN

ПОРЯДОК ЗМІНИ КОМІРКИ В РЕЗУЛЬТАТІ ЗБОЮ UTRAN

СТАТИСТИЧНИЙ ЗВІТ.

Якщо ACK/NACK-повідомлення на L2 не може бути надійно передано, то воно може втратитися, приводячи до втрати синхронізації між UE і кінцевими автоматами мережі. У багатьох випадках втрата синхронізації виявиться такою, що не піддається відновленню, оскільки більшість RRC-повідомлень є диференціальними повідомленнями, тобто вони переносять інформацію відносно тільки тих змін, які мали місце стосовно попереднього стану об'єкта, а не до моментальної копії самого останнього стану. Наприклад, повідомлення ОБНОВЛЕННЯ АКТИВНОГО НАБОРУ використовуються для додавання до активного набору або вилучення з нього ліній радіозв'язку без включення поточного стану активного набору. Аналогічним чином повідомлення СТАТИСТИЧНЕ КЕРУВАННЯ вказує скоріше тільки на зміни, що мають місце в сусідньому списку, а не в самому останньому стані сусіднього списку.

Щораз, коли має місце скидання об'єкта L2, використовуюваного RRC (RB2, RB3 або RB4), RRC-повідомлення можуть бути загублені. Якщо умова, що приводить до скидання об'єкта L2, не є часовою, процедура скидання L2 може повторюватися багаторазово, поки L2 не видасть помилку, що не піддається виправленню. У цьому випадку L2 інформує кінцевий автомат RRC, і повідомлення буде переслане з UE у мережу, яка запитує розблокування з'єднання. Взагалі варто зазначити, що це припускає те, що максимальна кількість прийнятих скидань на об'єктах L2, використовуваних RRC, дорівнює одиниці, навіть якщо можуть бути конфігуровані більш високі величини. Це означає, що єдине скидання об'єкта L2, використовуюваного RRC, могло б привести до невірної помилки.

Припущення, що L2 може бути конфігурований (режим підтвердження RLC) таким чином, щоб служити для RRC-повідомлень рівнем передачі даних без втрат, є одним з основних принципів, на яких ґрунтується вся архітектура RRC. Фактично, відповідно до протоколу RRC мережа повинна "ініціювати процедуру розблокування з'єднання RRC" щораз, коли мобільна станція сигналізує про "невиправну помилку в RB2, RB3 або RB4". Якби мережі були реалізовані відповідно до того, що специфіковано в процедурі RRC у даний час, щораз при виникненні цієї проблеми, виклик або сеанс передачі пакетних даних був би перерваний.

Проблеми, створювані в протоколі RRC втраченою ACK/NACK-повідомлень на L2, приводять до втрати користувацької інформації, оскільки в UMTS режим підтвердження RLC застосовується також для передачі користувацької інформації в службах пакетної передачі. Безперервна втрата ACK/NACK-повідомлень на L2 привела б до безперервних скидань у задіяних об'єктах L2 і, як результат, до безперервної втрати даних. Це роз-

глядалося б більш високими рівнями і, у кінцевому рахунку, користувачем, як втрата зв'язуваності вузлів у мережі, тобто швидкість передачі даних упала б до Окбіт/с.

Навіть якщо мають місце тільки кілька скидань L2 внаслідок втрати ACK/NACK-повідомлень, підсумкова втрата даних на L2 могла б привести до множини повторних передач на L3 з суттєвим зниженням швидкості передачі даних, як це було б відстежено додатком або користувачем. Більш конкретно, механізм керування потоком даних, використовуваний TCP/IP (повільний запуск), суттєво знижував би швидкість передачі даних щораз, коли має місце втрата деяких даних на більш низьких рівнях. У цьому випадку знизилися б якість обслуговування, і додаток міг би завершити пакетну передачу внаслідок перевищення ліміту часу.

У W-CDMA протокольні блоки даних (PDU) L2 (на рівні 2) в AM (режимі підтвердження) мають структуру, показану на Фіг.8А. PDU 360 містить кілька полів. 1-розрядне поле D/C специфікує, чи несе PDU керуючу інформацію (значення "0") або інформацію у вигляді даних (значення "1"). Якщо поле D/C установлене на "0", то наступним полем є 3-розрядне поле "PDU-типу". Це поле специфікує, який вигляд керуючої інформації несе цей PDU. Для розблокування 99 це поле може прийняти три можливих значення: 000, 001 і 010, що вказують відповідно на те, чи є PDU PDU СТАНУ, PDU СКИДАННЯ або PDU СКИДАННЯ ACK. Передбачається, що для досить екстремальних обставин необхідні тільки PDU СКИДАННЯ і PDU СКИДАННЯ ACK, однак для основного протоколу RLC функціонування PDU СТАНУ є суттєвим чинником. Основний формат PDU СТАНУ показаний на Фіг.8В. Як показано на кресленні, кожне поле SUFI (Super-Field) несе інформацію про стан протоколу RLC.

Протокол RLC у режимі AM (режим підтвердження) розроблений навколо схеми селективного повтору з явними повідомленнями про прийом. У таких схемах надійна передача повідомлень про прийом (негативне і позитивне квітування) є центральним стрижнем, що забезпечує збереження синхронізації вікон на прийом і вікон на передачу і виключає викидання. Ці повідомлення про прийом пересилаються у виді SUFI як частини PDU стану. У найпростішій формі повідомлення про підтвердження прийому вказувало б на позитивне квітування всіх PDU у вікні на передачу, аж до визначеного порядкового номера. SUFI, що створюють ці повідомлення, могли б бути складені з трьох полів:

1. Чотирирозрядне поле, що вказує на тип стану SUFI, який у випадку, коли підтверджується прийом усіх PDU аж до визначеного порядкового номера, приймає значення: 0010

2. Дванадцятирозрядне поле 370, що вказує на порядковий номер, аж до якого позитивно квітуються всі PDU. Воно може приймати різні значення, хоча завжди з представленням значення лічильника, який починає зі значення 0, коли встановлений зв'язок RRC.

3. Поле набивання 372 доповнює іншу частину PDU 360. Значення набивання не специфіковано стандартом і буде відкинуто приймачем PDU ста-

ну. Однак загальною умовою, що допускається, є те, що в більшості варіантів реалізації L2 набивання встановлюється за замовчуванням на всі нулі.

Варто зазначити, що типові розміри PDU знаходяться в межах порядку 150 розрядів. Таким чином, у повідомленні, наприклад, як в одному з повідомлень, описаних вище, у середньому 7 розрядів були б установлені на 1 і 143 розряди були б установлені на нуль (щонайменше, 130 з яких були б послідовними). Варто зазначити також, що шифрування, якщо таке використовується, скремблює дані і могло б, таким чином, зменшити імовірність виникнення проблеми. Однак шифрування не застосовне до PDU стану.

Скремблювання

Ефект міжканальних перешкод залежить від переданої послідовності розрядів. Деякі послідовності зачіпаються більше інших. Той шлях, який специфікований для W-CDMA, припускає пересилання однієї і тієї ж послідовності розрядів на фізичному рівні під час передач і повторних передач одного і того самого набору даних, навіть у тих випадках, коли шифрування конфігурується. Для того, щоб звести до мінімуму ефект цієї проблеми, в системі, у принципі, бажано: (1) уникати пересилання якої-небудь послідовності розрядів частіше інших (наприклад, послідовності всіх нулів) і (2) змінювати шаблон, що пересилається на фізичному рівні під час повторних передач того самого набору розрядів.

Нижче наведений ряд рішень, у яких робляться спроби досягти цілей (1) і (2). Більш конкретно, проблема надійності ACK на L2 збільшується довгою послідовністю нулів, яку вводить набивання. PDU стану можуть бути суміщені з PDU даних, переданих по спадній лінії зв'язку. Це привело б до введення додаткових (випадкових) розрядів у корисне навантаження, скорочуючи імовірність перегляду довгих послідовностей усіх 0 і, таким чином, уникаючи повторення конкретних послідовностей розрядів на фізичному рівні. Головна проблема з цим рішенням полягає в тому, що не завжди присутні дані спадної лінії зв'язку, які можна було б передавати разом з PDU стану.

Явне скремблювання на рівні RLC могло б бути виконано тільки з конкретною скремблюючою послідовністю, що була б відома як мережі, так і мобільній станції (які під час встановлення зв'язку потенційно переговорюються). Цей спосіб дозволив би лише замінити одну розрядну послідовність на іншу і, таким чином, не рекомендований до застосування, незважаючи на те, що цей спосіб відносно простий для здійснення. У випадку скремблювання в MAC (керування доступом до середовища), скремблювання могло б бути конкретизоване в часі (на основі, наприклад, CFN). Це виключило б помилки, корельовані даними, гарантуючи, що імовірність успішного завершення визначеного числа повторних передач є такою ж для будь-якої іншої послідовності даних. Це було б найкращим рішенням у довгостроковому плані і змогло б забезпечити досягнення зазначених вище цілей як (1), так і (2), як для ACK/NACK-повідомлень, так і для PDU даних.

Поле набивання в повідомленні не обов'язково повинне встановлюватися рівноправними об'єк-

тами на якому-небудь конкретному значенні, оскільки значення набивання зневажається протоколом. Таким чином, значенню набивання могло б бути доручено встановлювати розряди на деякі ненульові значення (для мережної частини це не зажадає яких-небудь змін стандартів).

Знову ж є дві можливості здійснення способу генерування цього набивання. Один спосіб полягав би в тому, щоб набивання здійснювалося з застосуванням повторення конкретного ненульового октету. Другий спосіб полягав би в тому, щоб для набивання генерувалися псевдовипадкові розряди. Останній є кращим рішенням, оскільки, щонайменше, для ACK/NACK-повідомлень цей спосіб дозволяє системі досягти обидві згадані вище цілі (1) і (2). Ця проблема, проте, зберігається для конкретних послідовностей даних більш високого рівня.

Це рішення є неагресивним, ні з погляду стандартів, ні з погляду реалізації, тому, навіть якщо воно і не є досконалим з погляду користувальницьких даних, воно являє собою краще рішення в короткостроковому плані.

Перешкоди: регулювання потужності

W-CDMA підтримує швидкісне регулювання потужності спадної лінії зв'язку. В принципі, якщо на DCSN впливають конкретні перешкоди, механізм регулювання потужності повинний бути здатний адаптуватися до навколишнього середовища і скорегувати параметри циклу регулювання потужності таким чином, щоб задовольняти вимогам до частоти появи блокових помилок цільового DCSN. Це припускає, однак, що параметри циклу регулювання потужності задаються таким чином, щоб брати до уваги фактичні робочі характеристики DCSN.

Відповідно до специфікації W-CDMA система може встановлювати процедуру регулювання потужності таким чином, щоб контролювати роботу лише одного транспортного каналу (навіть якщо спільному мультиплексуванню була піддана множина транспортних каналів). Керування роботою інших транспортних каналів здійснюється шляхом їхнього відносного зважування в процедурі узгодження швидкості/мультиплексування. У TS 34.108 стандарту 3GPP всі еталонні конфігурації можуть бути реалізовані з можливістю явно вираженого регулювання потужності DCSN або без такої можливості.

Коли в основі ініціювання процедури регулювання потужності лежать винятково робочі характеристики каналу передачі даних, ніяка аномальна робота DCSN не буде виправлена контурною процедурою регулювання потужності. Більш конкретно, якщо DCSN випробує деякі перешкоди, що не впливають (або впливають у набагато меншому ступені) на направляючий канал (наприклад, DTCH), зовнішній цикл регулювання потужності не збільшить задане значення внутрішнього циклу, і проблема залишиться. В одній із ситуацій система не здійснює явно виражене регулювання потужності в DCSN по зовнішньому циклу. Це найсерйозніша ситуація, яка приведе до стійкого погіршення робочих характеристик DCSN.

У тих випадках, коли процедура регулювання потужності бере до уваги частоту появи помилок у

DCSN, система повинна бути здатна адаптуватися до такого режиму і без труднощів передавати сигнальні повідомлення по лініях радіозв'язку. Однак потужність, необхідна для подолання SCH-перешкод, може бути такою, що може стати нееконімічною, або що вимога до потужності може виявитися вищою, ніж верхня межа потужності, припустима для конкретної RL на Node-B. Варто зазначити, що ця конфігурація повинна розглядатися, як релевантний винахід для рішення конкретної проблеми, згаданої в даному описі.

Існує ряд умов, що, збігаючись у часі, можуть потенційно суттєво вплинути на роботу і стабільність лінії зв'язку: головним джерелом цієї проблеми є перешкоди, зв'язані з неортогональним каналом SCH. SCH-перешкоди присутні завжди, однак кілька факторів збільшують міжканальні перешкоди. По-перше, на афекта міжканальних перешкод впливає вища геометрія. Як уже говорилося вище, перешкоди ізолюються, коли UE знаходиться поблизу від Node-B і, таким чином, приводять до втрати інформації. По-друге, коли механізм регулювання по зовнішньому циклу заснований на транспортних каналах, що не зачеплені SCH. У даному випадку регулювання потужності для подолання SCH-перешкод не коректується. По-третє, рознесення, включаючи багатопроменеве поширення, рознесення при передачі, збільшує вплив перешкод. Крім того, у тих випадках, коли в SCH-перешкодах відсутній коефіцієнт посилення при прийомі на рознесені антени, оскільки за винятком STTD корельовані 100%. Та обставина, при якій регулювання потужності по зовнішньому циклу засновано на каналах, що залишаються у виграші від рознесення, є лише фактором погіршення. По-четверте, коли низькошвидкісний транспортний канал мультиплексується з високошвидкісними транспортними каналами. По-п'яте, коли повідомлення з довгими послідовностями розрядів такої ж полярності обумовлюють чутливість до міжканальних перешкод.

Випадок ACK на L2 включає усі фактори погіршення. ACK-повідомлення на L2 являє собою довгу послідовність нулів, яка відображається в DCSN у межах високошвидкісної пакетної конфігурації. SCH поширюється на розряди DCSN. Задане значення регулювання потужності ініціюється якістю DCH у вищій геометрії.

Перешкоди: служба передачі мовних сигналів AMR

Міжканальні перешкоди можуть створити проблему відносно до адаптивної багатозв'язкової (AMR) служби передачі мовних сигналів у W-CDMA, приводячи до неприйнятно високої частоти появи помилок у DCSN або в радіоканалі. Варто зазначити, що служба AMR передачі мовних сигналів наведена як приклад, і міжканальні перешкоди можуть вплинути і на будь-яку іншу службу. Висока частота появи помилок привела б до затримок у передачі сигнальної інформації, включаючи передачу сигнальної інформації, зв'язану з процедурою переключення виклику. У визначених ситуаціях це могло б суттєво збільшити кількість загублених викликів. Необхідне SNR у AMR DTCH залежить від використовуваного транспортного формату. Цикли пауз вимагають набагато меншої

потужності передачі DPCH на базовій станції, ніж повноцінні цикли. Тривалий період мовчання в спадній лінії зв'язку приведе, таким чином, до суттєвого зменшення потужності передачі DPCH на базовій станції. Мала потужність передачі недостатня для забезпечення надійного зв'язку по сигнальному каналу DCCH. Оскільки канал DCCH не несе CRC у всіх транспортних форматах, він, таким чином, не може регулюватися по потужності. Для передавача немає ніякої можливості довідатися, що частота появи помилок у сигнальному каналі є неприємно високою. Таким чином, передавач не буде знати про необхідність введення коригувальної дії.

Частковим рішенням цієї проблеми є здійснення постійної передачі, щонайменше, одного транспортного блоку з нульовим розрядом (1x0-розрядний формат) по DCCH замість відсутнього блоку даних (0x148-розрядний формат). 1x0-розрядний формат включає CRC-розряди (на противагу 0x148-розрядному формату, що приводить до відсутності якої-небудь передачі або DTX), що дозволяють DCCH бути регульованим по потужності. Помилки CRC у DCCH приведуть до збільшення потужності передачі на базовій станції, і майбутні повторні передачі будуть мати велику імовірність успішного завершення.

Варто зазначити, що це являє собою часткове рішення проблеми, оскільки сигнальні повідомлення, які йдуть за тривалими періодами мовчання, підлягають, цілком ймовірно, затримці через повторну передачу. Це також не вирішує проблему для повідомлень, що використовують режим не підтвердження. Кращим рішенням цієї проблеми є використання різних зсувів DPDCH/DPCCCH для кожної комбінації транспортних форматів у DPCH.

У системі W-CDMA служба передачі голосових сигналів представлена разом з адаптивною багатошвидкісною (AMR) службою передачі мовних сигналів. Кодер джерела AMR генерує кожні 20мс (тобто TTI=20мс) або повноцінний цикл, SID-цикл, або не генерує ніяких даних (нульовий (NULL) цикл). SID-цикл пересилається, як правило, раз у 160мс під час будь-якого періоду мовчання.

Існує багато режимів для алгоритмів ущільнення/розущільнення AMR, але найбільше широко використовуваним режимом є 12,20кбіт/с з нерівним захистом від помилок (UEP). Кожний з 244 розрядів у TTI розбивається на 81 розряд класу А, 103 розряди класу В і 60 розрядів класу С. Робоча точка повинна мати якнайбільше 10^{-4} BLER для повноцінних розрядів класу А або $8,1 \times 10^{-3}$ BLER.

Одночасно з каналами AMR DCCH для повідомлень радіоканалу мультиплексується на тому ж CSTRCH. Точний рівень узгодження швидкостей (RM) стандартами не встановлений. Однак з урахуванням деякої опублікованої інформації, прийнятої в промисловості нормою є використання атрибутів узгодження швидкостей, зазначених у таблиці на Фіг.11, у якій представлено типове кодування в транспортних каналах AMR/DCCH.

З урахуванням результатів моделювання процесу регулювання потужності по замкнутому циклу для різних умов поширення сигналу, коли повноцінні розряди класу А працюють при 0,7% BLER,

BLER DCCH складає від 2 до 8%. Це представляється розумно обґрунтованим. Проблема виникає, коли ті ж атрибути RM зберігаються для SID-циклів і NULL-циклів. Необхідне SNR набагато нижче для таких циклів класу А, оскільки SID-цикли і NULL-цикли містять набагато менше розрядів, чим повноцінні цикли з 81 розрядом. Таблиця на Фіг.12 ілюструє результати моделювання необхідних SNR для різних транспортних форматів класу А і каналів DCCH.

Варто зазначити, що регулювання потужності по зовнішньому циклу не може вийти за межі DCCH, оскільки в DCCH є 0x148-розрядний транспортний формат, що не має CRC. Тому під час періоду мовчання, коли зовнішній цикл не задіяний, тільки цикли класу А, що складаються здебільшого з NULL-циклів, а не 1x148-розрядні цикли в DCCH, будуть прийматися на приблизно 3,3-0,5=2,8дБ менше, ніж це потрібно для BLER, яка дорівнює 1%. Результати моделювання в лабораторних умовах показали, що фактична BLER для DCCH при такому малому SNR може досягати 60%.

Крім того, існує імовірність того, що погано підібрані зсуви для SCH щодо каналу передачі даних приведуть до "конфліктів", які додатково підвищать необхідне SNR DCCH і, таким чином, збільшать проблему.

Варто зазначити, що в даному випадку основною проблемою є початково різні необхідні SNR NULL-циклів класу А і сигнальних циклів DCCH. Такі необхідні SNR є функцією довжини транспортного блоку, кодування, а також робочого режиму поширення сигналу. Оскільки UE не має ніякого контролю над цими параметрами, гарне рішення могло б, можливо, прийти з боку базової станції. (Варто зазначити, що один з підходів полягає в тому, щоб UE завжди запитувала необхідну потужність для самого слабкого каналу, наприклад, 1x148-розрядного DCCH. Таким чином, цикли класу А завжди б приймалися набагато краще, ніж з 1% BLER. Однак це нівелює мету регулювання потужності в цілому і не вважається прийнятним рішенням).

Видається можливим скорегувати атрибути узгодження швидкостей з метою зрівнювання необхідних SNR для NULL-циклів класу А і 1x148-розрядних циклів DCCH. У цьому випадку в системі було б бажано збільшити повторення в DCCH при одночасному збільшенні пунктирування в розрядах класів А, В і С з метою збереження їхніх відносних рівнів захисту.

Цей підхід по суті приносить у жертву потужність передачі, оскільки всі необхідні SNR для класів А, В і С зростають унаслідок пунктирування на користь 1x148-розрядного циклу DCCH. Це не видається вдалим компромісом, оскільки робочий цикл DCCH є відносно малим у порівнянні з класами А, В і С і, цілком ймовірно, більшу частину часу буде дарма витратити потужність.

Інша альтернатива повинна дозволити UE здійснювати регулювання потужності по зовнішньому циклу в DCCH шляхом використання 1x0-розрядного транспортного формату в DCCH замість 0x148-розрядного формату. При використанні в DCCH зовнішнього циклу при виявленні UE у

DCCH блокової помилки, UE запросить збільшення потужності, і, у кінці кінців, для завершення роботи з 1x148-розрядним форматом буде передана достатня потужність.

Передача 1x0 розрядів замість 0x148 розрядів означає, що в DCCH завжди буде присутньою деяка додаткова потужність передачі. Крім того, при цій схемі перший цикл у ряді 1x148-розрядних циклів у DCCH може завжди бути підданий впливові набагато більш високої частоти появи помилок, чим наступні цикли, перед тим, як цільовий об'єкт зовнішнього циклу буде мати час для "захоплення". Якщо в DCCH існує деяка схема підтвердження/повторення передачі, це може виявитися прийнятним підходом.

У даному описі наведена схема, що може працювати без передачі потужності понад тієї, котра необхідна, і, крім того, не вимагає ніякої затримки при "захопленні" зовнішнім циклом. Це оснований на концепції, відповідно до якої базова станція застосовує перемінний зсув потужності в DPDCH/DPCCCH, оснований на миттєво переданій TFC (комбінації транспортних форматів).

Припустимо, що базова станція забезпечена таблицею необхідних SNR для всіх транспортних форматів, як це показано в Таблиці 2. У цьому випадку для всіх можливих TFC базова станція може розрахувати загальне необхідне SNR у вигляді максимуму всіх індивідуальних необхідних SNR, як це показано на Фіг.13. У кожному циклі базова станція в цьому випадку могла б автоматично скорегувати потужність передачі в залежності від TFC, що от-от повинна бути переслана, без чекання команд UE на регулювання потужності.

Подумки можна уявити, що це ділить потужність передачі на одну складову, котру базова станція коректує за допомогою таблиці TFC (основану на транспортному форматі, кодуванні і т.п.), і іншу складову, котру коректує UE за допомогою регулювання потужності по внутрішньому циклу (основаного на миттєвих показниках робочого режиму каналу).

Наприклад, припустимо, що є присутнім період мовчання, а базова станція передає NULL-цикли (1x0 розрядів у класі A) і ніяких сигналів (0x148 розрядів у DCCH). Відповідно до таблиці 3 це відповідає SNR=0,5дБ. У більш пізній момент часу 1x148-розрядне сигнальне повідомлення мультиплексується разом з NULL-циклом з відповідним необхідним SNR, рівним 3,3дБ, відповідно до таблиці 3. Базова станція автоматично підвела б додаткову потужність на 2,8дБ більше, ніж було використано для випадку, коли ніяке сигнальне повідомлення не передавалося, щоб компенсувати інше необхідне SNR.

При цій схемі, якщо внутрішній цикл UE виявляє, що прийнята потужність раптово змінилася без пересилання UE яких-небудь відповідних команд на регулювання потужності, UE припустить, що робочий режим каналу змінився і може спробувати реверсувати коректування потужності, що надійшла з базової станції. Це відбувається тому, що UE повинна чекати до того моменту, поки, після прийому циклу, вона не одержить знання про TFC цикл і, отже, не буде усвідомлювати, що зміну в прийнятій потужності було обумовлено транспо-

ртним форматом, і не зміною робочого режиму каналу.

Для вирішення цієї проблем відповідно до одного з варіантів здійснення винаходу для кожного транспортного формату (TF) коректується потужність передачі тільки DPDCH, у той час як потужність DPCCCH зберігається постійною для всіх TF. Іншими словами, базова станція передавала б DPCCCH на рівні опорної потужності і коректувала б рівень потужності DPDCH відносно DPCCCH у залежності від транспортного формату. Поки ж рівень опорної потужності DPCCCH коректується як звичайно відповідно до нормальних команд підвищення/зниження, що встановлюються в процесі регулювання потужності по внутрішньому циклі.

У Node-B запам'ятовується таблиця для відображення комбінації TF на значення зсуву потужності. Приклад такої таблиці наведений на Фіг.14. На Фіг.15 представлений процес регулювання потужності з використанням таблиці з відображенням комбінації TF на значення зсуву потужності. Процес 600 починається на етапі 602 з одержання від UE сигналу зворотного зв'язку на регулювання потужності. Сигнал зворотного зв'язку на регулювання потужності може бути у вигляді команд підвищення/зниження. В одному з варіантів здійснення винаходу така команда ґрунтується на порівнянні вимірюваного відношення сигнал-перешкода (SIR) з цільовим SIR. На етапі 604 на основі сигналу зворотного зв'язку на регулювання потужності, отриманого від UE, Node-B коректує потужність передачі DPCCCH. Потім на етапі 606 шляхом прикладання зсуву потужності до потужності DPCCCH розраховується потужність передачі DPDCH. Канали передаються на етапі 608.

Варто зазначити, що цей підхід може бути без труднощів узагальнений для підтримки різних цільових об'єктів BLER для кожного транспортного формату. Базова станція приймала б до уваги кожен окремий цільовий об'єкт BLER при складанні таблиці зсувів потужності, що залежать від транспортних форматів.

Ключовою вимогою для здійснення цього підходу є забезпечення можливості для базової станції встановлювати співвідношення потужності DPDCH/DPCCCH на основі TFC. Крім того, точні значення необхідних SNR, наведено на таблиці 2, можуть змінюватися залежно від умов застосування або умов поширення сигналу. Чим точніше необхідні значення, тим більше ефективною буде система, з погляду потужності передачі. Варто зазначити, що у випадку, коли всі необхідні SNR встановлені ідентично на 0дБ, то робота цієї схеми просто зводиться до роботи вихідної схеми, коли відсутні будь-які зсуви в потужності передачі.

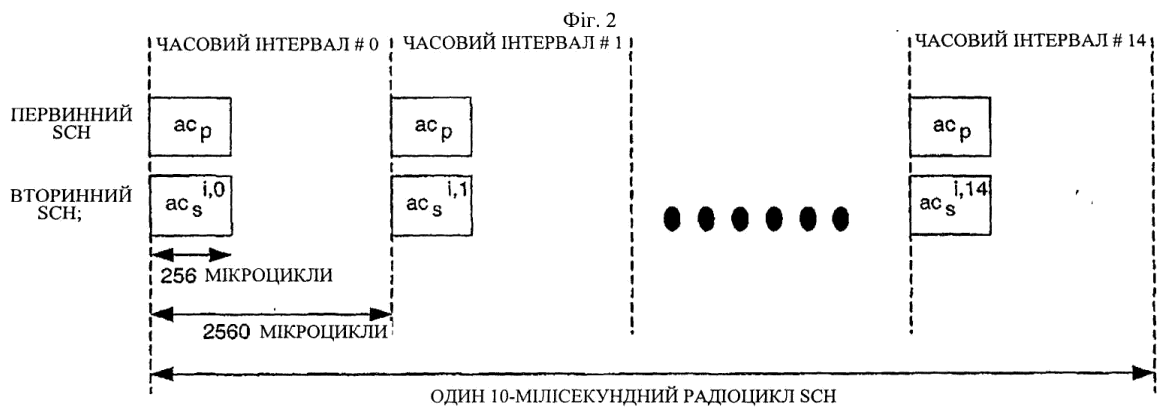
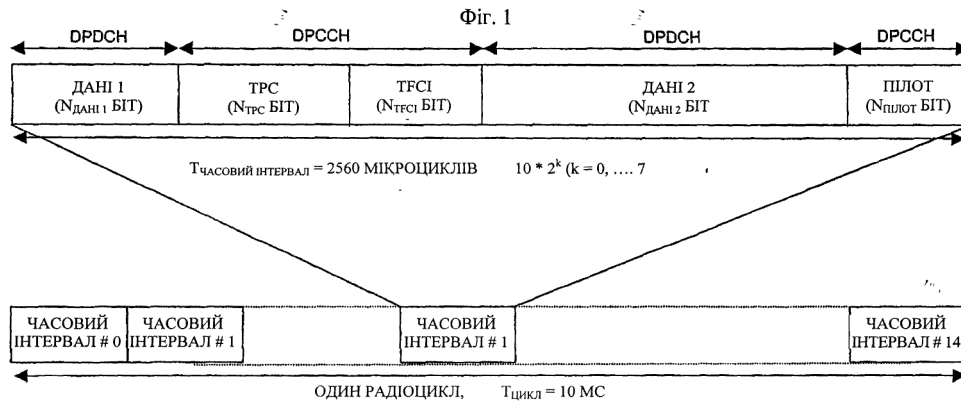
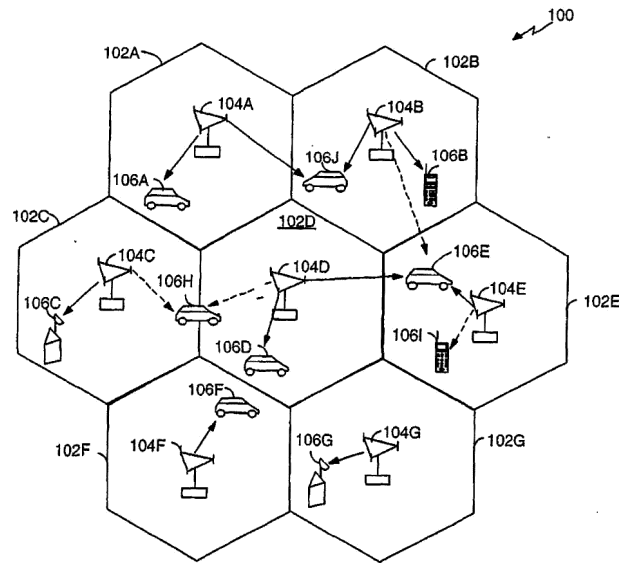
Фахівці в даній області техніки повинні розуміти, що інформація і сигнали можуть бути представлені шляхом використання кожної з різноманітних технологій або кожним із різноманітних способів. Наприклад, дані, інструкції, команди, інформація, сигнали, розряди (біти), символи і мікроцикли, на які робляться посилання в наведеному вище описі, можуть бути представлені напругами, струмами, електромагнітними хвилями, магнітними полями або частинками, оптичними полями або частинками або будь-якою їх комбінацією.

Фахівці в даній області техніки повинні розуміти також, що наведені як приклад різноманітні логічні блоки, модулі, схеми й алгоритмічні операції, описані в зв'язку з розкритими в даному описі варіантами здійснення винаходу, можуть бути реалізовані у вигляді електронних засобів апаратного забезпечення, комп'ютерних засобів програмного забезпечення або їхніх комбінацій. Для наочного пояснення цієї взаємозамінності засобів апаратного і програмного забезпечення наведені як приклад різноманітні компоненти, блоки, модулі, схеми й етапи описані вище в термінах їхнього функціонального призначення. Чи використовується таке функціональне призначення як засіб апаратного забезпечення або як засіб програмного забезпечення, залежить від конкретного застосування або конструктивних обмежень, що накладаються на систему в цілому. Кваліфіковані фахівці можуть використовувати описане функціональне призначення різними способами для кожного шляху його застосування, однак будь-яке рішення про таке використання не повинне тлумачитися як відступ від об'єму домагань даного винаходу.

Наведені як приклад різноманітні логічні блоки, модулі і схеми, описані в зв'язку з розкритими в даному описі варіантами здійснення винаходу, можуть бути застосовані спільно або виконані за одне ціле з процесором загального призначення, цифровим процесором сигналів (DSP), інтегральною схемою прикладної орієнтації (ASIC), матрицею з експлуатаційним програмуванням (FPGA) або іншим програмувальним логічним пристроєм, дискретною вентиляльною схемою або транзисторною логікою, дискретними компонентами засобів апаратного забезпечення або будь-якою з їх комбінацій для виконання описаних тут функцій. Процесор загального призначення може бути виконаний у виді мікропроцесора, однак в альтернативному варіанті, цей процесор може бути виконаний у виді звичайного процесора, контролера, мікроконтролера або кінцевого автомата. Процесор може також бути застосований у виді комбінації обчислювальних пристроїв, наприклад, комбінації DSP і мікропроцесора, множини мікропроцесорів, одного або більш мікропроцесорів у сполученні із серцевинним DSP або будь-якої іншої такої конфігурації.

Етапи способу або алгоритмічні операції, описані в зв'язку з розкритими в даному описі варіантами здійснення винаходу, можуть бути реалізовані безпосередньо в апаратних засобах, у модулі програмного забезпечення, здійснюваного процесором, або в комбінації цих компонентів. Модуль програмного забезпечення може постійно знаходитися в запам'ятовуючому пристрої з довільною вибіркою (RAM), флеш-пам'яті, постійному запам'ятовуючому пристрої (ROM), програмувальному постійному запам'ятовуючому пристрої, що стирається (EPROM), електронно-перепрограмувальному постійному запам'ятовуючому пристрої (EEPROM), регістрах, твердому диску, змінному диску, компакт-дисковому запам'ятовуючому пристрої (CD-ROM) або запам'ятовуючому середовищі будь-яких інших типів, відомих у даній області техніки. Так, наприклад, запам'ятовуюче середовище приєднується до процесора таким чином, що процесор може зчитувати інформацію з запам'ятовуючого середовища і записувати на нього інформацію. В альтернативному варіанті виконання запам'ятовуюче середовище може бути виконане за одне ціле з процесором. Процесор і запам'ятовуюче середовище можуть постійно знаходитися в ASIC. ASIC може постійно знаходитися в терміналі користувача. В альтернативному варіанті виконання процесор і запам'ятовуюче середовище можуть постійно знаходитися в терміналі користувача у вигляді дискретних компонентів.

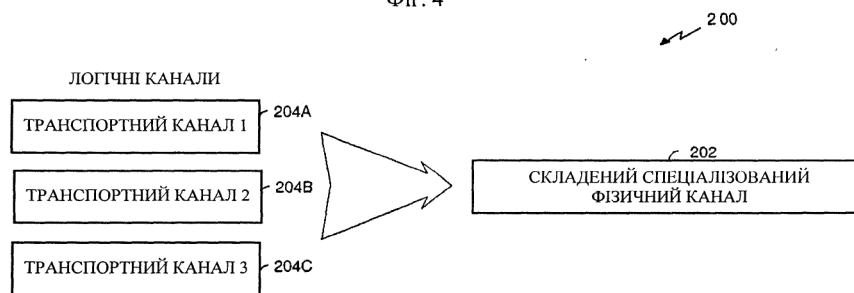
Наведений вище опис розкритих варіантів здійснення винаходу даний для того, щоб фахівець у даній галузі техніки зміг створити і використовувати даний винахід. Фахівці в даній галузі техніки можуть легко внести різні зміни в ці варіанти здійснення винаходу, і загальні принципи, визначені в даному описі, можуть бути застосовані до інших варіантів без відхилення від суті або об'єму домагань даного винаходу. Таким чином, даний винахід не може обмежуватися наведеними в даному описі варіантами його здійснення і претендує на самий широкий об'єм домагань, що узгоджується з розкритими в даному описі принципами і новими ознаками.



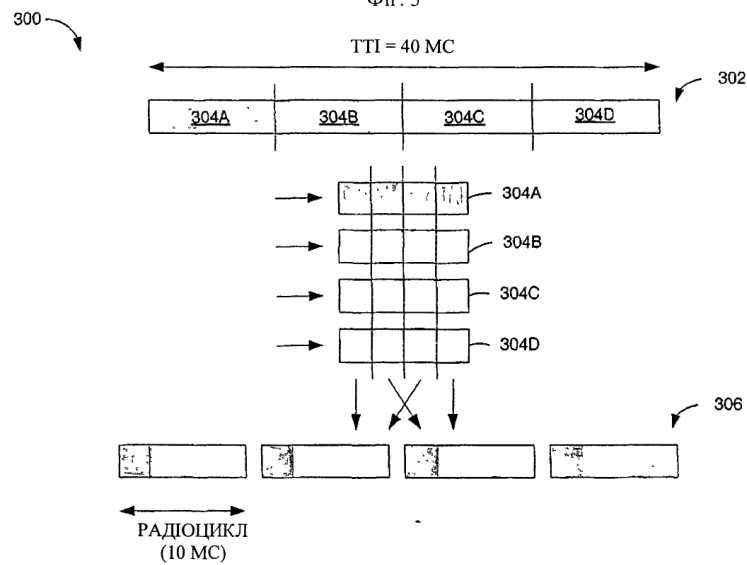
Фіг. 3

DPCH SF	ТИПОВИЙ НАЙГІРШИЙ ВИПАДОК SNR, ОБУМОВЛЕНОГО ПЕРЕШКОДАМИ SCH ES/N _{SCH} [дБ]
256	9,5 дБ
128	7,5 дБ
64	6,5 дБ
32	5 дБ
16	3,5 дБ
8	0,5 дБ
4	0 дБ

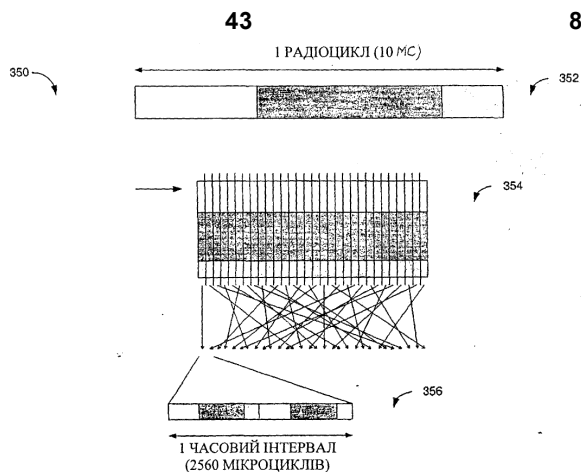
Фіг. 4



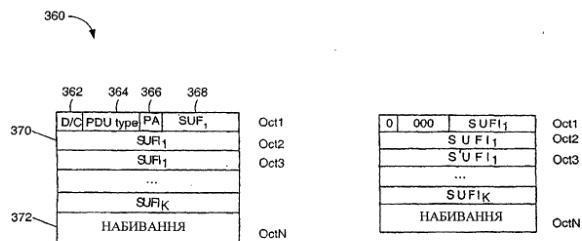
Фіг. 5



Фіг. 6

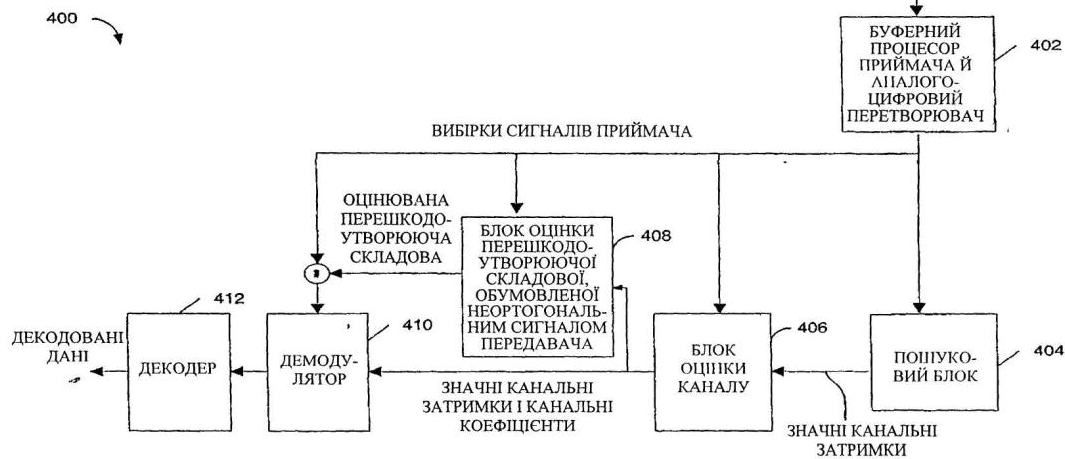


Фиг. 7

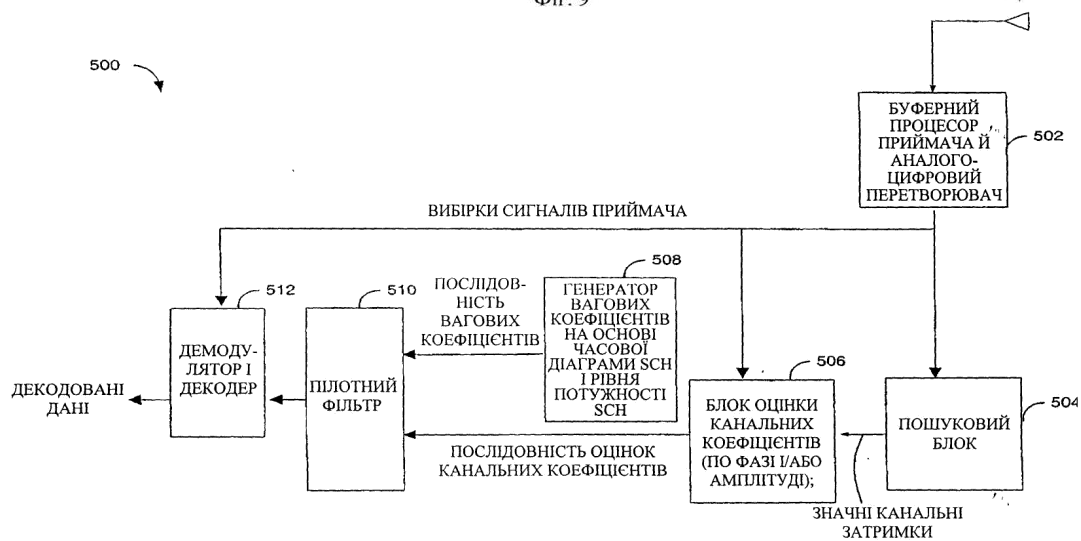


Фиг. 8A

Фиг. 8B



Фиг. 9



Фиг. 10

45

84397

46

	КЛАС А	КЛАС В	КЛАС С	ДССН
РОЗРЯДИ	81	103	60	148
ШВИДКІСТЬ КОДУВАННЯ	1/3	1/3	1/2	1/3
CRC	12	0	0	16
АТРИБУТИ RM	200	190	235	160
ЕФЕКТИВНА ШВИДКІСТЬ КОДУВАННЯ	0,323718	0,338415	0,4096386	0,401869

Фіг. 11

Таблиця 2

ТИП/TF ТРАНСПОРТНОГО КАНАЛУ	SNR ДЛЯ 1 % BLER
КЛАС А / 1 x 81 РОЗРЯДІВ (ПОВНОЦІННИХ);	2,9 дБ
КЛАС А / 1 x 39 РОЗРЯДІВ (SID);	1,5 дБ
КЛАС А / 1 x 0 РОЗРЯДІВ (NULL);	0,5 дБ
ДССН / 1 x 148 РОЗРЯДІВ	3,3 дБ

Фіг. 12

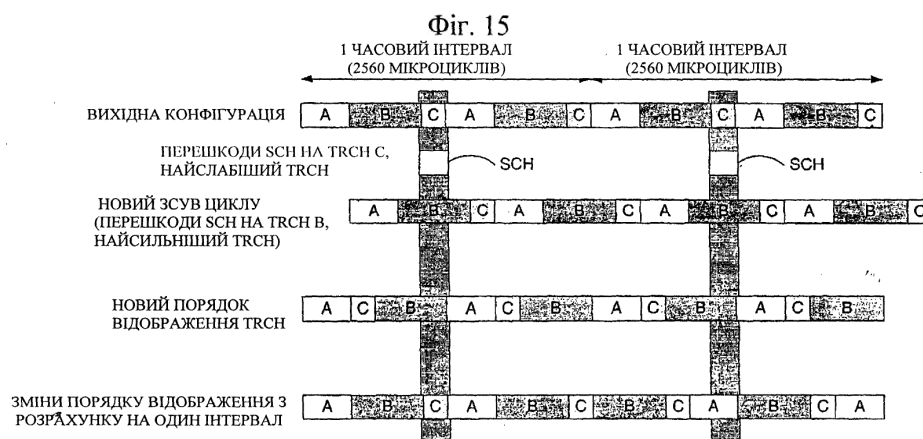
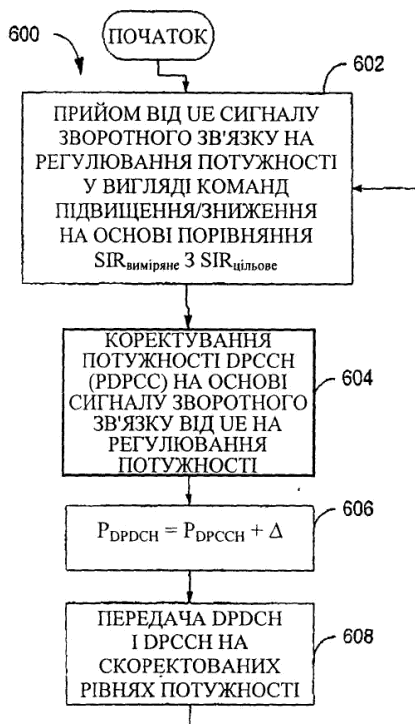
Таблиця 3

КОМБІНАЦІЯ ТРАНСПОРТНИХ ФОРМАТІВ	ВИМОГА ДО КЛАСУ А	ВИМОГА ДО ДССН	ЗАГАЛЬНА ВИМОГА: МАКСИМУМ (КЛАС А, ДССН)
КЛАС А : 1 x 81 ДССН : 0 x 148	20 дБ	-	2,0 дБ
КЛАС А : 1 x 39 ДССН : 0 x 148	1,5 дБ	-	1,5 дБ
КЛАС А : 1 x 0 ДССН : 0 x 148	0,5 дБ	-	0,5 дБ
КЛАС А : ANY ДССН : 1 x 148	2,0, 1,5, або 0,5 дБ	3,3 дБ	3,3 дБ

Фіг. 13

КОМБІНАЦІЯ ТРАНСПОРТНИХ ФОРМАТІВ	ЗСУВ ПОТУЖНОСТІ
1	Δ_1
2	Δ_2
3	Δ_3
4	Δ_4

Фіг. 14



Фиг. 16