

ТЕОРІЯ ТА ЗАСОБИ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ

УДК 621.396

ЗАСТОСУВАННЯ ВИСОТНИХ ПЛАТФОРМ ТА ТЕХНОЛОГІЇ OFDM У ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ 4G

Михайлевський В.О., Калюжний О.Я.

Розглянуті питання переходу до телекомунікаційних систем четвертого покоління із застосуванням висотних платформ та технології OFDM. Розкривається енергетична ефективність таких систем.

Вступ

Подальший розвиток безпроводного доступу до телекомунікаційних систем передбачає значне підвищення швидкості передачі інформації. Це пов'язано з масовим впровадженням послуг, що потребують доступу до світової мережі Інтернет. Отже, канал зв'язку має забезпечити достатню пропускну здатність для передачі великих об'ємів даних. Мережі третього покоління частково вирішили ці проблеми, але за час їх впровадження потреби в швидкості зросли. Виходячи із цього, фахівці почали замислюватися про стандарт четвертого покоління (4G). Цей стандарт ще не розроблено, але передбачається, що він повністю інтегруватиметься до світової мережі Інтернет, тобто базуватиметься на протоколі IP. В таких мережах користувачу мають бути доступні всі можливості, які надає Інтернет.

Для забезпечення вказаних вимог треба суттєво розширити смугу частот, що, у свою чергу, вимагає переходу до більш височастотних діапазонів, зокрема, до *Ka*-діапазону (18 – 40 ГГц). Але оскільки основна частина користувачів знаходиться у містах з висотними будівлями, підвищення робочих частот при використанні наземних станцій практично неможливе (ефекти багатопроменевого розповсюдження, значне згасання сигналу). Перспективним варіантом [5] побудови мереж у *Ka*-діапазоні, є застосування висотних або стратосферних платформ (*HAP's* - *High Altitude Platforms*). *HAP's* це керовані безпілотні літальні апарати, розташовані на висоті 18...22 км. Одна така платформа покриває регіон радіусом більше 250 км. Впровадження *HAP's* призведе до появи нового покоління засобів телекомунікації - поряд з наземними і супутниковими мережами будуть задіяні аеростати, дирижаблі та висотні літаки.

Інтерес до *HAP's* викликаний їхніми перевагами перед супутниковими та наземними системами. На відміну від супутникових систем тут немає критичних вимог до маси та кількості устаткування, енергетичні втрати при розповсюдженні сигналу малі (через порівняно невелику висоту розташування). *HAP's* можна розмістити над важко доступними територіями, де не можливе ефективне розташування наземних систем.

При застосуванні *HAP's* можна виділити три рівня інтеграції цієї мережі

з існуючими мережами. Нижній фізичний рівень забезпечує доступ, маршрутизацію та керування потоками даних у єдиному форматі пакетів даних. Середній шлюзовий рівень з'єднує радіомережі з різними додатками мережі; на цьому рівні виконуються функції адресної трансляції, керування параметрами якості, забезпечення захисту даних, та здійснюється повна реалізація IP-протоколів. Третій рівень поєднує всі механізми і протоколи прикладного середовища. Такий підхід дозволить зняти питання сумісності різних систем та інтегрування такої системи у глобальну світову мережу Інтернет. Схема розташування *HAP's* наведена на рис. 1.

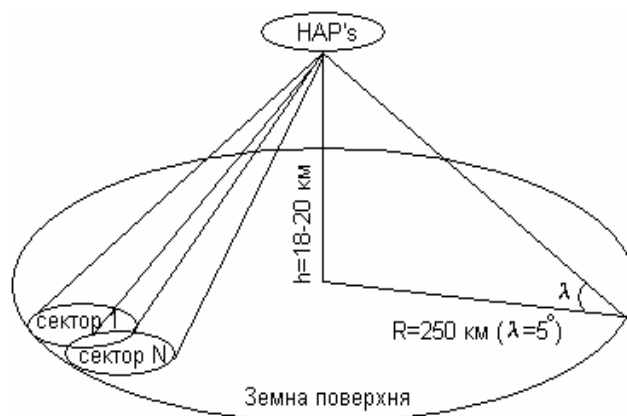


Рис.1. Схема розташування *HAP's*

Оцінка основних критеріїв

Для оцінки ефективності системи *HAP's* розглянемо розрахунок її енергетичного бюджету у порівнянні з наземною системою. Припустимо, що відстань до базової станції $d = 20$ км, середня розповсюдження сигналу – місто. Ефективна висота антени наземної базової станції $h_{BS,eff} = 30$ м. Частота несучої $f = 1800$ МГц. Висота антени мобільного терміналу $h_{MS} = 2$ м. Skorиставшись для розрахунку моделлю Хата [1] в частотному діапазоні до 2 ГГц при ефективній висоті антени $h_{BS,eff}$ від 30 до 100 м втрати при розповсюдженні сигналу становитимуть 184 дБ. Розрахуємо втрати при розповсюдженні сигналу при використанні системи *HAP's*, за умови $f = 14$ ГГц, $d = 250$ км. Очевидно, що основною перевагою висотної платформи є те, що вона весь час знаходиться в зоні прямої видимості, а отже шуканий параметр можна розрахувати згідно [3] за формулою $L = \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot d} \right)^2 + G_{lost}$, де G_{lost} - коефіцієнт, який враховує вплив природних явищ. Приймавши $G_{lost} = 10$, отримаємо $L = 173$ дБ.

Наведені дані показують, що за наявності прямої видимості система *HAP's* дозволяє перейти на частоти *Ka*-діапазону без значних енергетичних втрат у порівнянні з наземними системами. Зазначимо, що застосування *HAP's* не позбавляє від проблеми селективних завмирань та міжсимвольної інтерференції. Приведемо деякі приклади. Нехай швидкості передачі складають 270 Кбіт/с (системи другого покоління - *GSM*) та 1,3 Мбіт/с (системи третього покоління - *CDMA* [2]). Для спрощення задачі використаємо модель каналу з двопробієвим розповсюдженням. Окрім основного сиг-

налу в приймач попадає один відбитий сигнал, який має відносно основного сигналу затримку τ_0 та зсув фази на ρ радіан (кут, який можна визначити за формулою $\rho = 2\pi f_0 \tau_0$, де f_0 - так звана частота режекції). Передаточна функція каналу визначається як: $H(f) = a(1 - b \cdot e^{-j2\pi(f-f_0)\tau_0})$, де коефіцієнт a описує згасання прийнятого сигналу, b визначає згасання відбитого сигналу відносно основного. На рис.2 показаний модуль передаточної функції характеристики каналу $|H(f)|$ при $\tau_0 = 10$ мкс для різної ширини спектру сигналу в діапазоні 900 МГц. При передачі двійкових даних зі швидкістю 270 Кбіт/с спектр сигналу виявляється достатньо широким і має декілька провалів (див. рис. 2), що призводить до значного послаблення окремих частот в смузі сигналу.

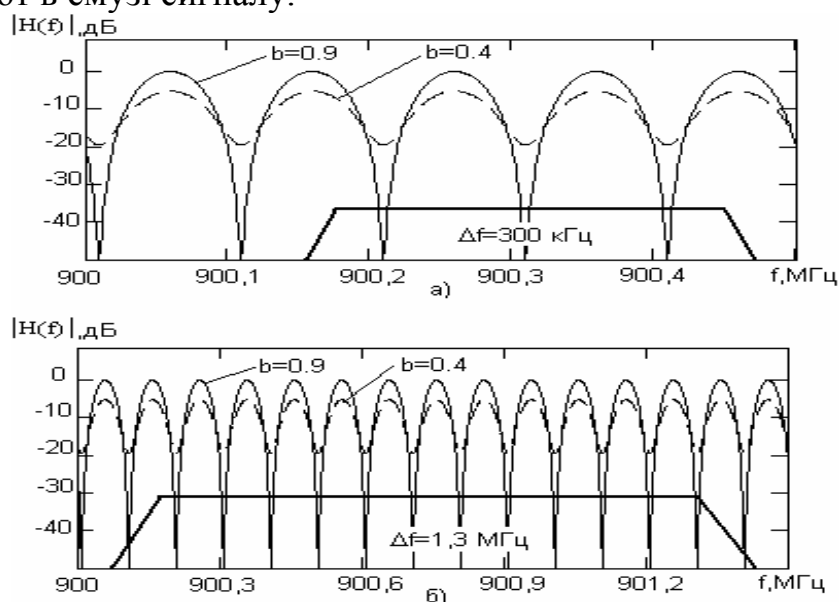


Рис.2. Амплітудна характеристика каналу з двопробеневи́м розповсюдженням ($b = 0,4$; $b = 0,9$; $\tau_0 = 10$ мкс; $f_0 = 10$ кГц) сигналів з шириною спектра $\Delta f = 300$ кГц (а) та $\Delta f = 1,3$ МГц (б)

Вказане явище зветься селективним завмиранням. На цій швидкості період модуляції дорівнює 3,7 мкс., тобто він в декілька разів менший за затримку розповсюдження $\tau_0 = 10$ мкс "другим шляхом". Як наслідок, канал вносить міжсимвольну інтерференцію. Як відомо, в GSM системах канал представляється у вигляді скінченного автомату, який описується решітковою діаграмою. Оскільки GMSK відноситься до квадратурної модуляції, такий автомат має 2^{2N} станів, де $2N + 1$ тривалість імпульсного відклику каналу. В системі GSM застосовується $2^4 = 16$ станів. При переході до більших швидкостей передачі даних (EDGE), за рахунок використання 8-PSK модуляції, кількість станів збільшується до 8^{2N} , що навіть при короткому імпульсному відклику забагато і ускладнює подальше збільшення швидкості в таких системах. Передача даних зі швидкістю 1,3 Мбіт/с вва-

жається широкопasmовою. Аналіз зміни сигналу в часі показує, що затримка розповсюдження $\tau_0 = 10$ мкс "другим шляхом" призведе до накладання прямого та відбитого сигналу, яке складе 13 бітів. В мережах переважно використовується *RAKE*-приймач, який компенсує ці явища за рахунок аналізу сигналів прийнятих при поширенні різними шляхами. Для таких систем збільшення швидкості забезпечується збільшенням кількості псевдошумових послідовностей. Але *CDMA*-системи критичні до взаємної автокореляції. Не виконання умови взаємної автокореляції призведе до неможливості розпізнавання користувачів на фоні шумів. Такий підхід теж не дозволить підвищити швидкість до декілька десятків Мбіт/с. Задачу можна вирішити за умови використання іншого менш критичного до вказаних явищ методу модуляції - модуляції, що ґрунтується на ортогональному частотному поділі каналу з мультиплексуванням (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* або *OFDM*) [1]. Ця модуляція використана для побудови системи мобільного зв'язку *Mobile WiMax* (802.16e), яка забезпечує швидкість передачі даних до 10 Мбіт/с. Поєднання такої модуляції з технологією *NAR's* дозволяє збільшити швидкість в декілька разів, за рахунок специфіки каналу зв'язку. Ідея *OFDM* полягає в тому, що потік даних, що передаються, розподіляється на декілька частотних смуг – "підканалів", причому передача ведеться паралельно по всіх "підканалах". Висока швидкість досягається саме за рахунок одночасної паралельної передачі, тоді як швидкість передачі в окремому "підканалі" може бути невисокою. У n -й період модуляції ($nT \leq t < (n+1)T$) сигнал, який модулює декілька несучих, описується формулою:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \left[(a_{k,n} p(nT) \cos 2\pi(f_c + k\Delta f)t - b_{k,n} p(t - nT) \sin 2\pi(f_c + k\Delta f)t) \right]$$

де $p(t)$ описує форму імпульсу, пара коефіцієнтів $(a_{k,n}, b_{k,n})$ являє собою інформаційні символи, що модулюють відповідно синфазну і квадратурну компоненти k -ї "піднесучої", Δf - величина частотного розносу. Вид інформаційної пари залежить від типу модуляції, застосовуваної на кожній окремій "піднесучій". При цьому існує вільний вибір у застосуванні індивідуальної модуляції для кожної з них. Параметри модуляції вибираються так, щоб тривалість міжсимвольної інтерференції, внесеної каналом, становила малу частку періоду модуляції T . Розділимо T на дві частини - так званий захисний інтервал T_g та період ортогональності T_{ort} , тобто $T = T_g + T_{ort}$. Захисний інтервал - це циклічне повторення кінця символу, який приєднується до початку символу. Він створює часову затримку між символами, і якщо довжина захисного інтервалу більша максимальної затримки сигналу при багатопроменовому розповсюдженні, то міжсимвольна інтерференція відсутня. При використанні *NAR's*, тривалість захисного ін-

тервалу можна зменшити за рахунок наявності прямої видимості і, тим самим, підвищити швидкість передачі інформації.

Якщо рознос Δf вибирається рівним $1/T_{ort}$, то протягом часу T_{ort} всі "піднесучі" будуть взаємно ортогональні. Такий тип модуляції і називається модуляцією з ортогональним частотним поділом каналів *OFDM*. Взаємна ортогональність піднесучої впливає з того, що для будь яких j та k

$$\int_{T_g}^T \cos\left(2\pi\left(f_c + k\frac{1}{T_{opt}}\right)t\right) \cos\left(2\pi\left(f_c + j\frac{1}{T_{opt}}\right)t\right) dt = \begin{cases} \frac{T_{opt}}{2}, & \text{для } k = j, \\ 0, & \text{для } k \neq j \end{cases}$$

$$\int_{T_g}^T \sin\left(2\pi\left(f_c + k\frac{1}{T_{opt}}\right)t\right) \sin\left(2\pi\left(f_c + j\frac{1}{T_{opt}}\right)t\right) dt = \begin{cases} \frac{T_{opt}}{2}, & \text{для } k = j, \\ 0, & \text{для } k \neq j \end{cases}$$

Визначення інформаційних символів $(a_{k,1}, b_{k,1})$ для k -ої "піднесучої"

можна зробити за формулами: $\int_{T_g}^T x(t)p(t) \cos(2\pi(f_c + k\Delta f)t) dt = a_{k,1} \frac{1}{2} \int_{T_g}^T p^2(t) dt$

$\int_{T_g}^T x(t)p(t) \sin(2\pi(f_c + k\Delta f)t) dt = b_{k,1} \frac{1}{2} \int_{T_g}^T p^2(t) dt$. Вид правих частин наведе-

них виразів обумовлений тим, що форма імпульсу $p(t)$ часто буває прямокутна або, принаймні, має постійне значення за період інтегрування, так що результати кореляції багатоканального сигналу з опорними тонами пропорційні інформаційним символам $a_{k,1}$ і $b_{k,1}$. Кількість фрагментів сигналу, накопичених за період ортогональності T_{ort} , позначимо як N . Тоді фрагменти $x_i = x(iT_{ort}/N)$, $i = 0, \dots, N-1$ дорівнюють

$$x_i = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (a_{k,1} + jb_{k,1}) \exp\left(j2\pi\left(f_c + \frac{k}{T_{ort}}\right) i \frac{T_{ort}}{N}\right) \right\} = \\ = \operatorname{Re} \left\{ \exp\left(j2\pi f_c i \frac{T_{ort}}{N}\right) \sum_{k=0}^{N-1} (a_{k,1} + jb_{k,1}) \exp\left(j2\pi \frac{ki}{N}\right) \right\}$$

Коефіцієнт $\exp\left(j2\pi f_c i \frac{T_{ort}}{N}\right)$ "відповідає" за зсув "піднесучої" відносно основної частоти f_c . Якщо інформаційні символи $a_{k,1} + jb_{k,1}$ розглядати, як спектральні відліки, то генерацію такого сигналу можна виконати за допомогою швидкого зворотного дискретного перетворення Фур'є, що за умови використання процесора, зменшує вагу і енергетичні витрати.

Виходячи з принципів побудови систем з *OFDM*, захисний інтервал відіграє основну роль боротьби з міжсимвольною інтерференцією. Однак, збільшення T_g без зміни довжини символу призведе до скорочення довжини основної символної частини, а це, в свою чергу, призведе до зменшен-

ня пропускної спроможності каналу. З іншого боку, одночасне збільшення захисного та основного інтервалів призведе до необхідності збільшення смуги частот. Отже, підвищення ефективності можливе при зменшенні захисного інтервалу, без зміни основної частини. Як було показано на моделі двохпроменевого розповсюдження при $\tau_0 = 10$ мкс в системі *CDMA* накладання складало 13 бітів. Для систем, які базуються на *OFDM* кількість "під несучих" складає не менше тисячі, полоса сигналу 5-10 МГц. При виборі захисного інтервалу виходять з пропорції $T_g/T_{ort} = 1/4, 1/8, 1/16$. Таким чином при полосі сигналу 7,6 МГц, кількості "піднесучих" 6817, розносі "під несучих" 1116 Гц, довжині основної частини символу 896 мкс, довжина захисного інтервалу при $T_g/T_{ort} = 1/16$ складатиме 56 мкс ($T_g = 56 > \tau_0 = 10$ мкс). При цьому швидкість передачі досягає 10 Мбіт/с. Отже, при використанні висотної платформи можливе збільшення швидкості *OFDM* за рахунок зменшення захисного інтервалу, переходу до моделі розповсюдження Райса, збільшення позиційності модуляції, збільшення полоси сигналу (при переході до *Ka*-діапазону).

Висновки

Поєднання висотних платформ надасть можливість розробити телекомунікаційну систему, яка забезпечить необхідні умови (зокрема, розширення спектру сигналу та підвищення швидкості передавання) для переходу до телекомунікаційних систем четвертого покоління

Література

1. Системы подвижной радиосвязи / Пер. с польск. И.Д. Рудинского; под ред. А. И. Ледовского. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006.-536с.
2. Системы мобильной связи. /Ипатов В.П., Орлов В.К., Самойлов И.М., др. под ред. В.П.Ипатова.-М.: Горячая линия-Телеком, 2003.-272 с.
3. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ.-М.: Издательский дом «Вильямс», 2003.-1104 с.
4. Lu B., Wang X. Bayesian Blind Turbo Receiver for Coded OFDM Systems With Frequency Offset and Frequency-Selective Fading. IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL. 19, NO. 12, DECEMBER 2001.
5. Grace D. oth. Improving the System Capacity of Broadband Services Using Multiple High-Altitude Platforms. IEEE Trans. on wireless communications. v. 4, No. 2, 2005.
6. Thornton J., Grace D. Effect of Antenna Aperture Field on Co-channel Interference, Capacity, and Payload Mass in High Altitude Platform Communications. ETRI Journal, v.26, No 5, 2004.

<p>Михайлевский В.А., Калюжный А.Я. Применения высотных платформ и технологии OFDM в телекоммуникационных системах 4G. Рассмотрены вопросы перехода к телекоммуникационным системам четвертого поколения с применением высотных платформ и технологии OFDM. Раскрывается энергетическая эффективность систем.</p>	<p>Mihaylevskiy V. A., Kalugniy O.Ja. Application of height platforms and technology of OFDM in the telecommunication systems of 4G. Questions of passing to the telecommunication systems of fourth generation with application of height platforms and technology of OFDM are considered. There are considered of power efficiency of these systems.</p>
--	---