

ДОСЛІДЖЕННЯ ЧАСТОТНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ ВУЗЬКОСМУГОВИХ МОДУЛЯЦІЙ

© Пелішок В.О., Максимюк Т.А., 2011

Вузькосмугові модуляції широко використовували на початкових етапах розвитку радіосистем. Потім здебільшого почали використовувати широкосмугові модуляції. Але останнім часом знову набули застосування модифікації вузькосмугових модуляцій – модуляції з багатьма несучими частотами. Саме такі модуляції, зокрема OFDM, використовують у наземних системах радіозв'язку за наявності багатопробного поширення. Тому інтерес становить дослідження частотної ефективності вузькосмугових модуляцій з однією та багатьма несучими.

Ключові слова: вузько-смугова модуляція, OFDM.

Narrow-band modulations were wide used on the first stages of radiosystems development. Then wide-band modulations began to be used in many cases. But modifications of narrow-band modulations have purchased application recently again – modulations with many carryings frequencies. Exactly such modulations, in particular OFDM, are used in terestial radiosystems at presence of multibeam distribution. That`s why there is an interest of the research of frequency efficiency of narrow-band modulations with one or many carries.

Key words: narrow-band modulations, OFDM.

Види модуляцій сучасних та перспективних радіосистем

Системи та мережі безпроводного зв'язку бурхливо розвиваються, особливо протягом останніх десятиріч. Тому актуальним є дослідження базових технологій сучасних безпроводних систем та систем наступних поколінь. Сьогодні роботи над розробленням ідеології систем радіозв'язку наступних поколінь виконують під загальноприйнятим терміном LTE (Long Term Evolution).

Тенденцію розвитку, зокрема і правову, сучасних систем безпроводного зв'язку та систем наступного покоління визначають декілька міжнародних організацій. Однією з таких організацій є Міжнародний союз електрозв'язку (International Telecommunications Union, ITU). Нині прийнято рішення про схвалення сімейства стандартів радіодоступу IMT-2000 (International Mobile Telephone System), в яке після тривалих узгоджень увійшло п'ять інтерфейсів. Було враховано, що застосування технології модуляції OFDM істотно підвищило спектральну ефективність систем безпроводного доступу WiMAX (IEEE 802.16e). У зв'язку з цим ITU в 2007 р. ввів до складу сімейства радіоінтерфейсів ще один новий інтерфейс IMT – Advanced (з технологією OFDM)

В Європі з 1998 р. і до сьогодні дослідження зосередились в Партнерському проєкті з систем третього покоління (3GPP) при Європейському інституті стандартизації електрозв'язку (ETSI). У межах проведених досліджень було всебічно оцінено різні технології множинного доступу з метою вибору технології радіоінтерфейсу для європейського стандарту системи 3G: системи UMTS (Universal Mobile Telecommunication System). У результаті було запропоновано п'ять концепцій і серед них OFDMA – ортогональний множинний доступ з частотним розділенням каналів. Результати досліджень ETSI формуються у вигляді релізів. Наприклад, Release 8 (закінчено в 2009 р.) започаткував роботи над новим видом мереж мобільного зв'язку наступних поколінь, після 3G, які покликані революційно змінити наявні технології. Розробники відмовились від технології радіоінтерфейсу W-CDMA та перейшли до прогресивнішої технології OFDMA. [2]

У Release 10 продовжено роботи з подальшого розвитку технології LTE та створення вдосконаленої технології LTE Advanced. Сьогодні сформульовані основні вимоги, яким повинна відповідати система LTE Advanced (рис. 1).



Рис. 1. Основні характеристики технології LTE Advanced

Оснoву технологій OFDMA становить OFDM модуляція, яка своєю чергою ґрунтується на використанні багатомірних сигналів.

Одномірні та багатомірні сигнали

Типовим та найпоширенішим методом забезпечення модуляції в системах безпроводного зв'язку є використання *одномірних* сигналів. У цьому разі одномірність означає наявність у модульованому сигналі однієї несучої частоти, в околі якої наявний спектр інформаційного сигналу. Ширина спектра одномірного сигналу співрозмірна з шириною смуги інформаційного сигналу. До одномірних належать відомі методи вузькосмугової цифрової модуляції (M-ASK, M-FSK, M-PSK, M-QAM). З іншого боку, наявні сигнали з розширеним спектром, яким властивий шумоподібний характер. Розглядаючи такі сигнали, переважно говорять не про несучу частоту сигналу, а про центральну частоту використовуваної смуги частот. Цей вид модуляції є *широко-смуговим*, тому що ширина спектра модульованого сигналу значно більша за ширину спектра інформаційного сигналу. Оба згадані класи модульованих сигналів, вузькосмуговий та широко-смуговий, можна розглядати як два полярних випадки.

Але крім цих двох класів модульованих сигналів також використовують багатомірні сигнали, які займають деяке середнє положення між вузькосмуговими та широко-смуговими модульованими сигналами. Таким проміжним класом є *багатомірні* сигнали, на використанні яких базується OFDM модуляція.

Багатомірні сигнали використовують не одну несучу, а багато несучих частот (рис.2)



Рис. 2. Модуляція з використанням багатомірних сигналів

Використовуючи багатомірні сигнали, первинний послідовний інформаційний потік з швидкістю передавання R розділяється на N паралельних цифрових потоків з швидкістю передавання R/N . Потім здійснюється вузькосмугова модуляція отриманими низькошвидкісними цифровими сигналами N несучих частот, які розташовані максимально близько між собою.

У результаті за загальної незмінної швидкості передавання R , в багатомірному сигналі тривалість імпульсів в кожному низькошвидкісному цифровому сигналі зростає в N разів, що дозволяє створити захисний інтервал та підвищити достовірність приймання таких сигналів у радіоканалах з федингом.

Порівняння часових та спектральних залежностей

Під час дослідження складних процесів цифрового оброблення сигналів, зокрема і сучасних видів модуляції, формувати необхідні графічні залежності програмними засобами. Тому в цій роботі використано результати, отримані на основі розробленого графічного інтерфейсу користувача системи MATLAB. Наприклад, спектр прямокутного імпульсу (рис. 3), формується так:

```

ti=1
Ai=2
f=[-4:1/500: 4]
x=f*ti
y=abs(Ai*sinc(x))
%axes(handles.axes1)
plot(f,y,'LineWidth',1)
axis([-4 4 0 1.25*Ai])
grid on;
title 'Ai=2, ti=1 ';
xlabel(' pitif ');
ylabel('|S(w)|'

```

(1)

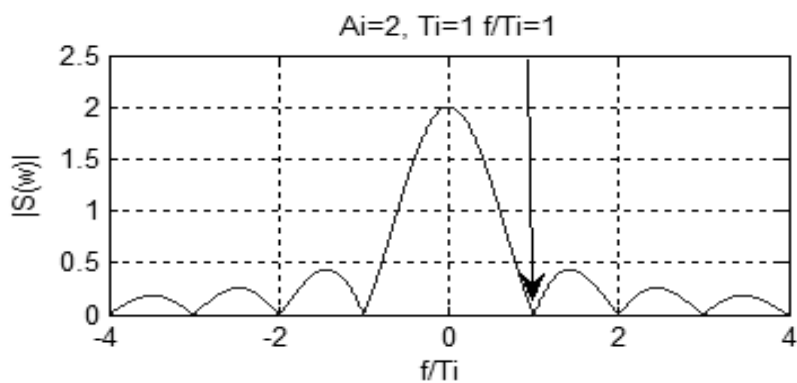


Рис. 3. Амплітудний спектр прямокутного імпульсу

З наведених результатів видно, що мінімуми спектра відповідають значенням частот $f_i=n/T_i$ ($n=1, 2, \dots$). Отже, ширина головного пелюстка спектра прямокутного імпульсу становить $2/T_i$.

На рис.4, для порівняння, наведено залежності, які вказують на взаємозв'язок між тривалістю прямокутного імпульсу та шириною спектра.

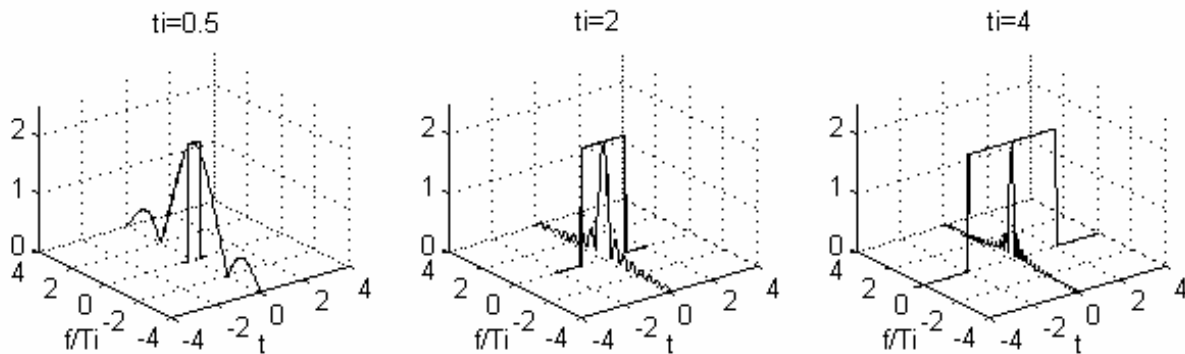


Рис. 4. Взаємозв'язок між тривалістю імпульсу та його шириною спектра

Видно, що за збільшення тривалості імпульсу його ширина спектра звужується.

Порівняння різних видів модуляції

Розглянемо безпроводну систему цифрового передавання даних, яка повинна забезпечувати передавання символів з швидкістю:

$$R \geq R_{\text{доп}} \quad (2)$$

У такому разі тривалість символів повинна становити $T_i=1/R$, а ширина смуги частот головного пелюстка – $F_g=2/T_i$. Тому для системи задана також вимога до смуги частот $\Delta F \leq F_g$.

Для спрощення розгляду приймемо, що необхідно передати малу кількість символів, наприклад 4. Розглянемо декілька варіантів побудови системи.

Варіант 1. На рис. 5 наведені часові та частотні залежності для передаваних символів у разі використання вузькосмугової модуляції

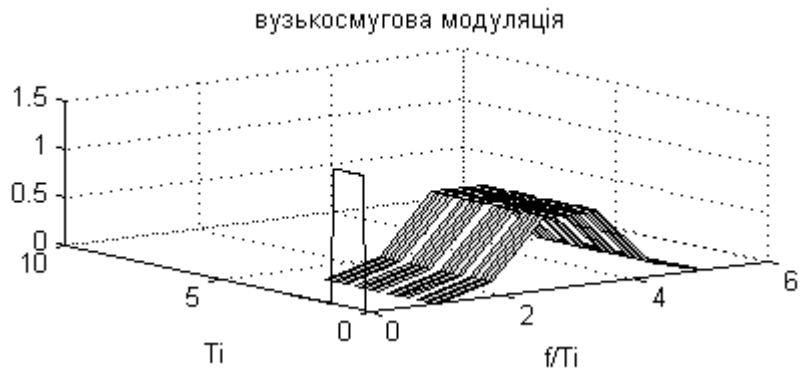


Рис. 5. Частотні та часові залежності для вузькосмугової модуляції сигналів

Видно, що кожне з чотирьох значень модульованого сигналу займає інтервал часу тривалістю T_i , що відповідає тривалості кожного з чотирьох модуляційних символів. Також ширина головного пелюстка займає смугу частот $\Delta F=2/T_i$. У результаті впливу БПХ будуть наявні відбиті копії (що надходять з запізненням) передаваних символів. На рис. 5 наведено інформацію про запізнення відбитої копії першого символу. Для забезпечення більшої наочності, на рис. 6 наведені проекції залежностей (рис. 5) на відповідні площини.

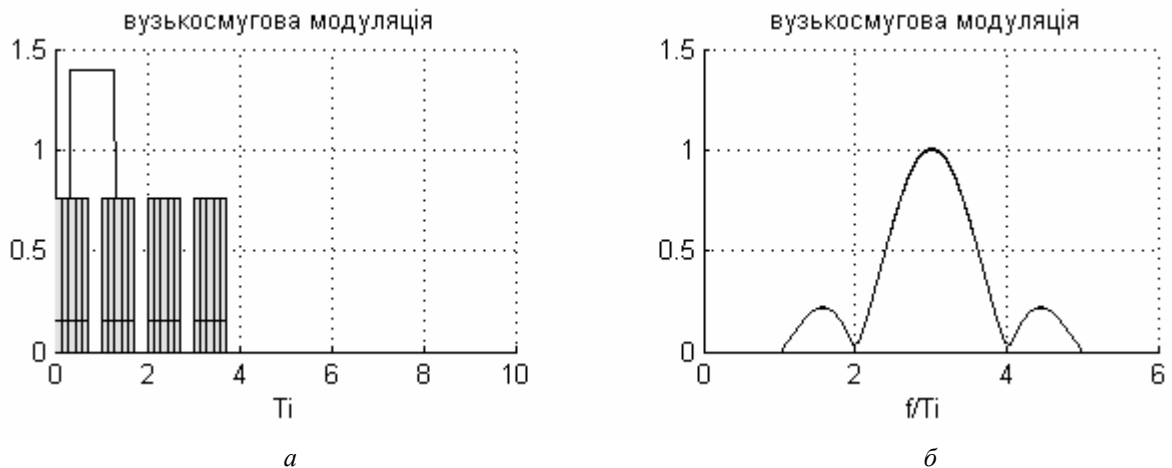


Рис. 6. Проекції залежностей (рис. 5) на відповідні площини

З наведених даних видно, що наявні копії відбитих сигналів можуть накладатись на первинний символ та наступні символи спричинюючи внутрішньосимвольну та міжсимвольну інтерференції .

Незважаючи на те , що таке формування модульованого сигналу забезпечує основні вимоги щодо швидкості передавання інформації (2) та необхідної смуги частот, йому властиві такі недоліки:

- найістотнішим недоліком є наявність (рис. 6, а) внутрішньосимвольної (копія першого символу накладається на перший символ) інтерференції та міжсимвольної (копія першого символу накладається на другий символ) інтерференції, спричиненої наявністю багатопроменевого поширення хвиль (БПХ);

- наявність значних рівнів бокових пелюстків (на значній віддалі від головного пелюстка) в спектрі сигналу (рис. 6, б);
- необхідність додавання часових захисних інтервалів між кожними з двох сусідніх послідовних символів (рис. 6, а), що зумовлює погіршення показників системи [1, 3].

Варіант 2. Розглянемо як альтернативу передавання кожного символу на окремій несучій частоті, тобто використання багатомірних сигналів. У такому разі для передавання чотирьох символів необхідне використання чотирьох окремих несучих частот (рис. 7).

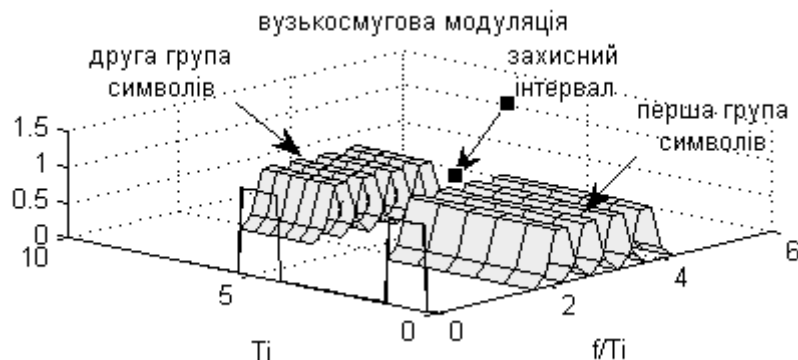


Рис. 7. Частотні та часові залежності для модуляції з використанням багатомірних сигналів

У такому разі тривалість кожного символу збільшено в чотири рази та використано чотири частоти для передавання на кожній частоті одного символу. Виконано необхідні умови (2) та $\Delta F \leq F_g$. Але під час використання багатомірних сигналів отримано переваги, які наочніше видно (рис. 8) з проєкцій залежності (7) на відповідні площини.

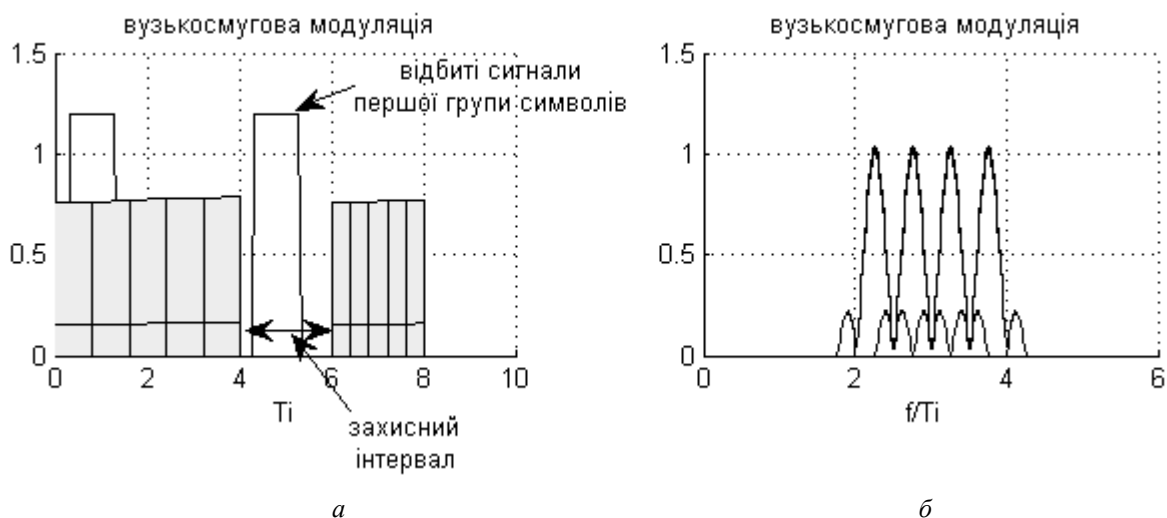


Рис. 8. Проєкції залежностей (рис. 7) на відповідні площини

З наведених даних видно переваги другого варіанта, порівняно з першим варіантом:

- рівень бокових пелюстків значно менше впливає на сусідні канали, тому що їхні максимуми розташовані на меншій віддалі від головного пелюстка;
- немає необхідності використовувати часовий захисний інтервал між сусідніми символами, тому що всі вони розміщені в одному часовому інтервалі;
- тривалість символів стала в чотири рази більшою.

Кожна з вказаних переваг є істотною, але найважливішою є остання – надає можливість на початку кожної наступної групи символів створити захисний інтервал, який усуває вплив багатопроменевого поширення хвиль (БПХ).

3 варіант. Цей варіант ґрунтується на попередньому варіанті, але частоти багатомірних сигналів вибираються ортогональними, тобто забезпечується OFDM модуляція

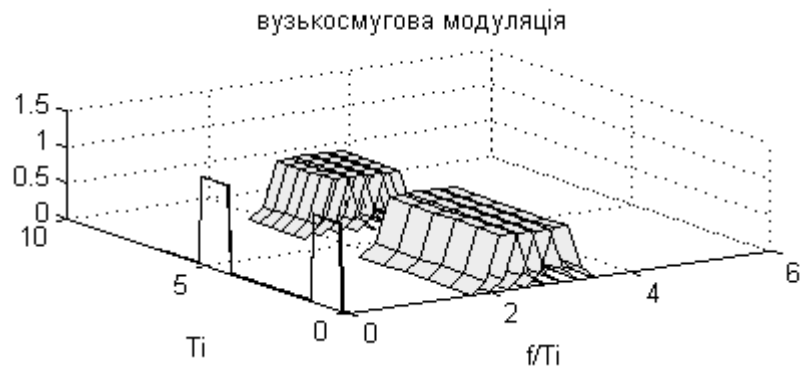


Рис. 9. Частотні та часові залежності для OFDM модуляції

У такому разі забезпечено ортогональність частот багатомірних сигналів (рис. 10, а), тобто, за максимуму однієї частоти рівні всіх частот становлять нуль.

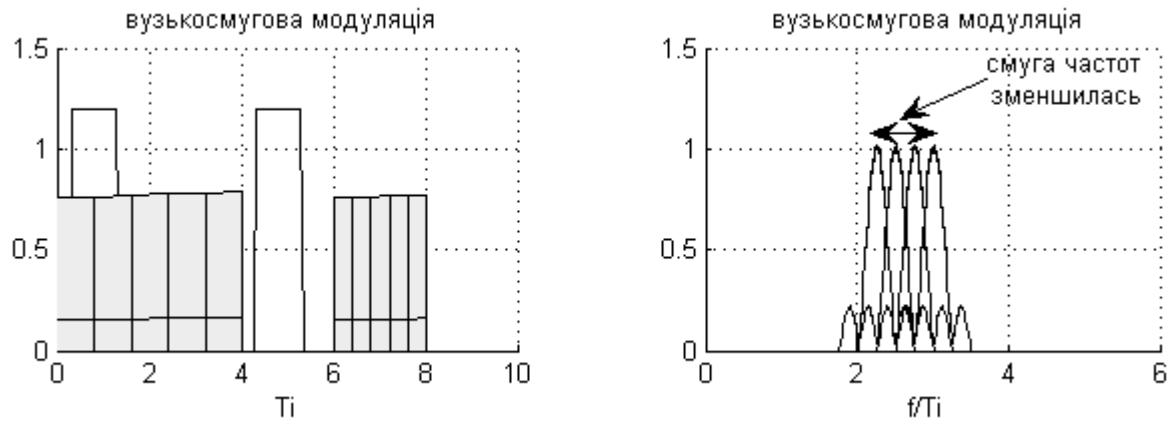


Рис. 10. Проекції залежностей (рис. 9) на відповідні площини

Отже, використовуючи OFDM модуляції, необхідна смуга частот зменшується в два рази [1, 3.]

Практична реалізація багатомірної модуляції – OFDM, функціональна схема формування якої наведена на рис. 11.



Рис. 11. Функціональна схема передавача OFDM

Для подальшого обґрунтування вибору шляхів формування сигналів з OFDM модуляцією використаємо представлення модульованого сигналу на кожній піднесучій частоті у вигляді

$$S_k(t) = \text{Re}[g_k(t) \exp(j2\pi f_k t)] = \text{Re}[g_k(t) \exp(j2\pi k t / T_i)], \quad (3)$$

де $g_k(t)$ – комплексна обвідна модульованого сигналу однієї з багатьох піднесучих з частотою f_k

Весь OFDM символ становить суму модульованих сигналів всіх піднесучих

$$S(t) = \sum S_k(t) = \sum \text{Re}[g_k(t) \exp(j2\pi k t / T_i)] \quad (4)$$

причому підсумовують згідно з кількістю N піднесучих частот в одному OFDM символі.

До цього етапу аналізу OFDM модуляцію, надзвичайно ефективну, не можна реалізувати практично – габарити обладнання будуть доволі значними. Але можна спочатку підсумувати залежно (4), а потім отримати реальну частину. Враховуючи дискретність цифрових систем, залежність (4) визначається в дискретні моменти часу

$$S(nT) = s_n(t) = \sum \text{Re}[g_k(t) \exp(j2\pi k n / N)]. \quad (5)$$

Виявляється, що формування модульованого сигналу (3) можна забезпечити з використанням оберненого дискретного перетворення Фур'є

$$x_n = \sum X_k \exp(j2\pi k n / N). \quad (6)$$

По суті залежності (5) (6) еквівалентні, тому під час формування сигналів з OFDM модуляцією використовується **обернене дискретне перетворення Фур'є**.

Висновки

1. Основною проблемою для безпроводних систем наземного зв'язку є БПХ, що приводить до наявності відбитих копій сигналів попередніх символів та погіршення зв'язку.
2. Єдиним кардинальним засобом усунення впливу БПХ є використання багатомірних сигналів, які дають змогу значно збільшити тривалість кожного символу (без погіршення показників щодо швидкості передавання та смуги частот) та завдяки цьому створити захисний інтервал.
3. Використання ортогональних частот в багатомірних сигналах (OFDM модуляції) дозволяє додатково зменшити в два рази смугу частот.
4. Застосування багатомірних сигналів, особливо OFDM модуляції, приводить до зменшення необхідної смуги, що може бути використано навіть за відсутності БПХ.

1. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: Учеб. Пособие. – М.: Эко -Трендз, 2005.– 392 с. 2. Галкин В.А., Цифровая мобильная радиосвязь. Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия-Телеком, 2007. – 432 с. 3. Гепко И.А., Олейник В.Ф., Чайка Ю.Д., Бондаренко А.В. Современные беспроводные сети. Состояние и перспективы развития // ЕКМО, 2009. – 672 с. 4. Тихвинский В.О., Терентьев С.В., Юрчук А.Б. Сети мобильной связи LTE: технологии и архитектура // Эко-Трендз, 2010. – 284 с.