

відбувається шляхом передачі значення атрибута *currPosition* класу *menuControler* до атрибута *currMark* класу *concretMarkControler*. При цьому реалізація вимоги «Мітка поточної позиції» виконується розробленим методом *viewCurrMark ()*.

Висновки

У даній роботі наведено практичне застосування методів забезпечення та контролю якості для web-застосувань. Комплексне застосування апарату моделей якості стандарту ISO 25010 забезпечує повноту розробки вимог до ПС, їх адекватність та здатність відображення на стадіях ЖЦ.

У статті наведено процедуру комунікації та контролю вимог якості для web-застосувань на стадіях ЖЦ. Реалізація таких процедур використовує методи SQFD та простий алгоритм вибору і в результаті їх виконання отримано практичні результати у вигляді специфікації вимог якості у використанні, вимог зовнішньої якості, які використано при виборі архітектури, та вимог внутрішньої якості, які відображено на класи архітектури Observer.

Література

1. Андон Ф. Основы инженерии качества программных систем / [Ф. Андон, Г. Коваль, Т. Коротун, Е. Лаврищева, В. Сулов] – К.: Академперіодика. – 2007. – 672 с.
2. ISO/IEC 12207. Information technology – Software life cycle processes. 2008.
3. ISO/IEC 25010 Software engineering. Software product Quality, Requirement and Evaluation (SquaRe), Quality Model, 2008.
4. Харченко О. Розробка та керування вимогами до програмного забезпечення на основі моделі якості / О. Харченко, В. Яцишин – Вісник ТДТУ – 2009. Том 14. № 1. – С. 201-207
5. Яцишин В. Технологія оцінювання якості web-застосувань / В. Яцишин // Вісник ТДТУ. – 2009 – Том 14. – № 4. – С. 132-140.
6. Харченко О. Г. Інструментальний засіб розробки та комунікації вимог якості до програмних систем / Харченко О. Г., Яцишин В. В., Райчев І. Е // Науковий журнал «Інженерія програмного забезпечення» № 2 – НАУ, Київ – 2010 – с. 29– 34.
7. Пелещишин А. М. Методи побудови ефективних WWW-систем / А. М. Пелещишин // Вісник національного університету «Львівська політехніка»: Інформаційні системи та мережі. – № 464. – 2002. – с. 240-255.
8. Саати Т. Принятие решений. Метод анализа иерархий / Т. Саати – М.: Радио и связь – 1993. – 315 с.
9. Черноруцкий И. Методы принятия решений / Черноруцкий И. – БХВ-Петербург – 2005. – 408 с.
10. Garlan D., Show M. Software Architecture. Perspectives on an Emerging Discipline, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1996

Надійшла до редакції
23.3.2011 р.

УДК 621.395.004.77

А.А. ТАРАНЧУК, М.В. ГОНЧАР

Хмельницький національний університет

ПЕРЕДАЧА RFID ІНФОРМАЦІЇ З ВИКОРИСТАННЯМ ОРТОГОНАЛЬНОГО ЧАСТОТНОГО КОДУВАННЯ

Запропонований метод ортогонального частотного кодування для підвищення пропускної здатності сигналів тегів у системах RFID. Доведено, що можливо отримати переваги в роботі систем RFID на ПАХ – датчиках за рахунок використання технологій розширення спектру при передачі інформації в мультисенсорних середовищах.

The method of orthogonal frequency coding for capacity growth signals of tags in systems RFID is offered. It is proved, what probably to get of advantage in operation of systems RFID on SAW – sensors at the expense usage of technologies the extension of a spectrum at information transfer in multisensor environments.

Ключові слова: ортогональне частотне кодування, тег, псевдошумова послідовність.

1. Постановка проблеми. Електронні засоби автоматичної ідентифікації є якісно новим видом продукції й послуг, що впливають на сфери життєдіяльності людини. Об'єктом ідентифікації може бути людина, тварина, транспортний засіб, устаткування, контейнер з вантажем, виріб у процесі виробництва, товар, коштовні предмети й т.п. Радіочастотна ідентифікація (RFID) є однією із самих «гарячих» технологій на арені засобів автоматичної ідентифікації. Дана технологія дозволяє одержувати інформацію про предмет без необхідності прямого контакту. Дистанції, на яких може проходити зчитування та запис інформації, можуть варіюватися від декількох міліметрів до декількох метрів залежно від застосовуваної технології.

Радіочастотні мітки (транспондери або теги), що входять у склад систем RFID, теж є досить різними – розміром із кредитну карту, або зовсім маленькі скляні мітки (що вживлюються у тварину) для відстеження переміщення тварин, або великі мітки, які прикріплюються до величезних контейнерів. Частота, на якій працюють транспондери і пристрої зчитування також різна, від 126 кГц до 5,8 ГГц. Радіочастотна ідентифікація володіє рядом переваг у порівнянні з іншими технологіями ідентифікації. Самою більшою перевагою радіочастотної ідентифікації є те, що відстань, на якому може відбуватися одержання та запис ідентифікаційної інформації, варіюється до декількох десятків метрів [1].

В системах RFID найчастіше використовують бездротові датчики на поверхневій акустичній хвилі (ПАХ), завдяки своїх покращених технічних характеристик, а також можливості їх роботи в багатосенсорних режимах. Такі датчики повинні одночасно передавати ідентифікаційну інформацію та інформацію з датчиків. При передачі декількома датчиками своїх даних в один і той самий момент часу, сигнали одночасно з'являються на вході зчитувача, тому відбудеться їхнє взаємне перекручування. Це явище називається колізією. При колізії зчитувач не одержить достовірної інформації від датчиків. Використовувані також в таких системах методи модуляції і кодування не дозволяють досягти безпомилкового прийому інформації із-за виникнення міжсимвольної інтерференції [2]. Таким чином удосконалення методів мультимедіа до середовища та методів кодування при передачі інформації в системах RFID є актуальною задачею.

Метою даної публікації – вдосконалення системи RFID завдяки раціональному вибору виду модуляції сигналів тега (мітки), а також вдосконалення процедур антиколізії.

2. Розв'язання проблеми. Розглянемо сигнали з розширеним спектром, що використовують ортогональне частотне кодування (англ. Orthogonal Frequency Coding – OFC) для додатків з ПАХ датчиками [2]. Ідеї використання ортогонального кодування добре описані для більшості систем зв'язку й обробки сигналів [3]. Зазвичай існує обов'язковий зв'язок між базовими частотами і їхньою смугою пропускання, що відповідає умові ортогональності. Як приклад, якщо сигнал безперервний у часі розбитий на безліч послідовних сигналів кінцевої довжини, а частоти чипів псевдошумової послідовності спектру безперервні і ортогональні, з лінійною затримкою, досягаємо послідовного відгуку від всіх чипів. Метод OFC дозволяє частотне та псевдо-шумове (англ. PN – Pseudo-noise) кодування і використовує ЛЧМ – сигнал запиту для підвищення потужності.

2.1. Огляд і визначення ортогональних частот

Не нульова, обмежена у часі функція має вигляд [3]

$$h(t) = \sum_{n=0}^N a_n \cdot \varphi_n(t) \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right), \tag{1}$$

де $\varphi_n(t) = \cos\left(\frac{n\pi t}{\tau}\right)$, $\text{rect}(x) = \begin{cases} 1 & |x| \leq \frac{1}{2} \\ 0 & \text{інакше} \end{cases}$.

Функція $\varphi_n(t)$, представляє повний ортогональний базисний комплект із реальними коефіцієнтами. Компоненти базису ортогональні на даному часовому інтервалі якщо:

$$\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \varphi_n(t) \cdot \varphi_m(t) dt = \begin{cases} K_n, & n = m \\ 0, & n \neq m \end{cases} \tag{2}$$

З огляду на обмеження базис описується двома функціями, які мають вигляд

$$h_1(t) = \sum_{n=0}^N a_n \cos\left(\frac{2n \cdot \pi t}{\tau}\right) \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right), \tag{3}$$

$$h_2(t) = \sum_{m=0}^M b_m \cos\left(\frac{(2m+1) \cdot \pi t}{\tau}\right) \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right).$$

Кожний доданок з косинусом у (3) представляє часове вікно синусоїди, чий локальний центр частоти дорівнює:

$$f_n = \frac{n}{\tau} \quad \text{òà} \quad f_m = \frac{(2m+1)}{2\tau} \tag{4}$$

У частотній області компонента базису – відомі функції здійснення вибірки із частотами центра, приведеними у (4). З (4) $f_n \cdot \tau$ повинно бути ціле число, яке потребує цілого числа довжин хвилі в частоті f_n , і також повинно бути ціле число половини довжини хвилі у f_m , що є обов'язковими умовами для ортогональності функцій базису. Тут кожний базис – функція здійснення вибірки домену частоти, а нульова пропусканна спроможність, як відомо – $2 \cdot \tau - 1$. На рисунку 1 наведений приклад частотної характеристики

базису функцій вибірки для трьох чипів і дані чотирьох чипів, які нормалізовані. Інтервал частоти центру – половина нульової пропускної здатності і частоти центру між двома графіками зміщені на 1/4 нульової пропускної здатності. Залежність від часу призводить до суперпозиції певних функцій в інтервалі часу, і встановлює затримку групи кожної індивідуальної функції до того ж самого значення.

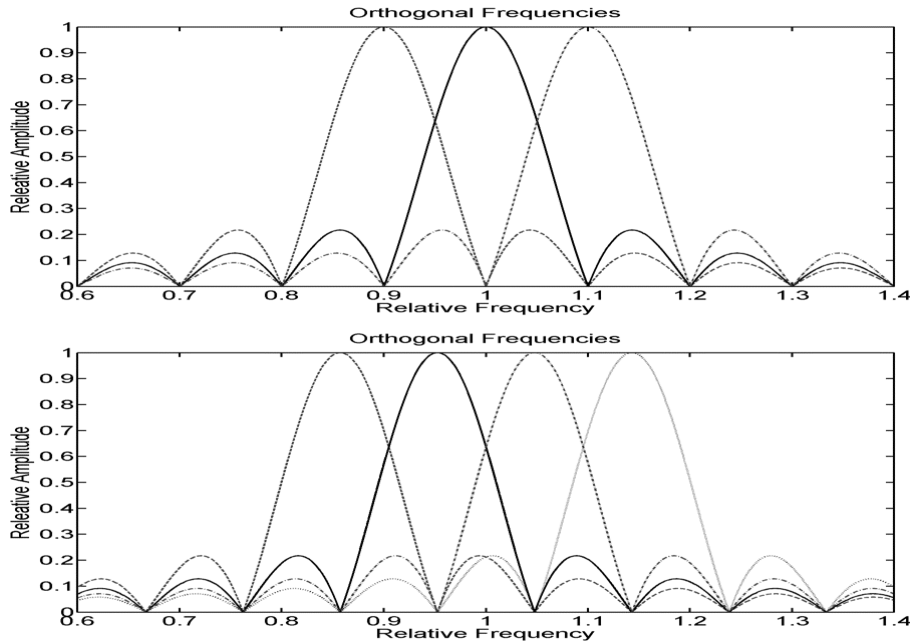


Рис. 1. Приклад трьох і чотирьох періодів нормованої частотної характеристики функції здійснення вибірки

З огляду на функцію часу $g_{bit}(t)$, і маючи інтервал τ_B , який визначається довжиною біта, розділимо біт на ціле число інтервалів:

$$\tau_B = J \cdot \tau_c \tag{5}$$

де J – кількість чипів.

Інтервал чипу τ_c , встановлений як інтервал часу у (2) для базисного набору. Допускається затримки τ_D , які визначаються для кожного чипу як $h_{cj}(t)$, тоді функція часу J чипів:

$$g_{bit}(t) = \sum_{j=1}^J \omega_j \cdot h_{cj}(t - j \cdot \tau_c). \tag{6}$$

Кожний суміжний чип не перекривається у часі, і ω_j – вага чипу і функціональна форма для визначення чипу $h_{cj}(t - j \cdot \tau_c)$ (6). Множина власних носійних частот можлива у кожному чипі, залежно від їх коефіцієнта надбавки. Якщо чип використовує базис (3) тоді:

$$h_{cj}(t - j \cdot \tau_c) = \sum_{m=1}^M b_{jm} \cdot \cos\left(\frac{(2m+1)\pi(t - j\tau_c)}{\tau_c}\right) \cdot \text{rect}\left(\frac{t - j\tau_c}{\tau_c}\right).$$

Час нормований до довжини чипу (рисунок 2), найнижчі й найвищі частоти чипа мають 2,5 і 9,5 циклів, відповідно.

Для того, щоб генерувати необхідний сигнал, прийемо $b_{jm} = 0$ для всіх m , крім $m=MM_j$ де $1 \leq MM_j \leq M$. Тоді

$$h_{cj}(t - j\tau_c) = b_j \cdot \cos\left(\frac{(2MM_j + 1)\pi(t - j\tau_c)}{\tau_c}\right) \cdot \text{rect}\left(\frac{t - j\tau_c}{\tau_c}\right). \tag{7}$$

У формулі (7) кожний чип має єдину носійну частоту $f_{cj} = (2MM_j + 1)/(2\tau_c)$, а $b_j = \pm 1$ – вага чипу. Щоб побудувати бажану функцію часу, використаємо наступне: $b_j = \pm 1$ для всіх j і біта з нульовою носійною $BW_{bit} = j \cdot 2 \cdot \tau_c^{-1}$, що означає, що носійні частоти f_{cj} формують неперервний набір (рисунок 1). Це не потребує, щоб місцева частота суміжних чипів, які являються неперервними за частотою, не переривалася у часі. Фактично, функція часу забезпечує рівень кодування частоти, який дозволяє перемішувати частоти чипу в часі.

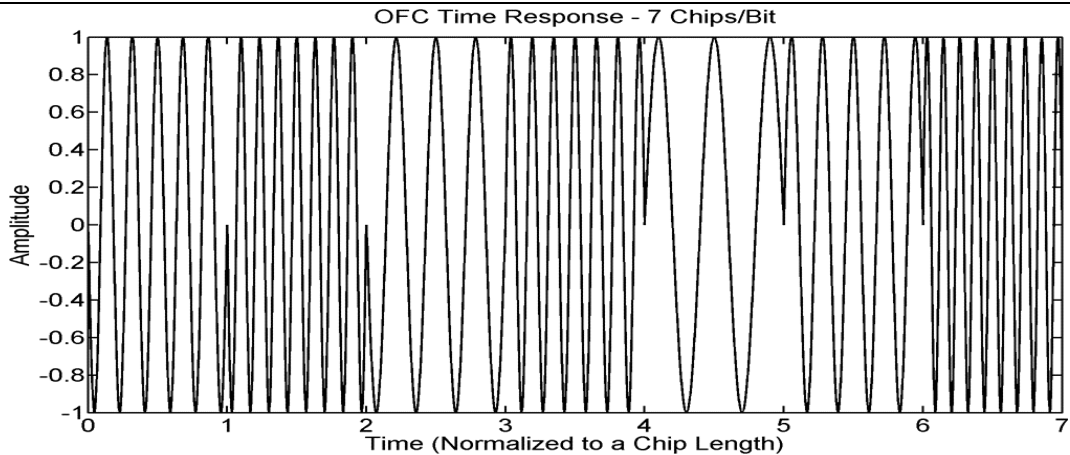


Рис. 2. Приклад семи функцій чипів псевдощумової послідовності використовують базис (3)

Рисунок 2 показує приклад семи послідовностей чипів, де $f_{cm} \neq f_{cn}$ для всіх $m \neq n$, і є ціле число половини довжин хвилі в кожному чипі. Сім частот чипа безперервні за частотою, але не впорядковані за часом, і вага для всіх чипів дорівнює одиниці. Якби частоти чипа впорядковувалися зверху вниз або навпаки, то послідовність часу була відповідною.

Дана послідовність чипу представляє ортогональний код частоти для біта. Якщо є J чипів з різними J частотами на біт, то є $J!$ можливих перестановок частот у межах біта. Сигнал може бути складений з безлічі бітів, кожен біт якого, має одне і те ж саме ортогональне частотне кодування (OFC) або різне OFC.

На додаток до кодування OFC, кожний чип може мати вагу ± 1 , даючи код PN в доповнення до OFC, а саме, PN-OFC. Це не забезпечує ніякої додаткової вигоди обробки, так як немає ніякого збільшення пропускної здатності у часі, але це дійсно забезпечує додаткову розмаїтість коду для тегів.

На рисунку 3 показані відповіді семи чипів для тегу з PN-OFC, PN, і тегів з єдиною носійною, нормованою до одиниці і з ідентичними довжинами імпульсної передатної функції. Єдина носійна є вузькосмуговою і має більшу пікову амплітуду чим PN (-9 dB) і PN-OFC сигналу (-9 dB). Пропускні здатності PN і PN-OFC сигналів в 7 і в 49 разів, більше чим пропускна здатність одиначної носійної частоти, відповідно. Для сигналу PN-OFC спектральна щільність потужності найнижча.

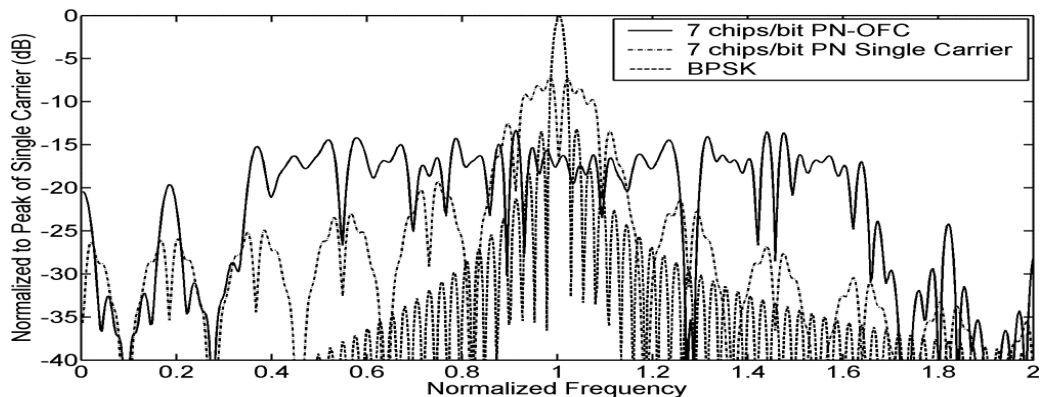


Рис. 3. Спектральна щільність потужності семи тегів з OFC, PN і єдиною носійною

На рисунку 4 представлені функції автокореляції сигналів, використаних у рисунку 3.

Видно, що найбільш вузький пік за часом властивий кореляційній функції при використанні кодованих сигналів PN-OFC.

Це забезпечує значний вигравш під час обробки (PG – processing gain), який визначається відношенням стисненої ширини імпульсу до довжини біта. PG для PN і для OFC сигналів – 7 і 49 разів, відповідно, при цьому PN-OFC забезпечує більш низьку щільність розподілення потужності (PSD – power spectral density), ніж єдина носійна PN і некодовані єдині носійні сигнали рівної амплітуди. У результаті PN-OFC приводить до найбільшого корельованого виводу щодо пікової спектральної потужності.

2.2. Застосування OFC для передачі інформації з ПАХ – тегів. Розглянемо застосування OFC до ПАХ тегів. Використаємо тег, що має частоту 250 МГц, складений з PN закодованого 21 чипа, 7 сигналів OFC з $\tau_c = 0,1$ мс, який використовує 21 відбивач, кожен з яких має власну частоту центра, що залежить від періоду електрода. Припустимо, що відбивачі мають рівний коефіцієнт відбиття, а також прямокутний імпульс відповіді як функцію часу. Конструктивне рішення тегу на ПАХ представлено на рисунку 5 [4].

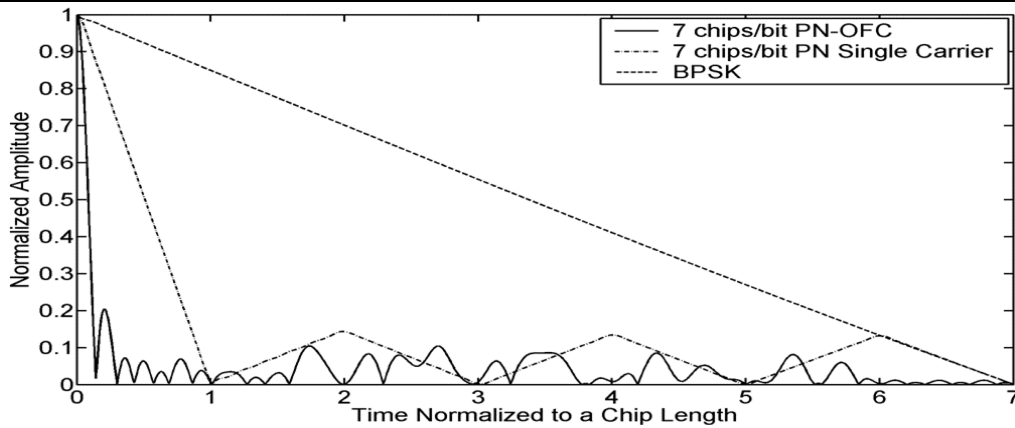


Рис. 4. Часова автокореляція семи чегів з OFC, PN і сдиною носійною

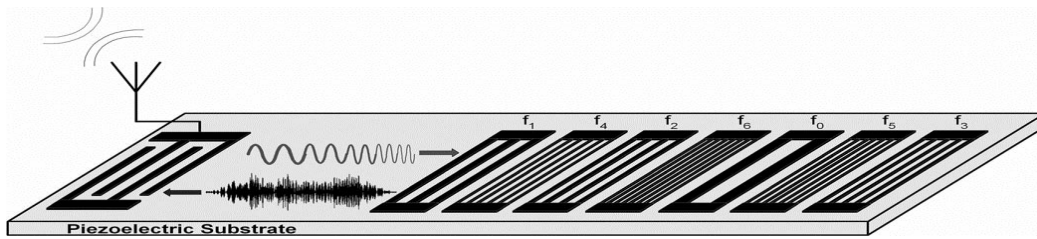


Рис. 5. Схема тегу ПАХ з застосуванням OFC

Вхідний перетворювач є широкосмуговим, і його ефект прийнятий незначним для цього прикладу. Імпульсна передатна функція тегу з OFC має однорідну амплітуду в часі (рисунок 6 (верхній графік)). Блок – діаграма схемного рішення ПАХ прийомо-передавача з використанням OFC наведена на рисунку 7, у якому ПАХ тег опитаний по каналу «вверх» і володіє тією же самою довжиною біта та часовим вікном.

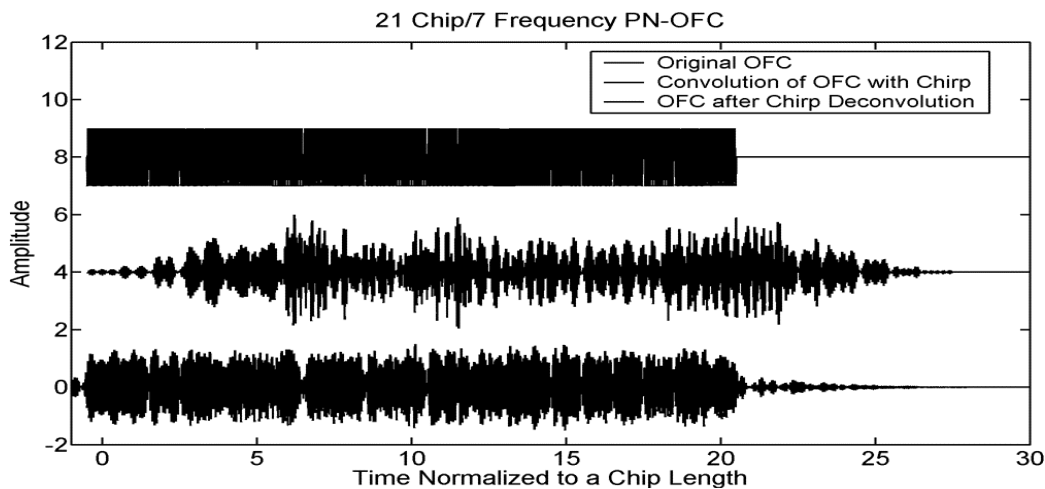


Рис. 6. Види сигналів чегів при різному кодуванні

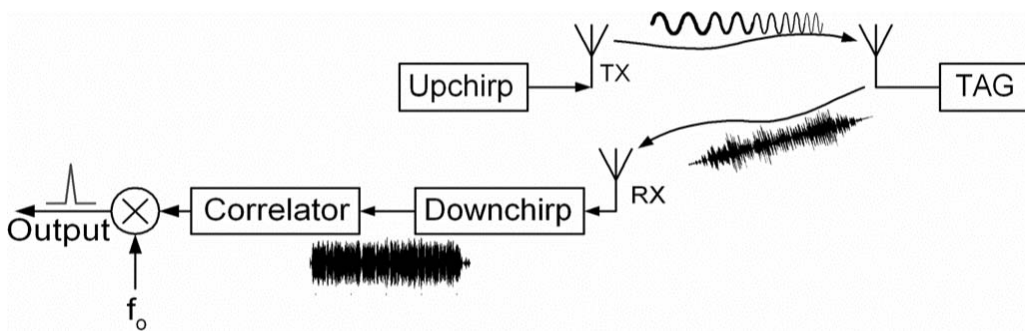


Рис. 7. Блок діаграма ПАХ прийомо-передавача з використанням OFC: Correlator– корелятор; Downchirp– чип "вниз"; Upchirp– чип "вверх"; Tag – тег; Output– вихід

Для даної PSD (Вт/Гц), канал забезпечує збільшену потужність опитування в порівнянні з радіоканалом. Ретрансльований сигнал від тегу – в 28 разів довше через згортання опитування і імпульсної передатної функції тегу (створення подібного до шуму сигналу (рисунок 6 (середній графік)). Відповідь тегу

– спектр вузькосмугового сигналу поширення захищений тому, що чипи мають ортогональні частоти, немає ніякого втручання міжсимвольних бітів, навіть із перекриванням частоти, на відміну від зазвичай власної носійної частоти послідовності PN. У приймачі, сигнал тегу проходить через фільтр, якому відповідає лінійний крок каналу «вниз», що відновлює послідовність коду (рисунок 6 (нижній графік)), де сигнал – знову має приблизно 21 чіп довжини та деяку модуляцію амплітуди через фільтр, якому відповідає.

Тут сигналом є відповідно фільтрований закодований PN OFC сигнал. Створення корельованого стислого імпульсу (рисунок 8 (нижній графік)), який довше на $0,14\tau_c$ чим верхній графік рисунку 8. Приводить до $PG= 49$. Стислі імпульси майже ідентичні, що означає, що фільтр після обробки сигналу опитування, точно відновлює вихідний сигнал тегу й що перевага обробки досягнута.

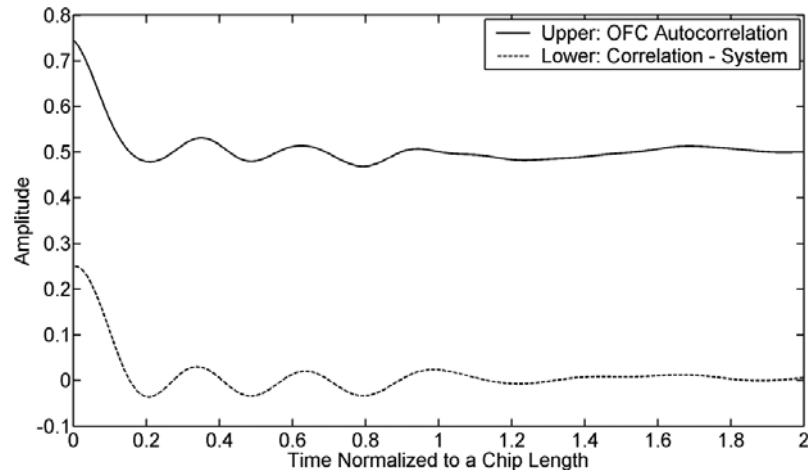


Рис. 8. Автокореляційні функції ідеального (верхній) і реального (нижній) OFC сигналу

На рисунку 9 наведені типова автокореляція (верхній графік) та взаємна кореляція (нижній графік) двох різних кодів PN-OFC з двадцяти одного чипу. Взаємна кореляція бічних пелюстків порівнянна автокореляції бічних пелюстків, що демонструє хороше розмежування між кодами.

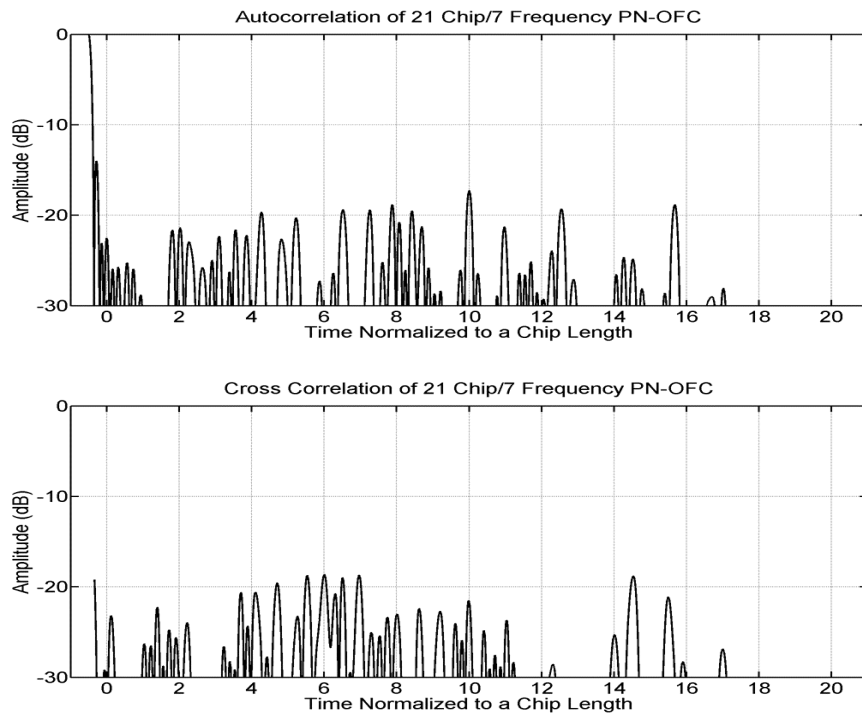


Рис. 9. Автокореляція (верхній графік) та взаємна кореляція двох PN-OFC кодів (сім частот)

Висновок. Використання розширення спектру за допомогою псевдошумових послідовностей (чипових послідовностей) для передавання інформації в системах RFID наряду з частотним ортогональним кодуванням чипових послідовностей отриманих від транспондерів дозволяє приблизно в 49 разів покращити пропускну здатність сигналів тегів. Доведено, що підвищення завадостійкості можливе при використанні мультимедіуму з псевдошумовим та ортогональним частотним кодуванням сигналів. На реальному прикладі отриманих з ПАХ- датчиків в системах RFID можна отримати інформацію практично без помилок та зменшити колізії, що виникають при її зчитуванні.

Література

1. 1.. Дшунян В. Л. Электронная идентификация / В. Л. Дшунян, В. Ф. Шаньгин. – М.: NT Press., 2004. – 695 стр.
2. Finkenzeller RFID Handbook / K. Finkenzeller. – Second edition. John Willey & Sons Ltd., 2003. – 354 p.
3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – 2-е изд. – М.: «Вильямс», 2003. – 1104 с. – илл.
4. Puccio Derek. Radio Frequency Identification / Derek Puccio, C. Donald, Nancy Saldanha, R. Daniel // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, February 2006, vol. 53, № 2, – P. 57– 67.

Надійшла до редакції
20.2.2011 р.

УДК 621.397.13

Л.А. МИХЕЕНКО, С.А. НЕЧИПОРУК

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЦИФРОВОЙ ВИДЕОКАМЕРЫ

В работе приводится разработанная обобщенная структурная схема цифровой видеосистемы и математическая модель ее основной части – цифровой видеокамеры с использованием международного стандарта EMVA 1288.

The paper presents developed generalized block diagram of a digital video system and a mathematical model of its main parts – the digital video camera using the international standard EMVA 1288.

Ключевые слова: цифровая видеокамера (ЦВК), шумовые процессы в ЦВК, чувствительность ЦВК.

Введение

В настоящее время продолжается стремительное развитие цифровой видеоаппаратуры, причем по своим характеристикам любительские камеры приближаются к профессиональным, а профессиональные – к своему теоретическому пределу. Естественно, что при этом существенно повышаются требования к измерительным системам и установкам, с помощью которых производится тестирование и измерение характеристик цифровых видеосистем (ЦВС). Однако, если раньше основное внимание уделялось геометрическим искажениям, контрасту и разрешающей способности, то сейчас разработчиков ЦВС все больше интересуют энергетические характеристики – обнаружительная способность, динамический диапазон, максимальное значение принимаемого сигнала, спектральные характеристики и цветопередача. С наибольшей остротой эти проблемы проявились при проектировании и эксплуатации ЦВС для научных целей – оптико-электронных систем дистанционного зондирования Земли, цифровых микроскопов, систем обнаружения специального назначения [1 – 3]. К сожалению, вопросы измерения энергетических характеристик ЦВС в отечественной литературе отражены недостаточно, и их практическая реализация усложняется отсутствием современных методик тестирования ЦВС и устаревшей метрологической базой.

Целью настоящей работы является построение энергетической модели прецизионной ЦВС с учетом международного стандарта EMVA Standard 1288 [4] и разработка на этой основе требований к измерительной аппаратуре, методам измерения основных параметров ЦВС, рекомендаций по выбору базовых элементов измерительных установок.

Обобщенная структурная схема цифровой видеосистемы

Современная ЦВС представляет собой сложную структуру, включающую системы первичной, промежуточной, и окончательной обработки информации и состоящую как из оптических так и электронных элементов. Ее отличительными особенностями является цифровые методы обработки оптического изображения и комбинированный двумерно-одномерный (временной) способ ее получения, передачи и отображения. Обобщенная структурная схема ЦВС показана на рис. 1.

Ключевым звеном ЦВС является цифровая видеокамера (ЦВК), которая непосредственно принимает оптическое изображение и формирует его первичный цифровой аналог. Очевидно, что основные характеристики и параметры ЦВС закладываются именно в первичном электронном изображении, поэтому в дальнейшем будем рассматривать преимущественно этот этап работы ЦВС и ее соответствующие элементы. На рис. 2 далее подробно показана цифровая видеокамера и указаны основные происходящие в ней процессы.

Первичное преобразование оптического изображения от фотонов к электронам

Общее количество фотонов n_p , поступающих на пиксель в течении экспозиции является стохастической величиной, описываемой распределением Пуассона с параметрами: