

УДК 621.3

А. Я. Кулик, к. т. н., доц.;

А. Є. Шакула

АНАЛІЗ ОРТОГОНАЛЬНИХ КОДОВИХ ПОСЛІДОВНОСТЕЙ, ВИКОРИСТОВУВАНИХ ДЛЯ ОРГАНІЗАЦІЇ ШИРОКОСМУГОВОЇ МОДУЛЯЦІЇ

Проведено аналіз ефективності використання ортогональних послідовностей для широко-смугової модуляції з розрахунками автокореляційних та взаємно кореляційних функцій.

В сучасних системах і мережах передавання дискретної інформації, незалежно від середовища передавання, широко використовуються методи широкосмугової модуляції (OCDM, Orthogonal Code Division Multiplex — широкосмугова модуляція з ортогональним кодовим ущільненням). Прикладом цього можуть виступати системи мобільного зв'язку, комп'ютерні мережі RadioEthernet тощо. Побудова цих систем базується на використанні різних ортогональних кодових послідовностей, причому ефективність експлуатації системи не в останню чергу залежить від виду базової ортогональної функції.

На сьогоднішній день **проблема** полягає в тому, що немає чіткої класифікації використовуваних кодових послідовностей, відсутні чіткі критерії ефективності використання тих чи інших функцій, а внаслідок цього не проводилась оцінка ефективності їх використання під час побудови систем та мереж передавання дискретної інформації. В свою чергу це ускладнює розробку перспективних технічних засобів передавання інформації.

Останнім часом використанню методів широкосмугової модуляції в системах і мережах передавання даних приділяється дуже багато уваги [1—11]. **Аналіз публікацій** показує, що кодові послідовності, які використовуються для розширення смуги частот і утворення широкосмугового сигналу можна розподілити на два основних класи: ортогональні (квазіортогональні) та псевдовипадкові з малим рівнем взаємної кореляції (рис. 1).

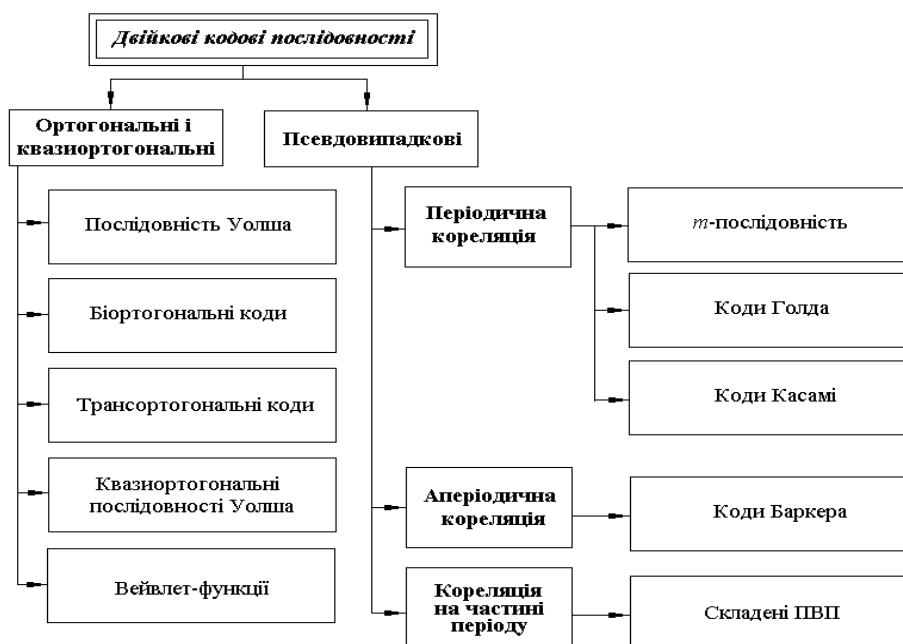


Рис. 1. Класифікація ортогональних послідовностей для утворення широкосмугових сигналів

Сигнали, що надходять на вхід DSSS-приймача, можна вважати білим гаусівським шумом [12] і обробляти за допомогою кореляційних методів. Тому процедура зводиться до пошуку сигналу, максимально корельованого з індивідуальним кодом абонента. Для отримання високоякісного

приймання необхідно, щоб сигнали мали єдиний автокореляційний пік, інакше можлива неправильна синхронізація за бічним піком автокореляційної функції. Виходячи з цього, **основною задачею** є аналіз кореляційних властивостей сигналів, що формуються за допомогою різних послідовностей.

В залежності від способу формування і статистичних властивостей ортогональні кодові послідовності розподіляються на повністю ортогональні та квазіортогональні. Мінімальне значення взаємнокореляційної функції забезпечують коди, у яких коефіцієнти кореляції для будь-яких пар послідовностей негативні (*транспортогональні коди*). Коефіцієнт взаємної кореляції *ортогональних кодів* з нульовим часовим зсувом за визначенням дорівнює нулю. Для реальних систем передавання інформації з точки зору кінцевого результату різниця між послідовностями цих двох видів несуттєва.

Найбільш широке розповсюдження в сучасних інформаційних системах та мережах знайшли ортогональні послідовності, побудовані на функціях Уолша, впорядковані за тим чи іншим алгоритмом [7—11]. Цей спосіб створення сигналів стандартизований за структурою нормативними документами IS-95, IEEE 802.11 та IEEE 802.17 для середовищ передавання з різною природою [1, 10]. Довжина послідовності дорівнює 64 біти. Оскільки впорядкування по секвентах в даному випадку необов'язкове, то частіше використовується впорядкування по матрицях Адамара, як найпростіший в алгоритмічному відношенні метод. Він полягає в тому, що квадратна матриця H_{2n} утворюється з матриці H_n інвертуванням одного елемента

$$H_{2n} = \begin{bmatrix} H_n & H_n \\ H_n & -H_n \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Транспортогональний код також можна утворити з попереднього, викресливши з матриці Адамара перший рядок, який вміщує всі одиниці [1, 10]. Тоді для двох будь-яких послідовностей кількість незбігів символів перевищує кількість їх збігів на одиницю, тобто

$$\rho_{i,j} = -\frac{1}{n-1}, \quad (2)$$

отже коефіцієнт кореляції негативний.

Біортогональний код [1] утворюється з ортогонального коду додаванням його інверсних значень. При цьому розрізнявальна здатність системи у відношенні до абонентських пунктів збільшується вдвічі без порушення основної умови призначення коду.

Для утворення ширококутового сигналу можна використати також і квазіортогональні послідовності. Один з алгоритмів [1, 10] передбачає створення квазіортогонального коду шляхом множення послідовностей Уолша на спеціальну маскувальну функцію. Він дозволяє за допомогою однієї такої функції отримати набір квазіортогональних послідовностей (QOPS). За допомогою ансамблю кодів Уолша довжиною 2^n та m маскувальних функцій можна утворити

$$N_{QOPS} = (m + 1)2^n \quad (3)$$

послідовностей такого типу.

Одним з найвідоміших сигналів, які використовуються в системах DSSS є кодові послідовності максимальної довжини або М-послідовності [1, 7, 8, 10]. Період повторення всієї послідовності в такому випадку значно перевищує найбільший інтервал між імпульсами. Для М-послідовностей із заданою кількістю розрядів регістра для їх формування використовується максимальний період повторення. Псевдовипадкова цифрова послідовність найчастіше формується за допомогою послідовних регістрів зсуву, охоплених багатопетльовим лінійним зворотним зв'язком. Регістр із певною кількістю розрядів може синтезувати декілька видів псевдовипадкових цифрових послідовностей в залежності від структури зворотного зв'язку. З усіх таких послідовностей М-послідовності мають максимальну кількість символів на період повторення кодової комбінації, оскільки вони вміщують в собі всі стани регістра, крім нульового. Саме це, разом з простотою реалізації забезпечило їх широке розповсюдження. Але, обмежена кількість розрядів регістра зсуву і, внаслідок цього, обмежена кількість можливих варіантів структур (утворювальних поліномів) визначає малу кількість послідовностей.

М-послідовність двійкових символів, що формується за допомогою N -розрядного регістра зсуву, вміщує $(2N - 1)$ комбінацій станів регістра в одному періоді, тривалість якого дорівнює

$$T_{MN} = (2^N - 1) T_0 = \frac{2^N - 1}{f_0}, \quad (4)$$

де $f_0 = 1/T_0$ — тактова частота перетворення.

В зв'язку з періодичністю М-последовностей спектр відповідного сигналу дискретний, інтервал між сусідніми складовими якого становить

$$\Delta f_{MN} = \frac{1}{T_N} = \frac{f_0}{2^N - 1}. \quad (5)$$

З останньої формули видно, що дискретність спектра можна зробити якою завгодно малою, але неперервного спектра досягти неможливо, що є певним недоліком цього методу. В сучасних умовах вони використовуються в системах глобальної навігації GPS [10]. Автокореляційна функція М-последовностей показує складність їх використання (рис. 2), а взаємкореляційна функція має декілька бічних піків, завдяки чому їх використання ускладнюється (рис. 3).

Можливість адаптації систем з кодовим розподілом каналів до різних швидкостей передавання за-

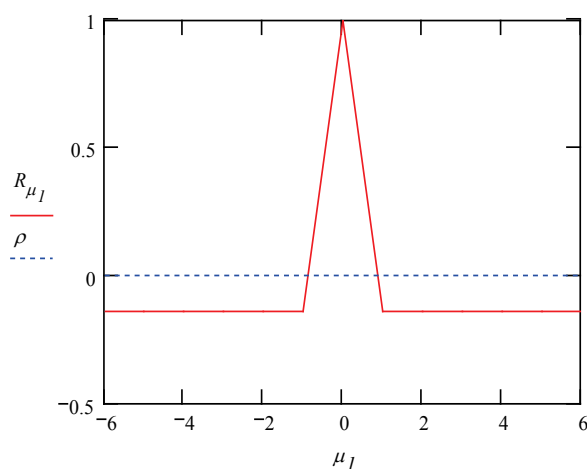


Рис. 2. Автокореляційна функція М-последовності

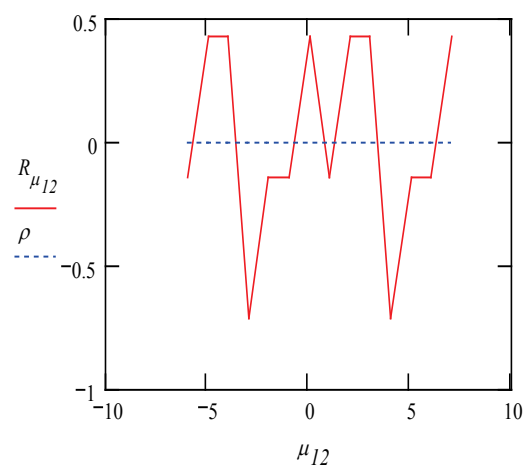


Рис. 3. Взаємкореляційна функція М-последовності

безпечується використанням спеціальних ортогональних последовностей зі змінним коефіцієнтом розширення спектра [1, 3], які називаються кодами змінної довжини (OVSF — Orthogonal Variable Spreading Factor). З цією метою використовують коди Голда [1, 10], які формуються за допомогою простого генератора із двома регістрами зсуву однакової розрядності, що дозволяє крім двох початкових М-последовностей згенерувати ще N последовностей довжиною $(2^N - 1)$, що значно розширює кількість генерованих кодових последовностей. Останнім часом последовності Голда також почали використовувати в системах глобальної навігації GPS [10].

Кодові последовності Касамі [1] реалізуються за допомогою трьох последовно увімкнених регістрів зсуву з різними зворотними зв'язками, кожний з яких формує власну М-последовність. Вони знайшли обмежене використання.

Псевдовипадкові последовності з малим значенням автокореляційної функції спроможні забезпечити синхронізацію сигналів, що передаються і приймаються за короткий проміжок часу, який приблизно дорівнює тривалості самої последовності. З таких последовностей найбільш відомі коди Баркера [1, 10]. Вони використовуються для передавання сигналів широкосмугової модуляції на високих швидкостях. Ці коди за кореляційними властивостями значно кращі від коротких М-последовностей (рис. 4—6), але не можуть розподіляти абонентів за кодовим методом. На рисунку 5 поданий розподіл автокореляційних функцій, а на рис. 6 — взаємкореляційних функцій в залежності від довжини кодової последовності N та зсуву в часі n .

Останнім часом з'явилися публікації щодо використання для кодового розподілу каналів зв'язку вейвлет-функцій [13].

Крім вищезгаданих можуть також бути використані коди Уїлларда та послідовності Діджилок та Стиффлера [10], але інформація про них дуже обмежена.

Таким чином, найбільш поширеними є пристрої з використанням функцій Уолша, які мають ряд переваг перед іншими. Ці функції ортогональні, що передбачає кодовий розподіл абонентів мережі зв'язку і їх незалежний обмін інформацією. Функції Уолша достатньо глибоко досліджені теоретично і доведено, що їх спектр інваріантний до циклічного зсуву цифрових сигналів.

Для них розроблені і широко використовуються алгоритми швидкого перетворення.

Використання в техніці зв'язку цих функцій обумовлено багаторічним розробленням як математи-

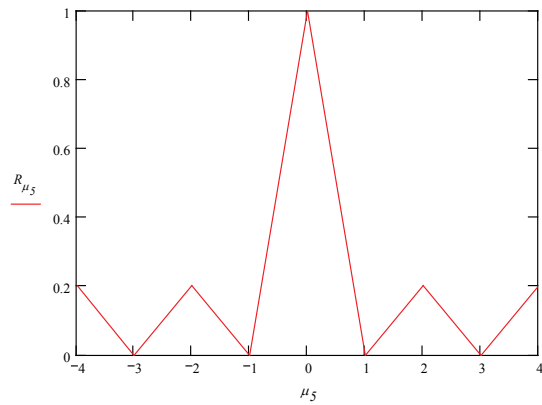


Рис. 4. Автокореляційна функція однієї з послідовностей коду Баркера

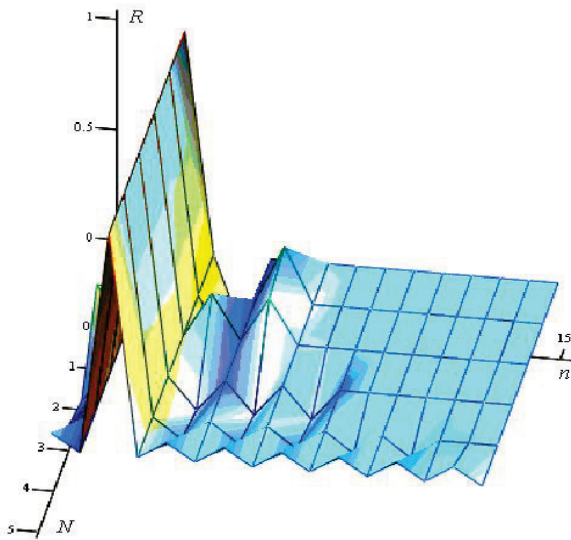


Рис. 5. Автокореляційні функції послідовностей коду Баркера

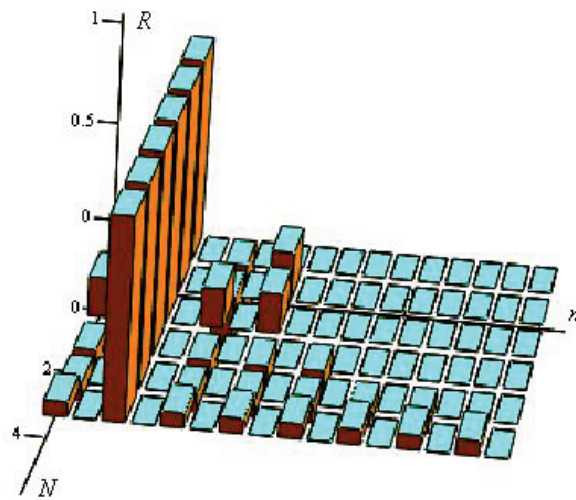


Рис. 6. Взаємкореляційні функції послідовностей коду Баркера

чного апарату так і обладнанням для реалізації необхідних модулів протягом багатьох років. Кореляційні функції для них зображені на рис. 7—9.

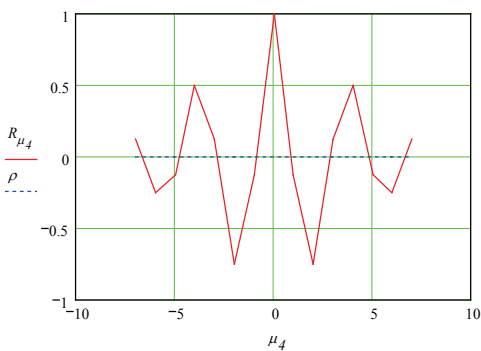


Рис. 7. Автокореляційна функція однієї з послідовностей Уолша-Адамара

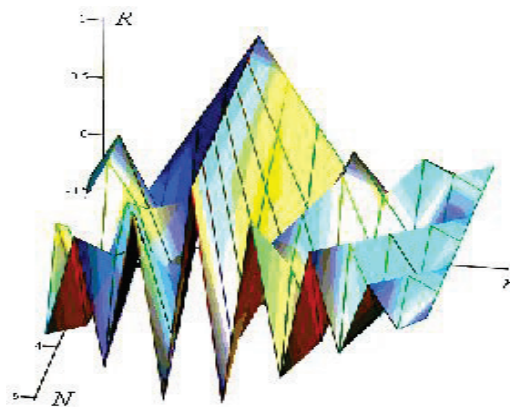


Рис. 8. Автокореляційні функції послідовностей Уолша-Адамара

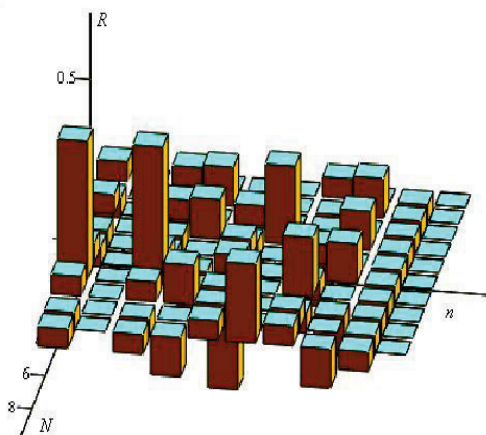


Рис. 9. Взаємнокореляційні функції послідовностей Хаара

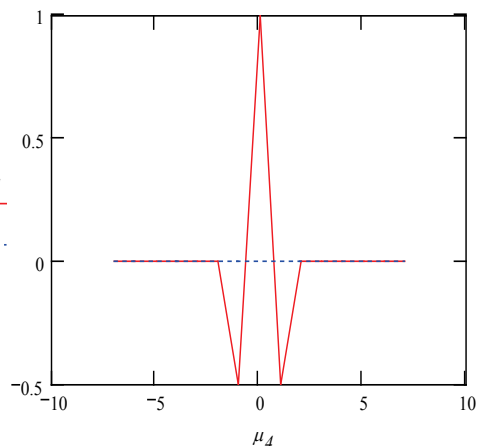


Рис. 10. Автокореляційна функція однієї з послідовностей Уолша-Адамара

Перспективнішими на сьогоднішній день здаються вейвлети, одним з представників яких є функції Хаара. Їх кореляційні функції зображені на рис. 10—12. Крім вже згаданих переваг, наведених для функцій Уолша, вони мають хорошу частотно-часову локалізацію.

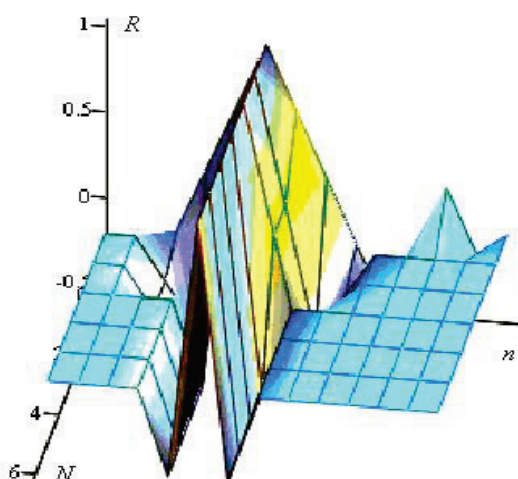


Рис. 11. Автокореляційні функції послідовностей Хаара

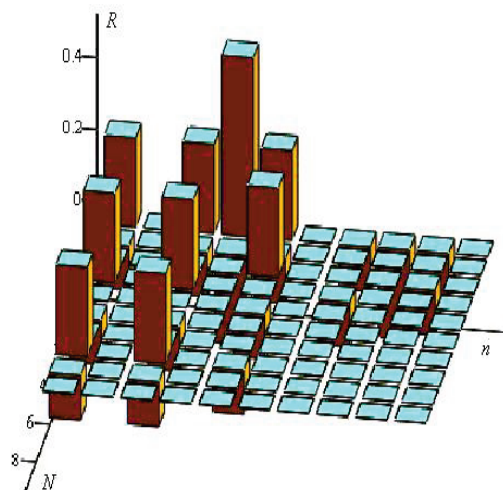


Рис. 12. Взаємнокореляційні функції послідовностей Хаара

Певні спроби локалізувати в часі функції Уолша (за аналогією з локалізацією рядів Фур'є) і використати їх для цифрового оброблення сигналів робились, але значного ефекту ці спроби не дали. Разом з тим, вейлет-функції природно локалізовані за частотою і часом [14—16], тому у штучній їх локалізації немає необхідності, а їх використання для цифрового оброблення сигналів переживає бурхливий розвиток.

Крім цього, використання функцій Уолша для побудови приймальних пристроїв вимагає розроблення і налагодження значно більшої кількості фільтрів ніж у випадку використання вейлет-функцій. Тому побудова пристроїв в базисі цього класу функцій здається дуже перспективною.

Висновки

Проведений аналіз кореляційних властивостей різноманітних функцій, що використовуються для організації широкопasmової модуляції показав ефективність і перспективність використання вейлет-функцій, що в свою чергу ставить задачу розроблення технічних засобів для побудови засобів передавання інформації.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Боровков К. В., Малыгин И. В. Перспективные способы модуляции в широкополосных системах передачи данных // Технологии и средства связи. — 1998. — № 5. — <http://www.int14.by.ru/doc/telecom/mod.htm>
2. Литюк В. И., Жуков В. М., Жуков А. В. Выбор структуры частотно-временного сигнала подвижной радиосвязи // Труды 5-й Междунар. конф. «Цифровая обработка сигналов и её применение» (DSPA-2003). — С.-Пб. — 2003. — <http://www.autex.spb.ru>
3. Смирнов Н. И., Георгадзе С. Ф. Синхронное кодовое разделение абонентских станций: перспективное поколение персональных систем связи // Технологии и средства связи. — 1998. — № 4. — С. 58 — 62.
4. Прозоров Д. Е., Медведева Е. В. Метод кодовой синхронизации в цифровых системах связи с многостанционным доступом // Труды 5-й Междунар. конф. «Цифровая обработка сигналов и её применение» (DSPA-2003). — С.-Пб, 2003. — <http://www.autex.spb.ru>
5. Залманзон Л. А. Преобразования Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи и других областях. — М.: Наука, 1989. — 496 с.
6. Гряник М., Фролов В. Принципы построения сетей CDMA // Телеком. — 1999. — № 11. — <http://www.telecom.media.com.ua/telecom/01-2000/013.htm>
7. Невдяев Л. CDMA: сигналы и их свойства // Сети. — 2000. — № 11. — <http://www.osp.ru/nets/2000/11/022.htm>
8. Невдяев Л. CDMA: расширение спектра // Сети. — 2000. — № 5. — <http://www.osp.ru.nets/2000/05/058.htm>
9. Петренко И. И., Убайдуллаев Р. Р. Пассивные оптические сети PON // Lightwave. — 2004. — № 1. — С. 22 — 28.
10. Малыгин И. В. Коды, коды, коды... // Технологии и средства связи. — 1999. — № 3. — <http://www.institute.ru/common/stattiyi/statya3/statya3.shtml>
11. Harmuth H. F. Applications of Walsh function in communications // IEEE Spectrum. — 1969. — Nov. — P. 82 — 91.
12. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. — М.: Радио и связь, 1985. — 384 с.
13. Грибунин В. Г. Применение вейвлетов в связи // <http://www.math.spbu.ru/user/dmp/reports/12.html>
14. Астафьева Н. М. Вейвлет-анализ: основы теории и примеры применения // Успехи физических наук. — 1996. — Т. 166. — № 11. — С. 1145 — 1170.
15. Дрёмин И. М., Иванов О. В., Нечитайло В. А. Вейвлеты и их использование // Успехи физических наук. — 2001. — Т. 171. — № 5. — С. 465 — 501.
16. Илюшин Я. А. Теория и применение вейвлет-анализа. — <http://atm563.phys.msu.ru/Ilyushin/wavelet/wavelet.htm>

Рекомендована кафедрою автоматичної та інформаційно-виміральної техніки

Надійшла до редакції 2.12.04
Рекомендована до друку 15.12.04

Кулик Анатолій Ярославович — доцент кафедри комп'ютерних систем управління.

Вінницький національний технічний університет

Шаула Анатолій Євгенович — директор фірми «Інтехсервіс-В», м. Вінниця