

ЦИФРОВИЙ АДАПТИВНИЙ ЕКВАЛАЙЗЕР

© Березко Л.О., Троценко В.В., 2007

Запропоновано розроблену мовою MatLab і досліджену модель цифрового еквалайзингу з адаптивним фільтром на основі методу мінімуму середньоквадратичної помилки. Відповідний еквалайзер імплементовано до ПЛІС.

MatLab models for digital equalizing with adaptive least mean square filter was synthesized. Equalizer was implemented into FPGA.

Постановка проблеми та її зв'язок з важливими науковими завданнями. У разі пересилання символів каналом зв'язку з частотною дисперсією різні часові затримки різних частотних складових обумовлюють взаємне “наповзання” сусідніх символів. Цей негативний ефект, що викликає помилки при пересиланні символів, називають міжсимвольною інтерференцією (ПСІ). ПСІ притамана радіорелейним та іншим лініям зв'язку і має усуватися адаптивними еквалайзерами.

Задача еквалайзинга [1; 2] полягає в синтезі і застосуванні такого компенсуючого фільтра, що пом'якшує негативний вплив ПСІ і інших джерел спотворень сигналу. Іншими словами, згортка імпульсних перехідних характеристик каналу і фільтра еквалайзера повинні надавати одиницю на центральному відводі багатовідводної лінії затримки, яку містить СІХ фільтр, і нулі на всіх інших точках, де діє згортка. Існують два методи обчислення коефіцієнтів фільтра-еквалайзера: автоматичний синтез і адаптація.

Під час автоматичного синтезу еквалайзер порівнює в часовій області прийнятий (спотворений дією ПСІ) сигнал з відомим (тренувальним) сигналом. Виробляється сигнал помилки. Він бере участь в обчисленні (оберненого щодо каналу) фільтра-еквалайзера. Саме так, винятково в часовій області, діють еквалайзери на основі методу найменших квадратів (МНК).

Іншим методом синтезу фільтра є адаптація. Тут еквалайзер намагається мінімізувати сигнал помилки між виходом еквалайзера і оцінкою надісланого сигналу, яку обчислює пристрій прийняття рішення. Отож, фільтр еквалайзера видає вибірку, а передбачувач (як правило, на основі малорівневого слайсера) обраховує на основі вибірки значення, яке найімовірніше пересилалося. При цьому логіка адаптації намагається мінімізувати різницю між вибіркою і обрахованим передбаченням, виходячи з апріорних знань про допустимі рівні сигналу.

Головний недолік автоматичного синтезу полягає в необхідності пересилати каналом надлишкову тренувальну послідовність символів, яка за довжиною має перевищувати довжину фільтра. Але адаптація неспроможна відпрацювати різкі зміни. Тому автоматичний синтез використовують на самому початку, коли треба адаптуватися до нового каналу. Після того, як коефіцієнти фільтра збіглися, переходять до адаптації, аби зберегти функційність в стаціонарному режимі, за умови малих змін каналних реакцій у реальному часі.

Еквалайзинг за методом мінімуму середньоквадратичної помилки (МСКП) є поширеним в автоматичному синтезі. Ваги фільтра в МСКП змінюються від нуля поступово, аби змусити фільтр рухатися в напрямку мінімізації розбіжності між прийнятим і вирівненим еквалайзингом сигналом та його взірцем, який є відомим. Важливо, що на відміну від інших методів, в МСКП змінюють лише один параметр, яким є крок адаптації μ . В ітеративному МСКП процесі всі ваги відводів фільтра уточнюють на кожному інтервалі вибірки символу за допомогою тренувальної послідовності. Фільтр з високою імовірністю досягає стану, де мінімізовано середньоквадратичну помилку між вирівненим сигналом та його взірцем. Ясно, що вибір кроку μ обумовлює компроміс між швидкістю процесу збігу коефіцієнтів фільтра і залишковою помилкою. При

цьому великий крок ти пришвидшує збіг, але спричиняє відчутні залишкові стрибки навколо недосяжного оптимального стану.

Далі розглядаємо DFE (decision feedback equalizer) еквалайзери, що мають багатовідводні лінії затримки в прямому каналі і в каналі оберненого зв'язку. Вони є нелінійними і використовують ту ідею, що за умови правильного розпізнавання прийнятого символу можна послабити вплив згенерованої ним ПСІ на майбутні прийняті символи.

Постановка задачі. Потрібно синтезувати високорівневі моделі цифрового адаптивного DFE еквалайзінга, аби при існуючих сигналах, завадах і каналах досягти цільових технічних характеристик реальних еквалайзерів і демодуляторів, що їх використовують. Також необхідно надати практично значимі рекомендації щодо раціональної техніки апаратної реалізації цих складних пристроїв на сучасній комп'ютерній елементній базі.

Моделі і результати моделювання. Збіг значень коефіцієнтів адаптивного МСКП фільтра демонструють подані на рис. 1 результати моделювання в системі комп'ютерної математики (СКМ) MatLab [3]. Тут наведено залежність досягнутого рівня помилки розпізнавання символу від довжини тренувальної послідовності.

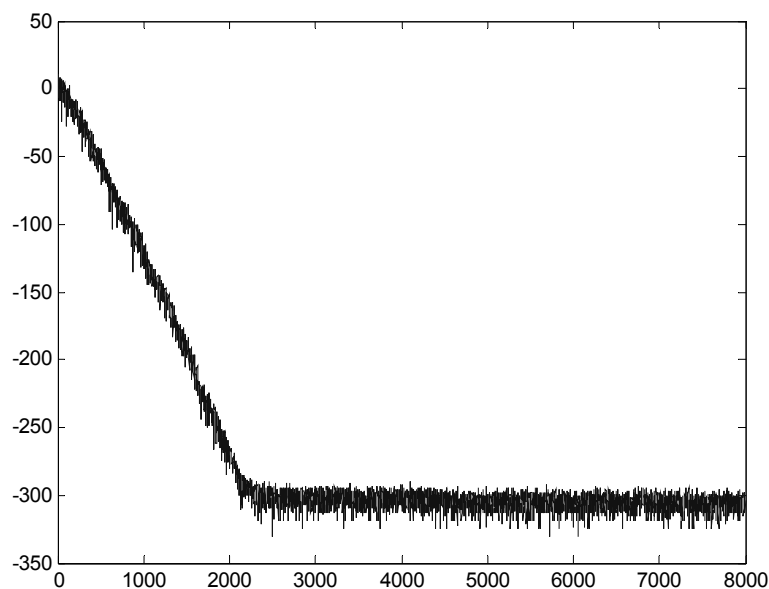


Рис. 1. Залежність помилки від довжини тренувальної послідовності

Моделювання в СКМ MatLab системи, що містить дисперсійний канал і адаптивний фільтр на основі методу найменших квадратів, дало результати, показані на рис. 2. Тут на джерельний сигнал (друга згори діаграма), що пересилається каналом, діє ПСІ і адитивний білий шум (верхня діаграма). Адаптивний фільтр має два входи. На один вхід надходить спотворений ПСІ і адитивним білим шумом прийнятий сигнал (верхня діаграма), на другий вхід – сигнал помилки, що є різницею поміж прийнятим (верхня діаграма) і бажаним (наступна діаграма) сигналами. Середньоквадратичну помилку подає нижня діаграма. Видно, що вихід фільтра (сигнал після еквалайзінга) є відновленим сигналом, де практично усунуто дію завад.

Після старту в системі спочатку виникає перехідний стан. Він містить етап автоматичного синтезу, що супроводжується значними змінами вагових коефіцієнтів адаптивного фільтра (від нульового стартового значення) і великою помилкою. Згодом виникає стаціонарний стан, коли неперервно діюча адаптація викликає лише незначні зміни ваг (рис. 3) і частотної характеристики фільтра (рис. 4) та малі помилки.

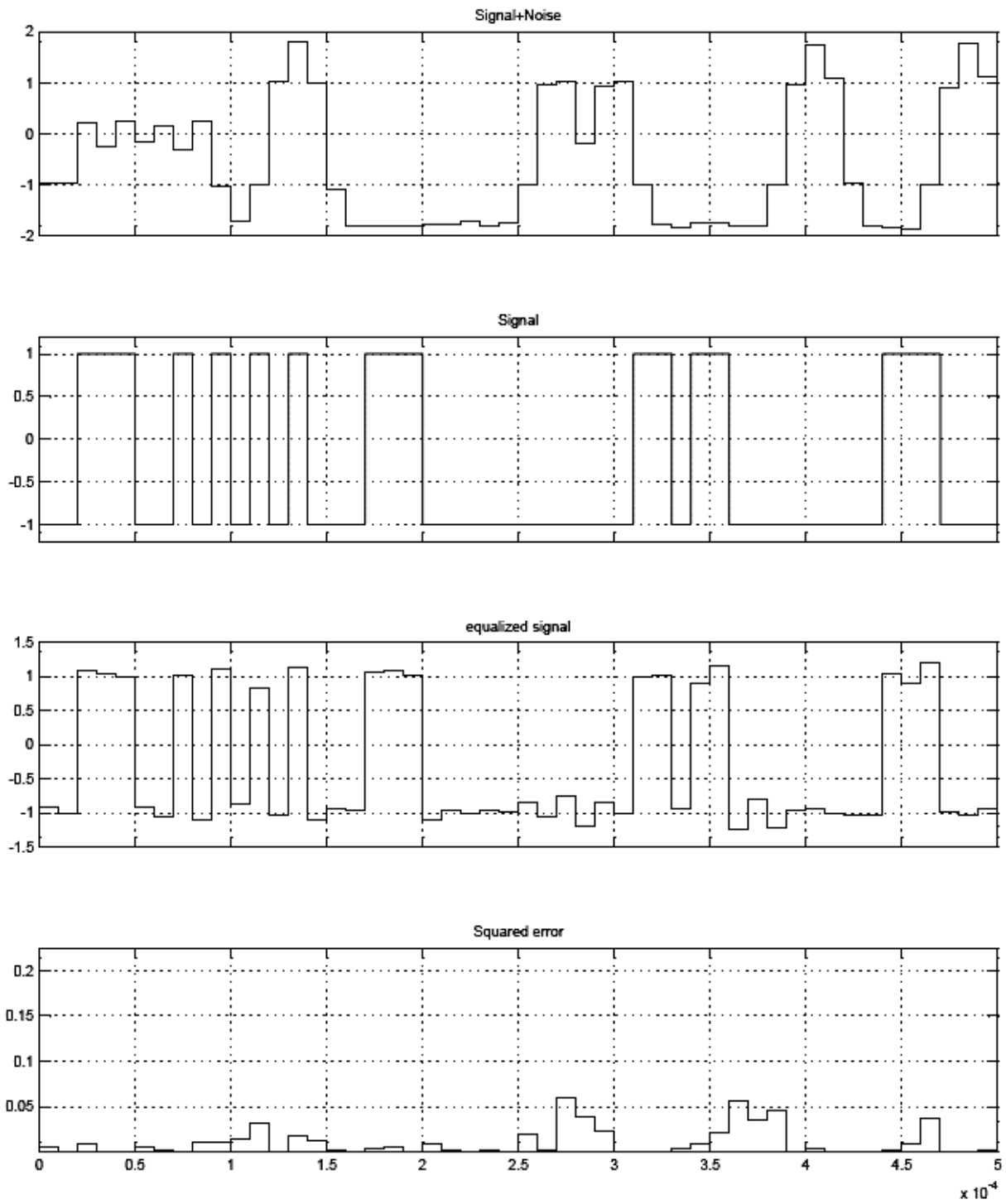


Рис. 2. Еквалайзинг на основі адаптивного фільтра

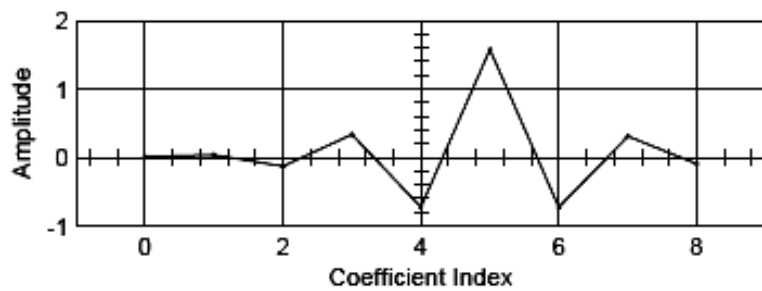


Рис. 3. Змінні вагові коефіцієнти адаптивного фільтра (миттєве фото)

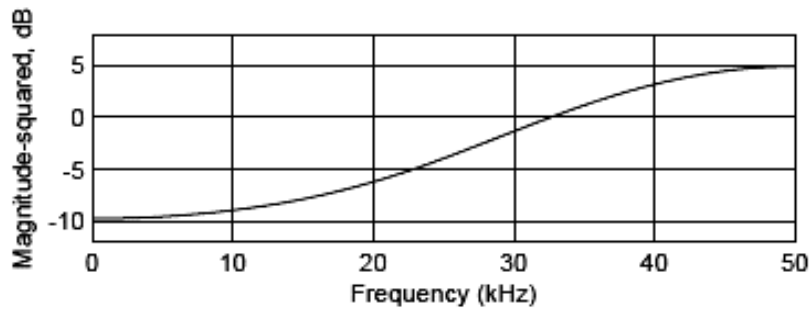


Рис. 4. Змінна частотна характеристика адаптивного фільтра (миттєве фото)

У стаціонарному стані система еквайзинга відновлює спотворений сигнал навіть за умови незначних змін характеристик каналу і шуму.

Основна задача моделювання полягала в дослідженні ефективності еквайзингу для цифрових каналів зв'язку з різними типами маніпуляцій, що і було зроблено. Подамо основний фрагмент MatLab моделі для каналу зв'язку з квадратурною амплітудно-імпульсною 16-точковою маніпуляцією і DFE еквайзером.

```

%          Параметри і сигнали
M = 16; % Розмір абетки амплітудної маніпуляції
msg = randint(1500,1,M); % Випадкове повідомлення
modmsg = qammod(msg,M); % Маніпуляція на основі QAM.
trainlen = 500; % Довжина тренувальної послідовності
%chan = [.986; .845; .237; .123+.31i]; % Коефіцієнти каналу
chan = [1 0.45 0.3+0.2i]; % Коефіцієнти каналу

filtmsg = filter(chan,1,modmsg); % Уведення каналних спотворень
%          Вирівнювання (еквайзинг) прийнятого сигналу
eq1 = dfe(4,4,lms(0.0078125)); % Уведення DFE МНК еквайзера
eq1.SigConst = qammod([0:M-1],M); % Сигнальне сузір'я
[symbolest,yd]=equalize(eq1,filtmsg,modmsg(1:trainlen)); % Вирівнювання
%          Обчислення інтенсивності помилок з еквайзингом і без нього
demodmsg_noeq = qamdemod(filtmsg,M); % Демодуляція сирого сигналу
demodmsg = qamdemod(yd,M); % Демодуляція вирівненого сигналу
[nnoeq,rnoeq] = symerr(demodmsg_noeq(trainlen+1:end),...
    msg(trainlen+1:end));
[neq,req] = symerr(demodmsg(trainlen+1:end),...
    msg(trainlen+1:end));

```

Моделюванням отримано, що інтенсивність помилок символів з вирівнюванням еквайзером DFE 4/4 (число відводів в прямій і зворотній лініях затримки) і без нього становила відповідно 0 і 0.6290. Це є прийнятним. Результати моделювання подані на рис. 5, де зображено ідеальні, прийняті і вирівнені сигнальні сузір'я.

Реалізація. Розроблені моделі виявилися практично значимими. По-перше, вони дали змогу дослідити вплив змін характеристик і параметрів сигналів, каналів і демодуляторів з цифровими еквайзерами. По-друге, синтезатор Xilinx AccelDSP [4], що інтегрується з СКМ MatLab на рівні моделювання та з САПР Xilinx ISE на рівні імплементування, виходячи з моделі, забезпечив автоматичну імплементування демодулятора QAM16 з адаптивним еквайзером (розмір LMS = 4; $\mu = 2^{-7}$) до цільової ПЛІС Virtex-4.

У табл. 1 та 2 вміщено отримані технічні характеристики імплементування демодулятора до ПЛІС Xilinx Virtex-4, яка описана в [5].

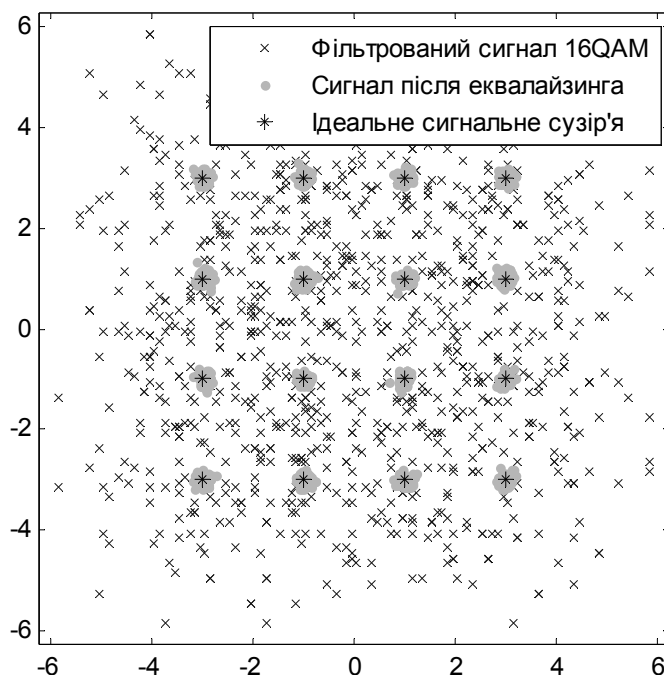


Рис. 5. Сигнальне сузір'я та діаграми розкиду прийнятого і вирівненого сигналів

Таблиця 1

Склад вузлів демодулятора за результатами RTL VHDL синтезу

ПЛІС Xilinx xc4vsx35-fff668-12		
Тип вузла	Кількість вузлів	Характеристика
Постійна пам'ять	8	64x18 бітів
Апаратні перемножувачі	54	від 10x12 до 16x32 бітів
Суматори	71	від 10 до 49 бітів
Регістри	73	від 14 до 35 бітів
Компаратори	6	24 біти
Мультиплексори	2	40 бітів, 4 в 1

Таблиця 2

Утилізація в проєкті апаратних ресурсів цільової ПЛІС Virtex-4

Тип ресурсу	Утилізація ресурсів	Відсоток утилізації, %
Кількість слайсів	1901 від загалу 15360	12
Кількість блоків введення/виведення	298 від загалу 448	66
Кількість буферів BUFG	1 від загалу 32	3
Кількість функційних блоків DSP48s	91 від загалу 192	47
Разом вентилів на проєкт	38674	

Частота тактування дорівнює 22 МГц. Частота входних вибірок є 5,5 мільйонів за секунду. Результат імплементування до цільової ПЛІС верифіковано на рівні вентилів (безпосередньо з оболонки AccelDSP засобами симулятора ModelSim XE).

Висновки. 1. Метод адаптивного цифрового еквалайзинга ефективно послаблює вплив поміж-символьної інтерференції в комунікаційних системах.

2. На першому етапі розроблення поведінку адаптивного еквалайзера потрібно моделювати так, аби раціонально вибрати параметри і досягнути заданих цільових характеристик. Як засіб системного моделювання зручно використати систему комп'ютерної математики MatLab.

3. Наступним етапом налаштовану і верифіковану засобами MatLab модель можна автоматично імплементувати до цільової ПЛІС засобами синтезатора Xilinx AccelDSP та інтегрованої з ним САПР Xilinx ISE. Отож, розроблення апаратних засобів адаптивного еквалайзінга ефективно автоматизується, що прискорює процес і покращує отримані технічні характеристики розробки.

1. Adaptive Equalization System for Data Transmission over Coaxial Cables Jasmine Sai-Ying Cheng A Thesis submitted in conformity with the requirements Department of Electrical and Computer Engineering University of Toronto 1998 Canada National Library Bibliographic Services services bibliographiques, 395 Wellington Street 395. rue Wellington Ottawa ON K1A 0N4. 138 p.2. Haykin, S., Adaptive Filter Theory, Third Ed., Prentice Hall, 1996. 989 p.3. Communications Toolbox User's Guide. The MathWorks, Inc. 2006. 824p.4. AccelDSP Synthesis Tool. User Guide. Release 9.1.01. Xilinx Corp. March, 2007. 228 p. 5. DSP: Designing for Optimal Results High-Performance DSP Using Virtex-4 FPGAs. Xilinx, 2005, 116 p.

УДК 004.383

В.С. Глухов

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра електронних обчислювальних машин

ВДОСКОНАЛЕННЯ АЛГОРИТМУ ОБЧИСЛЕННЯ ОБЕРНЕНОГО ЕЛЕМЕНТА $GF(2^m)$ В НОРМАЛЬНОМУ БАЗИСІ

© Глухов В.С., 2007

Описано вдосконалення методу Іто–Тічей–Цудзії (Itoh, Teechai, and Tsujii) знаходження оберненого елемента поля Галуа $GF(2^m)$ в оптимальному нормальному базисі. Вдосконалення полягає у зменшенні часу виконання послідовності операцій піднесення до квадрата.

The paper describes Itoh, Teechai, and Tsujii method of $GF(2^m)$ inverse element calculation improvement in optimal normal base. The improvement minimizes the number of squaring.

Вступ. Сучасні стандарти для роботи з цифровими підписами [1, 2] ґрунтуються на використанні полів Галуа та еліптичних кривих.

Елементи $\{\theta, \theta^2, \theta^{2^2}, \dots, \theta^{2^{m-1}}\}$ основного поля Галуа $GF(2^m)$ утворюють нормальний базис (θ – корені полінома p , що утворює поле). Усі інші елементи основного поля Галуа $GF(2^m)$ можуть бути представлені у нормальному базисі (у вигляді $a_0\theta + a_1\theta^2 + a_2\theta^{2^2} + \dots + a_{m-1}\theta^{2^{m-1}}$), де a_i – двійкові розряди ($i = 0, 1, \dots, m-1$).

Для обчислення оберненого елемента в оптимальному нормальному базисі використовується алгоритм Іто–Тічей–Цудзії (Itoh, Teechai, and Tsujii) [3].

Недоліком алгоритму є велика кількість операцій піднесення до квадрата. У нормальному базисі піднесення до квадрата виконується як циклічний зсув елемента на один двійковий розряд праворуч. У роботі пропонується використовувати зсуви на багато розрядів. Також наведений приклад визначення кількості розрядів, на які треба здійснювати багаторозрядні зсуви для поля Галуа $GF(2^{173})$.

Аналіз публікацій і окреслення проблеми. Для обчислення оберненого елемента в оптимальному нормальному базисі використовується формула: $x^{-1} = x^{2^m-2} = x^{2(2^{m-1}-1)}$, $x \neq 0$. Для обчислення $x^{2^m-2} = x^{2(2^{m-1}-1)}$ існує ефективний алгоритм Іто–Тічей–Цудзії (Itoh, Teechai, and Tsujii) [3]: