

Egalizarea adaptiva

Oana BOICEAN
Florin CIOCAN

1. Filtre adaptive liniare	3
2. Aplicatii specifice	7
3. Tehnici de egalizare in comunicatii	10
3.1 Efectele Interferentelor Inter-Simbol (ISI)	10
3.2 Egalizatoarele liniare si egalizatoarele cu feedback la decizie	11
3.3 Egalizatoarele spatiate fractional	12
3.4 Impactele comerciale ale egalizarii	12
3.5 Egalizarea Kromos	13
4. Egalizarea adaptiva pentru ATM fara fir (radio)	14
4.1 Introducere	14
4.2 Modele de canal	15
4.3 Structurile egalizatorului	16
4.3.1 Comparatii	16
4.4 Algoritmi adaptivi	20
4.5 Implementare algoritmului Least Square	22
4.6 Concluzii	23
5. Egalizarea adaptivă a canalelor cu intrări și ieșiri multiple MIMO	24
5.1 Modelul canalului	24
5.2 Egalizarea adaptivă cu decizie ‘Feedback’	25
5.2.1 Metoda celor mai mici pătrate(LS)	25
5.2.2 Metoda recursivă modificată a celor mai mici pătrate	27
5.3 Rezultatele simulării	27
6. Egalizarea adaptivă coruptă de interferențele neliniare	29
6.1 Metoda ICAEQ (Interference Contaminated Adaptive Equalization)	29
6.2 Canale alternativ WF	30
6.3 Metoda filtrării Wiener	31
6.4 Rezultatele NLMS	32
7. Egalizarea de canal asistată	35
8. Simularea egalizorului asistat pentru transmisiuni 4-PAM	38
9. Egalizarea oarbă de canal	42
10. Bibliografie	46

1. Filtre adaptive liniare

Din punctul de vedere al teoriei sistemelor, modul de operare al unui sistem adaptiv se prezintă în Fig. 2. Se distinge prezenta unui semnal de eroare rezultat din compararea răspunsului sistemului cu cel dorit, care va fi utilizat împreună cu semnalul de intrare pentru a modifica valorile unor parametri specifici. Sistemul poate fi analogic sau discret, liniar sau neliniar, iar semnalele de intrare, respective de ieșire dorite, sunt considerate ca fiind realizări individuale ale unor procese aleatoare.

Cuvântul care ilustrează cel mai bine din punct de vedere intuitiv noțiunea de semnal aleator este **zgomotul**. Mai mult, în mintea celor mai mulți dintre noi acest cuvânt este asociat cu senzația de disconfort, care trebuie înlăturată sau macar atenuată. De multe ori zgomotul se suprapune peste ceea ce denumim de regulă “informație utilă” și, uneori, efortul de a le separa poate fi extrem de anevoios (analiza semnalelor recepționate de la sondele spațiale este poate exemplul cel mai la îndemână). În cele ce urmează vom “traduce” cu ajutorul unui formalism matematic relativ simplu aprecierile anterioare, introducând binecunoscuta *problema de filtrare (liniară) optimă* (cunoscută și sub denumirea de filtrare Wiener), care va permite justificarea utilității filtrelor adaptive. [2]

În Fig. 2 se prezintă schema bloc a unui proces de prelucrare a unor semnale aleatoare, a cărui element central îl reprezintă un filtru discret având coeficienții w_0, w_1, w_2, \dots care primește la intrare o serie de timp $u[0], u[1], u[1], \dots$

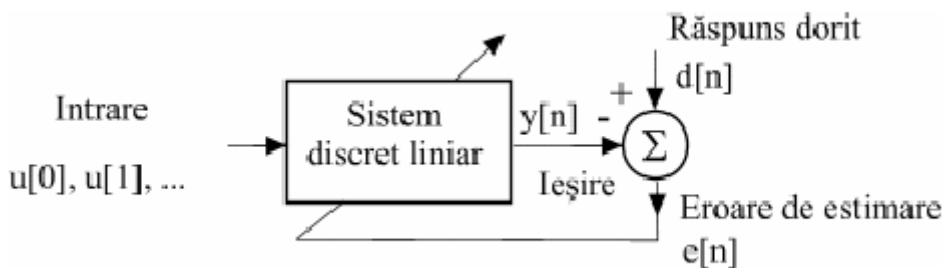


Fig. 2: Schema-bloc a unui filtru adaptiv

Iesirea filtrului, notata $y[n]$, furnizeaza o *valoare estimata* a unui anumit *semnal dorit* $d[n]$. Diferenta dintre aceste semnale constituie *eroarea de estimare* $e[n]$. În conditiile în care atât semnalul de intrare cât si cel dorit reprezinta realizari individuale ale unor procese aleatoare eroarea devine ea însasi un proces aleator cu caracteristici statistice proprii. Scopul urmarit este cât se poate de evident: eroarea $e[n]$ sa devina cât mai mica **conform unui criteriu statistic precizat**. În acest context se pot face câteva observatii:

- rezultate teoretice importante au fost elaborate în conditiile simplificate ale unui *filtru liniar*, care beneficiaza de instrumente de analiza puternice si relativ simplu de aplicat.
- filtrul este cu functionare discreta în timp, cu avantajul particular ca algoritmi de procesare pot fi implementati folosind circuite digitale specializate. Mai mult, în cele ce urmeaza vom utiliza în exclusivitate filtre discrete cu raspuns finit la impuls (*Finite Impulse Response - FIR*) datorita stabilitatii intrinseci a acestora.
- criteriul statistic conform caruia se judeca optimalitatea filtrului considerat este ales de regula dintre urmatoarele variante:
 - a) valoarea patratica medie a procesului $e[n]$;
 - b) media aritmetica a valorilor absolute ale erorii;
 - c) media aritmetica a unor puteri de ordin superior ale valorilor absolute ale erorii.

Teoria filtrarii optimale utilizeaza prima dintre cele 3 variante dintr-un motiv foarte clar: în aceasta situatie *functia de cost* (indexul de performanta) a carei minimizare va furniza ca rezultat valorile optime ale coeficientilor filtrului este o **functie convexa cu o valoare minima unica**.

Fara a prezenta o demonstratie matematica care sa conduca la solutia problemei de filtrare liniara optimala expusa anterior mentionam direct rezultatul de interes, exprimat sub forma celebrei ecuatii Wiener–Hopf:

$$\mathbf{R}\mathbf{W}_{\text{opt}} = \mathbf{p} \Rightarrow \mathbf{W}_{\text{opt}} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{p} \quad (9)$$

în care $\mathbf{W}_{\text{opt}} = [w_0 \ w_1 \ \dots \ w_{M-1}]^T$ desemneaza valorile optime ale vectorului de ponderi al unui filtru FIR de ordin M , \mathbf{R} este matricea de autocorelatie a procesului aleator aplicat la intrare definita prin relatia (8), iar \mathbf{p} este vectorul de intercorelatie dintre intrarea si iesirea dorita a filtrului:

$$\mathbf{p} = E\{u[n]d^*[n]\} \quad (10)$$

Este usor de observat ca determinarea valorilor setului de coeficienti ai unui filtru optimal Wiener presupune cunoasterea exacta a proprietatilor statistice ale datelor prelucrate. Când aceste informatii nu sunt disponibile vectorul \mathbf{W}_{opt} nu se poate calcula, iar daca se încearca rezolvarea ecuatiilor de mai sus folosind valori estimate (si deci imprecise) ale matricii \mathbf{R} si vectorului \mathbf{p} valorile coeficientilor filtrului nu vor mai fi optime.

În aceste conditii se dovedeste utila folosirea unui **filtru adaptiv**, adica a unui filtru care se “autoproiecteaza” astfel încât raspunsul acestuia sa se apropie cât mai mult (în sens statistic) de cel dorit. Din nou sunt necesare câteva precizari:

- functionarea unui filtru adaptiv se bazeaza pe utilizarea unui algoritm (a unei “retete”) care permite modificarea într-o maniera *recursiva* a valorilor setului de coeficienti -alesi initial în mod arbitrar!- astfel încât sa fie asigurata convergenta **în sens statistic** catre valorile optime corespunzatoare solutiei ecuatiilor Wiener–Hopf.
- în decursul procesului de adaptare valorile setului de coeficienti depind în mod explicit de valorile semnalelor de intrare astfel încât un filtru adaptiv este în realitate un sistem *neliniar*, în sensul ca nu respecta principiul superpozitiei (desi raspunsul filtrului este obtinut sub forma unei combinatii liniare a semnalelor de intrare).

În decursul timpului au fost elaborate numeroase variante de algoritmi adaptivi, fiecare cu avantaje si dezavantaje specific e. Se pot distinge urmatoarele 3 abordari de principiu:

a) **Filtrul Wiener:** ecuatiile Wiener-Hopf prezentate anterior sunt rescrise sub o forma convenabila folosind o tehnica binecunoscuta de optimizare denumita scadere dupa gradient (*gradient descent*). Deoarece în continuare ecuatiile includ valorile matricii \mathbf{R} si vectorului \mathbf{p} (presupuse necunoscute), se înlocuiesc valorile exacte ale acestora cu valori estimate (în fapt, cu valorile instantanee). Algoritmul obtinut este denumit LMS (*Least-Mean-Square*) si reprezinta în multe situatii referinta în raport cu care se compara performantele altor algoritmi.

b) **Filtrul Kalman:** teoria filtrului optimal Wiener a fost elaborata pentru procese aleatoare stationare. În cazul în care proprietatile statistice ale proceselor aleatoare implicate se modifica în timp abordarea anterioara devine mult mai dificila deoarece suprafata de eroare al carei minim este cautat se modifica în permanenta, astfel încât algoritmul adaptiv trebuie sa asigure nu numai convergenta catre solutia optima dar si *urmarirea*

modificării neîncetate a acestei valori optime. Soluția este oferită de teoria filtrului Kalman, care admite drept punct de pornire formularea unui model al aplicației considerate sub forma ecuațiilor de stare. Algoritmul recursiv rezultat este mult mai rapid decât algoritmul LMS și mai puțin dependent de caracteristicile statistice ale datelor de intrare, însă presupune un volum de calcul considerabil sporit.

c) **Metoda Least-Squares**: cele 2 tehnici prezentate anterior utilizează în mod explicit o abordare statistică, bazată pe considerarea acțiunii operatorului $E\{\cdot\}$ asupra unui ansamblu de realizări individuale ale unor procese aleatoare. Un punct de vedere complementar este oferit de luarea în considerare a mediilor aritmetice calculate *în domeniul timp*, pe câte o singură realizare individuală a procesului aleator de intrare, respectiv de ieșire.[3]

2. Aplicatii specifice

Filtrele adaptive au fost aplicate cu succes în numeroase domenii, printre care transmisiuni de date, prelucrarea semnalelor radar, seismologie, inginerie biomedicală. Se disting patru clase principale de aplicatii, ale caror scheme -bloc se prezintă în Fig. 3, abordate cu succes folosind atât filtre adaptive liniare cât și versiuni neliniare, în particular sub forma rețelelor neurale artificiale. În toate aceste categorii de aplicatii rezultatele obținute cu rețele neurale sunt de regula mai performante, însă “pretul” plătit se referă la dificultățile sporite de a asigura stabilitatea sistemelor, volumul mai mare de calcul și posibilitatea de cantonare în soluții suboptimale.[1]

➤ **identificare de sistem:** rolul filtrului adaptiv este de a furniza *un model* al unui sistem necunoscut. În acest gen de aplicatii atât filtrul adaptiv cât și sistemul necunoscut primesc la intrare același semnal, iar diferența dintre ieșirile acestora definește semnalul de eroare care este folosit pentru modificarea recursivă a coeficienților filtrului. Există mai multe elemente care trebuie avute în vedere în acest gen de aplicatii, dintre care menționăm: achiziționarea datelor de intrare-ieșire într-o manieră care să limiteze (sau măcar să permită estimarea cât mai precisă pentru) nivelul de zgomot suprapus peste semnalele utile, alegerea unui model adecvat și a algoritmului de estimare a valorilor parametrilor acestuia, folosirea unei metode de validare cor espunzătoare. Această direcție de cercetare este foarte bine acoperită în literatură și beneficiază de o paletă extrem de largă de tehnici, nu neapărat adaptive. [2]

Testarea validității modelului obținut este fundamentală, fiind disponibile criterii statistice riguroase în special în cazul modelelor liniare. În cazul în care drept sistem adaptiv se utilizează o rețea neurală, suportul teoretic care justifică o asemenea soluție este oferit de capacitatea de aproximare universală pe care o deține o clasă largă de astfel de sisteme.

➤ **modelare inversă:** în acest caz rolul filtrului adaptiv este de furniza un model invers pentru un sistem necunoscut, în general însoțit de zgomot. În cazul unor sisteme liniare, modelul căutat are o funcție de transfer egală cu inversa funcției de transfer a sistemului necunoscut. Semnalul dorit este dat de versiunea, în general întârziată, a semnalului de intrare în sistem. Un aspect fundamental este legat de asigurarea stabilității modelului invers obținut, un exemplu în acest sens fiind oferit de aplicațiile în care sistemul original este un sistem discret liniar și invariant în timp, care nu este *de fază minimă* (zerourile funcției de transfer sunt plasate în afara doemniului de

stabilitate al filtrului). Au fost elaborate tehnici speciale care permit asigurarea stabilitatii unor astfel de filtre adaptive, de exemplu prin readucerea “fortata” a singularitatilor sistemului în domeniul de stabilitate ca etapa premergătoare actualizării propriu-zise a coeficientilor filtrului considerat. Un exemplu practic de aplicatie inclusa în aceasta categorie este **egalizarea adaptiva** a canalelor de transmisiuni de date.

➤ **predictie:** rolul filtrului adaptiv este de a aproxima cât mai bine valoarea unui semnal la un moment dat pe baza unui numar finit de valori *anterioare* ale acestuia. Ideea fundamentala care justifica atingerea unui asemenea obiectiv consta în supozitia ca valorile succesive ale semnalului analizat respecta în mod obiectiv o dependenta functionala (în cazul cel mai simplu, liniara) dependenta de un numar limitat de parametri, ale caror valori pot fi estimate folosind un algoritm adaptiv adecvat. În cazul liniar, modelele considerate se aleg de regula dintre urmatoarele 3 variante:

autoregresiv (AR), cu medie alunecatoare (MA), respectiv combinatia acestora (ARMA). Numarul de parametri care descriu modelul (si care definesc *ordinul* acestuia) se estimeaza folosind criterii statistice consacrate. În unele situatii informatia de iesire este dependenta nu numai de valorile anterioare ale semnalului analizat, ci si ale altor semnale. În plus, natura acestei dependente poate varia în timp, sistemul adaptiv fiind fortat sa asigure pe de o parte convergenta rapida a valorilor parametrilor si pe de alta parte urmarirea modificarilor aparute în procesul fizic analizat. Exemple practice de aplicatii sunt tehnica LPC (*Linear Predictive Coding*) utilizata în prelucrarea semnalelor vocale, metoda ADPCM (*Adaptive Differential Pulse Code Modulation*) folosita în transmisiuni de date, predictia seriilor financiare.

➤ **filtrare de zgomot:** spre deosebire de cazurile anterioare, în acest gen de aplicatii apar 2 intrari. Intrarea primara este constituita dintr-un semnal util peste care este suprapus zgomot. La cea de a doua intrare se aplica numai un semnal de tip zgomot prelevat dintr-un punct foarte apropiat sursei de semnal primar, astfel încât acesta sa fie puternic corelat cu cel prezent în semnalul primar. Rolul filtrului adaptiv este de a furniza la iesire un semnal cât mai apropiat de componenta de zgomot prezenta în semnalul primar, astfel încât prin scadere sa obtinem un semnal mai “curat”. Exemple concrete sunt oferite de aplicatiile de tip ANC (*Active Noise Control*) folosite pentru diminuarea nivelelor de zgomot în spatii închise de mici dimensiuni (habitaclul autoturismului, casti audio), eliminarea ecourilor pe liniile de comunicatii (*echo cancelling*), îmbunatatirea calitatii receptiei în medii afectate de nivele mari de zgomot (cabine de tancuri sau elicoptere).

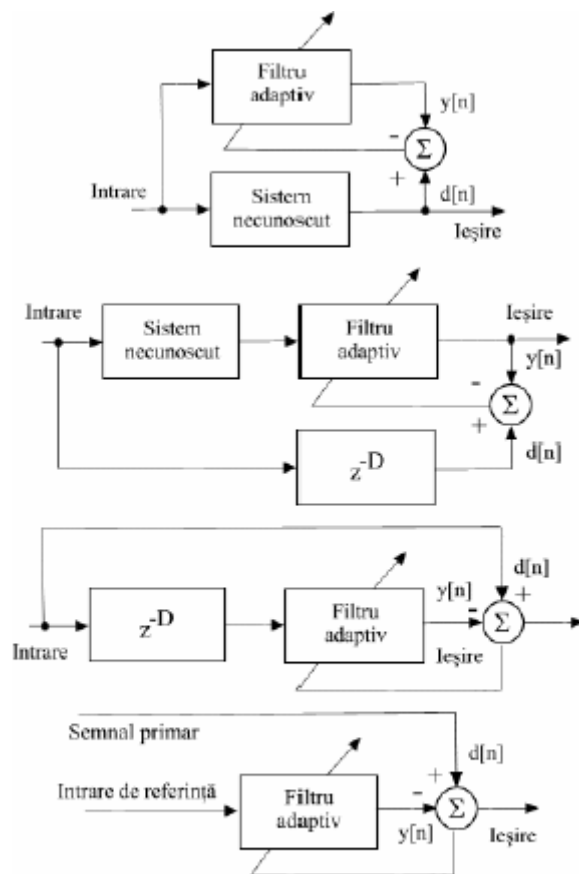


Fig. 3.3: Aplicații ale filtrelor adaptive:
 a) identificare de sistem; b) filtrare inversă;
 c) predicție; d) filtrarea zgomotului

3. Tehnici de egalizare in comunicatii

Deoarece tendinta este de a merge spre o lume mai mult centrata pe informatie, si nevoia de schimburi de date este in continua crestere, designerii de sisteme de comunicatii infrunta mereu noi provocari pentru a folosi largimea de banda disponibila mai eficient. In lumea radio (fara fir), acesata inseamna trimiterea mai multor biti in fiecare spectru de Hertzi disponibil, pastrand in acelasi timp calitatea receptiei ca si inainte. In lumea "cablata" (cu fir), limitarile de spectru apar din cauza caracteristicilor transmisiilor media cum ar fi firul de cupru, sau daca distanta creste, chiar si fibra optica. Cu cat mai multi biti sunt transmisi per Hertz, bitii se suprapun si interfereaza intre ei, reducand calitatea semnalului receptionat daca nu sunt folositi algoritmi speciali, denumiti de egalizare a canalului. Teoria egalizarii este bine inteleasa, dar implementarile practice sunt un domeniu de cercetare activa si dezvoltare . Reprezentariile semnalului via derivatii cromatice, care descriu cu acuratete comportamentul local al semnalului, permit implementatii realizabile ale egalizarii pentru canale complexe.

3.1 Efectele Interferentelor Inter-Simbol (ISI)

Capacitatea oricarui sistem de comunicatii este limitata de putere si spectru. Daca unui sistem I se cere sa care mai multa informatie, datorita cerintei tot mai mari de date, puterea sau spectrul alocate sistemului trebuiesc marite. Datorita limitarilor practice de putere , designerii de sistem trebuie sa incerce sa impacheteze cat mai multa informatie posibil, de ex. Cat mai multe simboluri posibil, in fiecare Hertz al spectrului disponibil. Aceasta duce la interferente inter simbol, ceea ce reduce calitatea semnalului receptionat, as cum este masurat de rata de eroare a bit-ului (bit error rate – BER). In lumea comunicatiilor fara fir, limitarile de spectru sunt bine cunoscute, ducand la licitatii carora li se face mare publicitate la diverse natiuni. Si in lumea comunicatiilor cu fir spectrul este inca o problema, deoarece mediul fizic (cupru sau fibra) au limitari care fac ac doar un anumit rang de frecvente sa fie utilizabil. Fibra are o largime de banda foarte mare, dar pe masura ce distanta si rata datelor cresc, chiar si fibra are rasouns al frecventei care incepe sa limiteze calitatea transmisiei. Pentru imbunatarea calitatii semnalului receptionat este nevoie de tehnici de egalizare, care compenseaza efectele interferentelor inter simbol (ISI).[5]

3.2 Egalizatoarele liniare si egalizatoarele cu feedback la decizie

Tehnicile standard de egalizare incep prin a modela un canal de comunicatii ca filtru, cu o functie specifica de transfer. Egalizatorul, care este o parte a receptorului, estimeaza apoi parametrii acestei functii de transfer (necunoscute), si incearca sa anuleze efectele acestei functii de transfer. Deci egalizatorul este de asemenea un filtru de tip special. Cea mai simpla implementare, daca functia de transfer a canalului ar fi perfect cunoscute receptorului, ar fi sa filtreze semnalul receptionat printr-un filtru a carui functie de transfer este inversa functiei de transfer a canalului. Totusi, acest proces nu este perfect deoarece receptorul in general stie sau poate estima canalul doar imperfect, si majoritatea canalelor se schimba cu timpul, ceea ce cere un proces de estimare adaptiva. Mai mult, chiar daca receptorul ar putea estima perfect canalul, zgomotul care este invariabil prezent impreuna cu semnalul este mostenit de procesul filtrarii cu un filtru invers al canalului. Deoarece toate canalele practice au raspuns al frecventei care scade la frecvente inalte, procesul inversarii unei functii de transfer a canalului duce la amplificarea componentelor frecventei inalte ale zgomotului. Multe variante ale tehnicilor de egalizare se confrunta cu gasirea unui echilibru intre mostenirea zgomotului si compensarea perfecte pentru functia de transfer a canalului. Si alte probleme apar in egalizarea adaptiva, de ex. in estimarea parametrilor unui canal care se schimba la aparitia zgomotului, din moment ce este dificil sa distingii intre adevaratele schimbari si efectele zgomotului.

Clasa de egalizatoare despre care am vorbit mai devreme face parte din categoria egalizatoarelor liniare, care sunt numite astfel din cauza ca executa o operatie liniara (filtrare) asupra semnalului receptionat. Unele dintre probleme egalizarii liniare pot fi apelate prin implementare unui egalizator cu feedback la decizie (DEF), care este un egalizator neliniar care functioneaza prin recunoasterea faptului ca efectele ISI asupra unui simbol depind de simbolurile transmise anterior precum si de simbolurile care urmeaza a fi transmise. Structura egalizatorului include o portiune de feedback care scade efectul ISI asupra simbolurilor detectate anterior din simbolul curent. Singura necunoscuta este apoi efectul simbolurilor care nu au fost inca detectate, care este minimizat prin filtrari corespunzatoare

(reactie pozitiva). Problema DEF este ca bucla de feedback introduce instabilitati in prezenta zgomotului. Deci atat egalizatoarele liniare cat si DEF au limitari asupra utilitatii lor in prezenta zgomotului.

3.3 Egalizatoarele spatiate fractional

Majoritatea egalizatoarelor, ca si majoritatea filtrelor, sunt implementate folosind logica digitala. Filtrele digitale sunt implementate ca si linii de intarziere buclate care produc raspunsul domeniului timp corespunzator (de ex raspunsul impulsului) pentru filtru. Pentru ca egalizatoarele digitale sa functioneze corect, semnalul receptionat (care este analogic) trebuie sa fie esantionat printr-un convertor analogic-digital suficient de rapid. Spatierea minima intre esantioanele de date necesare pentru egalizare, si in general pentru reconstructia semnalului, este intervalul Nyquist, care este reciproca componentei frecventei celei mai inalte in largimea benzii semnalului inmultita cu 2. Imbunatatiri in performanta egalizatorului pot fi aduse prin esantionari mai frecvente ale semnalului, de ex. prin esantionari la fractii intregi (de obicei $\frac{1}{2}$) ale intervalului intervalului Nyquist. Acesta clasa de egalizatoare, denumite egalizatoare spatiate fractional sau FSE, sufera de probleme de convergenta la variatiile rapide ale canalelor. In mod specific, coeficientii sau ordinele raspunsului impulsului filtrului nu pot fi determinati suficient de rapid inainte de schimbarea canalului si au nevoie de coeficienti ai filtrului actualizati.

3.4 Impactele comerciale ale egalizarii

Conceperea de egalizatori pentru canale care variaza rapid, complicate, este un domeniu activ in cercetarea academica deoarece dezvoltarea industriala, rata de date in lumea fara fir si "cablata" sunt in continua crestere. In particular, canalele de comunicatie fara fir variaza rapid, mai ales daca utilizatorul se misca in vecinatatea mai multor scatterers: aceasta se intampla de exemplu in cazul relelor locale indoor fara fir, care sunt folosite tot mai mult pentru a furniza acces la internet fara fir cu rate de date mari pentru utilizatorii de laptop-uri si pentru dispozitivele mobile mici. In mod similar, aplicatiile ca Ethernet pe cupru, pe masura ce ratele de date cresc in rangul multi-Gigabit, cer tehnici de egalizare mai sofisticate. La fel cer si aplicatiile ca modemurile cablate si legaturile DSL cu viteza foarte mare. Legaturile de date optice se considera de obicei ca

furnizeaza canale cu banda foarte larga, plane (care nu sunt selective pe frecventa), dar chiar si acestea tind sa fie selective pe frecventa pe masura ce distanata si rata de date creste, si pe masura ce desfasurarea multi mod a fibrei creste.[6]

3.5 Egalizarea Kromos

Tehnologia Kromos a dezvoltat tehnici de egalizare bazate pe reprezentari noi ale simbolului matematic si algoritmi patentati, care depasesc limitarea convergentelor FSE si furnizeaza alternative viabile la folosirea DFE in aplicatiile in care zgomotul este suficient de mare ca DFE-urile conventionale sa fie instabile. Tehnicile matematice pe care sunt bazati acesti algoritmi permit ca un semnal sa fie reprezentat in termenii comportamentului sau local. Acesta reprezentare asa zisa “cromatica” a semnalului ofera o alternativa puternica la analiza armonioasa si deschide noi posibilitati pentru egalizarea adaptiva.

4. Egalizarea adaptiva pentru ATM fara fir (radio)

Performanta diferitelor strategii de egalizarea adaptiva pentru sisteme radio cu largime de banda fixa care sunt folosite in ultima mila este comparata. Rezultatele sunt prezentate comparand egalizatoarele liniare cu egalizatoarele cu feedback la decizie si comparand ajustarile coeficientului conform criteriului de fortare la 0 (Zero Forcing) cu criteriul erorii medii patratice. (Mean Squared Error). Masurarea performantei este semnalul care rezulta la dispozitivul de decizie din zgomotul si rata interferentelor. Influenta numarului ordinelor egalizatorului este demonstrat precum si efectul varietei factorului rolloff al filtrelor de transmisie si receptie. Performanta algoritmului LMS si algoritmului RLS in termenii vitezei de convergenta este aratata. Lucrarea se incheie cu o discutie asupra diversilor algoritmi fast least square. [7]

4.1 Introducere

Sistemele radio cu bucla locale din viitor care vor racorda ultima mila a retelei de acces cel mai probabil vor trebui sa suporte conexiunile end-to end in Modul de Transfer Asincron (ATM). Implicatiile retelelor ATM sunt rate de date foarte flexibile care permit orice fel de aplicatii viitoare si rate de eroare a bitului de ordinul 10^{-9} sau chiar mai putin. Acest lucru trebuie luat in calcul cand se folosesc transmisiile radio. Pare rezonabil sa incerci sa ajungi la o capacitate totala (partajata) de 156 Mbit/s pe o raza de pana la 2 km pentru a fi competitiv cu solutiile wirebound.

O problema majora privitoare la transmisiile radio de date la viteza foarte mare este prelungirea impulsului care rezulta din propagarea multicala. Aceasta duce la interferente intersimbol, daca propagarea intarzierii impulsurilor care sosesc este mai mare decat durata simbolului. Pentru a contracara acest efect mai multe strategii sunt posibile. Una dintre ele este sa se extinda durata simbolului cu o schema ortogonala de acces multiplu prin divizarea frecventei (OFDMA) si sa disperseze rata de date pe diferite purtatoare. O alta este sa se foloseasca o schema de Acces Multiplu Repartizat in Timp (TDMA) impreuna cu egalizatoarele adaptive. In aceasta lucrare, ultima abordare este analizata. Obiectivul este de a evalua structura

egalizatorului necesara pentru sistemele radio ATM in bucla locala in detaliu.

In sectiunea urmatoare vom introduce un model de canal pentru o regiune a latimii de banda de la 30 la 40 GHz. Sectiunea 3 compara mai multe strategii de egalizare (stationare): Egalizatoarele Liniare (LE) sunt comparate cu Egalizatoade cu Feedback la Decizie (DFE), egalizatoarele Spatiate Baud (BS) cu egalizatoarele Spatiate Fractional (FS), criteriul de fortare la 0 (ZF) cu criteriul Erorii Medii Patraticce (MSE). Influenta factorului rolloff este cunoscuta. In sectiunea 4 sunt date rezultatele simularilor egalizarilor adaptive, comparand algoritmi Least Mean Squares (LMS) cu Recursive Least Squares (RLS). In sectiunea 5 este discutata implementarea hardware a egalizatoarelor adaptive.

4.2 Modele de canal

Cautand in literatura pentru un model de canal celular radio fix de o latime de banda in rangul 30 – 40 GHz, doar cateva surse cu informatie utila pot fi gasite. Bzandu-ne pe masuratorile din Denver si Bristol, urmatoarele 4 modele de canale au fost folosite cu un raspuns al impulsului canalului $h'(t/T)$ definit ca:

$$h'(t/T) = \sum_i a_i \cdot \delta(t/T - \tau_i) \cdot e^{j\varphi_i(t/T)} \quad (1)$$

unde $\delta(t)$ denota pulsul Dirac, $T = 12.8$ ns durata simbolului a 156 Mbit/s semnal si φ_i o faza aleatoare. Metoda de modulatie se presupune a fi Multiplexarea Fazei Cuadraturii (Quadrature Phase Shift Keying – QPSK), care este optima pentru multe scenarii inclusiv reutilizarea frecventei. a_i si τ_i pentru diferite canale sunt definite astfel:

- Canalul I: $\{\tau_i\} = \{0, 1/2, 9/8, 13/8, 21/8, 39/8\}$
 $\{a_i\} = \{1, 0.5, 0.4, 0.32, 0.1, 0.08\}$
- Canalul II: $\{\tau_i\} = \{0, 1/8, 1/4, 1/2, 5/8, 7/8, 5/4, 11/8, 15/8\}$
 $\{a_i\} = \{1, 0.8, 0.56, 0.056, 0.560, 0.1, 0.032, 0.032, 0.032\}$
- Canalul III: $\{\tau_i\} = \{0, 3/8, 3/4, 13/8, 25/8, 37/8, 31/4\}$
 $\{a_i\} = \{1, 0.8, 0.56, 0.4, 0.28, 0.18, 0.032\}$
- Canalul IV: $\{\tau_i\} = \{0, 13/8, 37/8, 31/4, 125/8, 155/8, 187/8\}$

$$\{a_i\} = \{1, 0.5, 0.32, 0.18, 0.18, 0.1, 0.032\}.$$

4.3 Structurile egalizatorului

Implementand un receptor ideal, un detector Viterbi, ar rezulta un cost de implementare de ordinul $4^{20} = 10^{12}$ operatii per simbol receptionat, din cauza raspunsului foarte lung al impulsului canalului IV. De aceea trebuie luate in calcul receptoare suboptimale, si anume DFE sau LE. Schematica sistemului bandei de baza care rezulta este aratata in Fig 1. Numarul ordinilor din filtrul reactiei pozitive (feedforward) si filtrul reactiei inverse (feedback) se presupune a fi K si L cu o interziere a egalizatorului de K-H esantioane, de ex. filtrul reactiei pozitive foloseste H esantioane viitoare pentru a estima simbolul transmis.

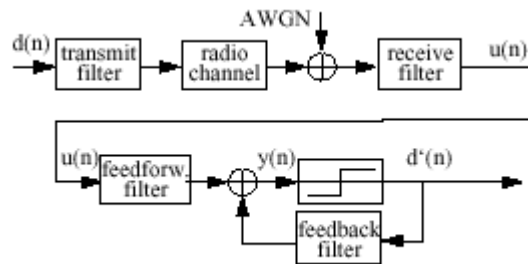


Fig 1 Sistem complex al bandei de baza cu DFE

Ajustarea coeficientului poate fi facuta in doua moduri diferite: conform criteriului ZF sau conform criteriului MSE. Este interesant de notat ca in cazul unui DFE, formulele pentru setarile coeficientului in cazul filtrului feedback sunt aceleasi in cazul ZF si MSE.

4.3.1 Comparatii

Diferitele tehnici de egalizare au fost comparate presupunand o radacina patrata extrasa din cosinusul filtrului pentru filtrele de transmisie si receptie. Mai intai, factorul rolloff este fixat la 0.5. Masurarea performantei este Raportul Semanal pe Zgomot si Interferenta (SNIR) la dispozitivul de decizie. Este calculat ca si raportul dintre energia datei ordinului principal si energia zgomotului plus energia interferentie simbolurilor anterioare si viitoare. In Fig 2, cele doua structuri ale egalizatoarelor, DFE si LE, sunt comparate. Lungimea egalizatorului este fixata la 64 ordine, atat in filtrul

feedforward cat si in filtrul feedback. In canalele cu mixaj profund (I si III), structura DFE atinge o performanta cu 5 dB mai buna decat structura liniara.

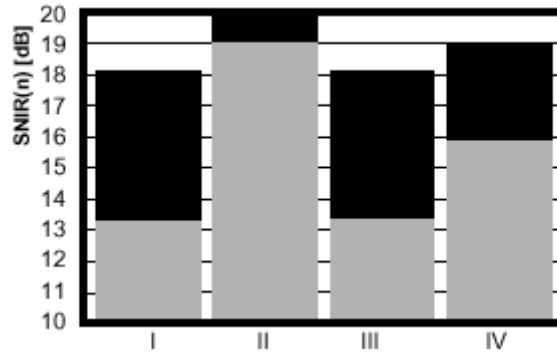


Fig 2 Optimul MSE-SNIR calculat dupa egalizare pentru LE (gri) si DFE (negru) cu o pre-egalizare SNR de 20 dB.

Cele doua strategii de ajustare sunt comparate pentru o lungime a egalizatorului in Fig 3. Raportul Semnal pe Zgomot (SNR) inainte de egalizare este de 10 dB si 20 dB. SNIR-ul care rezulta dupa egalizarea canalelor cu mixaj profund (I si III) arata superioritatea MSE asupra ZF, din cauza misterii zgomotului. Diferenta datorata variatie inputului SNR este mai mica de 1 dB in toate cazurile.

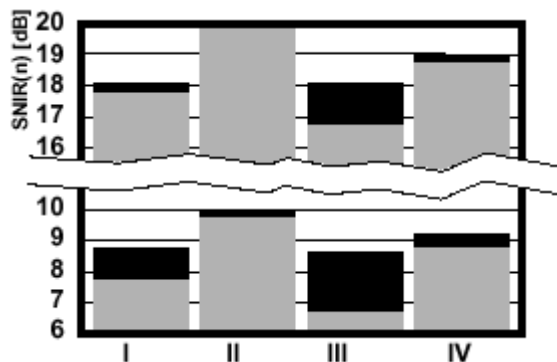


Fig 3 SNIR calculat pentru DFE cu ZF (gri) sau MSE (negru) cu o pre-egalizare SNR de 20 dB (sus) respectiv 10 dB (jos).

In contrast cu Fig 2 si 3, unde SNIR-ul optimal este determinat cu o lungime fixa a egalizatorului, in Fig 4 influenta numarului ordinului este

aratata. Un DFE (12,20) cu $K=12$ si $L=20$ (valoarea lui H este 2) ar atinge o egalizare suboptimala, care difera de cea optima doar cu 0.3 dB (canalul IV), 0.2 dB (canalul III) si mai putin de 0.02 dB (canalele I si II).

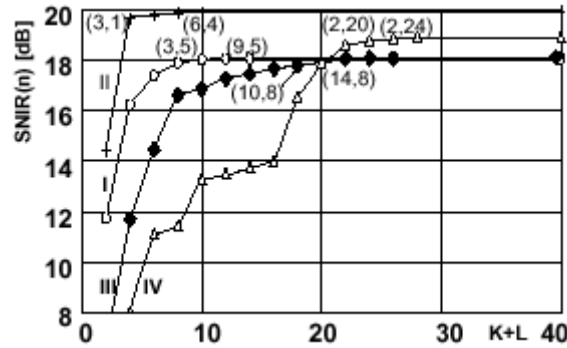


Fig 4 Influenta numarului ordinului la pre-egalizarea SNIR a unui MSE-DFE cu o pre-egalizare SNR de 20 dB

Influenta factorului rolloff este aratata in Fig 5 si 6 pentru canalul III. SNR-ul inainte de egalizare a fost de 20 dB. Factorul rolloff variaza de la 0.3 la 0.7 dB. In Fig 5 poate fi vazut ca un egalizator FS este mult mai sensibil la factorul rolloff decat un egalizator BS. S-a presupus ca filtrul feedforward a egalizatorului FS este de doua ori mai esantionat. In ciuda sensibilitatii sale, performanta egalizatorului FS este intotdeauna mai buna decat a egalizatorului BS in aceesi perioada de timp.

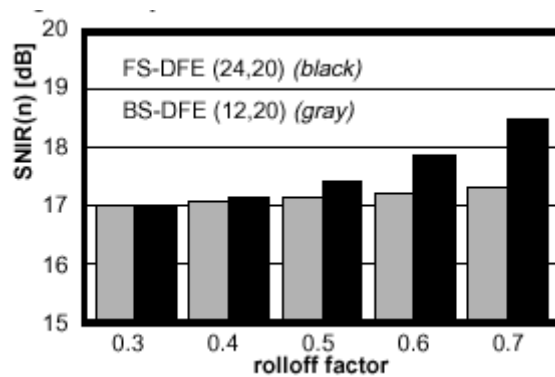


Fig 5 Influenta factorului rolloff asupra performantei (24,20) FS-DSE si (12,20) BS-DFE. canalul III.

Daca numarul ordinelor este fix pentru ambele egalizatoare, BS si FS, egalizatorul FS totusi va avea totusi o performanta mai buna la factori rolloff

mari, desi timpul de deschidere de filtrul feedforward al egalizatorului FS este doar jumatate din timpul spatiat de egalizatorul BS (Fig 6). O astfel de comparatie poate fi justificata, daca numarul total al ordinilor trebuie minimizat din cauza complexitatii implementarii si ariei necesare a circuitului electronic.

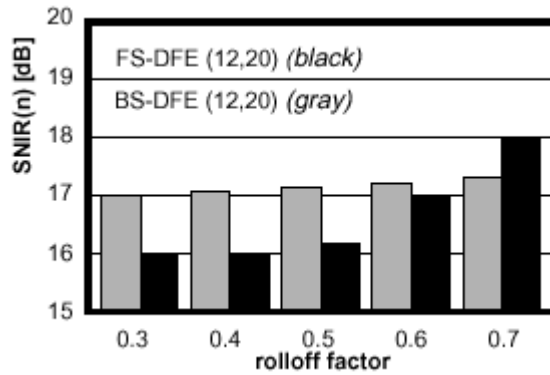


Fig 6 Influenta factorului rolloff asupra performantei egalizatorului: (12,20) FS-DFE si (12,20) FS-DFE, canalul III.

Sensibilitatea egalizatorului BS la timpul esantionat este aratata in Fig 7 pentru diferiri factori rolloff. Din nou, influenta variatiei factorului rolloff este nesemnificativa. Variatiile performantei egalizatorului FS sunt neglijabile datorita conformitatii cu teorema esantionarii.

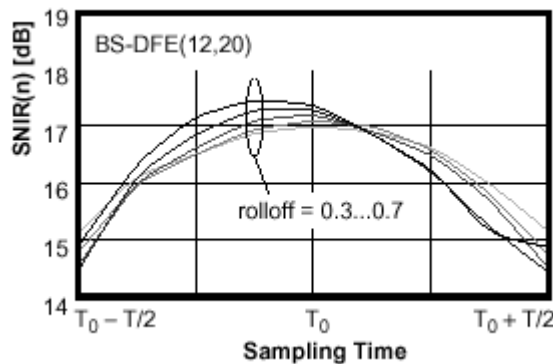


Fig 7 Sensibilitatea (12, 20) BS-DFE la timpul esantionarii.

4.4 Algoritmi adaptivi

In aceasta sectiune algoritmi LMS si RLS sunt comparati. Algoritmul ZF nu este luat in calcul datorita proprietatilor sale de convergenta aproape echivalente comparativ cu algoritmul LMS. SNR inainte de egalizare se presupune a fi 20 dB.

Algoritmul LMS este foarte raspandit din cauza complexitatii sale scazute si robustetii numerice. Totusi, inconvenientul major este convergenta sa inceata proportionala cu dispersia valorii proprii matricii de corelare a datelor care intra.

In contrast, algoritmul RLS este folosit cand este nevoie de un algoritm cu convergenta rapida. Acesta este cazul pentru uplink-ul unui sistem TDMA cu statia de baza infruntandu-se cu diferite canale radio la fiecare timeslot. Implementarea algoritmului RLS este discutata in sectiunea urmatoare. Familia RLS poate fi tratata global, din cauza proprietatilor de convergenta teoretic identice a diferitelor implementari. Factorul de uitare al algoritmului RLS se presupune a fi 1.

Fig 8 arata adaptarea unui sistem de 156 Mbit/s cu un (12, 20) DFE a algoritmului RLS si algoritmul LMS cu 3 marimi μ ale pasului diferite. Se poate vedea ca pana si algoritmul RLS converge prea incet pentru un sistem ATM cu o celula ATM per timeslot. Un ATM are aproximativ 400 biti de informatie in concordanta cu 200 simboluri QPSK. Algoritmul RLS are nevoie de aproximativ 150 simboluri pentru a converge, rezultand deci o suprasarcina gigantica cauzata de antrenamentul egalizatorului.

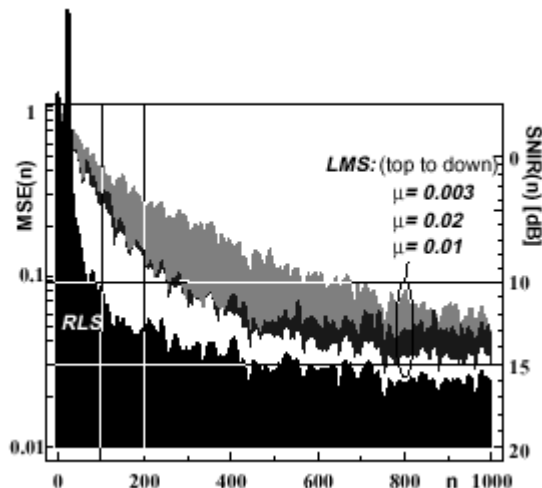


Fig 8 Viteza convergenței algoritmilor LMS și RLS pentru un sistem de 156 Mbit/s cu (12,20)-DFE: canalul III.

Fig 9 arată convergența unui sistem de 26 Mbit/s cu (4,4) DFE. Durata adaptării algoritmului RLS este de aproximativ 20 simboluri – de departe mai puțin decât în cazul (12,20) DFE. Pentru a transmite 156 Mbit/s, 6 sisteme de 26 Mbit/s pot fi folosite, lucrând cu o schemă a unui hibrid Acces Multiplu Divizat în Timp/Frecvență (FTDMA) cu 6 sloturi de frecvență.

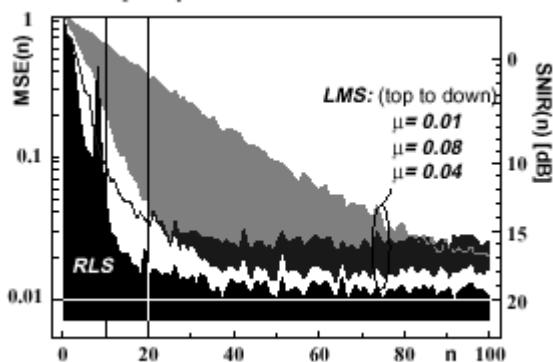


Fig 9 Viteza convergenței algoritmului LMS și RLS pentru un sistem de 26 Mbit/s cu (4,4)-DFE: canalul III.

4.5 Implementare algoritmului Least Square

Algoritmul RLS standard este mai puțin stabil decât algoritmul LMS. Complexitatea sa este de ordinul $O(N^2)$, în timp ce algoritmul LMS are nevoie doar de $2N+1$ multiplicări complexe și $2N$ adunări complexe (unde N este numărul total de ordine) per iteratie. Pe lângă aceasta, algoritmul LMS este foarte stabil, cu condiția ca mărimea pasului să fie corect aleasă.

Totusi, există o varietate de algoritmi Least Squares (LS) cu o complexitate de ordinul $O(N)$. Ei pot fi clasificați în două clase: algoritmi de ordin fix și algoritmi de ordin recursiv sau latice. Pentru egalizarea deciziei feedback, algoritmi multicanal trebuie să fie folosiți. Numărul canalelor este 2 pentru BS-DFE și 3 pentru FS-DFE.

În ambele cazuri, metoda Descompunerii QR (QRD) poate fi aplicată esanționelor de date care intră. Poate fi implementată recursiv folosind rotații unitare ca Rotațiile Givens sau Transformările Householder și oferă un instrument puternic pentru a asigura stabilitate numerică superioară comparativ cu echivalentele sale care operează direct asupra datelor care intră.

Trebuie menționat că algoritmul bazat pe QRD, Lattice Least Squares, are proprietăți numerice foarte bune comparativ cu algoritmul LSL sau algoritmi cu ordin fix.

Algoritmul cu cea mai mică complexitate computațională este algoritmul cu ordin fix FTF – Filtrul Transversal Rapid. Din păcate, nu este stabil în mediu cu precizie finită. Pentru a depăși instabilitatea, câteva variabile critice pot fi calculate în diferite moduri. Diferența dintre aceste calcule este o măsură a inexactității numerice și poate fi folosită pentru stabilizarea algoritmului FTF. Totuși, performanța tranzitorie a acestui algoritm este mai slabă decât a algoritmului latice. O altă strategie pentru a evita instabilitatea este să se folosească estimările inițiale bias, dar convergența este încetinită de această soluție.

Recent, un nou algoritm rapid bazat pe QRD a fost prezentat. Spre deosebire de majoritatea algoritmilor bazati pe QRD, acest algoritm folosește o Transformare Householder modificată în loc de Rotațiile Givens și pare să fie mai stabil decât algoritmul FTF.[8]

Un avantaj adesea menționat al algoritmilor Lattice este faptul că pot fi complet prelucrați paralel. Dar pentru o aplicație ca egalizarea adaptivă cu feedback la decizie, simbolul actual trebuie cunoscut și introdus în filtru fără întârziere. Exceptând o frecvență de training scurtă cu date cunoscute,

aceasta va duce inevitabil la o bucla de feedback, contracarand prelucrarea paralela.

Se poate concluziona ca cei mai promitatori candidati pentru egalizarea rapida LS sunt QR-LSL si algoritmi stabili de ordin fix. Lucrarile viitoare vor trebui sa analizeze si sa compare costul implementarii in detaliu, tinand cont de stabilitatea numerica a algoritmilor potrivit lungimii finite a cuvintului si rezultand aria circuitului electric.

4.6 Concluzii

Obiectivul acestei lucrari a fost de a evalua structura egalizatorului pentru un sistem radio ATM TDMA in bucla locala. Performanta egalizatoarelor liniare si cu feedback precum si adaptarea algoritmilor LMS si RLS a fost examinata.

In cazul downlink-ului, un sistem multiplexat divizat in timp poate fi folosit, este posibil sa se implementeze in terminalele utilizatorilor un algoritm LMS banal, in timp ce pentru uplink, cu statia de baza infruntandu-se cu diferite canale radio la fiecare timeslot, un algoritm LS cu convergenta rapida trebuie folosit. Mai mult, un sistem hibrid FTDMA trebuie implementat in uplink, daca trebuie evitata o suprasarcina training. Se va investiga complexitatea hardware in detaliu a algoritmilor LS rapizi, incluzand consideratiile asupra lungimii cuvintului, consumului de putere si dimensiunea circuitului electric.

5. Egalizarea adaptivă a canalelor cu intrări și ieșiri multiple MIMO

Problema care este prezentată este de a egaliza canalul MIMO dat, folosind un algoritm adaptiv și presupunem că nici un canal cu informație nu este prioritar. Se încearcă rezolvarea problemei folosind un egalizor de decizie 'Feedback'.

5.1 Modelul canalului

Canalul MIMO se presupune a fi un canal bloc-timp-invariant selectiv în frecvență. Sistemul este format din n antene de transmisie și m antene de recepție ($m \geq n$) deci este un canal matrice cu $m \times n$. În acest caz se consideră sistemul cu $n=m=2$. Fiecare element al canalului MIMO rezultat este considerat a fi selectiv în frecvență. Canalul este de asemenea considerat a fi AWGN (Additive White Gaussian Noise).

Ecuția ieșiri celei de a 'j' antena de la recepție :

$$y_j(k) = \sum_{i=1}^m x_i(k) * h_{j,i}(k) + v_j(k)$$

unde :

$y_j(k)$ ieșirea celei de a j antene de la recepție la momentul k

$x_i(k)$ intrarea celei de a 'i' antene de la transmisie

$h_{j,i}(k)$ este canalul discret cu răspunsul la impuls de la antena 'i' de la transmisie la antena 'j' de la recepție la momentul k

$v_j(k)$ este zgomotul aditiv alb Gaussian la ieșirea antenei 'j' de la recepție la momentul k.

În forma matricială ecuația de mai sus arată :

$$Y(k) = H(k) * X(k) + V(k)$$

unde:

$$y(k) = [y_1(k), y_2(k), \dots, y_m(k)]$$

$$X(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_n(k)]$$

$$V(k) = [v_1(k), v_2(k), \dots, v_m(k)]$$

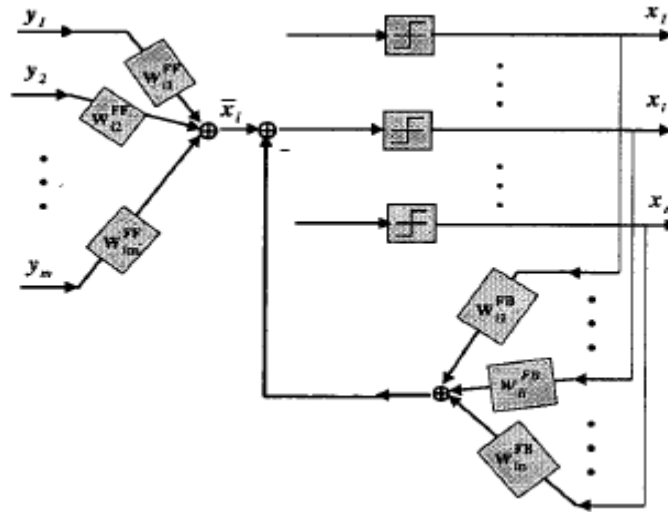
$H(k)$ -este canalul matrice unde $h_{j,i}(k)$ este elementul (i,j) și ‘*’ este convoluția elementelor.

5.2 Egalizarea adaptivă cu decizie ‘Feedback’

Egalizorul DFE constă din două matrice a filtrelor liniare , fiecare cu maxim L cellule , unul pentru secțiunea ‘feedforward’ și unul pentru ‘feedback’.

5.2.1 Metoda celor mai mici pătrate(LS)

Structura egalizorului:



Formularea în cazul metodei LS este similară cu cea din cazul egalizării liniare.

Apar două seturi de termeni unul pentru secțiunea ‘feedforward’ și unul pentru secțiunea ‘feedback’.

Ieșirea egalizorului poate fi scrisă ca :

$$\hat{x}_i(k) = \sum_{j=1}^m y_j(k) * w_{i,j}^{FF}(k) - \sum_{j=1}^n x_j(k) * w_{i,j}^{FB}(k)$$

Se presupune că nu există nici o eroare de propagare. Eroarea de la ieșirea ‘i’ a egalizorului este :

$$e_i(k) = \hat{x}_i(k) - x_i(k)$$

Se colectează eșantioane de la cele N blocuri de ieșirea fiecărei antene de la recepție. Presupunem că :

$$[y_i(1), y_i(2), \dots, y_i(N)]$$

reprezintă un bloc de N eșantioane de la ieșirea antenei 'i' și

$$[x_i(1), x_i(2), \dots, x_i(N)]$$

reprezintă un bloc de N eșantioane de la intrarea antenei 'i'.

Se presupune că fiecare element a matricei de egalizare 'feedforward' și 'feedback' este un filtru transversal liniar de lungime maximă L. Se poate scrie:

$$W_{i,j}^{FF} = [w_{i,j}^{FF}(1), w_{i,j}^{FF}(2), \dots, w_{i,j}^{FF}(L)]$$

$$W_{i,j}^{FB} = [w_{i,j}^{FB}(1), w_{i,j}^{FB}(2), \dots, w_{i,j}^{FB}(L)]$$

Cu notațiile de mai sus poate scrie:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_i &= \operatorname{argmin} \|\mathbf{x}_i - (\mathbf{Y} \mathbf{w}_i^{FF} - \tilde{\mathbf{X}} \mathbf{w}_i^{FB})\|^2 \\ &= \operatorname{argmin} \|\mathbf{x}_i - ([\mathbf{Y} \quad -\tilde{\mathbf{X}}] \begin{bmatrix} \mathbf{w}_i^{FF} \\ \mathbf{w}_i^{FB} \end{bmatrix})\|^2, \end{aligned}$$

unde matricea Y e definită ca:

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{Y}_1 \mid \dots \mid \mathbf{Y}_m]$$

$$\mathbf{Y}_i = \begin{bmatrix} y_i(1) & 0 & \dots & 0 \\ y_i(2) & y_1(1) & \dots & 0 \\ \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ y_i(L) & \dots & \dots & y_i(1) \\ \vdots & \ddots & & \ddots \\ y_i(N) & \dots & \dots & y_i(N-L+1) \end{bmatrix}$$

Soluția problemei poate fi scrisă ca :

$$\mathbf{w}_i = ([\mathbf{Y} \quad -\tilde{\mathbf{X}}]^* \cdot [\mathbf{Y} \quad -\tilde{\mathbf{X}}])^{-1} \cdot [\mathbf{Y} \quad -\tilde{\mathbf{X}}]^* \cdot \mathbf{x}_i$$

5.2.2 Metoda recursivă modificată a celor mai mici pătrate

În cazul egalizorului DFE similar cazului egalizorului liniar, soluția recursivă a metodei celor mai mici pătrate este obținută din formula filtrului Kalman:

$$\begin{cases} \mathbf{w}_i(\mathbf{k} + 1) &= \lambda^{-1/2} \mathbf{w}_i(\mathbf{k}) \\ \hat{x}_i(k) &= [\tilde{\mathbf{y}}(k) \quad - \tilde{\mathbf{x}}(k)] \mathbf{w}_i(\mathbf{k}) \end{cases}$$

unde:

$W_i(k)$ -este vectorul filtrului transversal asociat cu intrarea 'i' la momentul k. Și:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}}(\mathbf{k}) &= [\tilde{y}_1(\mathbf{k}) \mid \cdots \cdots \mid \tilde{y}_m(\mathbf{k})] \\ \tilde{\mathbf{y}}_i(\mathbf{k}) &= [y_i(k + L - 1) \quad \cdots \quad \cdots \quad y_i(k)] \end{aligned}$$

Rezolvarea problemei prezentată poate fi formulată și ca :

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_i(k + 1) &= \lambda^{-1/2} [\mathbf{w}_i(k) + K_p * (x_i(k) - [\tilde{\mathbf{y}}(k) \quad - \tilde{\mathbf{x}}(k)] \mathbf{w}_i(k))] \\ K_p &= \mathbf{P}(k) [\tilde{\mathbf{y}}(k) \quad - \tilde{\mathbf{x}}(k)]^* R_e^{-1}(k) \\ R_e(k) &= [[\tilde{\mathbf{y}}(k) \quad - \tilde{\mathbf{x}}(k)] \mathbf{P}(k) [\tilde{\mathbf{y}}(k) \quad - \tilde{\mathbf{x}}(k)]^* + \mathbf{I}_1] \\ \mathbf{P}(k + 1) &= \mathbf{P}(k) - K_p [\tilde{\mathbf{y}}(k) \quad - \tilde{\mathbf{x}}(k)] \mathbf{P}(k) \end{aligned}$$

Codificațiile inițiale $\mathbf{P}(0)$ și $W_i(0)$ pot fi alese arbitrar, s-a ales $\lambda=1$.

5.3 Rezultatele simulării

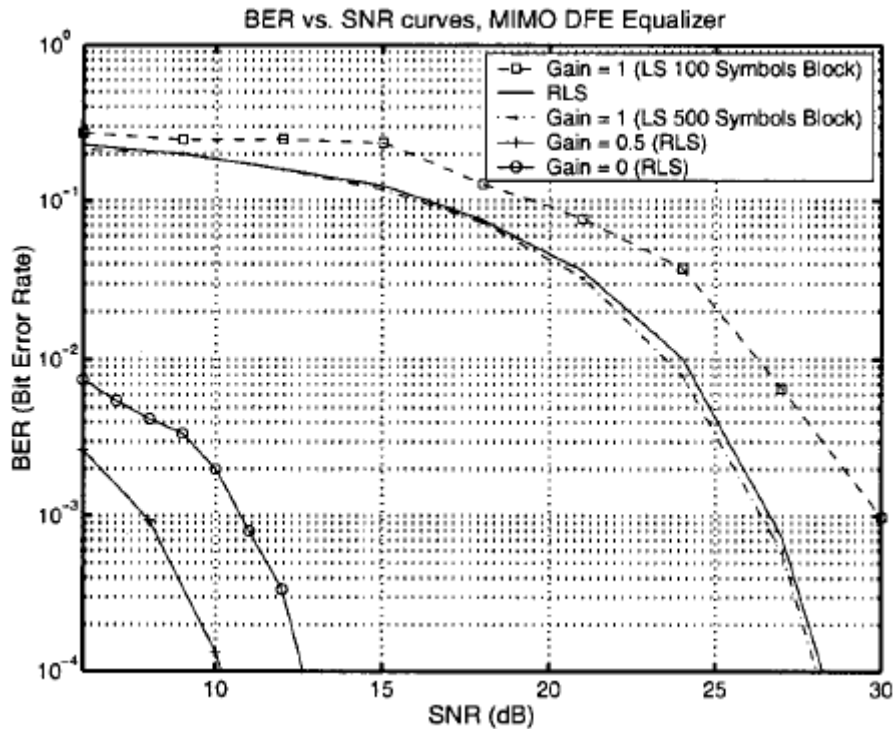
Soluția prezentată nu depinde de numărul de antene folosit. S-a folosit o schemă de modulație BPSK și zgomotul s-a considerat a fi aditiv alb Gaussian.

Pentru simulare s-a considerat cel mai rau caz unde se presupune o corelație de 90% între elementele canalului. Se aleg factorii de câștig ca fiind de 0.5 și 1 pentru elementele canalului nediagonal.

Câștigul de 0 corespunde la transmisia unor semnale ortogonale, câștigul de 0.5 corespunde la transmisia unor vectori neortogonali cu o

‘cross-corelație’ de 0.5 , iar câștigul de 1 corespunde unei transmisii complet neortogonale.

In figura următoare se prezintă curbele BER vs. SNR pentru un egalizor DFE. Curba BER este de la ieșirea primei antene .Se prezintă curbele BER pentru N=100 și N=500,și de asemenea când se folosește algoritmul RLS.



În concluzie metodele adaptive obțin aceleași performanțe ca și metodele optime ale celor mai mici patrate. S-a aratat de asemenea că pentru a obține rezultate mai bune interferența elementelor de pe canalele nediagonale trebuie minimizată, aceasta poate fi făcută folosind transmisii ortogonale.

6. Egalizarea adaptivă coruptă de interferențele neliniare

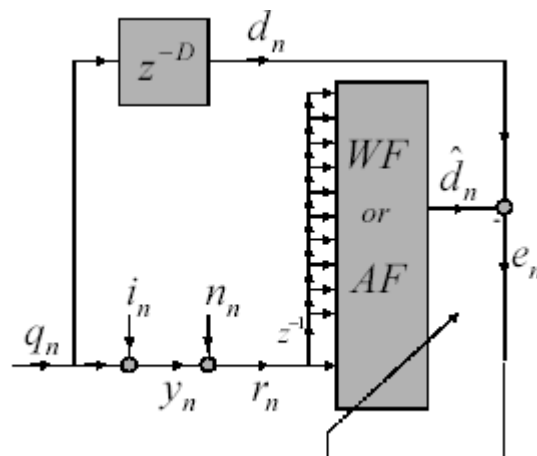
S-a aratat că în cazul interferenței în bandă îngustă algoritmul normalizat LMS pentru filter adaptive poate oferi uneori performante mai bune decât în cazul filtrului Wiener.

Efectele neliniare sunt generate de efectele valorilor anterioare a semnalului de eroare care sunt introduse inapoi în algoritmul de actualizare a ponderilor filtrului.

6.1 Metoda ICAEQ (Interference Contaminated Adaptive Equalization)

În interferența ce corupe egalizarea adaptivă , bandă largă QPSK, semnalul q_n este corupt de interferența de banda îngustă i_n un prim process autoregresiv determinat de un singur pol la p . Interferența ce corupe semnalul y_n este de asemenea coruptă de un zgomot alb Gaussian (AWGN) n_n să producă procesul observabil r_n .

Acest caz se poate observa în figura 1 :



Procesele componente sunt reciproc independente :

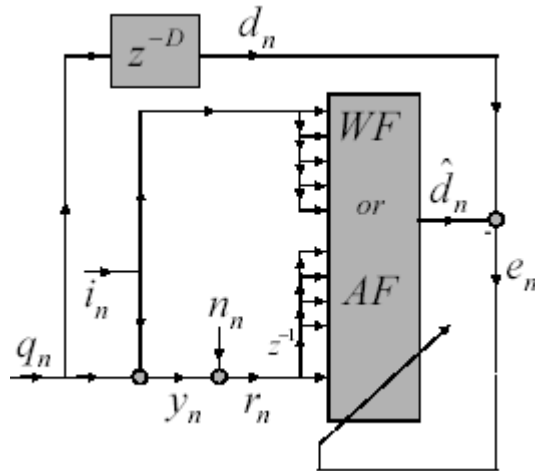
$$r_n = q_n + i_n + n_n$$

Pentru un raport SNR=20dB și SIR=-20dB efecte neliniare semnificative au fost observate pentru NLMS cu pași de $\bar{\mu}=0.8$.

Zgomotul AWGN este slab în comparație cu interferența. S-a observat că departe de 'zero-crossing' semnalul se comportă ca semnalul de interferență.

6.2 Canale alternativ WF

Când semnalul de interferență este cea mai puternică componentă a semnalului măsurat, cunoștințele despre semnalul cu interferență va produce îmbunătățirea performanțelor ICAEQ. Această situație ipotetică este prezentată în versiunea ideală cu 2 canale a ICAEQ ca și în figura 2.



Intrarea u_n , la WF și AF acum are două componente. Vectorul de intrare a filtrelor WF și AF este definit ca:

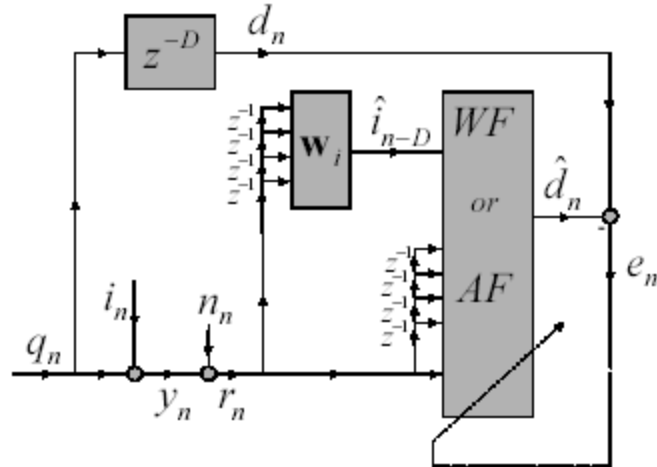
$$\mathbf{u}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_n \\ \mathbf{r}_n \end{bmatrix}$$

și:

$$\mathbf{r}_n = \begin{bmatrix} r_n \\ r_{n-1} \\ \vdots \\ r_{n-2D} \end{bmatrix}$$

Se alege: $\mathbf{i}_n = i_{n-D}$

Situația ideală prezentată în fig.2 nu este realizabilă, doar asigură o limită a performanței care poate fi practic atinsă. În fig.3 se prezintă o aproximare realistă a unui caz cu 2 canale ICAEQ.



În fig.3 s-a înlocuit interferența neobservabilă la intrarea canalului în fig.2 cu o estimare a interferenței \hat{i}_{n-D} bazată pe r_n măsurabil.

6.3 Metoda filtrării Wiener

Filtrele Wiener apropiate de fiecare din cazurile de mai sus pot fi cuprinse în formula generală pentru WF cu două canale, folosind definiții apropiate de fiecare.

În modelul ideal ICAEQ cu două canale, ponderile filtrului Wiener operează pe vectorul de intrare și generează un vector de estimare:

$$\hat{d}_{n-D} = \mathbf{w}_{ir}^H \mathbf{u}_n$$

Proiectarea FW se face conform următoarelor ecuații Wiener-Hopf:

$$E \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{i}_n \\ \mathbf{r}_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_n & \mathbf{r}_n \end{bmatrix}^H \right\} \mathbf{w}_{ir} = E \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{i}_n \\ \mathbf{r}_n \end{bmatrix} d_{n-D}^H \right\}$$

Performanțele FW sunt date de:

$$MMSE_{w(N,M)} = E \left\{ |d_{n-D}^H|^2 \right\} - E \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{i}_n \\ \mathbf{r}_n \end{bmatrix} d_{n-D}^H \right\} \mathbf{w}_{ir}^H$$

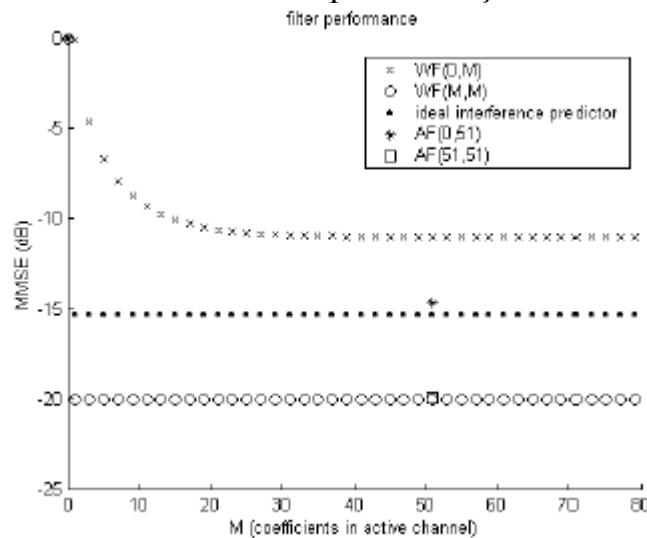
6.4 Rezultatele NLMS

Ambele „filtre adaptiv convenționale și cele cu două canale folosesc algoritmul NLMS implementat după cum urmează:

$$e_n = d_{n-D} - \mathbf{w}_n^H \mathbf{u}_n$$

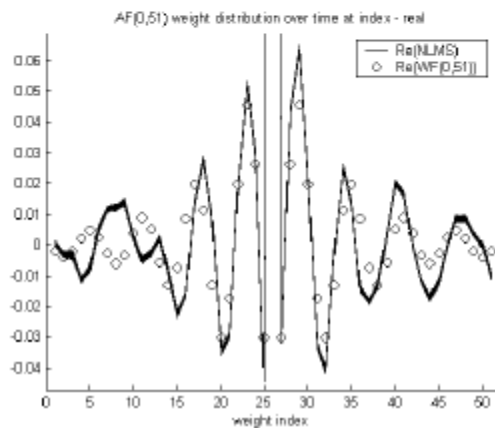
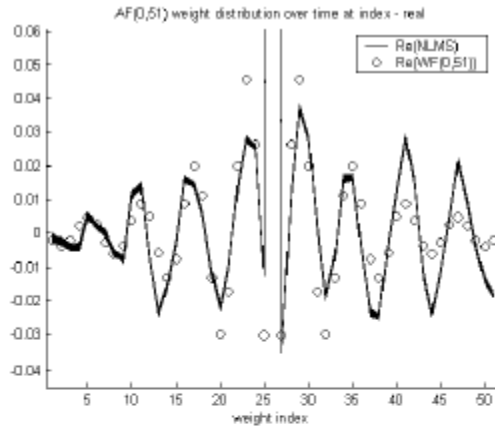
$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n + \bar{\mu} \frac{e_n^*}{\mathbf{u}_n^H \mathbf{u}_n} \mathbf{u}_n$$

Diferența între cele două cazuri stă în definiția vectorului de intrare. Performanțele celor două filtre adaptive WF și AF:

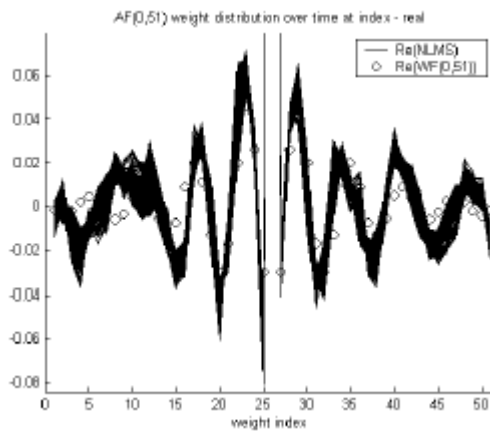


Rezultatele pentru AF NLMS cu D=25 sunt reprezentate cu „*”, iar pentru WF sunt reprezentate cu „x”. Performanțele cazului cu două canale ICAEQ se dovedesc a fi identice cu cele obținute în cazul WF clasic.

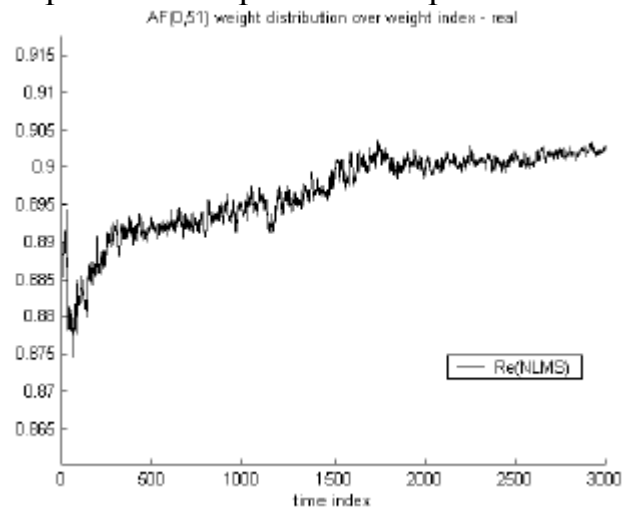
În figura 5 sunt reprezentate ponderile AF pentru cazul clasic, pentru 300 de eșantioane de timp, împreună cu ponderile FW invariant în timp pentru două procese realizate.



Grosimea liniilor ponderilor NLMS se modifică ușor peste cele 300 de iterații. Aceasta sugerează că ponderile au un comportament variant în timp. Experimentul este repetat pentru 3000 de indici consecutivi în timp și este reprezentat în fig.6:



În figura următoare se prezintă comportamentul ponderilor în timp:



În consecință efectele neliniare a filtrării adaptive în banda îngustă sunt variațiile lente în timp a ponderilor algoritmului NLMS.

7. Egalizarea de canal asistată

Modelul unui sistem numeric de comunicație prin canal radio:

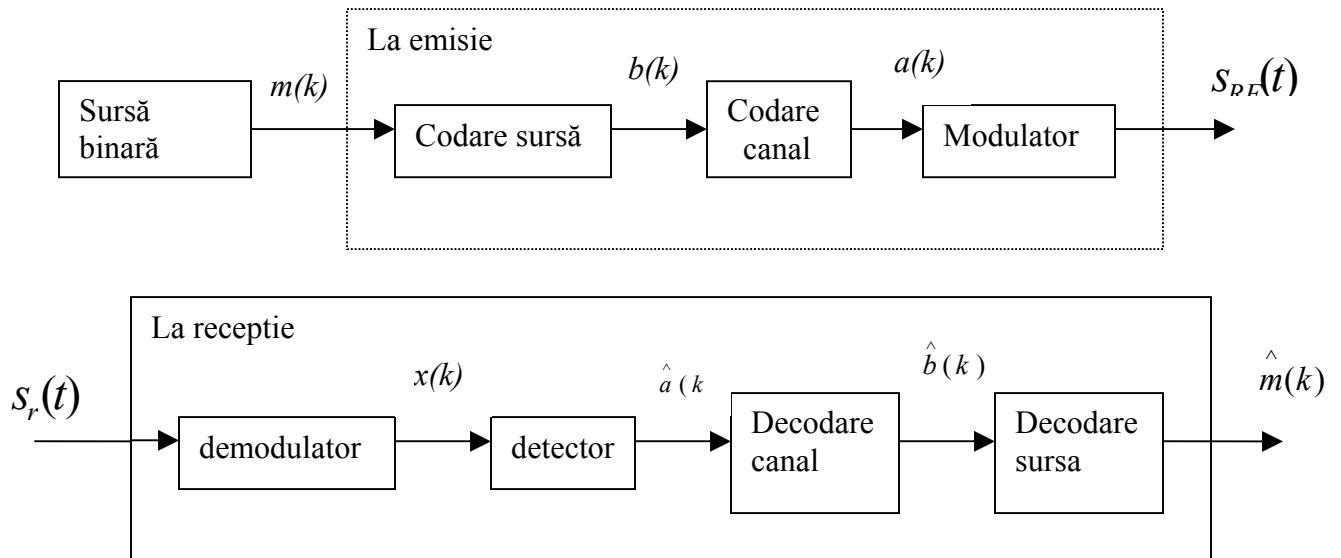


Fig.1 Modelul unui sistem numeric de comunicație prin canal radio

Un astfel de sistem are ca funcție de bază transmiterea unui mesaj numeric $m(k)$ de la sursa binară la utilizator. Pt aceasta este nevoie de un nr de blocuri intermediare 'Codare sursă', 'Codare canal', 'Modulator', 'Demodulator', 'Detector', 'Decodare canal' și 'Decodare sursă' [3].

Se dorește reducerea efectelor propagării pe cai multiple.

Blocurile 'Modulator', 'Canal radio' și 'Demulator' sunt grupate în unul singur numit 'Canal' caracterizat de funcția pondere h .

Schema bloc a unui sistem de comunicație in banda de bază:

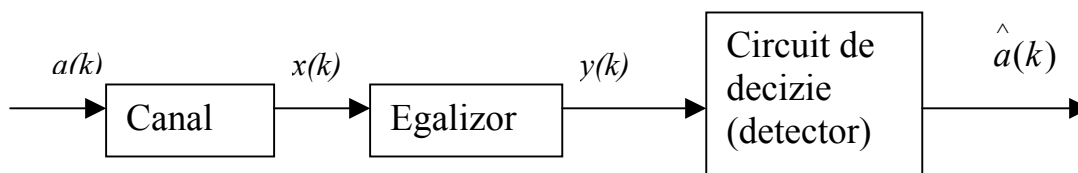


Fig.2 Modelul echivalent al sistemului de comunicație

Unul din efectele căilor multiple de propagare este apariția *interferenței intersimbol*.

Pentru a înlătura interferența intersimbol se introduce blocul numit ‘egalizor’ care are rolul de a ‘modela invers’ canalul astfel încât la ieșirea sa să se obțină în cazul ideal o replică a semnalului original.

Canalul de comunicație poate fi considerat cvazistaționar, deci trebuie să se folosească un ‘*egalizor adaptiv*’.

În *implemantarea clasică*, egalizarea adaptivă de canal pentru transmisiunile de date, necesită folosirea unei *secvențe antrenate*. În momentul stabilirii legăturii, înaintea începerii transmiterii datelor utile, emițătorul expediază secvența de antrenare pe canal. Pe durata transmiterii acesteia, la recepție se folosește un filtru adaptiv al cărui semnal de referință este o replică sincronizată a semnalului de antrenare. Coeficienții filtrului sunt actualizați pas cu pas cu un algoritm adaptiv, astfel încât dacă lungimea secvenței de antrenare este suficient de mare pentru a permite adaptarea, la sfârșitul transmiterii ei, *filtrul de egalizare realizează o modelare inversă a canalului*.

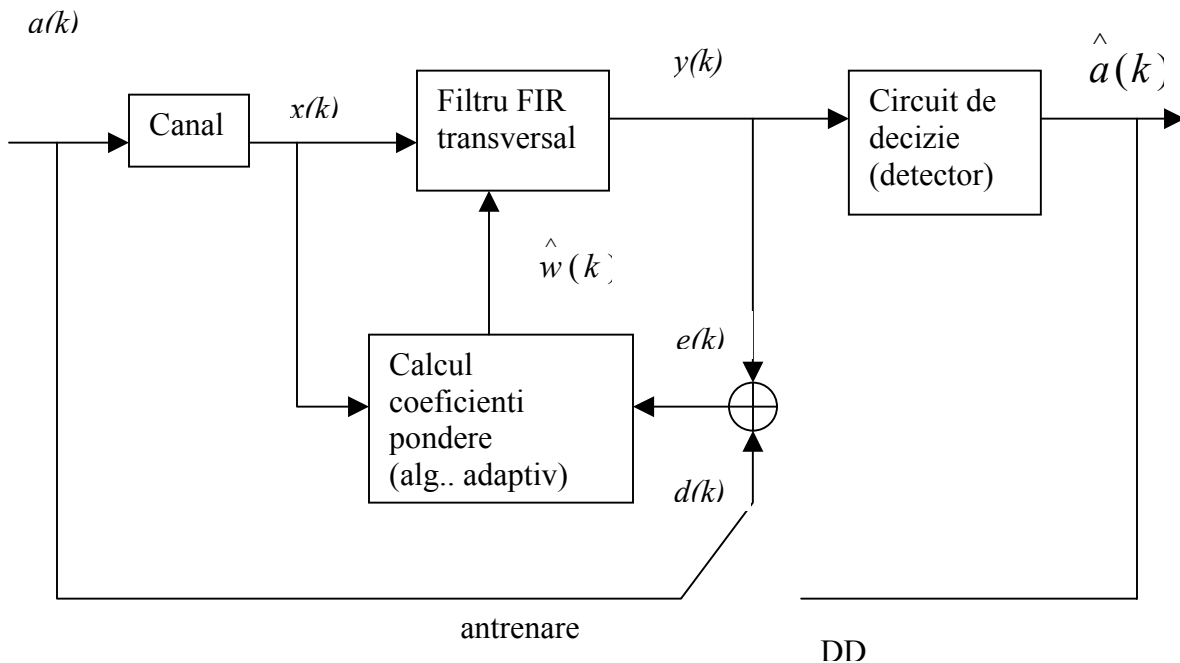


Fig.3 Egalizare de canal asistată

După scurgerea timpului alocat antrenării receptorul este comutat în modul de lucru 'cu dirijare de decizie'(DD).

Considerând canalul staționar, sau nestaționar dar cu statistică lent variabilă în raport cu constanta de timp a algoritmului adaptiv se poate menține un nivel scăzut al interferenței.

Transmisia datelor utile poate începe acum.

8. Simularea egalizorului asistat pentru transmisiuni 4-PAM

Considerăm o comutație de date de tip 4-PAM.
Schema egalizorului:

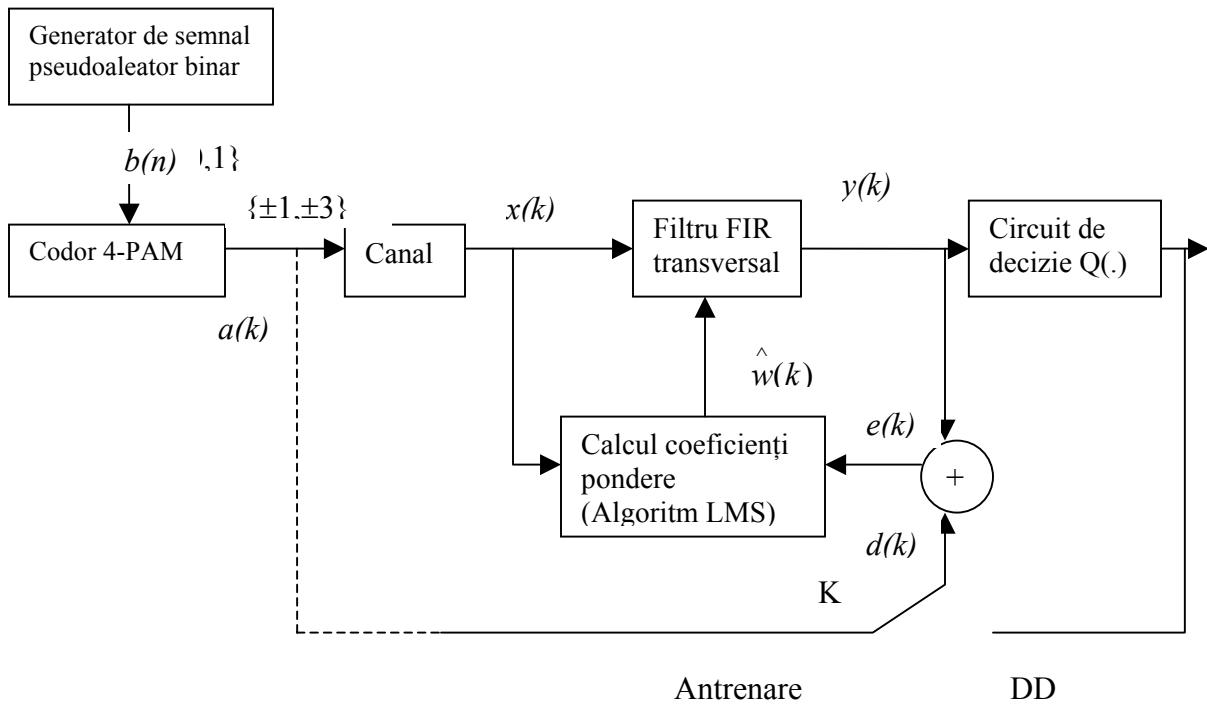


Fig.4 Schema bloc a simulatorului

S-a folosit un canal de tip ARMA cu funcția de transfer:

$$H(z) = \frac{1 - 0.1 \cdot z^{-1}}{1 + 0.6 \cdot z^{-1} + 0.3 \cdot z^{-2}}$$

Circuitul de decizie este un cuantizor :

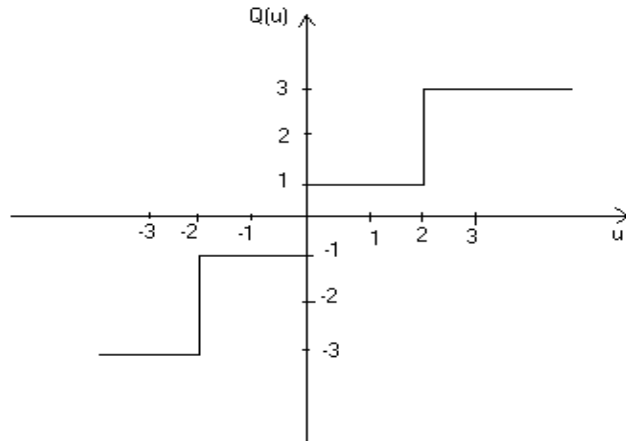


Fig.5 Circuitul de decizie

Semnalul de la ieșirea filtrului FIR transversal :

$$y(k) = \hat{W}^T(k) \cdot X(k)$$

$$X(k) = [x(k), x(k-1) \dots x(k-M+1)]^T$$

$$\hat{W}(k) = [w_0, w_1 \dots w_{M-1}]^T$$

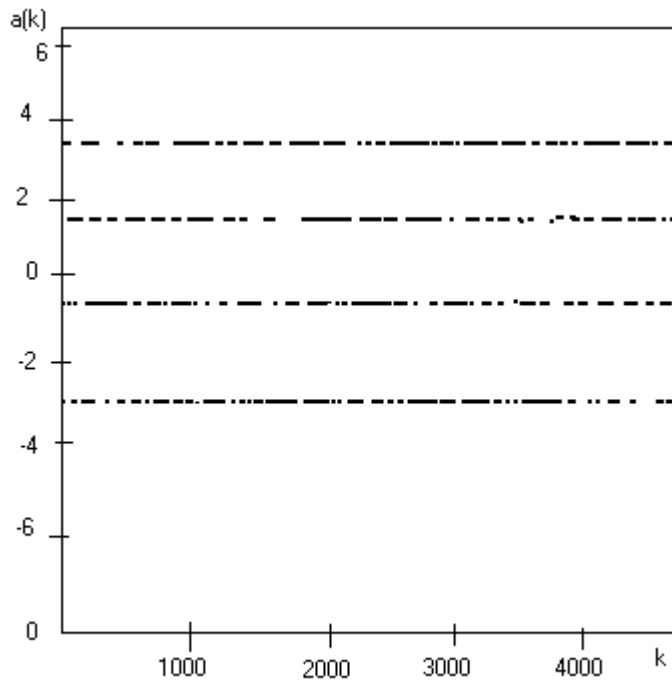
În timpul transmiterii secvenței de antrenare comutatorul este pe poziția „Antrenare” semnalul de referință fiind secvența transmisă $d(k)=a(k)$ și actualizarea ponderilor filtrului FIR se realizează cu algoritmul LMS. Evoluția coeficienților va fi:

$$\hat{W}(k+1) = \hat{W}(k) + \mu \cdot X(k) \cdot e(k)$$

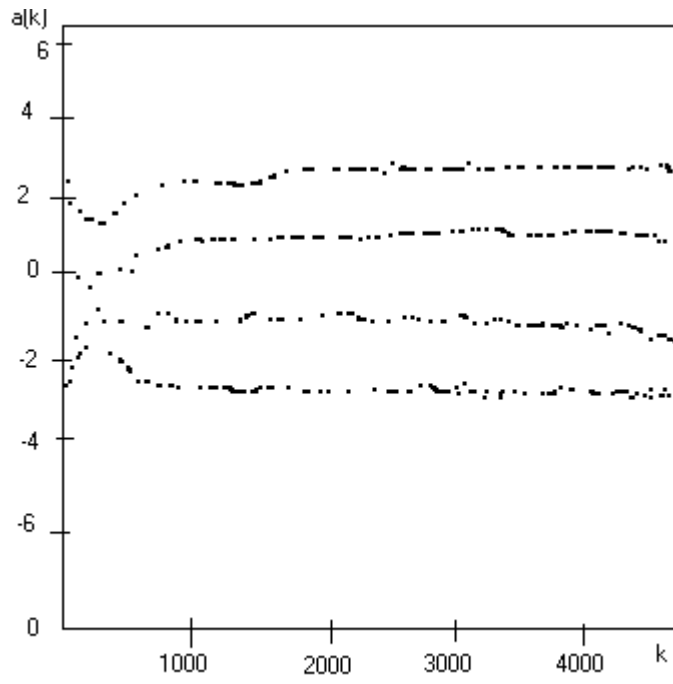
$$e(k) = d(k) - y(k) = a(k) - y(k)$$

Pentru simulare s-a ales un egalizor cu $M=3$, secvența de antrenare are o lungime de 400 de eșantioane.

Semnalul de intrare și ieșire :



Semnalul de la intrare



Semnalul de iesire

Algoritmul a fost inițializat în origine și pasul de adaptare a fost ales $\mu = 10^{-3}$. Din grafice se observă că interferența intersimbol nu a fost eliminată complet pentru că filtrul FIR poate compensa doar efectele polilor funcției de transfer a canalului. Putem să înlocuim $a(k)$ necunoscut cu $\hat{a}(k) = Q(y(k)) \cong a(k)$. Comutatorul este mutat pe poziția DD și egalizorul funcționează pe baza algoritmului dirijat prin decizie. Actualizarea ponderilor se face cu:

$$\begin{aligned}\hat{W}(k+1) &= \hat{W}(k) + \mu \cdot X(k) \cdot e(k) \\ e(k) &= \hat{a}(k) - y(k) = Q(y(k)) - y(k)\end{aligned}$$

În funcție de aplicație, lungimea secvenței de antrenare și caracteristicile canalului algoritmul LMS poate fi înlocuit.

9. Egalizarea oarbă de canal

În cazul în care la receptor nu e disponibilă o copie sincronizată a secvenței de antrenare egalizarea de canal trebuie realizată fără concursul emițătorului, iar problema ce trebuie rezolvată în acest caz trece în domeniul deconvoluției oarbe.

Ipoteze

Fie un sistem de comunicații pentru care sunt considerate adevărate următoarele afirmații :

1. Semnalul de intrare este de tip N-PAM cu $N \geq 2$ nivele ($a(k) \in \{\pm 1, \pm 3, \dots\}$)
2. Eșantioanele semnalului de intrare $a(k)$ sunt variabile aleatoare independente și identic distribuite
3. $E\{a(k)\} = 0$
4. $E\{a(k) \cdot a(n)\} = \delta(n-k)$
5. Densitatea de probabilitate a eșantioanelor $a(k)$ este discretă și uniform simetrică
6. Canalul conține un sistem de control automat al amplificării, sistem care are rolul de a menține constantă puterea semnalului de la ieșirea canalului.
7. Canalul este staționar sau lent variant în timp relativ al procesul de adaptare.

Algoritmi de gradient stohastic, folosiți în egalizoarele oarbe de canal, au la bază metoda SD de optimizare. Este utilizată în scopul minimizării funcției cost (J). Ca să fie utilă funcția cost trebuie să reprezinte o măsură a interferenței intersimbol pentru $y(k)$ și calculul trebuie să se poată face fără a utiliza o secvență de date aprioric cunoscută.

Se folosește ecuația de evoluție a coeficienților filtrului:

$$W(k+1) = W(k) - \mu \cdot \nabla_{W(k)}(J)$$

unde funcția de cost are forma generală:

$$J(k) = E\{g(y(k))\}$$

Funcția de cost reprezintă costul minim al ieșirii unui nivel dintr-un set specific de intrare. Fiecare egalizor folosește o funcție de cost proprie pentru a obține ecuația de actualizare a ponderilor.[4]

unde $g: \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$, o funcție reală, neliniară convenabil aleasă.

Deoarece se poate folosi doar o singură realizare a procesului y se va crea un estimate instantaneu al gradientului [W1].

$$\begin{aligned}\hat{W}(k+1) &= \hat{W}(k) - \mu \cdot \nabla_{\hat{W}(k)} \{g(y(k))\} = \\ &= \hat{W}(k) - \mu \cdot \left[\frac{\partial g(y(k))}{\partial w_0} \quad \frac{\partial g(y(k))}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial g(y(k))}{\partial w_{M-1}} \right]^T\end{aligned}$$

Prin extensie se definește funcția eroare [H4] ca derivată de ordinal unu pentru funcția g .

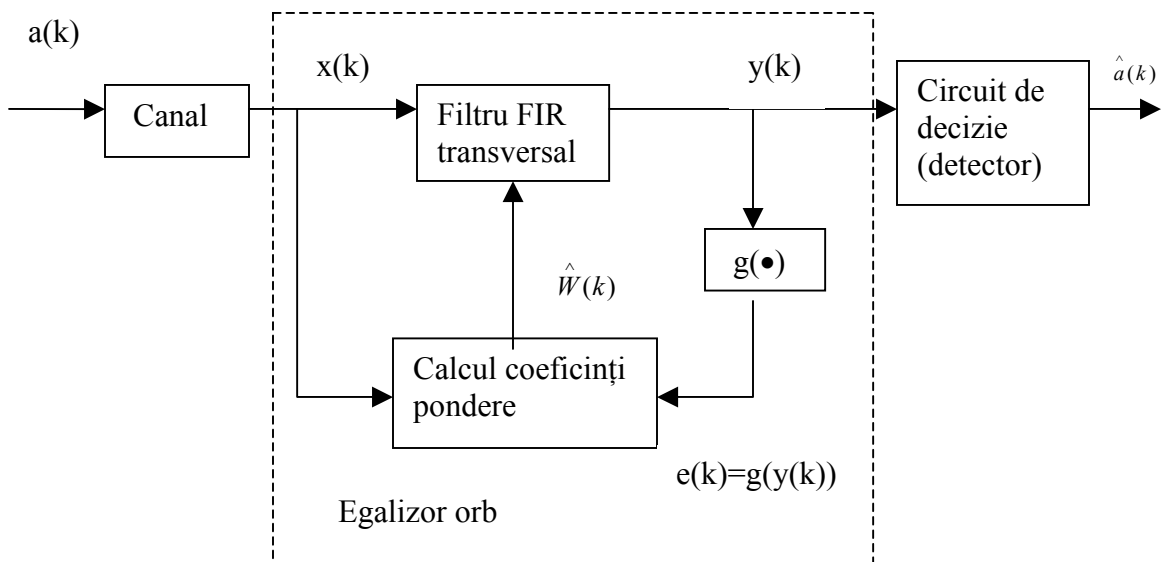
$$e(u) = -\frac{\partial g(u)}{\partial u} = -g'(u)$$

se va obține:

$$\begin{aligned}\hat{W}(k+1) &= \hat{W}(k) - \mu \cdot e(y(k)) \cdot X(k) \\ X(k) &= [x(k), x(k-1), \dots, x(k-M+1)]^T\end{aligned}$$

unde: $X(k)$ -vectorul de intrare
 μ - pasul de adaptare
 M - ordinul filtrului FIR

Schema bloc a unui astfel de egalizor adaptiv realizat pe seama semnalului generalizat de eroare :



Este dificil de ales o funcție g adecvată. Prin proiectarea egalizorului orb se caută să se găsească o funcție de eroare astfel încât minimele locale

sau punctele de echilibru stabil ale funcție cost J să corespundă unei reduceri semnificative a interferenței intersimbol [H4].

O consecință a distribuției simetrice a datelor de intrare o reprezintă condiția de paritate pentru g.

$$g(-u)=g(u).$$

Deci există un număr par de minime globale și respectiv locale.

Membrii familiei algoritmilor de gradient stohastic pentru egalizare oarbă pot fi obținuți prin particularizarea funcției generalizate de eroare.

Algoritm de egalizare dirijat prin decizie (DD)

Funcția generalizată de eroare :

$$e(u) = Q(u) - u$$

Q-este funcția de cuantizare :

$$Q(u) = \begin{cases} \min\left\{\left\lfloor \frac{u}{2} \right\rfloor \cdot 2 + 1, N - 1\right\}, u \geq 0 \\ \max\left\{\left\lfloor \frac{1}{2} \right\rfloor \cdot 2 + 1, -N + 1\right\}, u < 0 \end{cases}$$

Ecuția de evoluție a ponderilor devine:

$$\hat{w}(k+1) = \hat{w}(k) + \mu \cdot (Q(y(k)) - y(k)) \cdot x(k)$$

Algoritmul Sato

Sato folosește pentru funcția de cost expresia:

$$e(u) = R_1 \cdot \text{sgn}(u) - u$$

$$R_1 = \frac{E\{a(k)^2\}}{E\{|a(k)|\}}$$

Se obține ecuația de evoluție:

$$\hat{w}(k+1) = \hat{w}(k) + \mu \cdot (R_1 \text{sgn}(y(k)) - y(k)) \cdot x(k)$$

Algoritmul Godard

Funcția de eroare caracteristică familie algoritmilor Godard :

$$e(u) = (R_p - |u|^p) \cdot |u|^{p-2} \cdot u$$

$$R_p = \frac{E\{|a(k)|^{2p}\}}{E\{|a(k)|^p\}}$$

unde p este o constantă naturală nenulă, numită ordin.

Ecuția de evoluție a vectorului pondere:

$$\hat{w}(k+1) = \hat{w}(k) + \mu \cdot (R_p - |y(k)|^p) \cdot |y(k)|^{p-2} \cdot y(k) \cdot x(k)$$

Familia algoritmilor Golard reprezintă o generalizare a algoritmului Sato.

10. Bibliografie

1. S.Haykin, Adaptive Filter Theory, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall
2. S.U.H. Qureshi: "Adaptive Equalization", Proc. IEEE
3. .Baccetti, Filiberti, Bellini, Tartara: Full Digital Adaptive Equalization, ICC
- 4.J.D. Proakis, "Adaptive Equalization for TDMA Digital Mobile Radio", IEEE Trans. Veh. Technol.
5. D. Hogan, S-H Son, "Adaptive Equalization", BEEE, www.ee.cooper.edu
6. N.Lo, D.Falconer, A. Sheikh: Adaptive Equalization, Dept. Of Syst and Comput, Charleton Univ, Ottawa
7. R. Hasholzner, C. Drewes: " Adaptive Equalization for wireless ATM" , 13th International Conference on Digital Signal Processing, Santorini, Greece, July 1997
8. R. Narayanan, L. Cimini: " Adaptive Equalization Algorithms for Wireless Communications", Proc. IEEE Veh. Technol.Conf. '96
9. Ardavan Maleki-Tehrani, Babak Hassibi, John M. Cioffi, 'Adaptive Equalization of Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Channels', Standford University
10. A. A. Beex, James R. Zeidler, 'Non-Linear Effects in Interference Contaminated Adaptive Equalization',
11. Silviu Ciochină, Cristian Negrescu, 'Sisteme adaptive'
12. <http://staff.kfupm.edu.sa/EE/bqutub/proj/slides%20DSP.pdf>
13. Gary E. Ford, Shawn P. Neugebauer,'Blind Adaptive Equalization in Noncoherent Receivers for Continuous-Phase Modulated Signals'
14. Jonas Elbornsson, Fredrik Gustafsson, Jan-Erik Eklund, 'Blind Adaptive Equalization of Mismatch Errors in Time Interleaved A/D Converter System
15. Rouchdi Bahloul,Algorithm for Computing Bernstein–Sato Ideals Associated with a Polynomial Mapping