

Analiza fenomenelor ce apar în configurația de suprimare adaptivă a interferențelor

- Sinteza -

În practică există numeroase situații în care se urmărește reducerea unui semnal perturbator suprapus unui semnal util. În cazul în care dispunem de un alt semnal, puternic corelat cu perturbația, se poate folosi un sistem adaptiv în configurația de *suprimare a interferențelor* [1], [2]. Rolul acestuia este de a crea o replică a semnalului perturbator, ce urmează a fi scăzută din semnalul total recepționat (semnal util + perturbație). Una din aplicațiile consacrate ale acestui tip de configurație este cea de *compensare a ecoului* în transmisiunile de voce pe canale telefonice. În această situație, *semnalul util* este practic semnalul vocal emis de către unul dintre vorbitori, iar *semnalul perturbator* (suprapus semnalului util) este reprezentat de o replică întârziată a vocii celuilalt vorbitor, cunoscută sub denumirea de *ecou*, rezultată ca urmare a dezadaptărilor din sistemele diferențiale. Filtrul adaptiv, plasat în configurația menționată anterior, va încerca să creeze o replică a semnalului de ecou.

Algoritmii utilizați în prezent pentru compensarea adaptivă a ecoului sunt în mare parte membri ai familiei LMS (*Least Mean Square*). Principalul lor avantaj îl reprezintă complexitatea aritmetică redusă, ceea ce conduce la o implementare simplă și puțin costisitoare a compensatorului de ecou. Se știe însă că această categorie de algoritmi operează cu dificultate în cazurile în care filtrul adaptiv are un număr mare de coeficienți (corespunzător unei căi de ecou de lungime mare), iar semnalul de intrare este nestaționar (cazul semnalului vocal). Efectul imediat îl constituie scăderea vitezei de convergență.

În plus, algoritmii de tip LMS nu pot opera satisfăcător atunci când cei doi parteneri de conversație vorbesc în același timp (vorbire simultană – “*double talk*”). Pentru a rezolva și această situație trebuie introdus un bloc suplimentar de detecție a prezenței simultane a semnalelor la cele două capete ale comunicației (DTD – “*Double Talk Detector*”), pe durata acestei perioade urmând a se “inhiba” procesul adaptiv (coeficienții filtrului adaptiv nu se mai modifică). Acest bloc funcționează însă la rândul lui pe baza unui algoritm de detecție, fapt ce conduce la creșterea complexității aritmetice a implementării. În plus, chiar și în situația

utilizării unui astfel de bloc, pot apărea mai multe probleme. Una din ele este legată de momentele optime de “inhibare” a procesului adaptiv. O decizie luată cu o anumită întârziere față de momentul real în care a apărut vorbirea simultană poate conduce la “înghețarea” coeficienților filtrului adaptiv la valori greșite, ce conduce la o estimare “perturbată” a ecoului. O altă problemă apare atunci când unul dintre vorbitori se află într-un mediu cu un nivel de zgomot ridicat. În această situație, DTD va detecta întotdeauna prezența unui semnal la acel capăt și prin urmare nu va permite pornirea procesului adaptiv.

O soluție pentru creșterea vitezei de convergență o constituie utilizarea unor algoritmi de tip LMS implementați în structură latice (GAL - *Gradient Adaptive Lattice* [1] și MGAL - *Modified Gradient Adaptive Lattice* [3]). Se știe că structura latice are proprietatea de a “decodifica” datele de intrare, fapt ce conduce la o adaptare mai rapidă obținută însă cu prețul unei creșteri a complexității aritmetice. Problema legată de dificultatea operării în situația vorbirii simultane rămâne însă valabilă și în cazul acestor algoritmi.

O idee de evitare a folosirii blocului DTD are la bază operarea algoritmului cu un pas de adaptare variabil, de valoare mare atunci când nu există vorbire simultană și de valoare foarte mică în caz contrar. Monitorizarea acestor cazuri se face în funcție de puterea semnalului eroare [4]. Principalul inconvenient apare însă atunci când vorbirea simultană se produce în partea de început a procesului adaptiv, până la intrarea în convergență a algoritmului, când operarea cu un pas de adaptare de valoare foarte scăzută conduce la o viteză de convergență redusă, în contradicție cu cerințele aplicației de compensare a ecoului.

Din punct de vedere al vitezei de convergență, algoritmi de tip RLS (*Recursive Least Squares*) ar putea constitui o alternativă atractivă în proiectarea compensatoarelor de ecou. În plus, convergența lor este mai puțin dependentă de caracterul datelor de intrare, comparativ cu algoritmi de tip LMS. Dezavantajul principal îl constituie însă complexitatea aritmetică ridicată. În cazul algoritmului RLS clasic [1], [2] ea este proporțională cu pătratul ordinului filtrului adaptiv. Cum acesta are în general un număr mare de coeficienți (uneori chiar peste 512), operarea unui astfel de algoritm este practic imposibilă în timp real. Există însă variante “rapide” ale algoritmilor de tip RLS, cu complexitate aritmetică proporțională cu ordinul filtrului, care păstrează viteza de convergență superioară specifică familiei din care fac parte.

Așa cum s-a menționat anterior, un sistem adaptiv plasat în configurația de suprimare a interferențelor are rolul de a reduce un semnal perturbator, suprapus unui semnal util, dacă se dispune de un semnal puternic corelat cu perturbația. În schema prezentată în Fig. 1 există două intrări, corespunzătoare celor două semnale, primar și secundar. *Semnalul primar* $d(n)$ constă dintr-un semnal util, $x(n)$, peste care este suprapus un semnal perturbator, $v(n)$. Filtrul

adaptiv are rolul de a crea, folosind ca intrare un semnal de referință $u(n)$ (*semnalul secundar*, puternic corelat cu semnalul perturbator $v(n)$), un semnal “*asemănător*” celui perturbator, care să fie scăzut din semnalul primar.

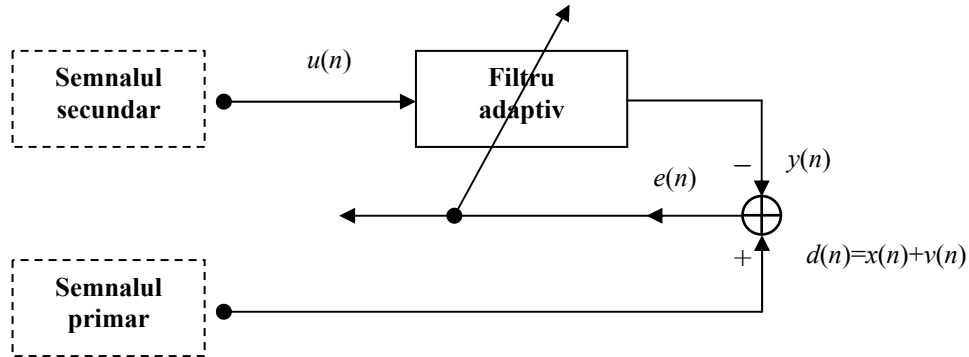


Figura 1. Suprimarea interferențelor

Pentru a ne apropia de problema compensării ecoului vom presupune că semnalul perturbator $v(n)$ (ce va juca practic rolul semnalului de ecou) este obținut prin filtrarea semnalului secundar $u(n)$ printr-un filtru cu răspuns finit la impuls, cu N coeficienți complecși, ale căror valori sunt conținute în vectorul coloană \mathbf{h} :

$$\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{N-1}]^H \quad (1)$$

unde s-a notat cu H operația de transpunere hermitică (transpunere + conjugare). De asemenea, să presupunem că filtrul adaptiv va avea tot un număr de N coeficienți complecși, cu valorile conținute în vectorul $\mathbf{w}(n)$:

$$\mathbf{w}(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{N-1}(n)]^H \quad (2)$$

În ipoteza că semnalul util $x(n)$ este necorelat cu semnalul secundar $u(n)$, se poate scrie că:

$$E\{u(n)x^*(n-k)\} = 0, \quad \forall k \in \mathbb{Z} \quad (3)$$

unde $E\{\bullet\}$ reprezintă operatorul de mediere statistică (speranța matematică).

Definind vectorii:

$$\mathbf{u}(n) = [u(n), u(n-1), \dots, u(n-N+1)]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{v}(n) = [v(n), v(n-1), \dots, v(n-N+1)]^T \quad (5)$$

rezultă că:

$$v(n) = \mathbf{h}^H \mathbf{u}(n) \quad (6)$$

$$e(n) = (v(n) - y(n)) + x(n) \quad (7)$$

Cu aceste notații introduse, în figura de mai jos este redesenată schema din Fig. 1, pentru a crea legătura între configurația generală de suprimare a interferențelor și cea de compensare a ecoului.

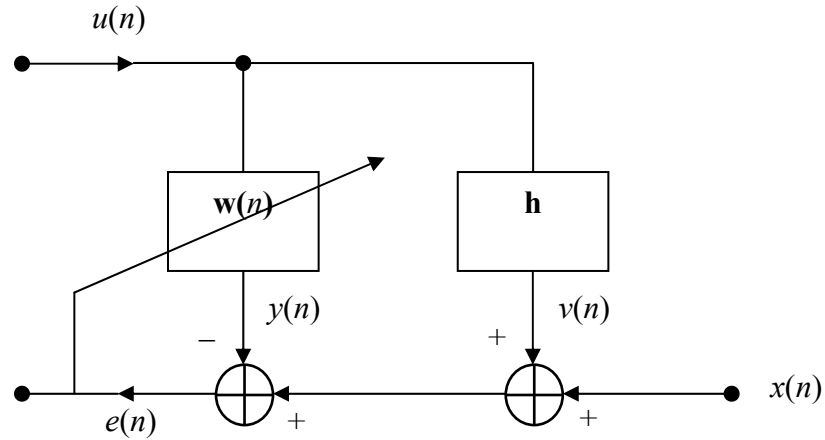


Figura 2. Configurația de suprimare a interferențelor ce stă la baza configurației de compensare a ecoului

În cazul unui filtru Wiener ideal [1], [2] coeficienții optimi sunt dați de ecuația normală:

$$\mathbf{R}\mathbf{w}(n) = \mathbf{p} \quad (8)$$

în care

$$\mathbf{R} = E\{\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n)\} \quad (9)$$

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

Dezvoltând relația (10) în acord cu relațiile (3) și (6) obținem:

$$\begin{aligned} \mathbf{p} &= E\{\mathbf{u}(n)d^*(n)\} = E\{\mathbf{u}(n)(x^*(n) + v^*(n))\} = E\{\mathbf{u}(n)x^*(n)\} + E\{\mathbf{u}(n)v^*(n)\} = \\ &= E\{\mathbf{u}(n)v^*(n)\} = E\{\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n)\mathbf{h}\} = \mathbf{R}\mathbf{h} \end{aligned} \quad (11)$$

astfel încât, din relațiile (8) și (11), rezultă valorile coeficienților optimi:

$$\mathbf{w}_{optim} = \mathbf{h} \quad (12)$$

În acest caz vom avea

$$y(n) = \mathbf{w}_{optim}^H \mathbf{u}(n) = \mathbf{h}^H \mathbf{u}(n) = v(n) \Rightarrow e(n) = x(n) \quad (13)$$

și deci separarea celor două semnale, $x(n)$ și $v(n)$, este realizată corect.

În cazul unui algoritm de tip RLS, operatorul de mediere statistică se înlocuiește cu o sumă ponderată:

$$E\{\bullet\} \rightarrow \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \{\bullet\} \quad (14)$$

și prin urmare ecuația normală (8) devine:

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{u}(i) \mathbf{u}^H(i) \mathbf{w}(n) &= \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{u}(i) (v^*(i) + x^*(i)) = \\ &= \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{u}(i) v^*(i) + \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{u}(i) x^*(i) \end{aligned} \quad (15)$$

Pentru valori ale parametrului de ponderare λ foarte apropiate de 1, împărțind cu n relația precedentă și ținând cont de faptul că pentru valori ale lui n suficient de mari sumele respective tind către mediile statistice, rezultă că:

$$\begin{aligned} \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{u}(i) x^*(i) &\cong E\{\mathbf{u}(n) x^*(n)\} = 0 \\ &\Downarrow \\ \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{u}(i) \mathbf{u}^H(i) \mathbf{w}(n) &\cong \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{u}(i) v^*(i) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{u}(i) \mathbf{u}^H(i) \mathbf{h} \\ &\Downarrow \\ \mathbf{w}(n) &\cong \mathbf{h} \end{aligned} \quad (16)$$

Dacă însă valoarea parametrului λ este relativ mică, astfel încât $\lambda^n \ll 1$, pentru $n \geq n_0$, se poate aproxima

$$\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \{\bullet\} \cong \sum_{i=n-n_0+1}^n \lambda^{n-i} \{\bullet\} \quad (17)$$

și prin urmare ecuația normală devine, conform relației de ortogonalitate [1], [2]:

$$\sum_{i=n-n_0+1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{u}(i) e^*(i) = \mathbf{0} \quad (18)$$

Relația precedentă reprezintă un sistem omogen de N ecuații cu n_0 necunoscute, $e(i)$.

Dacă $n_0 < N$ atunci sistemul admite numai soluția banală:

$$e(i) = 0 \quad \text{pentru } i = n - n_0 + 1, \dots, n \quad (19)$$

Aceasta presupune ca

$$y(n) = \mathbf{w}^H(n) \mathbf{u}(n) = x(n) + v(n) \quad (20)$$

deci o “scurgere” a semnalului $x(n)$ în ieșirea filtrului adaptiv, prin intermediul semnalului eroare [5], [6], așa cum este ilustrat în Fig. 3.

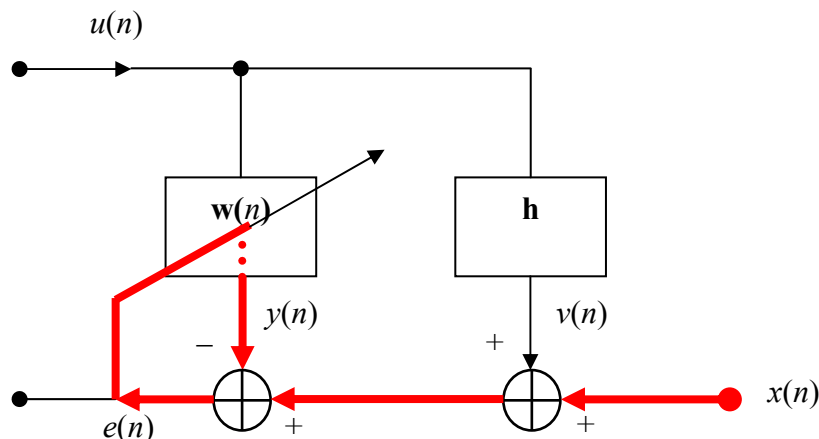


Figura 3. Ilustrarea fenomenului de “scurgere” a semnalului $x(n)$ în ieșirea filtrului adaptiv, prin intermediul semnalului eroare $e(n)$

În această situație este suprimat nu numai semnalul perturbator $v(n)$, ci și semnalul util, $x(n)$. Prin urmare compensatorul de ecou ar elimina nu numai semnalul de ecou, ci și vocea vorbitorului de la celălalt capăt, lucru care desigur nu ar trebui să se întâmple. Fenomenul este accentuat cu cât valoarea parametrului de ponderare λ este mai mică și cu cât lungimea filtrului adaptiv N este mai mare. În consecință, utilizarea unui algoritm de tip RLS într-o configurație de suprimare a interferențelor nu se poate realiza decât în situația în care valoarea parametrului λ este foarte apropiată de 1, acesta fiind cazul unui algoritm cu memorie mare. O serie de experimente au fost efectuate pentru punerea în evidență a aspectelor teoretice prezentate anterior. Câteva rezultate obținute într-o configurație de compensare a ecoului de linie, în cadrul standardului ITU-T G.168/2000 [7] sunt prezentate în Fig. 4 și 5. Lungimea filtrului adaptiv este 512, iar secvența de intare este `css_st`. Este evidentă superioritatea performanțelor obținute de către algoritmul RLS.

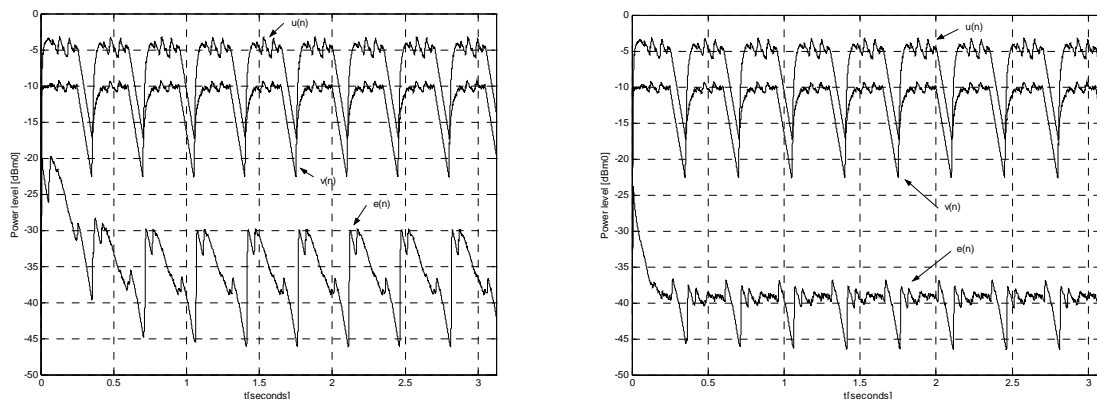


Figura 4. Situația unui singur vorbitor activ (single-talk); nivelele de putere [dB] ale secvențelor $u(n)$, $v(n)$ și $e(n)$ în cazul algoritmilor NLMS (stânga) și RLS (dreapta).

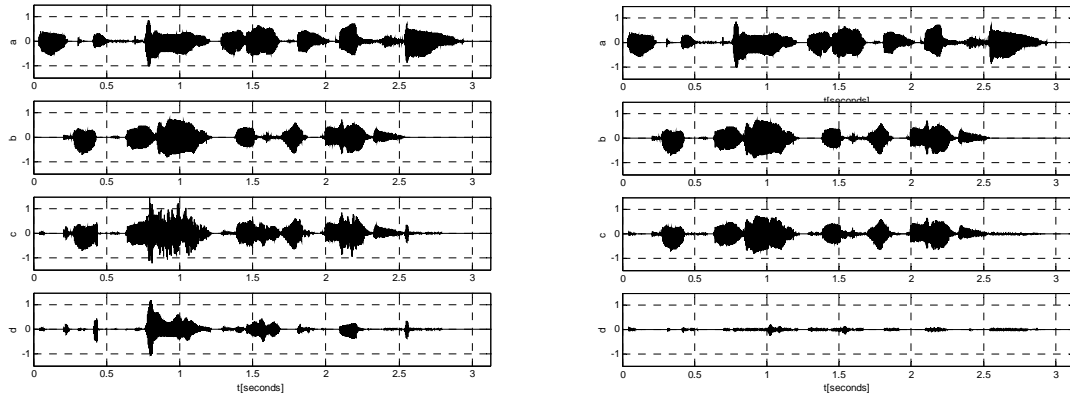


Figura 5. Situația vorbirii simultane (double-talk); secvențele de sus în jos: $u(n)$, $x(n)$, $e(n)$ și $e(n) - x(n)$, în cazul algoritmilor NLMS (stânga) și RLS (dreapta).

Bibliografie:

- [1] **Ciochină S.**, *Sisteme adaptive*, Litografia UPB, 1997.
- [2] **Haykin S.**, *Adaptive Filter Theory*, Fourth Edition, Prentice Hall International, Inc. Upper Saddle River, N.J., 2002.
- [3] **Paleologu C., Ciochină S., Enescu A.A.**, Modified GAL Algorithm Suitable for DSP Implementation, *Buletinul Științific al Univ. "Politehnica" Timișoara, Proc. of International Symposium on Electronics and Telecommunications*, Etc. 2002, Timișoara, 2002, vol. 1, pag. 2-7.
- [4] **Anghel C., Andronache A.**, A Novel Adaptation Scheme in the NLMS Algorithm for Digital Network Echo Canceller Implemented on Motorola StarCore SC140 DSP, *Rev. Roum. Sci. Techn. – Electrotechn. et Energ.*, vol. 47, nr.4, 2002.
- [5] **Ciochină S., Paleologu C., Enescu A.A.**, On the Behaviour of LS Adaptive Algorithms in Interference Cancellation Configuration, *Proc. of IEEE ICSES'06*, Lodz, Polonia, 2006.
- [6] **Enescu A.A., Ciochină S., Paleologu C.**, Adaptive Interference Cancellation: A Unitary Approach, *Proc. of IEEE ISSCS 2005*, vol. 2, Iași, 2005, pag. 569-572.

**Director de proiect,
Prof.dr.ing. Silviu Ciochină**