

Contribuții la teoria și implementarea metodelor de reducere adaptivă a zgomotului de fond în sistemele multi-canal de comunicații de voce

Contract nr. 331/01.10.2007, Cod ID_777

Analiza algoritmilor adaptivi de tip FAP/PAP implementați în cadrul sistemelor ANC multi-canal

- Sinteza fazei unice / 2008 -

Sistemele de control activ al zgomotului (*ANC – active noise control*) [1] funcționează pe principiul reducerii interferenței dintre un câmp sonor perturbator (primar), preluat de către un număr de senzori (microfoane) și un al doilea câmp sonor (secundar) generat de către un număr de difuzoare. Dispozitivele de control și totodată blocurile cheie din cadrul unei astfel de structuri sunt reprezentate de către filtrele adaptive, ce au rolul identificării căilor acustice dintre sursele respective. Recent, o categorie de algoritmi adaptivi rapizi bazați pe proiecții afine (*FAP – fast affine projection*) au fost analizați în contextul sistemelor ANC multi-canal [2], [3]. Acești algoritmi oferă o soluție de compromis avantajoasă între viteza de convergență și complexitatea aritmetică implicată. Chiar dacă din punct de vedere al vitezei de convergență sunt inferiori algoritmilor bazați pe optimizarea în sensul celor mai mici pătrate (*LS – least squares*), algoritmi FAP compensează printr-o complexitate aritmetică mai redusă comparativ cu algoritmi de tip LS.

Există însă o serie de probleme de natură numerică ale algoritmilor FAP, ce le limitează într-o anumită măsură utilizarea la scară largă în aplicațiile ANC multi-canal. Structura matematică a acestor algoritmi implică rezolvarea unui sistem de ecuații liniare. Numărul ecuațiilor este dat de ordinul de proiecție afină al algoritmului. Alegerea unui ordin mare de proiecție afină conduce la o soluție trivială din punct de vedere al complexității numerice. Rezolvarea acestui set de ecuații liniare din cadrul algoritmului FAP presupune însă utilizarea

unui algoritm de tip LS rapid (*fast LS*), ce poate conduce la probleme de instabilitate numerică specifice, în special în cazul multi-canal [2], [3].

În consecință, au fost investigate o serie de soluții alternative. Metoda Gauss-Seidel constituie una din tehnicile utilizate în acest context [4]. Combinația acestei metode cu algoritmul FAP și adaptarea sa pentru sistemele ANC multi-canal a condus la dezvoltarea algoritmului MFX-GSFAP (*modified filtered-x Gauss-Seidel FAP*) [3]. Comparativ cu soluția bazată pe algoritmi de tip LS, acest algoritm obține o complexitate aritmetică mai redusă și o stabilitate numerică îmbunătățită, păstrând în același timp viteza de convergență superioară. Ulterior, în scopul reducerii complexității aritmetice, se utilizează proiecțiile pseudo-afine (*PAP – pseudo-affine projection*) în cadrul algoritmilor menționați anterior, rezultând o nouă familie de algoritmi, denumiți GS-PAP (*Gauss-Seidel pseudo-affine projection*) [5]. Adaptarea acestor algoritmi pentru sistemele ANC multi-canal a fost prezentată în [6]. De asemenea, pentru o reducere suplimentară a complexității aritmetice au fost utilizate metode bazate pe iterații DCD [7]. S-a demonstrat că algoritmul MFX-DCDAP (*Modified Filtered-x Dichotomous Coordinate Descent Affine Projection*) obține performanțe similare cu algoritmul MFX-AP (*Modified Filtered-x Affine Projection Algorithm*), deși beneficiază de o complexitate mult mai redusă [8]. În acest context, o soluție bazată pe PAP a condus la dezvoltarea algoritmului MFX-DCDPAP (*Modified Filtered-x Dichotomous Coordinate Descent Pseudo Affine Projection*), analizat în [6]. Recent, o nouă tehnică de reducere a complexității aritmetice pentru algoritmi de tip AP a fost propusă în [9]. Echipa noastră de cercetare a abordat aceste tehnici în contextul aplicațiilor ANC [10], [11]. Pentru detaliere, în Fig. 1 este prezentată o schemă ANC multi-canal.

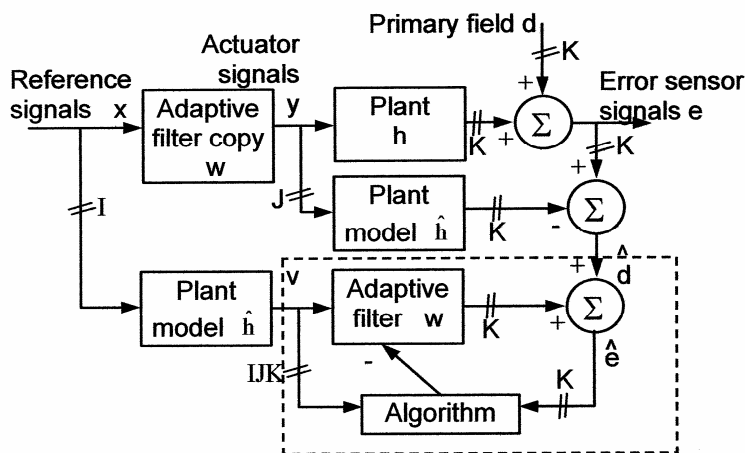


Fig. 1. Structură ANC multi-canal.

Notăția n se va referi la indexul temporal discret, I reprezintă numărul de senzori de referință, J este numărul dispozitivelor de control (actuators), K se referă la numărul senzorilor de eroare, L reprezintă lungimea filtrelor FIR cu coeficienți ficși, iar M este lungimea căilor (modelelor). Vectorii $\mathbf{x}_i = [x_i(n), \dots, x_i(n-L+1)]^T$ și $\mathbf{x}'_i = [x_i(n), \dots, x_i(n-M+1)]^T$ conțin ultimile L și respectiv M eșantioane din semnalul de referință $x_i(n)$. Vectorul $\mathbf{y}_j = [y_j(n), \dots, y_j(n-M+1)]^T$ conține ultimile M eșantioane ale semnalului $y_j(n)$. Eșantioanele semnalului $v_{i,j,k}(n)$ sunt colectate în $IJ \times K$ și $IJL \times K$ matrice

$$\mathbf{V}_0(n) = \begin{bmatrix} v_{1,1,1}(n) \dots v_{1,1,K}(n) \\ \dots & \dots \\ v_{I,J,1}(n) \dots v_{I,J,K}(n) \end{bmatrix} \text{ și } \mathbf{V}(n) = [\mathbf{V}_0^T(n) \dots \mathbf{V}_0^T(n-L+1)]^T = [\mathbf{V}_0^T(n) \mathbf{V}_r^T(n)]^T.$$

Vectorii $\hat{\mathbf{d}}(n) = [\hat{d}_1(n), \hat{d}_2(n), \dots, \hat{d}_K(n)]$ și $\hat{\mathbf{e}}(n) = [\hat{e}_1(n), \hat{e}_2(n), \dots, \hat{e}_K(n)]$ conțin estimății $\hat{d}_k(n)$ ai câmpului sonor $d_k(n)$ și ai semnalului eroare $\hat{e}_k(n)$, calculați în structura de filtrare-x cu compensarea întârzierii. Vectorii $\mathbf{h}_{j,k} = [h_{j,k,1}, \dots, h_{j,k,M}]^T$ conțin coeficienții $h_{j,k,m}$ ai filtrelor FIR fixe ce modelează căile acustice dintre semnalele $y_j(n)$ și $e_k(n)$. Cei $IJL \times 1$ vectori $\mathbf{w}(n) = \llbracket w_{1,1,1}(n) \dots w_{I,J,1}(n) \rrbracket \dots \llbracket w_{1,1,L}(n) \dots w_{I,J,L}(n) \rrbracket$ conțin coeficienții filtrelor FIR adaptive dintre semnalele $x_i(n)$ și $y_j(n)$. $\mathbf{R}(n)$ este matricea de autocorelație de dimensiune $KN \times KN$, iar $\mathbf{P}(n)$ și $\mathbf{Z}(n)$ sunt vectori de dimensiune $KN \times 1$, având inițial valori nule. Parametrul δ este factorul de regularizare iar μ este pasul de adaptare, cu $0 \leq \mu \leq 1$ (de obicei este setat la 1). Vectorul $\mathbf{Y}(n)$ de dimensiune $KN \times 1$ este setat inițial nul, iar vectorul $\bar{\mathbf{Y}}(n)$ conține primele $K(N-1) \times 1$ elemente din $\mathbf{Y}(n)$.

În cadrul unui sistem ANC multi-canal, filtrarea adaptivă bazată pe algoritmi de tip AP poate fi descrisă prin ecuațiile următoare:

$$y_j(n) = \sum_{i=1}^I \mathbf{w}_{i,j}^T(n) \mathbf{x}_i(n) \quad (1)$$

(dimensiune: $1 \times 1 = (1 \times L)(L \times 1)$)

$$v_{i,j,k}(n) = \mathbf{h}_{j,k}^T \mathbf{x}'_i(n) \quad (2)$$

(dimensiune: $1 \times 1 = (1 \times M)(M \times 1)$)

$$\hat{d}_k(n) = e_k(n) - \sum_{j=1}^J \mathbf{h}_{j,k}^T \mathbf{y}_j(n) \quad (3)$$

(dimensiune: $1 \times 1 = (1 \times 1) + (1 \times M)(M \times 1)$)

$$\hat{\mathbf{E}}^T(n) = \hat{\mathbf{D}}^T(n) + \mathbf{V}^T(n) \mathbf{w}(n) \quad (4)$$

(dimensiune: $KN \times 1 = (KN \times 1) + (KN \times IJL) \times (IJL \times 1)$)

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \mathbf{V}(n) (\mathbf{V}^T(n) \mathbf{V}(n) + \delta \mathbf{I})^{-1} \hat{\mathbf{E}}^T(n) \quad (5)$$

(dimensiune: $IJL \times 1 = (IJL \times 1) - (IJL \times KN) \times ((KN \times IJL) \times (IJL \times KN) + (KN \times KN)) \times (KN \times 1)$)

Utilizând metoda DCD-AP [9] și extinzând în cadrul ANC multi-canal [2], se obține algoritmul MFX-DCDRAP (*Modified Filtered-x Dichotomous Coordinate Descent Recursive Affine Projection*), caracterizat prin ecuațiile:

$$\mathbf{Z}(n) = [\mathbf{V}_0^T(n) \mathbf{w}(n-1) \bar{\mathbf{Y}}(n-1)] \quad (6)$$

(dimensiune: $KN \times 1 = [(K \times IJL) \times (IJL \times 1); (K(N-1) \times 1)]$)

$$\mathbf{G}(n) = \mathbf{V}^T(n) \mathbf{V}(n-1) \quad (7)$$

(dimensiune: $KN \times KN = (KN \times IJL) \times (IJL \times KN)$)

$$\mathbf{Y}(n) = \mathbf{Z}(n) - \mathbf{G}(n) \mathbf{P}(n-1) \quad (8)$$

(dimensiune: $KN \times 1 = (KN \times 1) - (KN \times KN) \times (KN \times 1)$)

$$\hat{\mathbf{E}}^T(n) = \hat{\mathbf{D}}^T(n) + \mathbf{Y}(n) \quad (9)$$

(dimensiune: $KN \times 1 = (KN \times 1) + (KN \times 1)$)

Reactualizarea coeficienților filtrului se face pe baza rezolvării unui sistem liniar de ecuații, utilizând metoda DCD:

$$(\mathbf{R}(n) + \delta \mathbf{I}) \cdot \mathbf{P}(n) = \hat{\mathbf{E}}^T(n) \quad (10)$$

(dimensiune: $(KN \times KN) \times (KN \times 1) = (KN \times 1)$)

Principalul avantaj al algoritmilor bazați pe DCD îl reprezintă faptul că evită operația de inversare a matricei, ce constituie o sursă importantă de instabilitate numerică. De asemenea, coeficienții din relația (1) se calculează într-un mod direct, spre deosebire de majoritatea algoritmilor de tip FAP utilizați în aplicațiile ANC multi-canal.

Din punct de vedere al complexității aritmetice, s-au evaluat numărul de multiplicări și adunări per iterație pentru diverși algoritmi. Astfel, numărul de înmulțiri este

$$M_{MFX-DCDRAP} = IJK(M + L + 2KN + 2K) + IJL + JKM + KN(KN + 1) \quad (11)$$

$$M_{MFX-LMS} = IJK(M + 2L) + IJL + JKM + K \quad (12)$$

$$M_{MFX-DCDPAP} = IJK(M + 2L + 3KN) + IJL + JKM \quad (13)$$

iar numărul maxim de adunări este

$$A_{MFX-DCDRAP} = K^2(2IJ(N + 1) + N^2 - N - 1) + K(IJ(M + L - 1) + J(M - 1) + N + 1) + IJ(L - 1) + N_u(IJL + 2KN) + M_b \quad (14)$$

$$A_{MFX-LMS} = IJK(M + 2L) + IJ(L - K - 1) + JK(M - 1) \quad (15)$$

$$A_{MFX-DCDPAP} = IJK(M + 2L + 3KN - 2) + IJL + JK(M - 1) - IJ - K^2N + KN(N_u + 2M_b - 1) + M_b + 1 \quad (16)$$

N_u reprezintă numărul de iterații efectuate de procedura DCD, iar M_b este numărul de biți.

În Fig. 2 și Tabelul 1 sunt prezentate câteva evaluări ale complexității aritmetice într-o aplicație de ANC multi-canal.

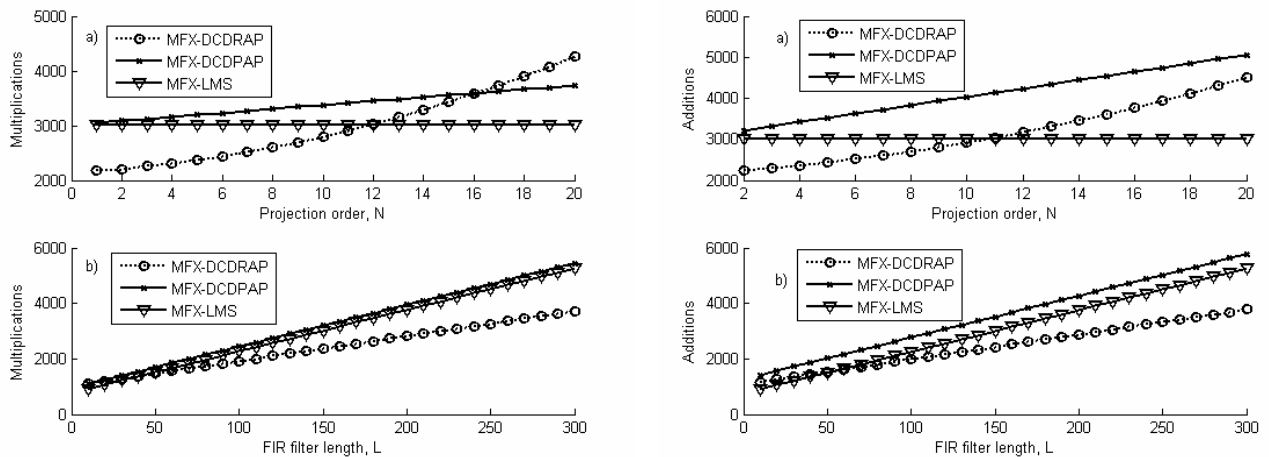


Fig. 2. Numărul de înmulțiri (stânga) și adunări (adunări) pentru algoritmi MFX-LMS, MFX-DCDRAP și MFX-DCDPAP în două situații: (a) N variabil ($I = 1, J = 3, K = 2, L = 150, M = 64, N_u = 4, M_b = 16$) (b) L variabil ($I = 1, J = 3, K = 2, N = 5, M = 64, N_u = 4, M_b = 16$)

Algoritmi pentru ANC multicanal $L = 150, M = 64, N_u = 4$	Nr. de înmulțiri per iterație $I = 1, J = 3, K = 2$	Nr. de adunări per iterație $I = 1, J = 3, K = 2$
MFX-LMS	3018	3003
MFX-DCDPAP ($N=5$)	3198	3524
MFX-DCDRAP ($N=13$)	3156	3311
MFX-DCDRAP ($N=5$)	2372	2431

Tabel 1. Comparație din punct de vedere al complexității aritmetice între algoritmi MFX-LMS, MFX-DCDRAP și MFX-DCDPAP în cadrul aplicației ANC multi-canal.

În Fig. 3 sunt prezentate rezultatele unui experiment efectuat într-o configurație de ANC multi-canal, utilizând parametrii $I = 1, J = 3, K = 2, L = 150, M = 64, M_b = 16$ și $\text{SNR} = 10\text{dB}$.

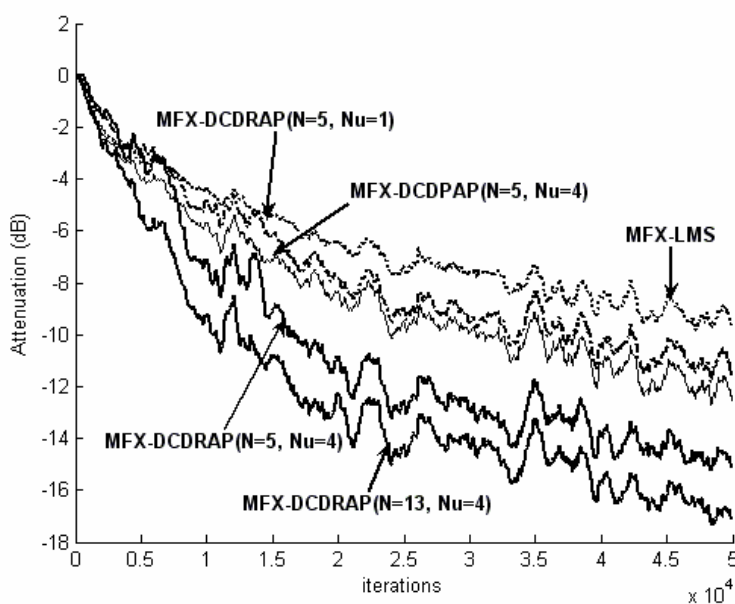


Fig. 3. Convergența algoritmilor MFX-LMS, MFX-DCDRAP și MFX-DCDPAP în cadrul aplicației ANC multi-canal.

În scopul creșterii vitezei de convergență și a robusteții la condițiile de mediu (ținând cont de caracterul nestaționar al diverselor tipuri de zgomot și de caracterul variabil în timp al căilor de propagare acustice), algoritmi prezentați anterior se pot combina cu tehnici de filtrare adaptivă cu pași de adaptare variabili [12]-[14].

Bibliografie

- [1] S.J. Elliot, P.A. Nelson, "Active noise control", *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 10, no. 4, pp. 12-35, Oct. 1993.
- [2] M. Bouchard, "Multichannel affine and fast affine projection algorithms for active noise control and acoustic equalization systems", *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, vol. 11, no. 1, pp. 54-60, Jan. 2003.
- [3] M. Bouchard, F. Albu, "The Gauss-Seidel fast affine projection algorithm for multichannel active noise control and sound reproduction systems", *Int. Journal Adapt. Control Signal Process., Special Issue Adaptive Control Sound and Vibration*, vol. 19, no. 2-3, pp. 107-123, Mar.-Apr. 2005.
- [4] R. Barret et al., *Templates for the Solutions of Linear Systems: Building Blocks for Iterative Models*, 2nd ed., SIAM, Philadelphia, 1994.
- [5] F. Albu, M. Bouchard, "The Gauss-Seidel pseudo-affine projection algorithm and its application for echo cancellation", *Proc. Asilomar*, Pacific Grove, CA, vol. 2, pp. 1303-1306, Nov. 2003.
- [6] F. Albu, M. Bouchard, Y.V. Zakharov, "Pseudo-affine projection algorithms for multichannel active noise control", *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, vol. 15, no. 3, pp. 1044-1052, Mar. 2007.
- [7] Y. V. Zakharov, T. C. Tozer, "Multiplication-free iterative algorithm for LS problem", *Electronics Letters*, vol. 40, no. 9, pp. 567-569, April 2004.
- [8] F. Albu, "Efficient multichannel filtered-x affine projection algorithm for active noise control," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 7, pp. 421 – 423, 2006.
- [9] Y. V. Zakharov, "Low complexity implementation of the affine projection algorithm," *IEEE Signal Processing Letters*, April 2008.
- [10] F. Albu, C. Paleologu, "A Recursive Least Square Algorithm for Active Noise Control based on the Gauss-Seidel Method", *Proc. of IEEE ICECS 2008*, Malta.
- [11] F. Albu, C. Paleologu, "New Multichannel Modified Filtered-X Algorithms for Active Noise Control using the Dichotomous Coordinate Descent Method", *Proc. of Acoustics 2008*, Paris, France.
- [12] C. Paleologu, S. Ciochină, J. Benesty, "Double-Talk Robust VSS-NLMS Algorithm for Under-Modeling Acoustic Echo Cancellation", *Proc. of IEEE ICASSP 2008*, Las Vegas, U.S.A, pp. 245-248.
- [13] C. Paleologu, J. Benesty, S. Ciochină, "A Variable Step-Size Proportionate NLMS Algorithm for Echo Cancellation", *Revue Roumaine des Sciences Techniques – Serie Electrotechnique et Energetique*, vol. 53, no. 3, pp. 309-317, 2008.
- [14] C. Paleologu, J. Benesty, S. Ciochină, "A Robust Variable Forgetting Factor Recursive Least-Squares Algorithm for System Identification", *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 15, pp. 597-600, 2008.

**DIRECTOR PROIECT,
Conf. dr. ing. Constantin PALEOLOGU**