

COMPARAISON DE QUELQUES ALGORITHMES ADAPTATIFS DE SEPARATION AVEUGLE DE SOURCES DANS UN MELANGE CONVOLUTIF

H. L. NGUYEN THI ⁽¹⁾ et ⁽²⁾, Ch. JUTTEN ⁽¹⁾

⁽¹⁾ INPG-TIRF ⁽²⁾ INPG-ICP 46, avenue Félix Viallet, 38031 Grenoble Cédex
 Tel. + 76 57 45 48 Fax. + 76 57 49 10

RÉSUMÉ

La séparation aveugle de sources à large bande dans un mélange convolutif est obtenue par l'estimation des filtres pour rendre les sorties indépendantes. Nous avons proposé deux classes d'algorithmes adaptatifs de type "itération stochastique" pour estimer les filtres de séparation. Ces algorithmes peuvent être effectivement appliqués à une architecture récursive ou non-récursive. Dans ce papier, nous proposons de comparer des variantes de ces algorithmes pour différents types des signaux, de critères et d'architectures. Les résultats expérimentaux sont comparés selon différents aspects: qualité d'estimation paramétrique, précision de séparation des signaux, complexité de calcul et limitations.

ABSTRACT

The blind separation of sources in the case of convolutive mixture for large bandwidth signals is achieved by the estimation of the filters in order to insure the output independence. We proposed two adaptive algorithms of to estimate the filters of separation. These algorithms can be used on the recursive structure as well as on the direct structure. In this paper, we propose to compare alternative of the algorithms for different types of signals, of criterions and of structures. The experimental results are compared according to the different aspects : quality of parameter estimation, precision of signal separation, complexity of computation and limitations.

1. Introduction

La séparation aveugle de sources est un problème récent en traitement du signal. De nombreux algorithmes ont été proposés dans le cas de mélanges instantanés ou de mélanges convolutifs des signaux à bande étroite. Cependant, dans le cas de mélanges convolutifs de signaux à large bande, le problème est plus complexe. Le mélange convolutif de signaux à large bande est modélisé par des filtres temporels (RIF ou RII). Pour séparer les signaux dans un mélange convolutif, on doit estimer simultanément les filtres adaptatifs de sorte que les sorties de l'architecture soient statistiquement indépendantes. Nous avons proposé deux algorithmes adaptatifs fondés sur l'annulation des moments d'ordre supérieur [4] ou l'annulation des cumulants croisés d'ordre 4 [6]. Par ailleurs, une architecture non récursive (directe) peut fournir une estimation simultanée des signaux en sortie [5]. En appliquant ces algorithmes aux deux types d'architectures, nous comparons les performances pour différents types des signaux (signaux stationnaires ou non, signaux blancs ou colorés, signaux simulés ou signaux réels de la parole). Par ailleurs, nous présenterons une étude de l'influence de traitements supplémentaires (apprentissage non-permanent, pré-traitement, décorrélation, post-traitement) sur les performances de séparation. Enfin, des résultats expérimentaux de comparaison seront présentés dans diverses situations.

2. Modèle temporel de mélange convolutif

En général, un signal observé à la sortie d'un capteur résulte

d'une convolution de sources inconnues par des filtres inconnus. Dans le cas de deux sources et de deux capteurs, en supposant le bruit additif négligeable, le modèle temporel du mélange convolutif des signaux à large bande est présenté dans la figure 1, où les filtres linéaires $A_{ij}(z)$ représentent les fonctions de transfert entre les sources $X_i(n)$ et les capteurs.

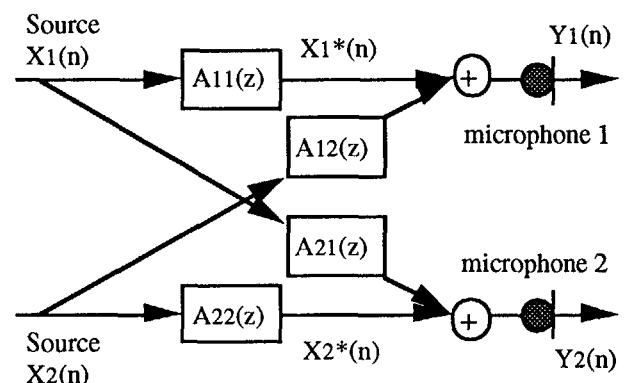


Fig. 1. Modèle temporel de mélange convolutif.

En utilisant la transformation en z , l'équation du mélange s'écrit :

$$Y_i(z) = A_{ii}(z).X_i(z) + A_{ij}.X_j(z) \quad (1)$$

où : $i \neq j$ et $i, j \in [1, 2]$ dans le cas de deux sources.

La transformation A de sources aux capteurs est donc une matrice des filtres A_{ij} de type RIF ou RII.

Ici on se restreindra au cas particulier où le milieu est isotrope et sans écho, et où les deux sources se placent de part et d'autre



de l'axe entre deux capteurs. Dans ce cas, les filtres $A_{ij}(z)$ sont approximativement égaux à 1 et les filtres $A_{ij}(z)$ sont supposés de type RIF [6].

3. Solutions de séparation de sources à large bande

3.1 Architecture récursive

En généralisant la solution [3], la séparation des signaux à large bande dans un mélange convolutif est obtenue par l'architecture récursive des filtres adaptatifs (figure 2).

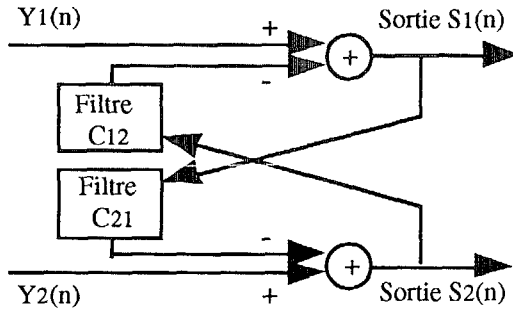


Fig. 2. Architecture récursive de séparation.

L'équation des sorties du modèle s'écrit alors :

$$S_i(z) = Y_i(z) - C_{ij}.S_j(z), \tag{2}$$

ou encore dans le cas de mélanges simplifiés :

$$S_i(z) = \frac{(1 - C_{ij}.A_{ji}).X_i(z) + (A_{ij} - C_{ij}).X_j(z)}{(1 - C_{ij}(z).C_{ji}(z))}. \tag{3}$$

En considérant les équations (3) dans le cas de deux sources, sous réserve de stabilité du filtre $1/(1 - C_{12}(z).C_{21}(z))$, si :

$$C_{12}(z) = A_{12}(z) \text{ et } C_{21}(z) = A_{21}(z), \tag{4}$$

l'architecture récursive nous fournit une solution de séparation de sources : $S_1(z) = X_1(z)$ et $S_2(z) = X_2(z)$. Cela signifie qu'avec une bonne estimation paramétrique des filtres, cette architecture peut séparer les signaux.

3.2 Architecture directe

L'architecture directe est étudiée dans [5] pour l'estimation des signaux fondée sur la décorrélation. L'équation des sorties dans ce cas s'écrit :

$$U_i(z) = Y_i(z) - C_{ij}.Y_j(z). \tag{5}$$

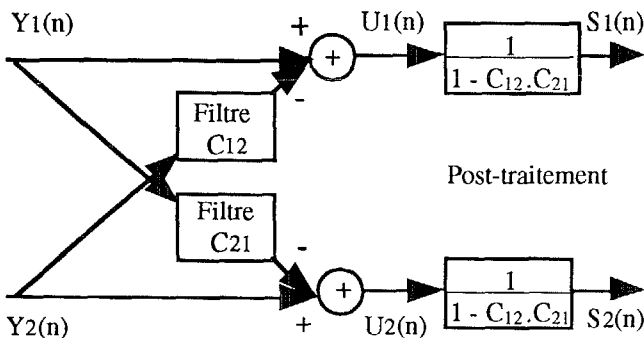


Fig. 3. Architecture directe de séparation.

Les sources $X_i(n)$ ne peuvent être restituées que si l'on ajoute

un bloc de post-traitement, c'est-à-dire :

$$S_i(n) = \frac{U_i(n)}{1 - C_{12}(z).C_{21}(z)}. \tag{6}$$

Dans le cas de mélanges instantanés, le bloc de post-traitement $1/(1 - C_{12}.C_{21})$ représente évidemment un facteur scalaire qui n'influence pas la solution de séparation. Cependant, dans le cas de mélanges convolutifs, il s'agit d'un filtre de type RII qui influence fortement les signaux estimés. En effet, considérons la figure 4, l'algorithme fondée sur l'annulation des moments d'ordre 4 dans une expérience de l'architecture directe a fourni une estimation de deux filtres $C_{12}(z)$ et $C_{21}(z)$ de type RIF (Fig. 4a et Fig. 4b) dont l'erreur quadratique paramétrique moyenne est égale à 0.002 (Fig. 4d). Pourtant, la caractéristique spectrale du filtre du post-traitement (Fig. 4c) peut produire des distorsions momentanés des signaux en sortie du post-traitement, en particulier dans le cas du signal de la parole.

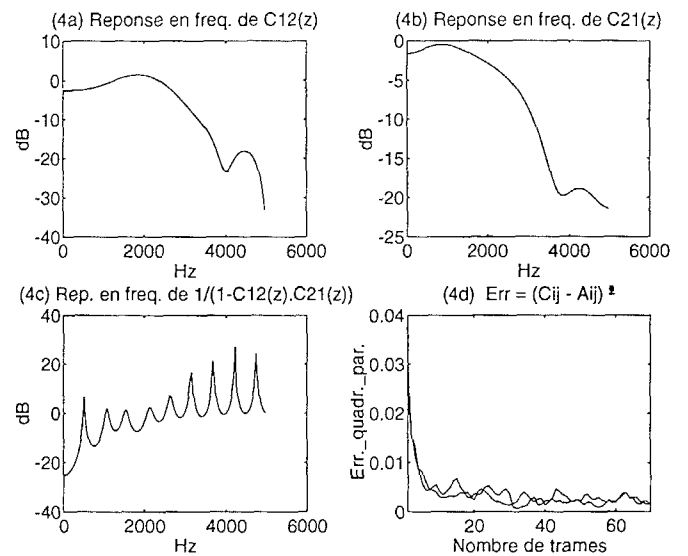


Fig 4. Réponse en fréquence des filtres C_{ij} et du filtre $1/(1 - C_{12}.C_{21})$; l'erreur quadratique paramétrique des filtres estimés.

En conclusion :

- Pour restituer les sources, les deux architectures nécessitent la même condition de stabilité du filtre $1/(1 - C_{12}.C_{21})$.
- Dans le cas d'architectures récursives, la conception d'un algorithme de type du gradient est difficile car les calculs sont très complexes, chaque moment ou cumulante dépend de tous les coefficients des filtres.
- En se basant sur le critère d'indépendance des signaux U_i et U_j , l'architecture directe a l'avantage d'un calcul plus simple, et la minimisation d'un critère [1] est possible. Cependant, cette architecture nécessite un post-traitement, qui est un filtre de type RII, pour restituer les signaux de sources.

4. Algorithmes

4.1. Critère de séparation

Le critère général de séparation de sources est fondé sur l'indépendance des signaux en faisant appel à des statistiques d'ordre supérieur. Pratiquement, des critères d'indépendance



sont des approximations fondées sur les cumulants croisés ou les moments croisés d'ordre supérieur à 2. En principe, deux types d'algorithmes peuvent être appliqués : les algorithmes de type "Robbins-Monro" fondés sur *des critères à annuler* et les algorithmes de type "gradient" fondés sur *un critère à minimiser*.

4-2. Algorithmes adaptatifs de type d'itération stochastique "Robbins-Monro"

Considérons l'équation (3), dans laquelle les sources X_i et les filtres A_{ij} sont inconnus, les coefficients des filtres C_{ij} sont ajustés par un algorithme adaptatif pour rendre les sorties indépendantes. Nous avons proposé les algorithmes basés sur d'itération stochastique dans lesquels, à chaque instant n , les coefficients k des filtres C_{ij} sont ajustés en annulant un critère $\phi_{ij}(n,k)$ selon la règle suivante :

$$c_{ij}(n+1,k) = c_{ij}(n,k) - \mu \cdot \phi_{ij}(n,k) \quad (7)$$

où : μ , le pas d'adaptation, dépend du signe de la dérivée du critère au voisinage du zéro, $k \in [0, M-1]$, et M est l'ordre des filtres.

Les algorithmes suivants correspondent à différents critères à annuler fondés sur des moments ou sur des cumulants croisés des signaux en sortie.

La règle d'adaptation fondée sur *l'annulation des moments croisés d'ordre 4* s'écrit :

$$c_{ij}(n+1,k) = c_{ij}(n,k) + \mu \cdot M_{31}(i,j,n,k) \quad (8)$$

où : $M_{31}(i,j,n,k)$ sont des moments croisés d'ordre 4 :

$$M_{31}(i,j,n,k) = E \{ s_i^3(n) \cdot s_j(n-k) \},$$

$s_i(n)$ est une estimation du signal centré de $S_i(n)$,

$\mu > 0$ et les moments sont estimés par :

$$M_{31}(i,j,n,k) = a \cdot M_{31}(i,j,n-1,k) + (1-a) \cdot s_i^3(n) \cdot s_j(n-k), \text{ avec } a = \text{cte.} \quad (9)$$

Le critère fondé sur *les fonctions non-linéaires* donne :

$$c_{ij}(n+1,k) = c_{ij}(n,k) + \mu \cdot f(s_i(n)) \cdot g(s_j(n-k)) \quad (10)$$

où : $\mu > 0$, les fonctions f et g sont non-linéaires, impaires [3]. On peut considérer que la règle (8) est le cas le plus simple de la règle (10) où les fonctions f et g sont les suivantes :

$$f(.) = (.)^3 \text{ et } g(.) = (.)$$

Annulation des cumulants croisés d'ordre 4 :

On peut aussi considérer comme critères à annuler, les deux cumulants croisés $\text{Cum}_{31}(i,j,n,k)$ entre $s_i(n)$ et $s_j(n-k)$, c'est-à-dire :

$$\phi_{ij}(n,k) = \text{Cum}_{31}(i,j,n,k) \quad (11)$$

Expérimentalement, on observe que les cumulants croisés $\text{Cum}_{31}(i,j,n,k)$ peuvent s'annuler avec une pente qui peut être positive ou négative [6]. On propose donc la règle d'adaptation suivante :

$$c_{ij}(n+1,k) = c_{ij}(n,k) - \mu \cdot \text{sign} \left(\frac{\partial \text{Cum}_{31}(i,j,n,k)}{\partial c_{ij}(n,k)} \right) \cdot \text{Cum}_{31}(i,j,n,k)$$

avec $\mu > 0$. (12)

Les cumulants sont calculés à partir d'une estimation des moments par la relation (9). Pour des signaux stationnaires, on peut utiliser l'estimation adaptative des cumulants proposée dans [8].

Les deux premiers algorithmes fondés sur l'annulation des moments ont l'avantage de la simplicité de calcul et de la

vitesse de convergence. Cependant, des travaux théoriques [3] ont montré que la convergence de ces algorithmes n'est possible que si la densité de probabilité (ddp) des sources est paire. L'algorithme fondé sur les cumulants a l'intérêt de pallier à cet inconvénient, mais au prix d'une plus grande complexité de calcul.

4.3. Traitements supplémentaires

4.3.1. Apprentissage non-permanent et estimation des pas d'adaptation

Dans le cas de signaux très non-stationnaires comme les signaux de la parole, la convergence de l'algorithme peut être perturbée par des pauses silencieuses. Pour traiter des signaux non-stationnaires, nous avons proposé un apprentissage non-permanent qui gèle l'apprentissage si l'énergie des sorties est trop faible et une estimation des pas d'adaptation en fonction de signaux estimés en sortie [6].

4.3.2. Blanchiment des signaux

En principe, l'estimation paramétrique des filtres dépend de spectre du signal à l'entrée du filtre. La séparation de sources ne garantit pas l'estimation paramétrique correcte dans le cas de signaux colorés [6]. Un traitement supplémentaire peut donc consister à blanchir les signaux de sources pour estimer les filtres et puis à dé-blanchir des signaux pour retrouver les signaux de sources. Ce traitement, avec le choix du filtre de blanchiment $H_b(z)$, est étudié expérimentalement dans [7].

Pour une architecture directe, une solution de ce traitement est présentée dans la figure 5.

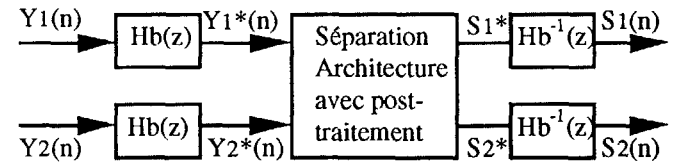


Fig. 5. Blanchiment des signaux avec les filtres inverses.

Dans le cas d'une architecture récursive, ce schéma reste valable, mais on peut proposer une autre solution plus simple et plus efficace. Elle consiste à utiliser les sorties blanchies pour adapter les filtres $C_{ij}(z)$.

Cependant, l'efficacité de ce traitement dépend de la caractéristique spectrale du filtre $H_b(z)$. Il est difficile de choisir un filtre pour blanchir n'importe quels signaux colorés. Il est donc conseillé d'estimer adaptativement les filtres $H_b(z)$.

4.3.3. Pré-traitement par la décorrélation

Le traitement se fait en deux étages [2] : un étage décorrélateur suivi d'un étage séparateur (Fig. 6). Les filtres décorrélateurs de type RIF peuvent être estimés par un algorithme de type LMS. Cependant, dans ce cas, la solution théorique de séparation nécessite les filtres estimés $C_{ij}(z)$ de type RII.

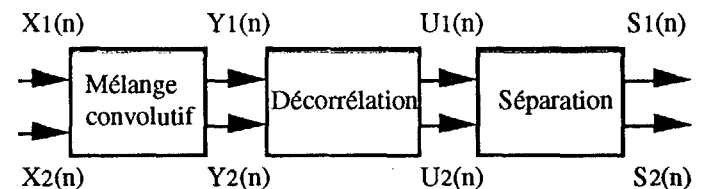


Fig. 6. Traitement en deux étages.



5. Résultats de comparaison

Tous ces algorithmes ont été appliqués aux mélanges convolutifs simulés de différents types des signaux à large bande dans le cas d'architectures récursives ainsi que d'architectures directes. Les critères de comparaison incluent notamment l'erreur quadratique paramétrique des filtres estimés C_{ij} par rapport aux filtres A_{ij} du mélange, l'erreur résiduelle (ou -RSB en dB) des signaux estimés en sortie et la

vitesse de convergence qui est considérée comme le nombre d'échantillons calculés pour obtenir de -14 dB d'erreur résiduelle en sortie. Les valeurs moyennes d'erreurs quadratiques paramétriques et d'erreurs résiduelles sont calculées après 20 trames (une trame = 200 échantillons). Les résultats expérimentaux résumés dans le tableau suivant sont obtenus dans le cas de mélange simulé de deux signaux blancs stationnaires de ddp paire.

Algorithmes	SOS : Ordre	Signaux de ddp paire	Signaux de ddp non-paire	Post-traitement récursif	Complexité : nb_opérations par coefficient	Erreur quadratique paramétrique	Erreur résiduelle en sortie	Vitesse de convergence
Moments 4	4	oui	non	selon_archi.	9	0.000634	- 18.14 dB	1400 éch. pour -14 dB
Fonctions impaires f et g	≥ 4	oui	non	selon_archi.	12*	0.000558*	- 18.97 dB*	1800 éch. pour -14 dB*
Cumulants 4	4	oui	oui	selon_archi.	46	0.000693	- 18.15 dB	3000 éch. pour -14 dB
Architecture Récursive	Moment 4	oui	selon_algo.	non	selon_algo.	0.000634	- 18.14 dB	1400 éch. pour -14 dB
Architecture Directe	Moment 4	oui	selon_algo.	nécessaire	selon_algo.	0.00243**	- 13.02 dB**	1400 éch. pour -11 dB**

Tableau 1. Comparaison des algorithmes de séparation de sources dans un mélange convolutif. * Les résultats expérimentaux de l'algorithme sont obtenus dans le cas de fonctions f et g : $f = (\cdot)^3$ et $g = \tanh(\cdot)$. Les architectures sont comparées en utilisant l'algorithme fondé sur l'annulation des moments croisés d'ordre 4, où **correspond au cas de post-traitement.

6. Conclusions

Dans ce papier nous avons présenté brièvement une comparaison de quelques algorithmes de séparation de sources dans un mélange convolutif modélisé par des filtres de type RIF. Les algorithmes fondés sur l'annulation des moments sont intéressants d'un point de vue vitesse de convergence et simplicité de calcul. Par contre, l'algorithme fondé sur l'annulation des cumulants est capable de séparer des signaux de ddp quelconque. Dans le cas de signaux non-stationnaires et colorés comme des signaux de la parole, des traitements supplémentaires sont importants pour obtenir de bonnes performances en séparation. Les résultats expérimentaux montrent l'efficacité de l'apprentissage non-permanent et de l'estimation des pas d'adaptation. Pour obtenir une bonne

estimation paramétrique des filtres, le blanchiment des signaux est une solution raisonnable et efficace. Les algorithmes sont applicables sur les architectures directe et récursive. Avec l'architecture directe, des algorithmes fondés sur la minimisation d'un critère quadratique (par exemple la somme de cumulants au carré) sont possibles alors qu'ils conduisent à des calculs très complexes avec l'architecture récursive. Cependant, dans le cas d'architectures directes de séparation des signaux à large bande dans un mélange convolutif, le bloc de post-traitement est un filtre RII qui est nécessaire pour restituer des signaux de sources. Compte-tenu ce bloc, les complexités de calcul de deux types d'architectures sont très voisines pour les algorithmes fondés sur l'annulation de moments ou de cumulants croisés.

Remerciements. Cette étude bénéficie des supports scientifiques du GT9 du GDR TSI et du Working Group Esprit II-ATHOS et elle est développée à l'aide des suggestions de P. COMON, Thomson-Sintra ASM.

Références

- [1]. J.-L. LACOUME, P. RUIZ "Sources identification : A solution based on the cumulants", proceedings of ASSP Workshop on Spectral Estimation and Modeling, Minneapolis, USA, pp. 199-203, 1988.
- [2]. P. COMON "Séparation de mélanges de signaux", 12ème GRETSI, Juan-les-pins, France, Vol. 1, pp. 137-140, 1989.
- [3]. Ch. JUTTEN, J. HERAULT, P. COMON et E. SOROUCHYARI "Blind separation of sources : Part I, II, III", Signal Processing, Vol. 24, pp. 1-29, 1991.
- [4]. H. L. NGUYEN THI, Ch. JUTTEN, J. CAELEN "Séparation aveugle de parole et de bruit dans un mélange convolutif", 13ème GRETSI, Juan-les-pins, France, Vol. 2, pp. 737-740, Septembre 1991.

- [5]. S. V. GERVEN, D. V. COMPERNOLLE "Feedforward and feedback in a symmetric adaptive noise canceler : Stability analysis in a simplified case", Proceedings of EUSIPCO-92, Brussels, Belgium, Vol. 2, pp. 1081-1084, August 1992.
- [6]. H. L. NGUYEN THI "Séparation aveugle de sources à large bande dans un mélange convolutif. Application au rehaussement de la parole", Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, Janvier 1993.
- [7]. X. OLIVA-GALVAN "Blind separation of sources : Some adaptive algorithms", Rapport du stage dans le cadre d'ATHOS au CEPHAG-TIRF/IPN, Grenoble, Avril 1993.
- [8]. P.-O. AMBLARD, J.-M. BROSSIER "Adaptive estimation of fourth order cumulant", un papier soumis à Signal Processing, April 1993.