

**STRUCTURES DE WIENER ET STRUCTURE P.I.S.
POUR L'ESTIMATION D'UN SIGNAL**

G. FAUCON, S. TAZI MEZALEK

LABORATOIRE TRAITEMENT DU SIGNAL ET DE L'IMAGE / IRISA - UNIVERSITE DE RENNES I
CAMPUS DE BEAULIEU - 35042 RENNES CEDEX

RÉSUMÉ

Ce papier traite le problème de l'estimation d'un signal perturbé par un bruit additif lorsque deux observations signal + bruit sont disponibles. Nous supposons les bruits faiblement corrélés. Deux structures sous-optimales, incluant un apprentissage de la fonction de transfert entre signaux, sont proposées. Puis la méthode P.I.S. prenant en compte la non stationnarité de la fonction de transfert entre signaux est présentée. Pour chacune de ces méthodes, une étude théorique des performances est faite en supposant les bruits parfaitement décorrelés. Une comparaison est alors donnée.

1. INTRODUCTION

On pose le problème de l'estimation d'un signal lorsque deux observations bruitées sont disponibles. Un certain nombre de méthodes correspondant à des hypothèses différentes ont été proposées dans le cadre du débruitage de la parole pour les radiomobiles [1,2]. En particulier, différentes structures ont été développées dans le cas de signaux fortement corrélés et de bruits faiblement corrélés, ce qui constitue une hypothèse tout à fait acceptable dans notre application pour une distance entre microphones suffisamment importante.

Ce papier présente une étude théorique de certaines de ces méthodes adaptées à la situation bruits décorrelés, et développée lorsque les filtres utilisés sont optimaux. Les performances de ces méthodes sont limitées par la longueur des filtres, le nombre de bits utilisés, et pour les filtres adaptatifs, par leur vitesse de convergence. Cependant, des limites sur les performances peuvent être obtenues en supposant les filtres optimaux non causaux, de mémoire infinie et les signaux et bruits stationnaires. Une comparaison des performances théoriques est alors possible. Les observations reçues s'écrivent $x_1 = s_1 + b_1$ et $x_2 = s_2 + b_2$, où s_i et b_i représentent respectivement le signal et le bruit perturbateur sur la voie n° i. Nous supposons que le signal à estimer est le signal s_1 . On suppose les hypothèses suivantes parfaitement vérifiées : la fonction de cohérence entre les signaux vaut 1 en module, tandis que la fonction de cohérence entre bruits est nulle.

Le paragraphe 2 rappelle le filtre de Wiener vectoriel permettant de minimiser l'erreur en sortie $E[(s_1 - \hat{s}_1)^2]$ lorsque les différentes d.s.p. (densités spectrales de puissance) sont connues. La mise en œuvre de ce filtre vectoriel est complexe et nécessite l'apprentissage des d.s.p. Ceci nous a amené à développer deux méthodes sous-optimales plus simples à mettre en œuvre et moins sensibles aux erreurs d'estimation. Le paragraphe 3 présente ces deux méthodes et l'évaluation théorique est alors donnée. Une structure originale et prenant en compte la non-stationnarité de la fonction de transfert entre signaux est développée au paragraphe 4.

ABSTRACT

Our concern is the estimation of a signal when two observations are available. We assume the noises are weakly correlated. Two suboptimal structures including the learning of the transfer function between signals are presented. Then the P.I.S. method taking into account the non stationarity of this transfer function is proposed. For each method, a theoretical study of the performances is made by assuming the noises decorrelated. A comparison is given.

Pour cette structure dénommée P.I.S. (Prétraitement + Identification entre Signaux), deux versions sont proposées ; les calculs théoriques correspondants sont alors donnés.

Nous désignerons par $\delta_1(f)$ le rapport de la d.s.p. du signal à la d.s.p. du bruit sur la voie 1, de même pour $\delta_2(f)$, et $\alpha_s(f)$ le rapport des d.s.p. des signaux de la voie 1 à la voie 2. Soient :

$$\delta_1(f) = \frac{\gamma_{s_1}(f)}{\gamma_{b_1}(f)}, \quad \delta_2(f) = \frac{\gamma_{s_2}(f)}{\gamma_{b_2}(f)}, \quad \alpha_s = \frac{\gamma_{s_1}(f)}{\gamma_{s_2}(f)}$$

La fonction de cohérence entre signaux étant égale à 1 en module, cela signifie que les signaux s_1 et s_2 sont dérivés d'un même signal source par filtrage linéaire et que l'on peut également écrire :

$$s_{2,t} = \mathcal{C}(z) s_{1,t}$$

Plutôt que d'évaluer la d.s.p. de l'erreur globale ($s_1 - \hat{s}_1$), nous évaluons la d.s.p. du bruit en sortie b_{out} dû aux bruits perturbateurs b_1 et b_2 et la d.s.p. de la distorsion es sur le signal en sortie. Dans les différentes expressions données et qui dépendent de la fréquence, la variable f sera sous-entendue.

2. FILTRAGE DE WIENER VECTORIEL

Soient les observations $x_1 = s_1 + b_1$ et $x_2 = s_2 + b_2$. Nous désirons estimer s_1 au sens de l'erreur quadratique moyenne minimale. Le filtre optimal de Wiener est alors donné par :

$$\mathbf{H}^T = \frac{1}{\Delta} [\gamma_{s_1} \gamma_{b_2}, \mathbf{C}^* \gamma_{s_1} \gamma_{b_1}] \quad (1)$$

avec $\Delta = \gamma_{s_1} [|C|^2 \gamma_{b_1} + \gamma_{b_2}] + \gamma_{b_1} \gamma_{b_2}$

et on aura :

$$\hat{s} = \mathbf{H}^T \mathbf{X} \quad \text{où } \mathbf{X}^T = (x_1, x_2)$$

Un cas particulièrement intéressant est celui où les deux signaux sont rendus identiques. Ceci est effectivement possible puisque $|\rho_{s_1 s_2}| = 1$. En absence de bruit, la fonction de transfert



liant s_1 à s_2 sera apprise par un filtre \mathcal{G} . Nous supposons que la fonction de transfert liant s_1 à s_2 est stationnaire. L'observation x_2 est alors envoyée sur le filtre \mathcal{G} et nous obtenons :

$$\dot{x}_{2,t} = G(z) x_{2,t} = G(z) s_{2,t} + G(z) b_{2,t}$$

$$\dot{x}_{2,t} = s_{1,t} + \dot{b}_{2,t}.$$

La densité spectrale du signal s_1 est alors donnée par la densité interspectrale entre les observations x_1 et \dot{x}_2 :

$$\gamma_{s_1} = \gamma_{x_1 \dot{x}_2}.$$

Les densités spectrales des bruits b_1 et b_2 peuvent alors être obtenues par simple différence à partir des d.s.p. des observations x_1 et \dot{x}_2 . Cependant, lorsqu'on travaille sur des signaux non stationnaires tels que la parole, l'estimation des d.s.p. du signal à estimer et des observations est faite sur un temps faible. Aussi, le filtre vectoriel déduit des d.s.p. estimées par la formule (1) possède une variance importante.

3. STRUCTURES SOUS-OPTIMALES

Pour remédier à l'inconvénient précédent, nous avons proposé deux structures sous-optimales. Nous avons montré par simulations [1] que celles-ci permettent, à temps d'estimation fini, d'obtenir une erreur plus faible qu'avec le filtre de Wiener optimal défini précédemment. Comme dans le paragraphe précédent, la fonction de transfert liant s_1 à s_2 est apprise en absence de bruit. Par filtrage de x_2 par \mathcal{G} , on obtiendra $\dot{x}_{2,t} = G(z) (s_{2,t} + b_{2,t}) = s_{1,t} + \dot{b}_{2,t}$; Ainsi γ_{s_1} est accessible par mesure de l'intercorrélation $\gamma_{x_1 \dot{x}_2}$, ce qui permettra de construire les différents filtres de ces structures.

Dans la première structure dénommée SW2L (Structure de Wiener à 2 filtres optimisés Localement) et représentée Figure 1, on effectue sur chaque voie un filtrage de Wiener calculé pour minimiser l'erreur d'estimation sur chaque voie ; chaque filtre est indépendant du bruit présent sur l'autre voie. Nous obtenons ainsi deux estimées de s_1 (sorties des filtres \mathcal{H}_1 et \mathcal{H}_2) dont nous effectuons la demi-somme pour obtenir l'estimée finale.

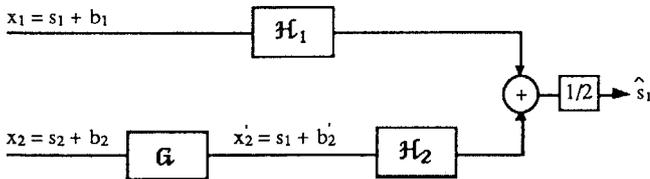


Figure 1 : Structure SW2L

Nous avons : $H_1 = \frac{\gamma_{s_1}}{\gamma_{x_1}}$, $H_2 = \frac{\gamma_{s_1}}{\gamma_{\dot{x}_2}}$.

La partie distordue du signal vaut $\epsilon_{s_1} = s_{1,t} - \frac{H_1(z) + H_2(z)}{2} s_{1,t}$ et

nous avons donc $\gamma_{\epsilon_{s_1}} = \left| 1 - \frac{H_1 + H_2}{2} \right|^2 \gamma_{s_1}$.

ce qui donne après développement des calculs et en faisant intervenir les grandeurs définies au départ δ_1 , δ_2 et α_s , et en notant que $|C|^2 \alpha_s = 1$:

$$\gamma_{\epsilon_{s_1}} = \frac{(2 + \delta_1 + \delta_2)^2}{4(1 + \delta_1)^2(1 + \delta_2)^2} \gamma_{s_1}. \tag{2}$$

Le bruit en sortie b_{out} est donné par la contribution de b_1 et \dot{b}_2 filtrés respectivement par \mathcal{H}_1 et \mathcal{H}_2 :

$$b_{out,t} = \frac{H_1}{2} b_{1,t} + \frac{H_2}{2} \dot{b}_{2,t}.$$

En raison de la corrélation nulle entre bruits, il vient :

$$\gamma_{b_{out}} = \frac{1}{4} |H_1|^2 \gamma_{b_1} + \frac{1}{4} |H_2|^2 \gamma_{\dot{b}_2}.$$

Après avoir explicité H_1 et H_2 , on obtient :

$$\gamma_{b_{out}} = \left[\frac{1}{4} \left(\frac{\delta_1}{1 + \delta_1} \right)^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{\delta_2}{1 + \delta_2} \right)^2 \frac{\delta_1}{\delta_2} \right] \gamma_{b_1}. \tag{3}$$

Dans la deuxième structure dénommée SW1 (Structure de Wiener à 1 seul filtre) représentée Figure 2, on effectue d'abord la demi-somme de l'observation x_1 et de l'observation x_2 filtrée par \mathcal{G} , ce qui permet déjà d'augmenter le rapport signal à bruit. Avec

$|\rho_{s_1 s_2}| = 1$ et G optimal, on obtient alors $x_t = s_{1,t} + \frac{b_{1,t} + \dot{b}_{2,t}}{2}$. Cette grandeur est alors appliquée à un filtre de Wiener de gain

$H = \frac{\gamma_{s_1}}{\gamma_x}$, γ_{s_1} étant obtenu comme précédemment par intercorrélation.

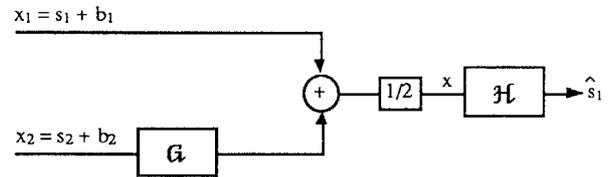


Figure 2 : Structure SW1

La distorsion en sortie est alors donnée par :

$$\epsilon_{s_1} = s_{1,t} - H(z) s_{1,t}.$$

Exprimons H : $H = \frac{\gamma_{s_1}}{\gamma_{s_1} + \frac{\gamma_{b_1}}{4} + \frac{\gamma_{\dot{b}_2}}{4}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{4\delta_1} + \frac{\gamma_{\dot{b}_2}}{4\gamma_{b_1}}}$

La d.s.p. de la distorsion sur le signal est alors :

$$\gamma_{\epsilon_{s_1}} = \left(\frac{\delta_1 + \delta_2}{4\delta_1\delta_2 + \delta_1 + \delta_2} \right)^2 \gamma_{s_1}. \tag{4}$$

Le bruit en sortie est donné par :

$$b_{out,t} = \frac{H(z)}{2} (b_{1,t} + \dot{b}_{2,t})$$

et sa densité spectrale vaut donc :

$$\gamma_{b_{out}} = \frac{1}{4} |H|^2 (\gamma_{b_1} + |G|^2 \gamma_{b_2})$$

ce qui donne après développement :

$$\gamma_{b_{out}} = \left(\frac{2\delta_1\delta_2}{4\delta_1\delta_2 + \delta_1 + \delta_2} \right)^2 \left(1 + \frac{\delta_1}{\delta_2} \right) \gamma_{b_1}. \quad (5)$$

Ces deux structures que nous venons de développer supposent que la fonction de transfert apprise à l'arrêt reste la même au cours du temps en présence de bruit. Ceci constitue évidemment une contrainte pour beaucoup d'applications. Dans le problème de la réduction de bruit pour les radio-mobiles, la fonction de transfert apprise à l'arrêt doit rester la même en cours de roulement. Par contre, ces méthodes ne nécessitent pas l'estimation préalable des caractéristiques de bruit. Nous allons maintenant développer une autre méthode prenant en compte l'éventuel changement de position du locuteur.

4. METHODE P.I.S.

Dans cette méthode P.I.S. (Prétraitement puis Identification entre Signaux), seul l'apprentissage des caractéristiques de bruit est nécessaire [1,3]. La structure correspondante est représentée Figure 3. Une réduction de bruit est effectuée sur chacune des voies d'observation par des filtres de Wiener, indépendants l'un de l'autre. Nous obtenons alors deux nouvelles observations x_1'' et x_2''

$$x_{1,t}'' = s_{1,t}'' + b_{1,t}'' \quad x_{2,t}'' = s_{2,t}'' + b_{2,t}''$$

qui représentent respectivement des estimées de s_1 et de s_2 au sens de Wiener. Un filtrage adaptatif est alors utilisé pour obtenir par filtrage de x_2'' , utilisé comme voie de référence, une nouvelle estimée du signal s_1 . Nous avons alors deux possibilités, -soit nous utilisons x_1 comme voie principale et nous cherchons à minimiser $E[x_1 - F_3(x_2'')]$, -soit nous utilisons x_1'' comme voie principale et nous cherchons à minimiser $E[x_1'' - F_4(x_2'')]$. Dans une dernière étape, on effectue la demi-somme de la sortie du filtre (F_3 ou F_4) et de l'estimée x_1'' . Dans le premier cas (x_1 comme voie principale), on obtiendra une estimée de s_1 et dans le second cas (x_1'' comme voie principale), on obtiendra une estimée de s_1'' qui représente une version filtrée de s_1 . Par contre, dans ce dernier cas, le bruit présent sur la voie principale est plus faible et perturbe donc moins l'apprentissage du filtre adaptatif. Les conclusions pourront cependant être différentes lorsque ces filtres sont optimaux.

Nous désignerons par PIS1 et par PIS2 les structures P.I.S. où l'on prend respectivement x_1 et x_1'' comme voie principale. Les calculs seront conduits en considérant les filtres optimaux. Les filtres F_1 et F_2 sont identiques quelle que soit la structure P.I.S. :

$$F_1 = \frac{\gamma_{s_1}}{\gamma_{x_1}}, \quad F_2 = \frac{\gamma_{s_2}}{\gamma_{x_2}}.$$

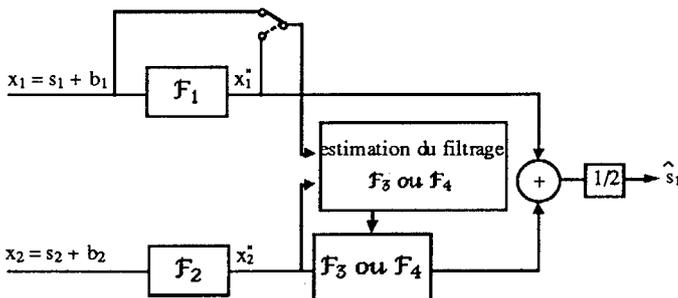


Figure 3 : Structure P.I.S.

a) Structure PIS1.

La référence x_2'' est filtrée par F_3 pour fournir la meilleure estimée de x_1 : $F_3 = \gamma_{x_1 x_2''} / \gamma_{x_2''} = \gamma_{s_1 s_2} / \gamma_{x_2''}$

$$\text{avec : } \gamma_{s_1 s_2} = \gamma_{s_1 s_2} F_2^* = \gamma_{s_1} C^* F_2^*$$

$$\text{et } \gamma_{x_2''} = |F_2|^2 (\gamma_{s_2} + \gamma_{b_2}).$$

Le signal \hat{s}_1 obtenu en sortie est donné par :

$$\hat{s}_{1,t} = \frac{1}{2} [F_1(z) x_{1,t} + F_2(z) F_3(z) x_{2,t}].$$

La distorsion sur le signal vaut donc :

$$\epsilon_{s_1} = s_{1,t} - \frac{1}{2} [F_1(z) + C(z) F_2(z) F_3(z)] s_{1,t}$$

la d.s.p. de cette distorsion est alors donnée par :

$$\gamma_{\epsilon_{s_1}} = \frac{1}{4} \frac{(2 + \delta_1 + \delta_2)^2}{(1 + \delta_1)^2 (1 + \delta_2)^2} \gamma_{s_1}. \quad (6)$$

Le bruit en sortie vaut $b_{out,t} = \frac{1}{2} (F_1(z) b_{1,t} + F_2(z) F_3(z) b_{2,t})$, sa

d.s.p. est alors donnée par $\gamma_{b_{out}} = \frac{1}{4} (|F_1|^2 \gamma_{b_1} + |F_2 F_3|^2 \gamma_{b_2})$ et peut être exprimée ainsi :

$$\gamma_{b_{out}} = \frac{1}{4} \left[\left(\frac{\delta_1}{1 + \delta_1} \right)^2 + \frac{\delta_1 \delta_2}{(1 + \delta_2)^2} \right] \gamma_{b_1}. \quad (7)$$

b) Structure PIS2.

La sortie x_1'' du filtre F_1 est maintenant utilisée comme voie principale. La référence x_2'' est alors filtrée par F_4 pour fournir la

$$\text{meilleure estimée de } x_1'' : F_4 = \frac{\gamma_{x_1'' x_2''}}{\gamma_{x_2''}} = \frac{\gamma_{s_1 s_2}}{\gamma_{x_2''}}$$

$$\text{avec } \gamma_{s_1 s_2} = \gamma_{s_1 s_2} F_1 F_2^* = \gamma_{s_1} C^* F_1 F_2^*.$$

Le signal en sortie \hat{s}_1 est donné par :

$$\hat{s}_{1,t} = \frac{1}{2} [F_1(z) x_{1,t} + F_2(z) F_4(z) x_{2,t}].$$

Par rapport à la structure PIS1, il s'agit de remplacer le filtre F_3 par le filtre F_4 . La d.s.p. de la distorsion sur le signal s'exprimera

$$\text{finalement par : } \gamma_{\epsilon_{s_1}} = \frac{1}{4} \frac{(2 + \delta_1 + 2\delta_2)^2}{(1 + \delta_1)^2 (1 + \delta_2)^2} \gamma_{s_1}. \quad (8)$$

La d.s.p. du bruit de sortie sera donnée ainsi :

$$\gamma_{b_{out}} = \frac{1}{4} \left[\left(\frac{\delta_1}{1 + \delta_1} \right)^2 \left(1 + \frac{\delta_1 \delta_2}{(1 + \delta_2)^2} \right) \right] \gamma_{b_1}. \quad (9)$$



5. COMPARAISON DES PERFORMANCES THEORIQUES

Pour chacune des quatre structures présentées, nous avons évalué le taux de distorsion et le facteur de réduction de bruit. Rappelons que ces grandeurs ont été établies en supposant les filtres optimaux et dans des hypothèses bien précises : $|\rho_{s_1 s_2}| = 1$, $\rho_{b_1 b_2} = 0$. Celles-ci doivent être normalisées pour être significatives. Nous définissons par $D = \gamma_{es} / \gamma_{s_1}$ le taux de distorsion et par R le facteur de réduction de bruit (par rapport au

bruit perturbateur b_1 additif au signal s_1 à estimer) : $R = \frac{\gamma_{b_1} - \gamma_{b_{out}}}{\gamma_{b_1}}$.

Lorsque $\gamma_{b_{out}} = 0$, alors $R = 1$; si $\gamma_{b_{out}} = \gamma_{b_1}$, alors $R = 0$.

Nous donnons d'abord les différents taux de distorsion, déduits des expressions (2), (4), (6), (8) :

$$D_{SW2L} = D_{PIS1} = \frac{1}{4} \frac{(2 + \delta_1 + \delta_2)^2}{(1 + \delta_1)^2 (1 + \delta_2)^2}$$

$$D_{SW1} = \left(\frac{\delta_1 + \delta_2}{4\delta_1\delta_2 + \delta_1 + \delta_2} \right)^2$$

$$D_{PIS2} = \frac{1}{4} \frac{(2 + \delta_1 + 2\delta_2)^2}{(1 + \delta_1)^2 (1 + \delta_2)^2}$$

Nous voyons que la structure SW2L et la structure PIS1 donnent le même taux de distorsion. Celui-ci est inférieur à celui donné par la structure PIS2. Par contre, il n'y a pas de règle simple pour savoir comment se situe D_{SW1} , sauf dans le cas où les rapports signal à bruit δ_1 et δ_2 sont identiques. Dans ce cas :

$$D_{SW1} < D_{SW2L} = D_{PIS1} < D_{PIS2}$$

Donnons maintenant les différents facteurs de réduction de bruit, déduits des expressions (3), (5), (7) et (9) :

$$R_{SW2L} = R_{PIS1} = 1 - \frac{1}{4} \left[\left(\frac{\delta_1}{1 + \delta_1} \right)^2 + \frac{\delta_1 \delta_2}{(1 + \delta_2)^2} \right]$$

$$R_{SW1} = 1 - \left(\frac{2\delta_1\delta_2}{4\delta_1\delta_2 + \delta_1 + \delta_2} \right)^2 \left(1 + \frac{\delta_1}{\delta_2} \right)$$

$$R_{PIS2} = 1 - \frac{1}{4} \left[\left(\frac{\delta_1}{1 + \delta_1} \right)^2 \left(1 + \frac{\delta_1 \delta_2}{(1 + \delta_2)^2} \right) \right]$$

Nous constatons que les facteurs de réduction de bruit sont les mêmes pour les structures SW2L et PIS1. La structure PIS2 donne un facteur plus grand que les deux précédentes. Là également, il est difficile de situer la structure SW1. Cependant, dans le cas où les rapports signal à bruit sont les mêmes sur chaque observation, on a :

$$R_{SW1} < R_{SW2L} = R_{PIS1} < R_{PIS2}$$

Il est également intéressant de comparer ces performances à celles obtenues avec un seul filtre de Wiener opérant sur la voie x_1 , les densités spectrales du signal s_1 et du bruit b_1 étant connues. Le

taux de distorsion est alors : $D = \left(\frac{1}{1 + \delta_1} \right)^2$ et le facteur de

réduction de bruit est : $R = 1 - \left(\frac{\delta_1}{1 + \delta_1} \right)^2$. On peut bien entendu

faire une discussion sur la relation qui doit exister entre δ_1 et δ_2 pour que ce filtre de Wiener soit aussi performant que l'une des structures choisies. Les relations montrent que l'on aura toujours, $\forall \delta_1, \delta_2$, un taux de distorsion plus faible avec ce filtre qu'avec la structure PIS2. Pour $\delta_1 = \delta_2$, ce filtre de Wiener donne le même taux de distorsion que les structures SW2L ou PIS1. En ce qui concerne la réduction de bruit et pour $\delta_1 = \delta_2$, ce filtre est moins performant que les structures SW2L et PIS1. Il est donc intéressant de comparer, pour la réduction de bruit, ce filtre seul à la structure la moins performante (pour $\delta_1 = \delta_2$) qui est SW1 ; on montre alors que le facteur de réduction de bruit obtenu avec ce filtre est supérieur à R_{SW1} pour $\delta_1 < 1/\sqrt{2}$.

6. CONCLUSION

Nous avons proposé quatre méthodes adaptées à la situation : signaux fortement corrélés, bruits faiblement corrélés. Une application possible de celles-ci est le débruitage de la parole pour les radio-mobiles, pour une distance entre microphones suffisamment importante. Nous avons conduit une étude théorique en supposant les filtres optimaux. Nous avons évalué le taux de distorsion et le facteur de réduction de bruit en fonction des rapports signal à bruit sur chaque voie. Nous montrons alors que les structures SW2L et PIS1 donnent les mêmes performances. Pour $\delta_1 = \delta_2$, vis-à-vis de la distorsion, la structure SW1 est la plus performante et la structure PIS2 est la moins performante. Par contre, lorsqu'on s'intéresse à la réduction de bruit, les conclusions sont inversées. Il existe donc un compromis à trouver (qui dépend des rapports signal à bruit) suivant qu'il s'agit de privilégier la distorsion ou la réduction de bruit. Bien entendu, ces résultats sont à reconsidérer lors de la mise en œuvre de ces méthodes sur des signaux réels. On devra en particulier tenir compte de la nature adaptative de certains filtrages, de la présence de bruits corrélés, d'une fonction de transfert entre signaux non stationnaire. En ce qui concerne le débruitage de la parole pour les radio-mobiles, nous avons trouvé la méthode PIS2 particulièrement intéressante lors des écoutes du signal traité. Celle-ci donne un gain moyen sur le rapport signal à bruit de l'ordre de 7 dB. Les structures SW1 et SW2L semblent moins intéressantes : l'estimation de la densité spectrale du signal à estimer est obtenue par mesure de la densité interspectrale entre les deux voies et est faite sur un temps court en raison de la non stationnarité du signal ; d'autre part, elles exigent la stationnarité de la fonction de transfert entre signaux. Par contre, les méthodes PIS1 et PIS2 prennent en compte l'éventuel changement de position du locuteur mais exigent un apprentissage des caractéristiques des bruits.

REFERENCES

- [1] S. TAZI MEZALEK, "Algorithmes de Débruitage de la Parole pour les Radio-Mobiles", Thèse de Doctorat de l'Université de Rennes I, Septembre 1990.
- [2] R. LE BOUQUIN, "Traitements pour la Réduction du Bruit sur la Parole. Application aux Communications Radio-Mobiles", Thèse de Doctorat de l'Université de Rennes I, Juillet 1991.
- [3] G. FAUCON, R. LE BOUQUIN, S. TAZI MEZALEK, "Proposal and Comparison of Two Methods for Noise Reduction on Speech Signal in a Car", 22nd ISATA, Florence, pp. 501-508, 14-18 May 1990.