

(19)



Europäisches
Patentamt
European
Patent Office
Office européen
des brevets



(11)

EP 2 515 300 A1

(12)

DEMANDE DE BREVET EUROPEEN

(43) Date de publication:

24.10.2012 Bulletin 2012/43

(51) Int Cl.:

G10L 21/02 (2006.01)(21) Numéro de dépôt: **12163679.9**(22) Date de dépôt: **11.04.2012**

(84) Etats contractants désignés:

**AL AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB
GR HR HU IE IS IT LI LT LU LV MC MK MT NL NO
PL PT RO RS SE SI SK SM TR**
Etats d'extension désignés:
BA ME

(30) Priorité: **22.04.2011 FR 1153507**

(71) Demandeur: **ADEUNIS RF**
38920 Crolles (FR)

(72) Inventeurs:

- **Saguin, Pascal**
38830 Saint Pierre d'Allevard (FR)
- **Maouche, Karim**
38000 GRENOBLE (FR)

(74) Mandataire: **Chevalier, Renaud Philippe et al**
Cabinet Germain & Maureau
BP 6153
69466 Lyon Cedex 06 (FR)

(54) Procédé et système de réduction du bruit

(57) Procédé de réduction du bruit sur un signal acoustique bruité $y(t)$ issu d'un microphone, comportant les étapes suivantes :

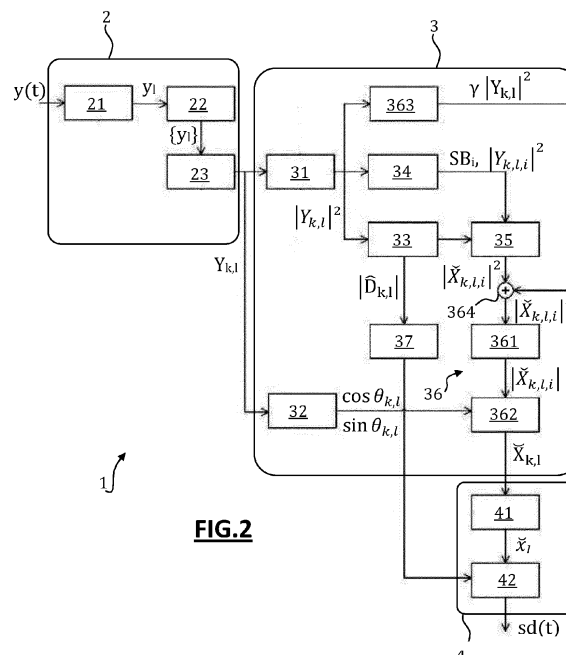
- conversion du signal acoustique bruité $y(t)$ dans le domaine temporel en un signal bruité $Y_{k,l}$ dans le domaine fréquentiel ;
- estimation d'une composante de bruit $\hat{D}_{k,l}$ contenue dans le signal bruité $Y_{k,l}$ par une méthode de moyennage récursif des minima contrôlés dite « MCRA » ;
- découpage de la bande fréquentielle en plusieurs

sous-bandes fréquentielles SB_k ;

d) estimation du module carré $|X_{k,l,i}|^2$ d'une composante débruitée de sous-bande $X_{k,l,i}$ propre à chaque sous-bande SB_i , d'un signal débruité $X_{k,l}$, par un algorithme de soustraction spectrale multi-bandes à partir de modules carrés de sous-bande $|Y_{k,l,i}|^2$ et de composantes de bruit de sous-bande $\hat{D}_{k,l,i}$;

e) détermination d'un signal débruité de sortie $SD_{k,l}$;

f) conversion du signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ en un signal vocal débruité de sortie $sd(t)$ dans le domaine temporel.

**FIG.2**

Description

[0001] La présente invention se rapporte à un procédé de réduction du bruit et à un système de réduction du bruit associé.

[0002] Elle se rapporte plus particulièrement à un procédé et à un système de réduction du bruit sur un signal acoustique bruité $y(t)$ issu d'un microphone opérant dans un milieu bruité.

[0003] La présente invention trouve une application particulière dans les systèmes de communication audio full-duplex, sans fils et mono-capteur, autrement dit mono-microphone, qui permettent d'établir une communication audio entre plusieurs utilisateurs, de manière autonome (c'est-à-dire sans raccordement à une base de transmission ou à un réseau) et qui soit simple d'utilisation (c'est-à-dire ne nécessitant aucune intervention d'un technicien pour établir la communication).

[0004] De tels systèmes de communication sont généralement employés dans un environnement bruité, comme par exemple un milieu marin ou une salle de spectacle, voire extrêmement bruité, comme par exemple un chantier de travaux publics ou une salle ou stade accueillant un événement sportif.

[0005] Ainsi, il est nécessaire, voire indispensable, de prévoir un procédé et/ou système de réduction du bruit (ou de rehaussement de parole) dans la chaîne de traitement du signal afin d'améliorer la qualité audio pour que la conversation soit audible entre les utilisateurs des systèmes de communication, autrement dit que la communication soit compréhensible.

[0006] Il est connu d'estimer la composante de bruit contenue dans le signal bruité par un algorithme d'estimation de la densité spectrale de puissance de la composante de bruit selon une méthode de moyennage récursif des minima contrôlés dite « MCRA » pour « Minima Controlled Recursive Averaging ».

[0007] Cette méthode d'estimation du bruit dite « MCRA » est connue de la littérature scientifique, notamment des articles suivants :

- « Speech enhancement for non-stationary noise environments », par I. Cohen et B. Berdugo, Signal Processing, 2001, vol.81, pp. 2403-2418 ;
- « Noise Estimation by Minima Controlled Recursive Averaging for Robust Speech Enhancement », par I. Cohen et B. Berdugo, IEEE Signal Processing Letters, Janvier 2002, vol. 9, No.1, pp. 12-15 ;

[0008] « A Modified Spectral Subtraction Method For Speech Enhancement Based on Masking Property of Human Auditory System », par X. Bing-Yin et al, Wireless Communications & Signals Processing, International Conference on IEEE, 13 novembre 2009, pp. 1-5, XP031594664.

[0009] La méthode d'estimation du bruit dite « MCRA » est ainsi particulièrement bien adaptée dans les environnements où le signal de bruit est fortement non-stationnaire et évolue relativement rapidement dans le temps.

[0010] L'état de la technique peut également être illustré par l'enseignement de l'article « Multi-band Spectral Subtraction for Enhancing Speech Corrupted by Colored Noise », 2002 IEEE International Conference on Acoustics, Speech And Signal Processing. Proceedings (Car. NO.02CH37334), vol.4, 2002. Cet article divulgue une méthode de sous-traction spectrale multi-bandes.

[0011] La présente invention a pour but de proposer un procédé et un système de réduction du bruit adapté à des environnements fortement bruités et où la composante de bruit est fortement non-stationnaire et évolue relativement rapidement dans le temps.

[0012] A cet effet, elle propose un procédé de réduction du bruit sur un signal acoustique bruité $y(t)$ issu d'un microphone, de préférence unique, opérant dans un milieu bruité, comportant les étapes successives suivantes :

- a) conversion du signal acoustique bruité $y(t)$ dans le domaine temporel en un signal bruité $Y_{k,l}$ dans le domaine fréquentiel, par découpage temporel du signal acoustique bruité $y(t)$ en signaux échantillonnés y_l dans des trames temporelles l successives, fenêtrage des signaux échantillonnés y_l par application d'une fenêtre de pondération, et application d'une transformée de Fourier discrète, avec extraction du module carré $|Y_{k,l}|^2$, et éventuellement de la phase $\theta_{k,l}$, du signal bruité $Y_{k,l}$;
 - b) estimation d'une composante de bruit $\hat{D}_{k,l}$ contenue dans le signal bruité $Y_{k,l}$ à partir du module carré $|Y_{k,l}|^2$, par un algorithme d'estimation de la densité spectrale de puissance de la composante de bruit selon une méthode de moyennage récursif des minima contrôlés dite « MCRA » ;
- ledit procédé étant remarquable en ce qu'il comprend en outre, après l'étape b), les étapes successives suivantes :
- c) découpage de la bande fréquentielle en plusieurs sous-bandes fréquentielles $SB_i = [e_i, b_i]$, suivie d'une décomposition multi-bandes du module carré $|Y_{k,l}|^2$ et de la composante de bruit $\hat{D}_{k,l}$, consistant à décomposer le module carré $|Y_{k,l}|^2$ et la composante de bruit $\hat{D}_{k,l}$ en respectivement plusieurs modules carré de sous-bande $|Y_{k,l,i}|^2$ et plusieurs composantes de bruit de sous-bande $\hat{D}_{k,l,i}$ propres à chacune des sous-bandes SB_i ;
 - d) estimation, pour chacune des sous-bandes SB_i , du module carré $|X_{k,l,i}|^2$ d'une composante débruitée de sous-

bande $\hat{X}_{k,l,i}$ propre à chaque sous-bande SB_i d'un signal débruité $\hat{X}_{k,l}$, par un algorithme de soustraction spectrale multi-bandes dit « SSMB » à partir des modules carrés de sous-bande $|Y_{k,l,i}|^2$ et des composantes de bruit de sous-bande $D_{k,l,i}$;

e) détermination d'un signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ à partir des modules carrés $|\hat{X}_{k,l,i}|^2$ issus de l'étape d), et éventuellement des phases $\theta_{k,l,i}$ extraites lors de l'étape a) ;

f) conversion du signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ en un signal vocal débruité de sortie $sd(t)$ dans le domaine temporel, par une étape f.1) de calcul d'un signal échantillonné de sortie Sd_l propre à chaque trame temporelle l par application d'une transformée de Fourier inverse du signal débruité de sortie $SD_{k,l}$, suivie d'une étape f.2) de reconstruction temporelle du signal vocal débruité de sortie $sd(t)$ à partir des signaux échantillonnés de sortie Sd_l .

[0013] Ainsi, l'invention propose de mettre en oeuvre un algorithme de soustraction spectrale multi-bandes « SSMB » qui consiste à partager la bande spectrale entière en sous bandes λ et à adapter dans chaque sous bande le calcul de soustraction entre le signal bruité $Y_{k,l}$ et la composante de bruit $D_{k,l}$ pour extraire un signal débruité de sortie $SD_{k,l}$; appliquer l'opération de soustraction spectrale dans chaque sous-bande permettant d'améliorer la sensibilité du procédé de réduction du bruit.

[0014] Les simulations avec ce procédé qui combine les algorithmes « MCRA » et « SSMB » démontrent une nette amélioration de la qualité audio du signal bruité traité. Pour un large éventail de bruits, le résultat s'avère largement supérieur aux procédés classiques.

[0015] Lors de l'étape a), l'extraction de la phase $\theta_{k,l}$ du signal bruité $Y_{k,l}$ est optionnelle. Il est en effet envisageable, lors de l'étape e), de déterminer le signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ à partir des modules carrés $|\hat{X}_{k,l,i}|^2$ et du signal bruité $Y_{k,l}$ sans avoir à calculer en préalable sa phase.

[0016] Selon une caractéristique, l'algorithme d'estimation de la densité spectrale de puissance de la composante de bruit selon la méthode de moyennage récursif des minimas contrôlés dite « MCRA » lors de l'étape b) met en oeuvre les phases de calcul suivantes :

b.1) calcul d'une composante bruitée filtrée $S_{k,l}$ répondant à l'équation :

$$S_{k,l} = \alpha_s S_{k,l-1} + (1 - \alpha_s) |Y_{k,l}|^2$$

où α_s est une constante prédéterminée caractéristique d'un filtre passe-bas ;

b.2) calcul d'une densité de probabilité de présence de parole $\tilde{p}_{k,l}$ par la mise en oeuvre du calcul progressif suivant :

(i) calcul d'une composante minimale spectrale $S_{min,k,l}$ avec :

- si $\text{rem}(k,1) = 0$
alors $S_{min,k,l} = \min(S_{min,k,l-1}; S_{k,l})$ et $\text{Stmp}_{k,l} = S_{k,l}$
- si $\text{rem}(k,1) \neq 0$
alors $S_{min,k,l} = \min(\text{Stmp}_{k,l-1}; S_{k,l})$ et
 $\text{Stmp}_{k,l} = \min(\text{Stmp}_{k,l-1}; S_{k,l})$
où $\text{rem}(k,1)$ est le reste de la division entière de k par l , puis

(ii) calcul d'un rapport spectral $Sr_{k,l}$ répondant à l'équation :

$$Sr_{k,l} = \frac{S_{k,l}}{S_{min,k,l}}$$

(iii) calcul d'une variable indicatrice $I_{k,l}$ avec :

- si $Sr_{k,l} > \delta_{TH}$ alors $I_{k,l} = 1$
 - si $Sr_{k,l} \leq \delta_{TH}$ alors $I_{k,l} = 0$
- où δ_{TH} est un paramètre prédéterminé de seuil fixe de détection de parole ;

(iv) calcul de la densité de probabilité de présence de parole $\tilde{p}_{k,l}$ avec :

$$\tilde{p}_{k,l} = \alpha_p \tilde{p}_{k,l-1} + (1 - \alpha_p) I_{k,l}$$

où α_p est une constante prédéterminée ;

b.3) calcul d'un coefficient $\tilde{\alpha}_{k,l}$ répondant à l'équation suivante :

$$\tilde{\alpha}_{k,l} = \alpha + (1 - \alpha) \tilde{p}_{k,l} ,$$

où α est une constante prédéterminée ;

b.4) calcul de la composante de bruit $\hat{D}_{k,l}$ répondant à l'équation suivante :

$$\hat{D}_{k,l} = \tilde{\alpha}_{k,l} \hat{D}_{k,l-1} + (1 - \tilde{\alpha}_{k,l}) |Y_{k,l}|^2 .$$

[0017] La méthode dite « MCRA » utilise le principe suivant : sur une fenêtre à horizon fini et pour une fréquence donnée, le minimum de la densité spectrale de puissance ($\hat{D}_{k,l}$) du signal bruité $Y_{k,l}$ correspond à la valeur de la densité spectrale de puissance (DSP) de la composante de bruit $\hat{D}_{k,l}$. Ainsi, une estimation des différentes valeurs minimales du spectre sur une fenêtre glissante permet d'obtenir une estimation de la densité spectrale de puissance (DSP) de la composante de bruit $\hat{D}_{k,l}$.

[0018] Selon une autre caractéristique, l'algorithme de soustraction spectrale multi-bande dit « SSMB » de l'étape d) met en oeuvre les phases de calcul suivantes, pour chacune des sous-bandes SB_i :

d.1) calcul d'un rapport signal à bruit $SNR_{k,l,i}$ propre à chaque sous-bande SB_i répondant à l'équation :

$$SNR_{k,l,i} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sum_{k=ei}^{bi} |Y_{k,l,i}|^2}{\sum_{k=ei}^{bi} |\hat{D}_{k,l,i}|} \right)$$

d.2) calcul du module carré $|\hat{X}_{k,l,i}|^2$ de la composante débruitée de sous-bande $\hat{X}_{k,l,i}$ propre à chaque sous-bande SB_i , selon l'équation :

$$|\hat{X}_{k,l,i}|^2 = \begin{cases} |Y_{k,l,i}|^2 - \alpha_i \delta_i |\hat{D}_{k,l,i}| & \text{si } |Y_{k,l,i}|^2 > \alpha_i \delta_i |\hat{D}_{k,l,i}| \\ \beta |Y_{k,l,i}|^2 & \text{si } |Y_{k,l,i}|^2 \leq \alpha_i \delta_i |\hat{D}_{k,l,i}| \end{cases}$$

où - δ_i est un paramètre variable en fonction de la sous-bande SB_i correspondante, prenant des valeurs distinctes d'une sous-bande à l'autre ;

- α_i est un paramètre variable qui dépend de la valeur du rapport signal à bruit $SNR_{k,l,i}$ calculée dans la sous-bande SB_i correspondante ; et
- β est une constante.

[0019] Un tel algorithme est particulièrement avantageux car il prend en compte la valeur du rapport signal à bruit $SNR_{k,l,i}$ propre à chaque sous-bande SB_i pour effectuer la soustraction spectrale dans chaque sous-bande.

[0020] Comme la composante de bruit n'est pas distribuée de façon uniforme le long des fréquences, la mise en oeuvre de cet algorithme de soustraction spectrale multi-bande « SSMB » permet de faire des traitements avec des paramètres différents selon la sous-bande où l'on se trouve. De ce fait, la composante de bruit pourra être réduite de manière plus

significative dans une sous-bande si elle y est plus prépondérante, contrairement à un algorithme de soustraction pleine bande qui réduira le bruit de façon égale sur toutes les sous-bandes du spectre et sera donc moins précis et donc moins efficace.

[0021] Dans une réalisation particulière, les paramètres α_i répondent aux équations suivantes :

$$\alpha_i = \begin{cases} \alpha_{c1} & \text{si } \text{SNR}_{k,l,i} < \text{SNR}_1 \\ \alpha_{c2} + \alpha_{c3} \text{SNR}_{k,l,i} & \text{si } \text{SNR}_1 \leq \text{SNR}_{k,l,i} \leq \text{SNR}_2 \\ \alpha_{c4} & \text{si } \text{SNR}_{k,l,i} > \text{SNR}_2 \end{cases}$$

où α_{c1} , α_{c2} , α_{c3} et α_{c4} sont des constantes prédéterminées, et SNR_1 et SNR_2 sont des seuils prédéterminés.

[0022] Les valeurs α_{c1} , α_{c2} , α_{c3} et α_{c4} et SNR_1 et SNR_2 sont choisies de façon expérimentale, notamment par simulation numérique. A titre d'exemple non limitatif, les valeurs suivantes ont donné de bons résultats en simulation numérique :

$$\text{SNR}_1 = -5 \text{ dB}, \text{SNR}_2 = 20 \text{ dB} ;$$

et

$$\alpha_{c1} = 5, \alpha_{c2} = 4, \alpha_{c3} = -0.15, \alpha_{c4} = 1$$

[0023] Selon une première possibilité de l'invention, l'étape e) consiste à déterminer le signal débruité $\hat{X}_{k,l}$ à partir des modules carré $|\hat{X}_{k,l,i}|^2$ des composantes débruitées de sous-bande $\hat{X}_{k,l,i}$, et éventuellement des phases $\theta_{k,l}$ extraites lors de l'étape a), de sorte que le signal débruité de sortie $\text{SD}_{k,l}$ correspond au signal débruité $\hat{X}_{k,l}$, soit $\text{SD}_{k,l} = \hat{X}_{k,l}$.

[0024] Ainsi, on considère que le signal débruité de sortie $\text{SD}_{k,l}$ correspond au signal débruité $\hat{X}_{k,l}$ dont les modules carré $|\hat{X}_{k,l,i}|^2$ sont issus directement de l'étape d) mettant en oeuvre l'algorithme de soustraction spectrale multi-bandes « SSMB ».

[0025] Selon une seconde possibilité de l'invention, en variante de la première possibilité, l'étape e) consiste à :

- déterminer, pour chacune des sous-bandes SB_i , le module carré

$$|\tilde{X}_{k,l,i}|^2$$

d'une composante débruitée combinée de sous-bande

$$\tilde{X}_{k,l,i}$$

propre à chaque sous-bande SB_i d'un signal débruité combiné

$$\tilde{X}_{k,l}$$

répondant à l'équation correspondante :

$$|\tilde{X}_{k,l,i}|^2 = |\hat{X}_{k,l,i}|^2 + \gamma |Y_{k,l,i}|^2$$

où γ est un coefficient d'amplification pré-déterminé, préférentiellement compris entre 0,01 et 0,1 ;

- déterminer un signal débruité combiné $\tilde{X}_{k,l}$ à partir des modules carrés $|X_{k,l,i}|^2$ des composantes débruitées

combinées de sous-bande $\tilde{X}_{k,l,i}$, et éventuellement des phases $\theta_{k,l}$ extraites lors de l'étape a), de sorte que le

signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ corresponde au signal débruité combiné $\tilde{X}_{k,l}$, soit $SD_{k,l} = \tilde{X}_{k,l}$.

[0026] Le signal traité, c'est-à-dire le signal débruité $\hat{X}_{k,l}$, peut souffrir au niveau de la qualité et de l'intelligibilité d'un problème de distorsion. Cette distorsion, dont l'origine est généralement le traitement de réduction du bruit, dépend des paramètres des algorithmes de réduction du bruit (algorithmes « MCRA » et « SSMB ») mais aussi du niveau et du type de composante de bruit à réduire.

[0027] Ainsi, dans le cadre de cette seconde possibilité de l'invention, on procède, après l'étape d) mettant en oeuvre l'algorithme de soustraction spectrale multi-bandes « SSMB », à une étape de réinjection du signal bruité $Y_{k,l}$ issu du microphone dans le signal débruité $\hat{X}_{k,l}$; cette réinjection étant contrôlée par le coefficient d'amplification (autrement appelé paramètre d'atténuation) choisi très faible, de l'ordre de quelques pourcents. Le signal réinjecté correspond au signal $\gamma |Y_{k,l,i}|^2$ et il ne présente pas de distorsion, car il n'a pas fait l'objet d'un traitement par les algorithmes « MCRA » et « SSMB ».

[0028] Ce principe de réinjection d'une partie très faible du signal bruité $Y_{k,l}$ issu du microphone permet de remédier au moins en partie à ce problème de distorsion.

[0029] Dans une première réalisation, l'étape f.2) consiste à reconstruire le signal vocal débruité de sortie $sd(t)$ uniquement à partir des signaux de sortie Sd_l issus de l'étape f.1), ces signaux de sortie Sd_l correspondant aux transformées de Fourier inverse du signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ propres à chaque trame temporelle l .

[0030] Ainsi, dans cette première réalisation, le signal vocal débruité de sortie $sd(t)$ est reconstruit à partir des seuls signaux de sortie Sd_l issus de l'étape f.1).

[0031] Dans une seconde réalisation, en variante de la première réalisation, l'étape f.2) consiste à, pour chaque trame temporelle l :

g) calculer un rapport moyen signal à bruit r_l propre à la trame temporelle l à partir du module carré $|Y_{k,l}|^2$ et de la composante de bruit $\hat{D}_{k,l}$;

h) comparer le rapport moyen signal à bruit r_l avec un seuil Ψ_{TH} prédéterminé ;

i) reconstruire le signal vocal débruité de sortie $sd(t)$ à partir en considérant que :

- si le rapport moyen signal à bruit r_l est inférieur audit seuil Ψ_{TH} pour la trame temporelle l , alors le signal considéré avant reconstruction temporelle pour cette trame temporelle l correspond au signal de sortie Sd_l issu de l'étape f.1) ;
- si le rapport moyen signal à bruit r_l est supérieur audit seuil Ψ_{TH} pour la trame temporelle l , alors le signal considéré avant reconstruction temporelle pour cette trame temporelle l correspond au signal échantillonné y_l issu de l'étape de découpage de l'étape a).

[0032] Ainsi, dans cette seconde réalisation, on met en oeuvre :

- lors de l'étape g), une détection de bruit par calcul d'un rapport moyen signal à bruit r_l ;
- lors de l'étape h), une comparaison de ce rapport moyen signal à bruit r_l avec un seuil Ψ_{TH} pour établir si le bruit est présent ($r_l < \Psi_{TH}$) ou si le bruit est absent ou du moins est extrêmement faible ($r_l > \Psi_{TH}$) ; et
- lors de l'étape i), on fait en sorte, pour chaque trame l , que :

- si le bruit est présent ($r_l < \Psi_{TH}$), alors on prend en compte le signal traité numériquement, c'est-à-dire le signal de sortie Sd_l pour la reconstruction temporelle ;
- si le bruit est absent ou extrêmement faible ($r_l > \Psi_{TH}$), alors on ne prend pas en compte le signal de sortie Sd_l mais on prend en compte directement le signal échantillonné y_l pour la reconstruction temporelle, ce qui revient à ignorer les traitements de réduction du bruit (MCRA, SSMB) pour cette trame l , avec l'avantage d'éviter des distorsions inutiles lorsque le niveau de bruit est tel qu'un traitement de réduction du bruit n'est pas nécessaire.

[0033] Cette seconde réalisation permet en quelque sorte la désactivation des étapes b), c) et d) de réduction du bruit

lorsque le bruit n'est pas présent. De ce fait, les distorsions qui peuvent être apportées par le traitement de réduction du bruit, dans cette situation d'absence ou de quasi-absence de bruit, seront éliminées.

[0034] Pour rendre le procédé plus robuste, il serait avantageux que la même décision (présence ou non de bruit) soit prise sur une succession de trames temporelles l.

[0035] Dans un mode de réalisation particulier, l'étape g) met en oeuvre l'algorithme de calcul suivant, pour chaque trame temporelle l :

g.1) calcul d'une composante de bruit moyenne $\bar{D}_l$ à partir de la composante de bruit $\hat{D}_{k,l}$ estimée lors de l'étape b) et répondant à l'équation :

$$\bar{D}_l = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \hat{D}_{k,l}$$

où M est une constante prédéterminée, de préférence égale à N ou à $[1+N/2]$, N étant le nombre de points de la transformée de Fourier ;

g.2) calcul d'un module carré moyen $|Y_{k,l}|^2$ du signal bruité $Y_{k,l}$ répondant à l'équation :

$$\overline{|Y_{k,l}|^2} = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} |Y_{k,l}|^2$$

g.3) calcul d'une composante filtrée P_l du module carré moyen $|Y_{k,l}|^2$ répondant à l'équation :

$$P_l = \lambda P_{l-1} + (1 - \lambda) \overline{|Y_{k,l}|^2}$$

où λ est une constante prédéterminée caractéristique d'un filtre passe-bas, de préférence compris entre 0,80 et 0,99 ;

- $P_0 = \bar{D}_0 = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \hat{D}_{k,0}$ pour initialiser l'algorithme.

g.4) calcul du rapport moyen signal à bruit r_l répondant à l'équation :

- si $\bar{D}_l > 0$ alors $r_l = \frac{P_l}{\bar{D}_l}$,
- si $\bar{D}_l \leq 0$ alors $r_l = 0$.

[0036] Avantagusement, les étapes a) et f) de conversion mettent en oeuvre une méthode de recouvrement et addition dite « OLA », avec :

- pour l'étape a), un découpage du signal acoustique bruité $y(t)$ en trames temporelles avec un recouvrement entre les trames temporelles successives ;
- pour l'étape f.2), la reconstruction du signal vocal débruité de sortie $sd(t)$ est réalisée par les additions successives des parties en recouvrement des signaux de deux trames temporelles successives.

[0037] Cette méthode de recouvrement et addition dite « OLA » pour « OverLap and Add method » est une méthode classique de reconstruction temporelle qui utilise des fenêtres de pondération juxtaposées (c'est-à-dire des fenêtres qui se superposent ou qui se recouvrent partiellement), puis qui additionne les signaux de sortie en tenant compte du recouvrement des trames temporelles.

[0038] L'invention se rapporte également à un système de réduction du bruit sur un signal acoustique bruité $y(t)$ issu d'un microphone opérant dans un milieu bruité, comportant :

- une unité de conversion du signal acoustique bruité $y(t)$ dans le domaine temporel en un signal bruité $Y_{k,l}$ dans le domaine fréquentiel, comportant :
 - un module de découpage du signal acoustique bruité $y(t)$ en signaux échantillonnés y_l dans des trames tem-

porelles I successives ;

- en sortie du module de découpage, un module de fenêtrage des signaux échantillonnés y_l par application d'une fenêtrage de pondération ;

- en sortie du module de fenêtrage, un module de calcul d'une transformée de Fourier discrète qui délivre en sortie le signal bruité $Y_{k,l}$;

- une unité de traitement numérique dans le domaine fréquentiel comportant, en sortie de l'unité de conversion :

- un premier module d'extraction du module carré $|Y_{k,l}|^2$ du signal bruité $Y_{k,l}$; et éventuellement un deuxième module d'extraction de la phase $\theta_{k,l}$ du signal bruité $Y_{k,l}$;

- en sortie du premier module d'extraction, un module d'estimation, dit « MCRA », d'une composante de bruit $D_{k,l}$ contenue dans le signal bruité $Y_{k,l}$ à partir du module carré $|Y_{k,l}|^2$ issu du premier module d'extraction, par un algorithme d'estimation de la densité spectrale de puissance de la composante de bruit selon une méthode de moyennage récursif des minima contrôlés dite « MCRA » ;

- en sortie du premier module d'extraction, un module de découpage de la bande fréquentielle en plusieurs sous-bandes fréquentielles $SB_i = [e_i, b_i]$;

- en sortie du module d'estimation « MCRA » et du module de découpage de la bande fréquentielle, un module d'estimation, dit « SSMB », du module carré $|\hat{X}_{k,l,i}|^2$ d'une composante débruitée de sous-bande $\hat{X}_{k,l,i}$ propre à chaque sous-bande SB_i d'un signal débruité $\hat{X}_{k,l}$, par un algorithme de soustraction spectrale multi-bandes à partir de modules carrés de sous-bande $|Y_{k,l,i}|^2$ et de composantes de bruit de sous-bande $D_{k,l,i}$;

- en sortie du module d'estimation « SSMB », et éventuellement du deuxième module d'extraction, un module de détermination d'un signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ à partir des modules carré $|\hat{X}_{k,l,i}|^2$, et éventuellement des phases $\theta_{k,l}$;

- une unité de conversion dans le domaine temporel comportant, en sortie de l'unité de traitement numérique :

- un module de calcul d'un signal de sortie Sd_l propre à chaque trame temporelle l par application d'une transformée de Fourier inverse du signal débruité de sortie $SD_{k,l}$; et

- un module de reconstruction d'un signal vocal débruité de sortie $sd(t)$ dans le domaine temporel à partir desdits signaux de sortie Sd_l .

[0039] Selon une première possibilité de l'invention, le module de détermination du signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ comprend :

- un sous-module racine-carré pour calculer le module $|\hat{X}_{k,l,i}|$ des composantes débruitées de sous-bande $\hat{X}_{k,l,i}$, et
 - un sous-module de recombinaison des composantes débruitées de sous-bande $\hat{X}_{k,l,i}$ pour obtenir le signal débruité $\hat{X}_{k,l}$ à partir des modules $|\hat{X}_{k,l,i}|$, et éventuellement des phases $\theta_{k,l}$, de sorte que le signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ corresponde au signal débruité $\hat{X}_{k,l}$, soit $SD_{k,l} = \hat{X}_{k,l}$

[0040] Selon une seconde possibilité de l'invention, en variante de la première possibilité, le module de détermination d'un signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ comprend :

- en sortie du premier module d'extraction, un sous-module d'amplification selon un coefficient d'amplification γ , préférentiellement compris entre 0,01 et 0,1, afin de délivrer un signal amplifié $\gamma |Y_{k,l}|^2$;
 - en sortie du module d'estimation « SSMB », un sous-module additionneur propre à additionner le signal amplifié γ

$|Y_{k,l}|^2$ et les modules carré $|\hat{X}_{k,l,i}|^2$, afin de délivrer en sortie les module carré $|\tilde{X}_{k,l,i}|^2$ de composantes débruitées

combinées de sous-bande $\tilde{X}_{k,l,i}$ propres à chaque sous-bande SB_i d'un signal débruité combiné $\tilde{X}_{k,l}$, répondant

à l'équation correspondante :

$$|\tilde{X}_{k,l,i}|^2 = |\hat{X}_{k,l,i}|^2 + \gamma |Y_{k,l,i}|^2 ;$$

- un sous-module racine-carré pour calculer le module $|\tilde{X}_{k,l,i}|$ des composantes débruitées combinées de sous-bande $\tilde{X}_{k,l,i}$ des et
- un sous-module de recombinaison des composantes combinées de sous-bande $\tilde{X}_{k,l,i}$ pour obtenir le signal débruité combiné $\tilde{X}_{k,l}$ à partir des modules $|\tilde{X}_{k,l,i}|$, et éventuellement des phases $\theta_{k,l,i}$, de sorte que le signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ correspond au signal débruité combiné $\tilde{X}_{k,l}$, soit $SD_{k,l} = \tilde{X}_{k,l}$.

[0041] Dans cette seconde possibilité, le système met en oeuvre une étape de réinjection d'une partie très faible du signal bruité $Y_{k,l}$ issu du microphone dans le signal débruité $\tilde{X}_{k,l}$ pour remédier au moins en partie aux problèmes de distorsion induits par les modules d'estimation « MCRA » et « SSMB ».

[0042] Dans une réalisation avantageuse, l'unité de traitement numérique comprend en outre, en sortie du module d'estimation « MCRA », un module de détection du bruit comprenant

- un module de calcul d'un rapport moyen signal à bruit r_l propre à chaque trame temporelle l à partir du module carré $|Y_{k,l}|^2$ et de la composante de bruit $D_{k,l}$;
- un module de comparaison du rapport moyen signal à bruit r_l propre à chaque trame temporelle l avec un seuil Ψ_{TH} prédéterminé ;
- un module de contrôle du module de reconstruction du signal vocal débruité de sortie $sd(t)$ qui est conçu pour que :
 - si le rapport moyen signal à bruit r_l est inférieur audit seuil Ψ_{TH} pour la trame temporelle l , alors le signal considéré avant reconstruction pour cette trame temporelle l correspond au signal de sortie Sd_l issu du module de calcul dudit signal de sortie Sd_l ;
 - si le rapport moyen signal à bruit r_l est supérieur audit seuil Ψ_{TH} pour la trame temporelle l , alors le signal considéré avant reconstruction pour cette trame temporelle l correspond au signal échantillonné y_l issu du module de découpage du signal acoustique bruité $y(t)$.

[0043] D'autres caractéristiques et avantages de la présente invention apparaîtront à la lecture de la description détaillée ci-après, d'un exemple de mise en oeuvre non limitatif, faite en référence aux figures annexées dans lesquelles :

- la figure 1 est une vue schématique d'un premier système de réduction du bruit conforme à l'invention ;
- la figure 2 est une vue schématique d'un second système de réduction du bruit conforme à l'invention ;
- la figure 3 est une vue schématique d'une variante du second système de la figure 2.

[0044] La description d'un système 1 de réduction du bruit sur un signal acoustique bruité $y(t)$ issu d'un microphone unique opérant dans un milieu bruité, et du procédé de réduction du bruit associé, est faite en référence aux figures 1 à 3.

[0045] Dans les trois modes de réalisation, le système 1 comprend une unité de conversion 2 du signal acoustique bruité $y(t)$ dans le domaine temporel en un signal bruité $Y_{k,l}$ dans le domaine fréquentiel.

[0046] Cette unité de conversion 2 comporte un module de découpage 21 du signal acoustique bruité $y(t)$ en signaux échantillonnés y_l dans des trames temporelles l successives.

[0047] Dans ce module de découpage 21, le signal acoustique bruité $y(t)$ est découpé en trames de 240 échantillons, ce qui à une fréquence d'échantillonnage de 8 kHz correspond à des trames temporelles de 30 millisecondes.

[0048] Il est également envisageable d'avoir un découpage en trames de 256 échantillons, ce qui à une fréquence d'échantillonnage de 8 kHz correspond à des trames temporelles de 32 millisecondes.

[0049] Dans ce module de découpage 21, les trames temporelles successives se recouvrent ou se chevauchent. Par exemple, les trames temporelles successives se chevauchent sur 120 échantillons, ce qui correspond à cinquante pourcent (50 %) de recouvrement.

[0050] Ce recouvrement des trames temporelles est destiné à permettre la mise en oeuvre d'une méthode de recouvrement et addition dite « OLA », qui permet le découpage temporel initial du signal acoustique bruité $y(t)$ puis la

restitution finale en sortie du système 1 dans le domaine temporel.

[0051] Cette unité de conversion 2 comporte, en sortie du module de découpage 21, un module de fenêtrage 22 des signaux échantillonnés y_l par application d'une fenêtre de pondération, notamment du type fenêtre de Hanning ou fenêtre de Hamming, afin de délivrer en sortie des signaux échantillonnés pondérés $\{y_l\}$.

[0052] Ainsi, les trames temporelles sont alors apodisées avec une fenêtre de pondération, avant d'appliquer une transformée de Fourier, afin de minimiser les effets de bords dus au découpage-recouvrement effectué par le module de découpage 21.

[0053] Cette unité de conversion 2 comporte, en sortie du module de fenêtrage 22, un module de calcul 23 d'une transformée de Fourier discrète qui délivre en sortie le signal bruité $Y_{k,l}$.

[0054] D'un point de vue mathématique, on note :

$$y(t) = x(t) + d(t) ,$$

avec $x(t)$ le signal de parole utile et $d(t)$ la composante de bruit.

[0055] Le module de découpage 21 reçoit en entrée le signal acoustique bruité $y(t)$ et délivre en sortie le signal échantillonné y_l , où l est l'indice temporel (ou indice de la trame temporelle).

[0056] Le module de découpage 21 reçoit en entrée le signal échantillonné y_l et délivre en sortie le signal échantillonné pondéré $\{y_l\}$, avec :

$$\{y_l\} = \omega_l \cdot y_l$$

avec ω_l , le signal représentatif de la fenêtre de pondération.

[0057] Le module de calcul 23 reçoit en entrée le signal échantillonné pondéré $\{y_l\}$ et délivre en sortie le signal bruité $Y_{k,l}$ qui correspond à la transformée de Fourier Discrète de $\{y_l\}$, où k représente l'indice de fréquence, soit :

$$Y_{k,l} = \text{DFT}(\{y_l\}) = r_{k,l} + j i_{k,l}$$

[0058] Le calcul de la transformée de Fourier Discrète (DFT pour « Discrete Fourier Transform ») est par exemple réalisé par un calcul de transformée de Fourier rapide (FFT pour « Fast Fourier Transform ») avec une taille N qui peut être égale à 256 (N correspond au nombre de points de la transformée de Fourier).

[0059] Le système 1 comprend, en sortie de l'unité de conversion 2, une unité de traitement numérique 3 dans le domaine fréquentiel qui réalise le traitement de débruitage ou de rehaussement de la parole sur le signal bruité $Y_{k,l}$.

[0060] Cette unité de traitement numérique 3 comprend un premier module d'extraction 31 du module carré $|Y_{k,l}|^2$ du signal bruité $Y_{k,l}$.

[0061] D'un point de vue mathématique, le premier module d'extraction 31 réalise le calcul suivant :

$$|Y_{k,l}|^2 = r_{k,l}^2 + i_{k,l}^2.$$

[0062] Dans les modes de réalisation des figures 1 et 2, cette unité de traitement numérique 3 comprend un deuxième module d'extraction 32 de la phase $\theta_{k,l}$ du signal bruité $Y_{k,l}$. Comme détaillé ultérieurement, il est également envisageable de se passer de ce deuxième module d'extraction 32.

[0063] D'un point de vue mathématique, le deuxième module d'extraction 32 réalise le calcul suivant :

$$\cos \theta_{k,l} = \frac{r_{k,l}}{|Y_{k,l}|} , \text{ et } \sin \theta_{k,l} = \frac{i_{k,l}}{|Y_{k,l}|}$$

avec

$$|Y_{k,l}| = \sqrt{r_{k,l}^2 + i_{k,l}^2}$$

5

[0064] L'unité de traitement numérique 3 comprend, en sortie du premier module d'extraction 31, un module d'estimation 33, dit « MCRA », d'une composante de bruit $\hat{D}_{k,l}$ contenue dans le signal bruité $Y_{k,l}$ à partir du module carré $|Y_{k,l}|^2$ issu du premier module d'extraction 31, par un algorithme d'estimation de la densité spectrale de puissance de la composante de bruit selon une méthode de moyennage récursif des minima contrôlés dite « MCRA ».

10 **[0065]** D'un point de vue mathématique, l'algorithme d'estimation de la densité spectrale de puissance de la composante de bruit selon la méthode de moyennage récursif des minima contrôlés dite « MCRA » met en oeuvre les phases de calcul suivantes :

b.1) calcul d'une composante bruitée filtrée $S_{k,l}$ répondant à l'équation :

15

$$S_{k,l} = \alpha_s S_{k,l-1} + (1 - \alpha_s) |Y_{k,l}|^2$$

20

où α_s est une constante prédéterminée caractéristique d'un filtre passe-bas ;

b.2) calcul d'une densité de probabilité de présence de parole $\tilde{p}_{k,l}$ par la mise en oeuvre du calcul progressif suivant :

(i) calcul d'une composante minimale spectrale $S_{\min,k,l}$ avec :

25

- si $\text{rem}(k,1) = 0$

alors $S_{\min,k,l} = \min (S_{\min,k,l-1} ; S_{k,l})$ et $\text{Stmp}_{k,l} = S_{k,l}$

- si $\text{rem}(k,l) \neq 0$

30

alors $S_{\min,k,l} = \min (\text{Stmp}_{k,l-1} ; S_{k,l})$ et

$\text{Stmp}_{k,l} = \min (\text{Stmp}_{k,l-1} ; S_{k,l})$

où $\text{rem}(k,l)$ est le reste de la division entière de k par l , puis

(ii) calcul d'un rapport spectral $Sr_{k,l}$ répondant à l'équation :

35

$$Sr_{k,l} = \frac{S_{k,l}}{S_{\min,k,l}}$$

40

(iii) calcul d'une variable indicatrice $I_{k,l}$ avec :

- si $Sr_{k,l} > \delta_{TH}$ alors $I_{k,l} = 1$

- si $Sr_{k,l} \leq \delta_{TH}$ alors $I_{k,l} = 0$

45

où δ_{TH} est un paramètre prédéterminé de seuil fixe de détection de parole ;

(iv) calcul de la densité de probabilité de présence de parole $\tilde{p}_{k,l}$ avec :

50

$$\tilde{p}_{k,l} = \alpha_p \tilde{p}_{k,l-1} + (1 - \alpha_p) I_{k,l}$$

où α_p est une constante prédéterminée ;

b.3) calcul d'un coefficient $\tilde{\alpha}_{k,l}$ répondant à l'équation suivante :

55

$$\tilde{\alpha}_{k,l} = \alpha + (1 - \alpha) \tilde{p}_{k,l},$$

où α est une constante prédéterminée ;

b.4) calcul de la composante de bruit $\hat{D}_{k,l}$ répondant à l'équation suivante :

$$\hat{D}_{k,l} = \tilde{\alpha}_{k,l} \hat{D}_{k,l-1} + (1 - \tilde{\alpha}_{k,l}) |Y_{k,l}|^2.$$

[0066] Le module d'estimation « MCRA » 33 délivre ainsi en sortie la composante de bruit $\hat{D}_{k,l}$.

[0067] L'unité de traitement numérique 3 comprend, en sortie du premier module d'extraction 31, un module de découpage 34 de la bande fréquentielle en plusieurs sous-bandes fréquentielles $SB_i = [e_i, b_i]$.

[0068] La bande fréquentielle peut par exemple être divisée en trois sous-bandes fréquentielles, à savoir SB_1 pour $f_i < 1000$ Hz, SB_2 pour $1000 \text{ Hz} \leq f_i \leq 2000$ Hz et enfin SB_3 pour $f_i > 2000$ Hz, où f_i est la fréquence de sous-bande.

[0069] L'unité de traitement numérique 3 comprend, en sortie du module d'estimation « MCRA » 33 et du module de découpage 34 de la bande fréquentielle, un module d'estimation 35, dit « SSMB », du module carré $|\hat{X}_{k,l,i}|^2$ d'une composante débruitée de sous-bande $\hat{X}_{k,l,i}$ propre à chaque sous-bande SB_i d'un signal débruité $\hat{X}_{k,l}$ par un algorithme de soustraction spectrale multi-bandes à partir de modules carrés de sous-bande $|Y_{k,l,i}|^2$ et de composantes de bruit de sous-bande $\hat{D}_{k,l,i}$.

[0070] Le principe de l'algorithme de soustraction spectrale multi-bandes (SSMB) procède d'une généralisation de l'algorithme de soustraction spectrale qui consiste à soustraire de la densité spectrale de puissance du signal bruité $Y_{k,l}$ issu du microphone une portion de la densité spectrale de puissance de la composante de bruit estimé par la méthode « MCRA ». L'algorithme de soustraction spectrale multi-bandes applique le même principe en découpant l'espace spectral en plusieurs sous-bandes SB_i fréquentielles et, ensuite, dans chaque sous-bande SB_i , l'opération de soustraction spectrale est appliquée, comme suit :

$$|\hat{X}_{k,l,i}|^2 = |Y_{k,l,i}|^2 - \mu_i |\hat{D}_{k,l,i}|^2$$

avec μ_i un coefficient prédéterminé.

[0071] Cet algorithme de soustraction spectrale multi-bandes est combiné avec la méthode de recouvrement et addition dite « OLA ».

[0072] Il est bien entendu envisageable d'affiner la relation de soustraction spectrale multi-bandes donnée ci-dessus, comme décrit ci-après.

[0073] D'un point de vue mathématique, l'algorithme de soustraction spectrale multi-bande « SSMB » mis en oeuvre par le module d'estimation « SSMB » 35, réalise les phases de calcul suivantes, pour chacune des sous-bandes SB_i :

d.1) calcul d'un rapport signal à bruit $SNR_{k,l,i}$ propre à chaque sous-bande SB_i répondant à l'équation :

$$SNR_{k,l,i} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sum_{k=ei}^{bi} |Y_{k,l,i}|^2}{\sum_{k=ei}^{bi} |\hat{D}_{k,l,i}|} \right)$$

d.2) calcul du module carré $|\hat{X}_{k,l,i}|^2$ de la composante débruitée de sous-bande $\hat{X}_{k,l,i}$ propre à chaque sous-bande SB_i , selon l'équation :

$$|\hat{X}_{k,l,i}|^2 = \begin{cases} |Y_{k,l,i}|^2 - \alpha_i \delta_i |\hat{D}_{k,l,i}| & \text{si } |Y_{k,l,i}|^2 > \alpha_i \delta_i |\hat{D}_{k,l,i}| \\ \beta |Y_{k,l,i}|^2 & \text{si } |Y_{k,l,i}|^2 \leq \alpha_i \delta_i |\hat{D}_{k,l,i}| \end{cases}$$

où - δ_i est un paramètre variable en fonction de la sous-bande SB_i correspondante, prenant des valeurs distinctes d'une sous-bande à l'autre ;

- α_i est un paramètre variable qui dépend de la valeur du rapport signal à bruit $SNR_{k,l,i}$ calculée dans la sous-bande SB_i correspondante ; et
- β est une constante.

[0074] Il est envisageable de comparer la valeur du rapport signal à bruit $SNR_{k,l,i}$ avec deux seuils SNR_1 et SNR_2 pour établir la valeur des paramètres α_i . Ainsi, les paramètres α_i répondent aux équations suivantes :

$$\alpha_i = \begin{cases} \alpha_{c1} & \text{si } SNR_{k,l,i} < SNR_1 \\ \alpha_{c2} + \alpha_{c3} SNR_{k,l,i} & \text{si } SNR_1 \leq SNR_{k,l,i} \leq SNR_2 \\ \alpha_{c4} & \text{si } SNR_{k,l,i} > SNR_2 \end{cases}$$

où α_{c1} , α_{c2} , α_{c3} et α_{c4} sont des constantes prédéterminées, et SNR_1 et SNR_2 sont les seuils prédéterminés.

[0075] Par exemple, il est envisageable d'avoir les relations suivantes pour les paramètres α_i :

$$\alpha_i = \begin{cases} 5 & \text{si } SNR_{k,l,i} < -5 \\ 4 - \frac{3}{20} SNR_{k,l,i} & \text{si } -5 \leq SNR_{k,l,i} \leq 20 \\ 1 & \text{si } SNR_{k,l,i} > 20 \end{cases}$$

[0076] Concernant les paramètres variables δ_i , il est envisageable d'avoir les relations suivantes, dans le cas de la division en trois sous-bandes fréquentielles décrite ci-dessus :

$$\delta_i = \begin{cases} 1 & \text{si } f_i < 1000 \text{ (première sous – bande } SB_1) \\ 2.75 & \text{si } 1000 \leq f_i \leq 2000 \text{ (deuxième sous – bande } SB_2) \\ 1.75 & \text{si } f_i > 2000 \text{ (troisième sous – bande } SB_3) \end{cases}$$

[0077] Concernant la constante β , il est envisageable d'avoir des valeurs de l'ordre de 0,002 ou 0,0015, soit par exemple $\beta = 0.002$ ou $\beta = 0.0015$.

[0078] L'unité de traitement numérique 3 comprend également, en sortie du module d'estimation « SSMB » 35 et du deuxième module d'extraction 32, un module de détermination 36 d'un signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ à partir des modules carré $|\tilde{X}_{k,l,i}|^2$ et des phases $\theta_{k,l,i}$.

[0079] Dans le premier mode de réalisation illustré sur la figure 1, le module de détermination 36 du signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ comprend :

- un sous-module racine-carré 361 pour calculer le module $|\hat{X}_{k,l,i}|$ des composantes débruitées de sous-bande $\hat{X}_{k,l,i}$, et
- un sous-module de recombinaison 362 des composantes débruitées de sous-bande $\hat{X}_{k,l,i}$ pour obtenir le signal débruité $\hat{X}_{k,l}$ à partir des modules $|\hat{X}_{k,l,i}|$ et des phases $\theta_{k,l,i}$, de sorte que le signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ corresponde au signal débruité $\hat{X}_{k,l}$, soit $SD_{k,l} = \hat{X}_{k,l}$.

[0080] D'un point de vue mathématique, on a :

- le sous-module racine-carré 361 réalise le calcul : $|\hat{X}_{k,l}| = \sqrt{|\tilde{X}_{k,l}|^2}$; et

- le sous-module de recombinaison 362 effectue la réinjection de la phase, comme suit : $SD_{k,l} = \hat{X}_{k,l} = |\hat{X}_{k,l}| \cos \theta_{k,l} + j |\hat{X}_{k,l}| \sin \theta_{k,l}$.

[0081] Dans le second mode de réalisation illustré sur la figure 2, le module de détermination 36 du signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ comprend :

- en sortie du premier module d'extraction 31, un sous-module d'amplification 363 selon un coefficient d'amplification γ , préférentiellement compris entre 0,01 et 0,1, afin de délivrer un signal amplifié $\gamma |Y_{k,l}|^2$;
- en sortie du module d'estimation « SSMB » 35, un sous-module additionneur 364 propre à additionner le signal amplifié $\gamma |Y_{k,l}|^2$ et les modules carré $|\hat{X}_{k,l,i}|^2$, afin de délivrer en sortie les module carré $|\tilde{X}_{k,l,i}|^2$ de composantes débruitées combinées de sous-bande $\hat{X}_{k,l,i}$ propres à chaque sous-bande SBi d'un signal débruité combiné $\hat{X}_{k,l}$, répondant à l'équation correspondante :

$$|\tilde{X}_{k,l,i}|^2 = |\hat{X}_{k,l,i}|^2 + \gamma |Y_{k,l,i}|^2 ;$$

- un sous-module racine-carré 361 pour calculer le module $|\hat{X}_{k,l,i}|$ des composantes débruitées combinées de sous-bande $\hat{X}_{k,l,i}$; et
- un sous-module de recombinaison 362 des composantes combinées de sous-bande $\hat{X}_{k,l,i}$ pour obtenir le signal débruité combiné $\hat{X}_{k,l}$, à partir des modules $|\hat{X}_{k,l,i}|$ et des phases $\theta_{k,l}$, de sorte que le signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ correspond au signal débruité combiné $\hat{X}_{k,l}$, soit $SD_{k,l} = \hat{X}_{k,l}$.

[0082] D'un point de vue mathématique, on a :

- le sous-module d'amplification 363 délivre en sortie le signal amplifié

$$\gamma |Y_{k,l}|^2 ;$$

- le sous-module additionneur 364 réalise le calcul :

$$|\tilde{X}_{k,l,i}|^2 = |\hat{X}_{k,l,i}|^2 + \gamma |Y_{k,l,i}|^2$$

- le sous-module racine-carré 361 réalise le calcul :

$$|\tilde{X}_{k,l,i}| = \sqrt{|\tilde{X}_{k,l,i}|^2} ;$$

et

- le sous-module de recombinaison 362 effectue la réinjection de la phase, comme suit : $SD_{k,l} = \hat{X}_{k,l} = |\hat{X}_{k,l}| \cos \theta_{k,l} + j |\hat{X}_{k,l}| \sin \theta_{k,l}$

[0083] Ainsi, dans ce second mode de réalisation, le système 1 met en oeuvre une étape de réinjection d'une partie très faible du signal bruité $Y_{k,l}$, issu du microphone, dans le signal débruité $\hat{X}_{k,l}$; le signal réinjecté correspondant au signal amplifié $\gamma |Y_{k,l}|^2$. De cette manière, on remédie au moins en partie aux problèmes de distorsion introduits par les modules d'estimation « MCRA » 33 et « SSMB » 35.

[0084] Le système 1 comprend, en sortie de l'unité de traitement numérique 3, une unité de conversion 4 dans le domaine temporel.

[0085] Cette unité de conversion 4 comporte un module de calcul 41 d'un signal de sortie Sd_l propre à chaque trame temporelle l par application d'une transformée de Fourier inverse du signal débruité de sortie $SD_{k,l}$.

[0086] D'un point de vue mathématique, ce module de calcul 41 met en oeuvre le calcul de la transformée de Fourier rapide inverse (IFFT pour « Inverse Fast Fourier Transform ») avec une taille N égale à 256 (N correspondant pour rappel au nombre de points de la transformée de Fourier), avec la relation suivante :

$$Sd_l = \text{IDFT}(SD_{k,l})$$

où IDFT correspond à la fonction de transformée de Fourier discrète inverse, qui peut être du type transformée de Fourier rapide inverse (IFFT).

[0087] En outre, du fait de la symétrie de l'amplitude de la transformée de Fourier (DFT ou FFT) des signaux réels, le traitement de réduction du bruit et de reconstruction selon la méthode « OLA » se fera uniquement sur les premiers $[N/2 + 1]$ premiers points d'échantillonnage, soit sur les 129 premiers points d'échantillonnage pour N égal à 256, sachant que l'on a la relation suivante de symétrie hermitienne :

$$SD_{-k,l} = SD_{k,l}^*$$

[0088] Dans le cas du premier mode de réalisation illustré sur la figure 1, on a la relation suivante : $Sd_l = \hat{x}_l = \text{IFFT}(\hat{X}_{k,l})$.

[0089] Dans le cas du second mode de réalisation illustré sur la figure 2, on a la relation suivante : $Sd_l = \hat{x}_l = \text{IFFT}(\hat{X}_{k,l})$.

[0090] Cette unité de conversion 4 comporte, en sortie du module de calcul 41, un module de reconstruction 42 d'un signal vocal débruité de sortie $sd(t)$ dans le domaine temporel à partir des signaux de sortie Sd_l .

[0091] Le signal temporel est restitué selon la méthode de recouvrement et addition « OLA », la reconstruction du signal vocal débruité de sortie $sd(t)$ étant réalisée par les additions successives des parties en recouvrement des signaux de deux trames temporelles successives, selon le principe :

$$\{\widetilde{sd}_l\} = \{Sd_{l-1}\} + \{Sd_l\},$$

qui se traduit dans le premier mode de réalisation par : $\{\widetilde{sd}_l\} = \{\hat{x}_{l-1}\} + \{\hat{x}_l\}$, et qui se traduit dans le second mode de réalisation par :

$$\{\widetilde{sd}_l\} = \{\check{x}_{l-1}\} + \{\check{x}_l\}.$$

[0092] A chaque fois qu'une trame temporelle du signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ est délivrée dans le domaine fréquentiel et que sa transformée de Fourier inverse Sd_l est calculée, les premiers N/2 points d'échantillonnage seront additionnés avec les derniers N/2 points d'échantillonnage de la trame traitée précédente. Les derniers N/2 points d'échantillonnage de la trame traitée en cours seront quand à eux stockés en mémoire pour être à leur tour utilisés lors du traitement de la trame suivante.

[0093] Autrement dit, après traitement dans le domaine spectral, la trame temporelle du signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ passe par le module de calcul 41 de la transformée de Fourier inverse, puis sa première moitié (N/2 premiers points d'échantillonnage) est additionnée avec la seconde moitié (N/2 derniers points d'échantillonnage) sauvegardée de la trame précédente, tandis que sa seconde moitié (N/2 premiers points d'échantillonnage) est sauvegardée pour le prochain bloc.

[0094] Avec N égal à 256, on a N/2 qui est égal à 128, étant rappelé que le taux de recouvrement de deux trames successives est de cinquante pourcent (50 %).

[0095] De manière optionnelle et avantageuse, l'unité de traitement numérique 3 comprend en outre, en sortie du module d'estimation « MCRA » 33, un module de détection du bruit 37 qui pilote le module de reconstruction 42 selon le principe suivant :

- mise en oeuvre d'un calcul d'un rapport moyen signal à bruit r_l pour effectuer une détection de bruit ;
- comparaison de ce rapport moyen signal à bruit r_l avec un seuil ψ_{TH} pour établir si le bruit est présent ($r_l < \psi_{TH}$) ou si le bruit est absent ou du moins extrêmement faible ($r_l > \psi_{TH}$) ; et
- pilotage du module de reconstruction 42 selon les règles suivantes :
- si le bruit est présent ($r_l < \psi_{TH}$), alors on prend en compte le signal traité numériquement, c'est-à-dire le signal de sortie Sd_l pour la reconstruction temporelle ;
- si le bruit est absent ou extrêmement faible ($r_l > \psi_{TH}$), alors on ne prend pas en compte le signal de sortie Sd_l mais

on prend en compte directement le signal échantillonné y_l pour la reconstruction temporelle, ce qui revient à ignorer les traitements de réduction du bruit (« MCRA », « SSMB ») pour cette trame l , avec l'avantage d'éviter des distorsions inutiles lorsque le niveau de bruit est tel qu'un traitement de réduction du bruit n'est pas nécessaire.

5 **[0096]** De ce fait, dans une situation d'absence ou quasi absence de bruit, les distorsions qui peuvent être apportées par le traitement de réduction du bruit seront éliminées.

[0097] D'un point de vue structurel, le module de détection du bruit 37 comprend :

- 10 - un module de calcul d'un rapport moyen signal à bruit r_l propre à chaque trame temporelle 1 à partir du module carré $|Y_{k,l}|^2$ et de la composante de bruit $D_{k,l}$;
- un module de comparaison du rapport moyen signal à bruit r_l propre à chaque trame temporelle l avec un seuil ψ_{TH} prédéterminé ;
- un module de contrôle du module de reconstruction 42 du signal vocal débruité de sortie $sd(t)$ qui est conçu pour que :
 - 15 - si le rapport moyen signal à bruit r_l est inférieur audit seuil ψ_{TH} pour la trame temporelle l , alors le signal considéré avant reconstruction pour cette trame temporelle l correspond au signal de sortie Sd_l issu du module de calcul dudit signal de sortie Sd_l ;
 - si le rapport moyen signal à bruit r_l est supérieur audit seuil ψ_{TH} pour la trame temporelle l , alors le signal considéré avant reconstruction pour cette trame temporelle l correspond au signal échantillonné y_l issu du module de découpage du signal acoustique bruité $y(t)$.

[0098] D'un point de vue mathématique, le module de détection du bruit 37 met en oeuvre l'algorithme de calcul suivant, pour chaque trame temporelle l :

25 g.1) calcul d'une composante de bruit moyenne $\bar{D}_l$ à partir de la composante de bruit $\hat{D}_{k,l}$ estimée par le module d'estimation « MCRA » 33 et répondant à l'équation :

30
$$\bar{D}_l = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \hat{D}_{k,l}$$

où M est une constante prédéterminée égale à $N/2$, N étant pour rappel le nombre de points de la transformée de Fourier ;

35 g.2) calcul d'un module carré moyen $|Y_{k,l}|^2$ du signal bruité $Y_{k,l}$ répondant à l'équation :

40
$$\overline{|Y_{k,l}|^2} = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} |Y_{k,l}|^2$$

g.3) calcul d'une composante filtrée P_l du module carré moyen $|Y_{k,l}|^2$ répondant à l'équation :

45
$$P_l = \lambda P_{l-1} + (1 - \lambda) \overline{|Y_{k,l}|^2}$$

où λ est une constante prédéterminée caractéristique d'un filtre passe-bas, de préférence compris entre 0,80 et 0,99 ;

50 - $P_0 = \bar{D}_0 = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \hat{D}_{k,0}$ pour initialiser l'algorithme.

g.4) calcul du rapport moyen signal à bruit r_l répondant à l'équation :

- 55 - si $\bar{D}_l > 0$ alors $r_l = \frac{P_l}{\bar{D}_l}$,
- si $\bar{D}_l < 0$ alors $r_l = 0$.

[0099] Bien entendu l'exemple de mise en oeuvre évoqué ci-dessus ne présente aucun caractère limitatif et d'autres améliorations et détails peuvent être apportés au système de réduction selon l'invention, sans pour autant sortir du cadre de l'invention.

[0100] Ainsi, il est envisageable de se passer de l'extraction de la phase de la phase $\theta_{k,l}$ du signal bruité $Y_{k,l}$ comme illustré sur la figure 3 où le système 1 ne comporte pas le deuxième module d'extraction 32 de la phase $\theta_{k,l}$ du signal bruité $Y_{k,l}$. Dans ce cas, le sous-module de recombinaison 362 des composantes débruitées de sous-bande $X_{k,l,i}$ effectue le calcul du signal débruité $\hat{X}_{k,l}$ à partir des modules $|X_{k,l,i}|$ et du signal bruité $Y_{k,l}$. En effet, la réinjection de la phase peut être effectuée directement à partir du signal bruité $Y_{k,l}$ qui intègre intrinsèquement cette phase.

[0101] A cet effet, le sous-module de recombinaison 362 réalise le calcul suivant :

$$\hat{X}_{k,l} = |\hat{X}_{k,l}| \frac{r_{k,l}}{|Y_{k,l}|} + j |\hat{X}_{k,l}| \frac{i_{k,l}}{|Y_{k,l}|} = G_{k,l} r_{k,l} + j G_{k,l} i_{k,l} ,$$

soit $\hat{X}_{k,l} = G_{k,l} Y_{k,l}$.

[0102] Avec $G_{k,l}$ le gain de l'algorithme de réduction de bruit. Avec ce calcul, il n'est donc plus nécessaire de calculer, stocker et réinjecter la phase.

[0103] Le système 1 de la figure 3 est une variante du système 1 de la figure 2 sans le deuxième module d'extraction 32, mais il est bien entendu également envisageable de prévoir la suppression du deuxième module d'extraction 32 dans le système 1 de la figure 1.

Revendications

1. Procédé de réduction du bruit sur un signal acoustique bruité $y(t)$ issu d'un microphone opérant dans un milieu bruité, comportant les étapes successives suivantes :

a) conversion du signal acoustique bruité $y(t)$ dans le domaine temporel en un signal bruité $Y_{k,l}$ dans le domaine fréquentiel, par découpage temporel du signal acoustique bruité $y(t)$ en signaux échantillonnés y_l dans des trames temporelles l successives, fenêtrage des signaux échantillonnés y_l par application d'une fenêtre de pondération, et application d'une transformée de Fourier discrète, avec extraction du module carré $|Y_{k,l}|^2$, et éventuellement de la phase $\theta_{k,l}$ du signal bruité $Y_{k,l}$;

b) estimation d'une composante de bruit $D_{k,l}$ contenue dans le signal bruité $Y_{k,l}$ à partir du module carré $|Y_{k,l}|^2$, par un algorithme d'estimation de la densité spectrale de puissance de la composante de bruit selon une méthode de moyennage récursif des minima contrôlés dite « MCRA » ;

caractérisé en ce qu'il comprend en outre, après l'étape b), les étapes successives suivantes :

c) découpage de la bande fréquentielle en plusieurs sous-bandes fréquentielles $SB_i = [e_i, b_i]$, suivie d'une décomposition multi-bandes du module carré $|Y_{k,l}|^2$ et de la composante de bruit $D_{k,l}$, consistant à décomposer le module carré $|Y_{k,l}|^2$ et la composante de bruit $D_{k,l}$ en respectivement plusieurs modules carré de sous-bande $|Y_{k,l,i}|^2$ et plusieurs composantes de bruit de sous-bande $D_{k,l,i}$ propres à chacune des sous-bandes SB_i ;

d) estimation $\hat{X}_{k,l,i}$ pour chacune des sous-bandes SB_i , du module carré $|\hat{X}_{k,l,i}|^2$ d'une composante débruitée de sous-bande $X_{k,l,i}$ propre à chaque sous-bande SB_i d'un signal débruité $X_{k,l}$, par un algorithme de soustraction spectrale multi-bandes dit « SSMB » à partir des modules carrés de sous-bande $|Y_{k,l,i}|^2$ et des composantes de bruit de sous-bande $D_{k,l,i}$;

e) détermination d'un signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ à partir des modules carré $|\hat{X}_{k,l,i}|^2$ issus de l'étape d), et éventuellement des phases $\theta_{k,l}$ extraites lors de l'étape a) ;

f) conversion du signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ en un signal vocal débruité de sortie $sd(t)$ dans le domaine temporel, par une étape f.1) de calcul d'un signal échantillonné de sortie Sd_l propre à chaque trame temporelle 1 par application d'une transformée de Fourier inverse du signal débruité de sortie $SD_{k,l}$, suivie d'une étape f.2) de reconstruction temporelle du signal vocal débruité de sortie $sd(t)$ à partir des signaux échantillonnés de sortie Sd_l .

2. Procédé selon la revendication 1, dans lequel l'algorithme d'estimation de la densité spectrale de puissance de la composante de bruit selon la méthode de moyennage récursif des minima contrôlés dite « MCRA » lors de l'étape b) met en oeuvre les phases de calcul suivantes :

b.1) calcul d'une composante bruitée filtrée $S_{k,l}$ répondant à l'équation :

$$S_{k,l} = \alpha_s S_{k,l-1} + (1 - \alpha_s) |Y_{k,l}|^2$$

où α_s est une constante prédéterminée caractéristique d'un filtre passe-bas ;

b.2) calcul d'une densité de probabilité de présence de parole $\tilde{p}_{k,l}$ par la mise en oeuvre du calcul progressif suivant :

(i) calcul d'une composante minimale spectrale $S_{min,k,l}$ avec :

- si $\text{rem}(k,l) = 0$

alors $S_{min,k,l} = \min (S_{min,k,l-1} ; S_{k,l})$ et $\text{Stmp}_{k,l} = S_{k,l}$

- si $\text{rem}(k,l) \neq 0$

alors $S_{min,k,l} = \min (\text{Stmp}_{k,l-1} ; S_{k,l})$ et

$\text{Stmp}_{k,l} = \min (\text{Stmp}_{k,l-1} ; S_{k,l})$

où $\text{rem}(k,l)$ est le reste de la division entière de k par l, puis

(ii) calcul d'un rapport spectral $Sr_{k,l}$ répondant à l'équation :

$$Sr_{k,l} = \frac{S_{k,l}}{S_{min,k,l}}$$

(iii) calcul d'une variable indicatrice $I_{k,l}$ avec :

- si $Sr_{k,l} > \delta_{TH}$ alors $I_{k,l} = 1$

- si $Sr_{k,l} \leq \delta_{TH}$ alors $I_{k,l} = 0$

où δ_{TH} est un paramètre prédéterminé de seuil fixe de détection de parole ;

(iv) calcul de la densité de probabilité de présence de parole $\tilde{p}_{k,l}$ avec :

$$\tilde{p}_{k,l} = \alpha_p \tilde{p}_{k,l-1} + (1 - \alpha_p) I_{k,l}$$

où α_p est une constante prédéterminée ;

b.3) calcul d'un coefficient $\tilde{\alpha}_{k,l}$ répondant à l'équation suivante :

$$\tilde{\alpha}_{k,l} = \alpha + (1 - \alpha) \tilde{p}_{k,l} ,$$

où α est une constante prédéterminée ;

b.4) calcul de la composante de bruit $\hat{D}_{k,l}$ répondant à l'équation suivante :

$$\hat{D}_{k,l} = \tilde{\alpha}_{k,l} \hat{D}_{k,l-1} + (1 - \tilde{\alpha}_{k,l}) |Y_{k,l}|^2 .$$

3. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 et 2, dans lequel l'algorithme de soustraction spectrale multi-bande dit « SSMB » de l'étape d) met en oeuvre les phases de calcul suivantes, pour chacune des sous-bandes SB_i :

d.1) calcul d'un rapport signal à bruit $SNR_{k,l,i}$ propre à chaque sous-bande SB_i répondant à l'équation :

$$SNR_{k,l,i} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sum_{k=ei}^{bi} |Y_{k,l,i}|^2}{\sum_{k=ei}^{bi} |\widehat{D}_{k,l,i}|} \right)$$

d.2) calcul du module carré $|X_{k,l,i}|^2$ de la composante débruitée de sous-bande $\widehat{X}_{k,l,i}$ propre à chaque sous-bande SB_i , selon l'équation :

$$|\widehat{X}_{k,l,i}|^2 = \begin{cases} |Y_{k,l,i}|^2 - \alpha_i \delta_i |\widehat{D}_{k,l,i}| & \text{si } |Y_{k,l,i}|^2 > \alpha_i \delta_i |\widehat{D}_{k,l,i}| \\ \beta |Y_{k,l,i}|^2 & \text{si } |Y_{k,l,i}|^2 \leq \alpha_i \delta_i |\widehat{D}_{k,l,i}| \end{cases}$$

où - δ_i est un paramètre variable en fonction de la sous-bande SB_i correspondante, prenant des valeurs distinctes d'une sous-bande à l'autre ;

- α_i est un paramètre variable qui dépend de la valeur du rapport signal à bruit $SNR_{k,l,i}$ calculée dans la sous-bande SB_i correspondante ; et
- β est une constante.

4. Procédé selon la revendication 3, dans lequel les paramètres α_i répondent aux équations suivantes :

$$\alpha_i = \begin{cases} \alpha_{c1} & \text{si } SNR_{k,l,i} < SNR_1 \\ \alpha_{c2} + \alpha_{c3} SNR_{k,l,i} & \text{si } SNR_1 \leq SNR_{k,l,i} \leq SNR_2 \\ \alpha_{c4} & \text{si } SNR_{k,l,i} > SNR_2 \end{cases}$$

où α_{c1} , α_{c2} , α_{c3} et α_{c4} sont des constantes prédéterminées, et SNR_1 et SNR_2 sont des seuils prédéterminés.

5. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 4, dans lequel l'étape e) consiste à déterminer le signal débruité $\widehat{X}_{k,l}$ à partir des modules carré $|X_{k,l,i}|^2$ des composantes débruitées de sous-bande $\widehat{X}_{k,l,i}$, et éventuellement des phases $\theta_{k,l}$ extraites lors de l'étape a), de sorte que le signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ correspond au signal débruité $\widehat{X}_{k,l}$, soit $SD_{k,l} = \widehat{X}_{k,l}$.

6. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 4, dans lequel l'étape e) consiste à :

- déterminer, pour chacune des sous-bandes SB_i , le module carré $|\widehat{X}_{k,l,i}|^2$ d'une composante débruitée combinée de sous-bande $\widehat{X}_{k,l,i}$ propre à chaque sous-bande SB_i d'un signal débruité combiné $\widehat{X}_{k,l}$, répondant à l'équation correspondante :

$$|\widetilde{X}_{k,l,i}|^2 = |\widehat{X}_{k,l,i}|^2 + \gamma |Y_{k,l,i}|^2$$

où γ est un coefficient d'amplification prédéterminé, préférentiellement compris entre 0,01 et 0,1 ;

- déterminer un signal débruité combiné $\widehat{X}_{k,l}$, à partir des modules carrés $|X_{k,l,i}|^2$ des composantes débruitées combinées de sous-bande $\widehat{X}_{k,l,i}$ et éventuellement des phases $\theta_{k,l}$ extraites lors de l'étape a), de sorte que le signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ corresponde au signal débruité combiné $\widehat{X}_{k,l}$, soit $SD_{k,l} = \widehat{X}_{k,l}$.

7. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 6, dans lequel l'étape f.2) consiste à reconstruire le signal vocal débruité de sortie $sd(t)$ uniquement à partir des signaux de sortie Sd_i issus de l'étape f.1), lesdits signaux de sortie Sd_i correspondant aux transformées de Fourier inverse du signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ propres à chaque trame temporelle l .

8. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 6, dans lequel l'étape f.2) consiste à, pour chaque trame temporelle I :

g) calculer un rapport moyen signal à bruit r_l propre à la trame temporelle I à partir du module carré $|Y_{k,l}|^2$ et de la composante de bruit $\hat{D}_{k,l}$;
 h) comparer le rapport moyen signal à bruit r_l avec un seuil ψ_{TH} prédéterminé ;
 i) reconstruire le signal vocal débruité de sortie $sd(t)$ à partir en considérant que :

- si le rapport moyen signal à bruit r_l est inférieur audit seuil ψ_{TH} pour la trame temporelle I, alors le signal considéré avant reconstruction temporelle pour cette trame temporelle I correspond au signal de sortie Sd_l issu de l'étape f.1) ;
 - si le rapport moyen signal à bruit r_l est supérieur audit seuil ψ_{TH} pour la trame temporelle I, alors le signal considéré avant reconstruction temporelle pour cette trame temporelle I correspond au signal échantillonné y_l issu de l'étape de découpage de l'étape a).

9. Procédé selon la revendication 8, dans lequel l'étape g) met en oeuvre l'algorithme de calcul suivant, pour chaque trame temporelle I :

g.1) calcul d'une composante de bruit moyenne $\bar{D}_l$ à partir de la composante de bruit $\hat{D}_{k,l}$ estimée lors de l'étape b) et répondant à l'équation :

$$\bar{D}_l = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \hat{D}_{k,l}$$

où M est une constante prédéterminée, de préférence égale à N ou à N/2, N étant le nombre de points d'échantillonnage de la transformée de Fourier ;

g.2) calcul d'un module carré moyen $|Y_{k,l}|^2$ du signal bruité $Y_{k,l}$ répondant à l'équation :

$$\overline{|Y_{k,l}|^2} = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} |Y_{k,l}|^2$$

g.3) calcul d'une composante filtrée P_l du module carré moyen $|Y_{k,l}|^2$ répondant à l'équation :

$$P_l = \lambda P_{l-1} + (1 - \lambda) \overline{|Y_{k,l}|^2}$$

où λ est une constante prédéterminée caractéristique d'un filtre passe-bas, de préférence compris entre 0,80 et 0,99 ;

- $P_0 = \bar{D}_0 = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \hat{D}_{k,0}$ pour initialiser l'algorithme.

g.4) calcul du rapport moyen signal à bruit r_l répondant à l'équation :

- si $\bar{D}_l > 0$ alors $r_l = \frac{P_l}{\bar{D}_l}$,
 - si $\bar{D}_l < 0$ alors $r_l = 0$.

10. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, dans lequel les étapes a) et f) de conversion mettent en oeuvre une méthode de recouvrement et addition dite « OLA », avec :

- pour l'étape a), un découpage du signal acoustique bruité $y(t)$ en trames temporelles avec un recouvrement entre les trames temporelles successives ;
 - pour l'étape f.2), la reconstruction du signal vocal débruité de sortie $sd(t)$ est réalisée par les additions suc-

cessives des parties en recouvrement des signaux de deux trames temporelles successives.

11. Système (1) de réduction du bruit sur un signal acoustique bruité $y(t)$ issu d'un microphone opérant dans un milieu bruité, comportant :

- une unité de conversion (2) du signal acoustique bruité $y(t)$ dans le domaine temporel en un signal bruité $Y_{k,l}$ dans le domaine fréquentiel, comportant :

- un module de découpage (21) du signal acoustique bruité $y(t)$ en signaux échantillonnés y_l dans des trames temporelles l successives ;
 - en sortie du module de découpage (21), un module de fenêtrage (22) des signaux échantillonnés y_l par application d'une fenêtre de pondération ;
 - en sortie du module de fenêtrage (22), un module de calcul (23) d'une transformée de Fourier discrète qui délivre en sortie le signal bruité $Y_{k,l}$;

- une unité de traitement numérique (3) dans le domaine fréquentiel comportant, en sortie de l'unité de conversion :

- un premier module d'extraction (31) du module carré $|Y_{k,l}|^2$ du signal bruité $Y_{k,l}$; et éventuellement un deuxième module d'extraction (32) de la phase $\theta_{k,l}$ du signal bruité $Y_{k,l}$;
 - en sortie du premier module d'extraction (31), un module d'estimation (33), dit « MCRA », d'une composante de bruit $\hat{D}_{k,l}$ contenue dans le signal bruité $Y_{k,l}$ à partir du module carré $|Y_{k,l}|^2$ issu du premier module d'extraction (31), par un algorithme d'estimation de la densité spectrale de puissance de la composante de bruit selon une méthode de moyennage récursif des minima contrôlés dite « MCRA » ;
 - en sortie du premier module d'extraction (31), un module de découpage (34) de la bande fréquentielle en plusieurs sous-bandes fréquentielles $SB_i = [e_i, b_i]$, notamment du type banc de filtres ;
 - en sortie du module d'estimation « MCRA » (33) et du module de découpage (34) de la bande fréquentielle, un module d'estimation (35), dit « SSMB », du module carré $|\hat{X}_{k,l,i}|^2$ d'une composante débruitée de sous-bande $\hat{X}_{k,l,i}$ propre à chaque sous-bande SB_i d'un signal débruité $\hat{X}_{k,l}$, par un algorithme de soustraction spectrale multi-bandes à partir de modules carrés de sous-bande $|Y_{k,l,i}|^2$ et de composantes de bruit de sous-bande $\hat{D}_{k,l,i}$;
 - en sortie du module d'estimation « SSMB » (35), et éventuellement du deuxième module d'extraction (32), un module de détermination (36) d'un signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ à partir des modules carrés $|\hat{X}_{k,l,i}|^2$, et éventuellement des phases $\theta_{k,l}$;

- une unité de conversion (4) dans le domaine temporel comportant, en sortie de l'unité de traitement numérique (3) :

- un module de calcul (41) d'un signal de sortie Sd_l propre à chaque trame temporelle l par application d'une transformée de Fourier inverse du signal débruité de sortie $SD_{k,l}$; et
 - un module de reconstruction (42) d'un signal vocal débruité de sortie $sd(t)$ dans le domaine temporel à partir desdits signaux de sortie Sd_l .

12. Système (1) selon la revendication 11, dans lequel le module de détermination (36) du signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ comprend :

- un sous-module racine-carré (361) pour calculer le module $|\hat{X}_{k,l,i}|$ des composantes débruitées de sous-bande $\hat{X}_{k,l,i}$, et
 - un sous-module de recombinaison (362) des composantes débruitées de sous-bande $\hat{X}_{k,l,i}$ pour obtenir le signal débruité $\hat{X}_{k,l}$ à partir des modules $|\hat{X}_{k,l,i}|$, et éventuellement des phases $\theta_{k,l}$, de sorte que le signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ corresponde au signal débruité $\hat{X}_{k,l}$, soit $SD_{k,l} = \hat{X}_{k,l}$.

13. Système (1) selon la revendication 11, dans lequel le module de détermination (36) d'un signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ comprend :

- en sortie du premier module d'extraction (31), un sous-module d'amplification (363) selon un coefficient d'amplification γ , préférentiellement compris entre 0,01 et 0,1, afin de délivrer un signal amplifié $\gamma |Y_{k,l}|^2$;
 - en sortie du module d'estimation « SSMB » (35), un sous-module additionneur (364) propre à additionner le

signal amplifié $\gamma |Y_{k,l}|^2$ et les modules carré $|\hat{X}_{k,l,i}|^2$, afin de délivrer en sortie les module carré $|\tilde{X}_{k,l,i}|^2$ de composantes débruitées combinées de sous-bande $X_{k,l,i}$ propres à chaque sous-bande SBi d'un signal débruité combiné $\hat{X}_{k,l}$, répondant à l'équation correspondante :

$$|\tilde{X}_{k,l,i}|^2 = |\hat{X}_{k,l,i}|^2 + \gamma |Y_{k,l,i}|^2 ;$$

- un sous-module racine-carré (361) pour calculer le module $|\hat{X}_{k,l,i}|^2$ des composantes débruitées combinées de sous-bande $\hat{X}_{k,l,i}$; et
 - un sous-module de recombinaison (362) des composantes combinées de sous-bande $\hat{X}_{k,l,i}$ pour obtenir le signal débruité combiné $\hat{X}_{k,l}$, à partir des modules $|\hat{X}_{k,l,i}|^2$ et éventuellement des phases $\theta_{k,l,i}$, de sorte que le signal débruité de sortie $SD_{k,l}$ correspond au signal débruité combiné $\hat{X}_{k,l}$, soit $SD_{k,l} \hat{X}_{k,l}$.

14. Système (1) selon l'une quelconque des revendications 11 à 13, dans lequel l'unité de traitement numérique (3) comprend en outre, en sortie du module d'estimation « MCRA » (33), un module de détection du bruit (37) comprenant

- un module de calcul d'un rapport moyen signal à bruit r_l propre à chaque trame temporelle l à partir du module carré $|Y_{k,l}|^2$ et de la composante de bruit $D_{k,l}$;
 - un module de comparaison du rapport moyen signal à bruit r_l propre à chaque trame temporelle l avec un seuil ψ_{TH} prédéterminé ;
 - un module de contrôle du module de reconstruction (42) du signal vocal débruité de sortie $sd(t)$ qui est conçu pour que :

- si le rapport moyen signal à bruit r_l est inférieur audit seuil ψ_{TH} pour la trame temporelle l , alors le signal considéré avant reconstruction pour cette trame temporelle l correspond au signal de sortie Sd_l issu du module de calcul dudit signal de sortie Sd_l ;
 - si le rapport moyen signal à bruit r_l est supérieur audit seuil ψ_{TH} pour la trame temporelle l , alors le signal considéré avant reconstruction pour cette trame temporelle l correspond au signal échantillonné y_l issu du module de découpage du signal acoustique bruité $y(t)$.

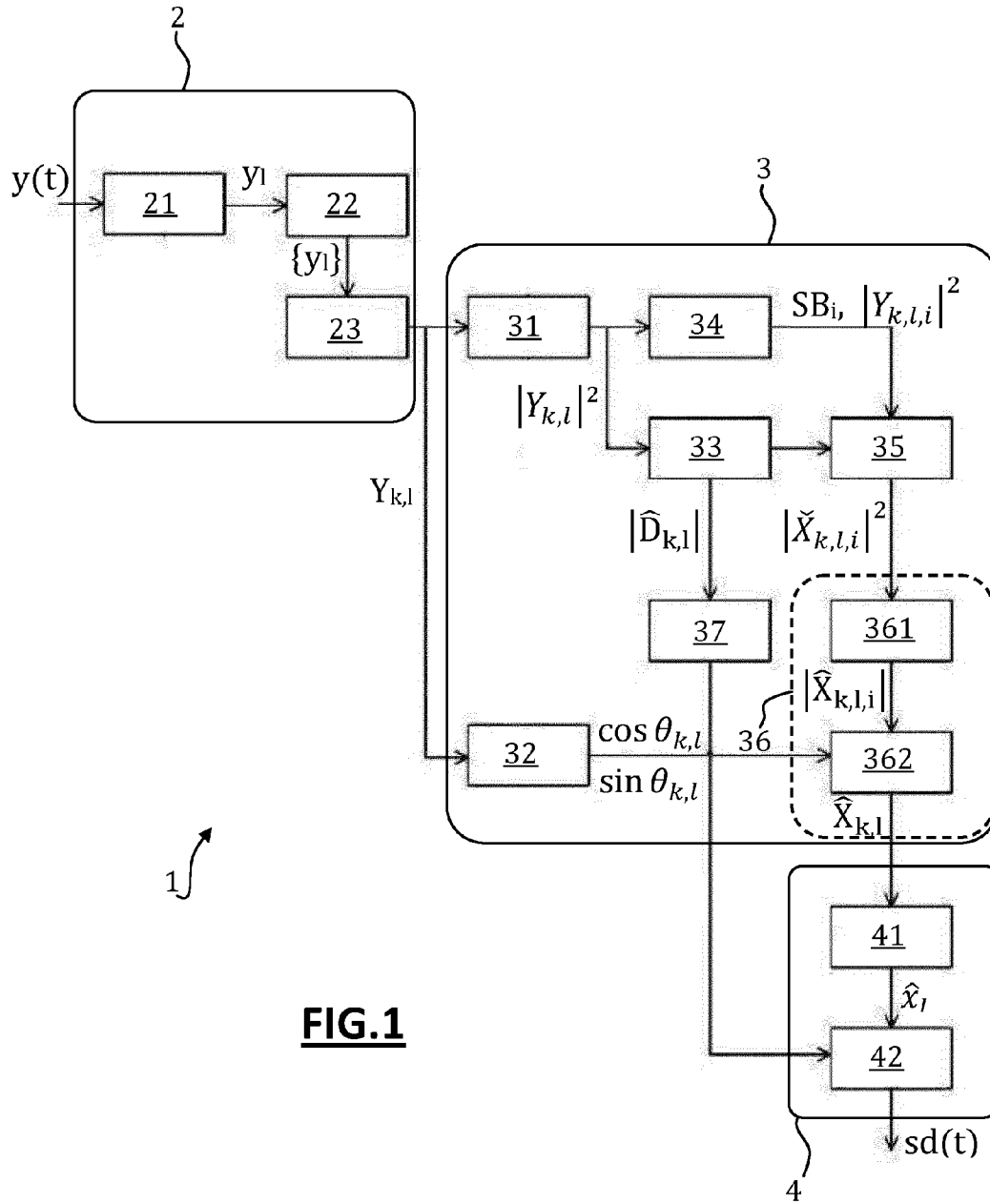
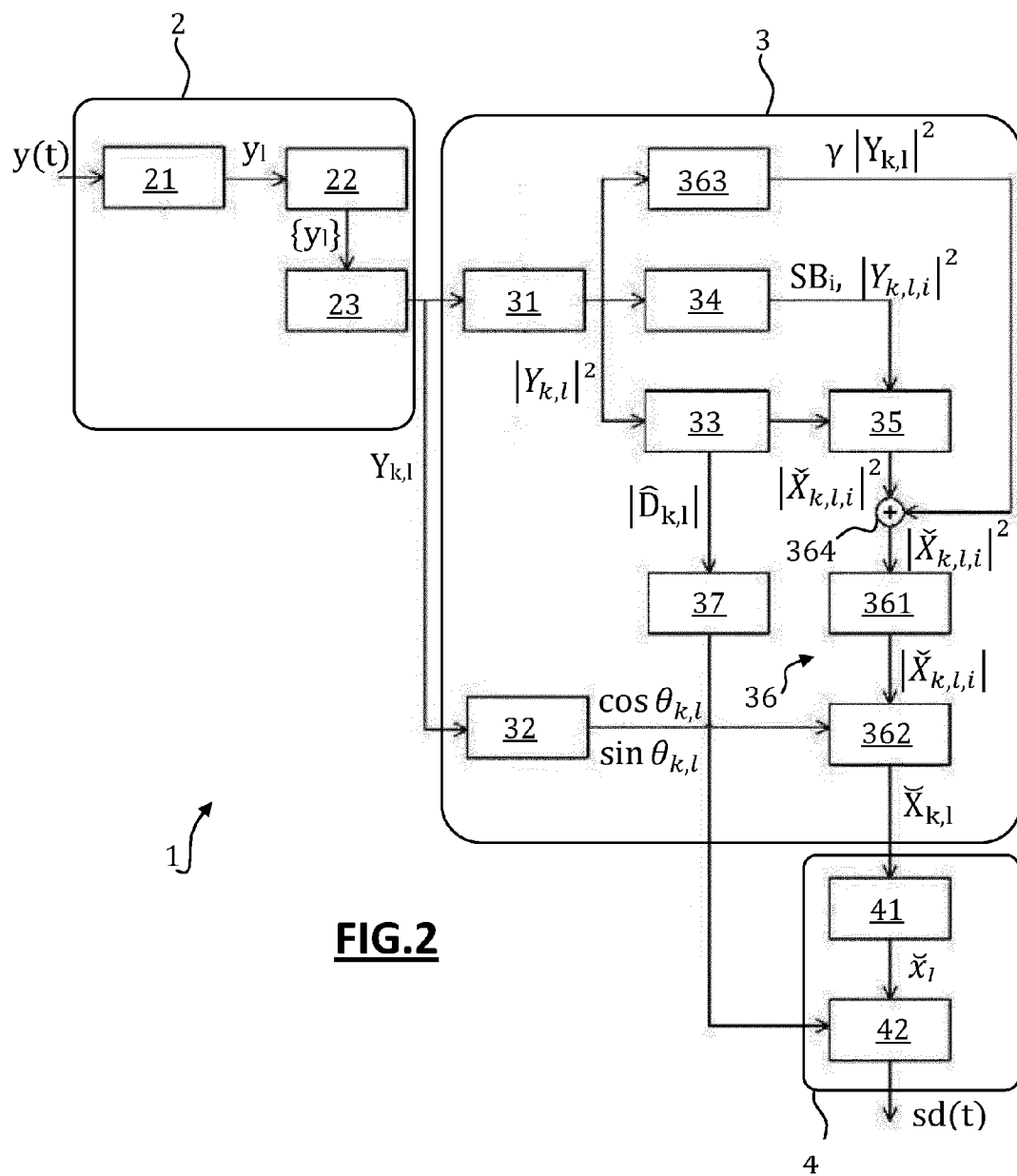
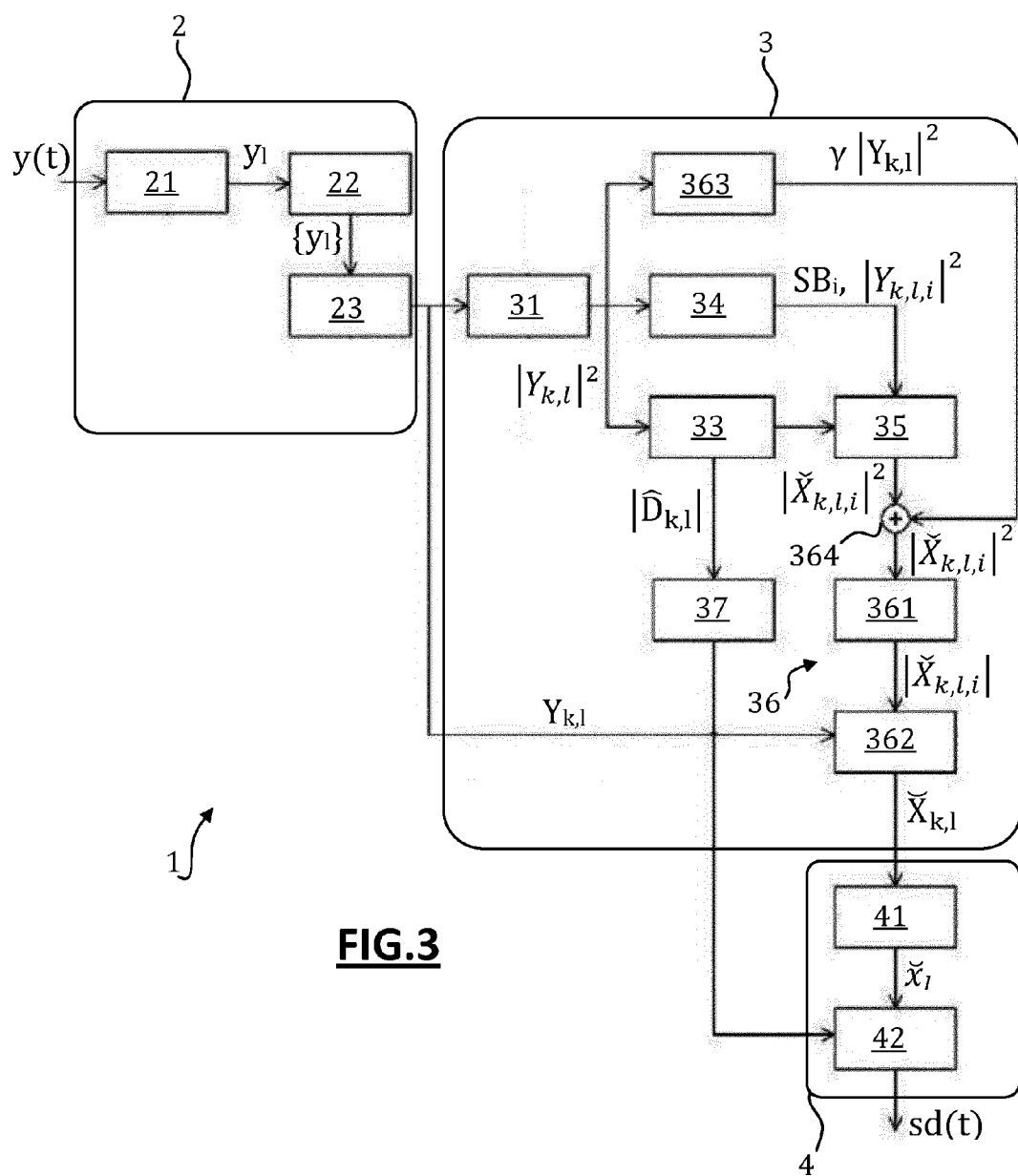


FIG.1



**FIG.3**



RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE

Numéro de la demande

EP 12 16 3679

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS			
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	Revendication concernée	CLASSEMENT DE LA DEMANDE (IPC)
Y	KAMATH S ET AL: "Multi-band spectral subtraction method for enhancing speech corrupted by colored noise", 2002 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ACOUSTICS, SPEECH, AND SIGNAL PROCESSING. PROCEEDINGS (CAT. NO.02CH37334) IEEE PISCATAWAY, NJ, USA, vol. 4, 2002, XP002649825, ISBN: 0-7803-7402-9 * alinéa [0002] *	1-5,7, 10-12	INV. G10L21/02
Y	BING-YIN XIA ET AL: "A modified spectral subtraction method for speech enhancement based on masking property of human auditory system", WIRELESS COMMUNICATIONS&SIGNAL PROCESSING, 2009. WCSP 2009. INTERNATIONAL CONFERENCE ON, IEEE, PISCATAWAY, NJ, USA, 13 novembre 2009 (2009-11-13), pages 1-5, XP031594664, ISBN: 978-1-4244-4856-2 * figure 1 * * alinéas [III.A], [III.B] *	1-5,7, 10-12	DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (IPC) G10L
A	US 7 016 507 B1 (BRENNAN ROBERT [CA]) 21 mars 2006 (2006-03-21) * colonne 3, ligne 11 - ligne 15 *	8,14	
A,D	COHEN I ET AL: "Speech enhancement for non-stationary noise environments", SIGNAL PROCESSING, ELSEVIER SCIENCE PUBLISHERS B.V. AMSTERDAM, NL, vol. 81, no. 11, 1 novembre 2001 (2001-11-01), pages 2403-2418, XP004308517, ISSN: 0165-1684, DOI: DOI:10.1016/S0165-1684(01)00128-1 * figures 1a,1b *	1,11	
Le présent rapport a été établi pour toutes les revendications			
Lieu de la recherche Munich		Date d'achèvement de la recherche 7 mai 2012	Examineur Krembel, Luc
CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire		T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet antérieur, mais publié à la date de dépôt ou après cette date D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant	

EPO FORM 1503 03.02 (P04C02)



RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE

Numéro de la demande
EP 12 16 3679

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS			
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	Revendication concernée	CLASSEMENT DE LA DEMANDE (IPC)
A	LUO JUN ET AL: "Spectral Subtraction Speech Enhancement Technology Based on Fast Noise Estimation", INFORMATION ENGINEERING AND COMPUTER SCIENCE, 2009. ICIECS 2009. INTERNATIONAL CONFERENCE ON, IEEE, PISCATAWAY, NJ, USA, 19 décembre 2009 (2009-12-19), pages 1-3, XP031587156, ISBN: 978-1-4244-4994-1 * alinea [0111]; figure 1 * -----	1,11	
			DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (IPC)
Le présent rapport a été établi pour toutes les revendications			
Lieu de la recherche Munich		Date d'achèvement de la recherche 7 mai 2012	Examineur Krembel, Luc
CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet antérieur, mais publié à la date de dépôt ou après cette date D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant			

1
EPO FORM 1503 03 82 (P04C02)

**ANNEXE AU RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE
RELATIF A LA DEMANDE DE BREVET EUROPEEN NO.**

EP 12 16 3679

La présente annexe indique les membres de la famille de brevets relatifs aux documents brevets cités dans le rapport de recherche européenne visé ci-dessus.

Lesdits membres sont contenus au fichier informatique de l'Office européen des brevets à la date du

Les renseignements fournis sont donnés à titre indicatif et n'engagent pas la responsabilité de l'Office européen des brevets.

07-05-2012

Document brevet cité au rapport de recherche	Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
US 7016507	B1	21-03-2006	AUCUN

Pour tout renseignement concernant cette annexe : voir Journal Officiel de l'Office européen des brevets, No.12/82

RÉFÉRENCES CITÉES DANS LA DESCRIPTION

Cette liste de références citées par le demandeur vise uniquement à aider le lecteur et ne fait pas partie du document de brevet européen. Même si le plus grand soin a été accordé à sa conception, des erreurs ou des omissions ne peuvent être exclues et l'OEB décline toute responsabilité à cet égard.

Littérature non-brevet citée dans la description

- **I. COHEN ; B. BERDUGO.** Speech enhancement for non-stationary noise environments. *Signal Processing*, 2001, vol. 81, 2403-2418 **[0007]**
- **I. COHEN ; B. BERDUGO.** Noise Estimation by Minima Controlled Recursive Averaging for Robust Speech Enhancement. *IEEE Signal Processing Letters*, Janvier 2002, vol. 9 (1), 12-15 **[0007]**
- **X. BING-YIN et al.** A Modified Spectral Subtraction Method For Speech Enhancement Based on Masking Property of Human Auditory System. *Wireless Communications & Signals Processing, International Conference on IEEE*, 13 Novembre 2009, 1-5 **[0008]**
- Multi-band Spectral Subtraction for Enhancing Speech Corrupted by Colored Noise. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech And Signal Processing. Proceedings*, 2002, vol. 4 **[0010]**