



ETUDE DES EGALISEURS AVEUGLES DANS UN CANAL
SOUMIS A DES EVANOUISSEMENTS SELECTIFS

Huu Tuê Huynh, Jean Maheux, Paul Fortier

Département de Génie électrique
Université Laval, Sainte-Foy, Québec G1K 7P4

RÉSUMÉ

Ce travail analyse le comportement des égaliseurs aveugles dans un canal soumis à des évanouissements sélectifs. Les résultats de simulation démontrent que les égaliseurs aveugles peuvent compenser les distorsions introduites par les évanouissements et leur performance est comparable à l'algorithme des moindres carrés. Cependant, les restrictions sur les paramètres gouvernant leur stabilité doivent être fixées avec plus de sévérité. Pour des canaux qui varient rapidement, la sortie de l'égaliseur, après une période de fortes perturbations, peut se trouver affectée d'un délai ou plus souvent d'un déphasage. Malgré ce phénomène, l'algorithme aveugle reconverge toujours vers un des minimums globaux et fournit par conséquent une performance quasi optimale.

1. INTRODUCTION

Sur les routes à micro-onde, la transmission numérique à haute vitesse doit faire face au phénomène des évanouissement provenant des précipitations d'une part et des interférences dues aux différentes trajets de propagation. Le deuxième type d'évanouissement est qualifié de sélectif, car sur toute la largeur de bande du canal, seule une plage de fréquences donnée est atténuée. Pour combattre ce phénomène, il faut recourir à un ensemble de techniques telles l'augmentation de puissance de transmission, diversités de fréquence et d'espace, et égalisation du canal en bande de base ou en bande intermédiaire. Plusieurs auteurs ont étudié ces techniques [1,2,3,4,5].

Dans ce travail, on s'intéresse au comportement des égaliseurs aveugles en bande de base, face aux évanouissements sélectifs. La motivation est que l'égalisation aveugle possède une performance tout à fait comparable à d'autres types d'égaliseurs. De plus, une fois démarré, il s'accroche directement à la transmission; ainsi, on espère qu'il pourra égaliser un canal à évanouissement sélectif plus souplement que les autres types d'égaliseurs. Pour ce faire, on adopte le modèle de Rummier [2] pour la propagation; tandis que les algorithmes aveugles sont de quatre types: Sato [6] Goddard [7], Benveniste [8] et Stop-and-Go.[9]. Leur performance sera finalement comparée, ce qui conduit à une sorte de guide qualitatif pour le choix du type d'égaliseurs aveugles à utiliser quand les critères de conception seront précisés.

ABSTRACT

This paper analyses the behaviour of blind equalizers in the presence of selective fading. Simulation results show that blind equalizers can effectively combat selective fading; their performance is comparable to that of LMS equalizers. However, the step size should be severely chosen to warrant the stability. For fast varying channels, after a strongly perturbed period, the equalizer output can be affected by a delay or by a phase error. Despite this phenomena, the blind algorithm always reconverges to a local minimum so that the equalizer gives a sub-optimum performance.

2. MODELE DE LA CHAINE DE COMMUNICATION

Utilisant la représentation équivalente en bande de base, le modèle de la chaîne de communication est montré à la fig.1. Il est composé d'un émetteur qui transmet à travers le canal une séquence de données numériques d_i tout d'abord mise en forme par un filtre de réponse impulsionnelle $g_T(t)$. Composé d'un bruit blanc et des données brouillées par le canal, le signal reçu au récepteur est filtré par un filtre de réponse impulsionnelle $h_f(t)$, pour être ensuite échantillonné et acheminé vers l'égaliseur avant de passer au dispositif de décision.

Evanouissements sélectifs: Très souvent, le canal de communication est modélisé par un filtre que l'on peut assimiler au filtre de réception ou de transmission. Dans le cas des canaux aux caractéristiques fixes comme un câble coaxial, un guide d'onde ou une paire de fils, le canal se comporte comme un filtre linéaire invariant. Dans les réseaux micro-onde par contre, les canaux sont susceptibles d'être fortement perturbés par les évanouissements. Lorsque la durée d'un symbole est beaucoup plus longue que la dispersion du délai occasionnée par le canal [1], celui-ci se comporte comme un atténuateur. Les évanouissements sélectifs sont générés par un canal à trajets multiples, où l'énergie arrive au récepteur par plusieurs chemins, généralement dus aux réflexions ou à la non homogénéité du milieu de transmission. Le changements physiques continus ne provoquent que de petites modifications de la longueur des différents chemins. Néanmoins, ces faibles fluctuations engendrent de considérables changements dans la phase électrique du signal reçu. Dû au manque de données expérimentales disponibles, on se contente du modèle de Rummier



[2]. Ce modèle est bien corroboré par [10]. Il comprend un rayon principal et un secondaire dont le comportement global est décrit par la fonction de transfert suivante:

$$H(\omega) = a[1 - \rho e^{-j(\omega - \omega_0)\tau}] \quad (1)$$

où τ est une constante inférieure à $1/6B$, B étant la largeur de bande du canal; l'amplitude a , le facteur d'atténuation ρ et la fréquence $f_0 = 2\pi/\omega_0$ du creux sont les variables aléatoires dont les densités de probabilité sont bien décrites dans [2].

3. EGALISATION AVEUGLE

Généralité: Le problème de l'égalisation aveugle se résume en la restauration des données d_k émises et ceci, en ayant seulement la connaissance des données de sortie du canal y_k . Soit H_{tot} la fonction de transfert équivalente en bande de base comprenant le filtre d'émission, le canal et le filtre de réception. L'égalisation aveugle revient à identifier l'inverse H_{tot}^{-1} ou en d'autres mots en une déconvolution aveugle basée seulement sur la sortie y_k . De manière générale, on construit une fonction de coût $\zeta(C)$. En

minimisant cette fonction, on obtient la solution recherchée H_{tot}^{-1} . Ainsi, en utilisant l'algorithme gradient stochastique, on peut développer des algorithmes aveugles convergeant vers le minimum souhaité. Benveniste démontre que la solution de ce problème se déduit du théorème de l'unicité suivante:

Théorème: Soit v la distribution de probabilité non gaussienne des données complexes d_k . Soit $C(z)$ un système linéaire complexe tel que la variable aléatoire complexe $z_m(z)$ pour un entier m quelconque mais fixe, définie par:

$$z_m(z) = C(z)H_{\text{tot}}(z)d_m \quad (2)$$

soit aussi une variable aléatoire de même distribution de probabilité v . Alors

$$c(z)H_{\text{tot}}(z) = \pm z^{-N} e^{-j\theta_c} \quad (3)$$

où N est un entier et θ_c est une phase. Dans le cas où d_k est réel, cette phase θ_c devient nulle.

Autrement dit, pour le système de la fig.1, il suffit de forcer z_m à obéir à la distribution v pour que $C(z)$ à un signe et une phase près, soit l'inverse de H_{tot} . La suite consiste à concevoir des fonctions de coût reliées à cette approche.

Fonctions de coût: Le problème de la déconvolution aveugle se résout donc à l'aide de ce théorème de l'unicité en construisant une fonction de coût $\zeta(C)$ dont la solution minimale correspond à H_{tot}^{-1} . Il est impossible de créer une fonction de coût générale pour une distribution quelconque. Quelques auteurs en proposent toutefois quelques unes qui s'adaptent bien à une modulation MAQ et qui donnent naissance à deux familles d'algorithmes:

Fonction de Sato : la forme générale de la fonction de coût de Sato pour la modulation MAQ s'écrit:

$$\zeta(C_k) = E\{\Psi(\text{Re}[z_k]) + \Psi(\text{Im}[z_k])\} \quad (4)$$

avec

$$\Psi(x) = \frac{1}{2}x^2 - \alpha|x|$$

et

$$\alpha = \frac{\int |x|^2 v(dx)}{\int |x| v(dx)}$$

La distribution de probabilité conjointe v est soumise aux contraintes précédemment décrites. Cette fonction de Sato possède dans le domaine complexe les minimum suivants:

$$H^{-1}(z)e^{-j\frac{k\pi}{2}} z^{-N} \quad (k \text{ est un entier})$$

Fonction de Goddard : la fonction que Goddard propose est de la forme:

$$\zeta^p(C_k) = E\{|z_k|^p - R_p\}^2 \quad (5)$$

avec

$$R_p = \frac{E\{|d_k|^{2p}\}}{E\{|d_k|^p\}^2}$$

Cette fonction possède comme minimum

$$H_{\text{tot}}^{-1}(z)e^{-j\theta_c} z^{-N}$$

où θ_c est fixe pour un canal invariant dans le temps.

Calcul du délai N : Pour chaque fonction de coût, les minimums locaux sont affectés d'un délai de N coups d'horloge T . On peut évaluer la valeur de N exactement en considérant le canal invariant dans le temps et en connaissant la condition initiale de l'égaliseur C_0 . D'après [6,7], le délai est défini par la valeur maximale en amplitude de la réponse impulsionnelle totale échantillonnée.

L'erreur de phase: la phase θ est aussi fonction de la condition initiale C_0 . Pour la fonction de Sato, le paramètre k (multiple de $\pi/2$) de cette erreur s'évalue avec la phase de la fonction de transfert totale dont l'amplitude est maximale pour $C_k = C_0$. Soit I l'indice pour lequel la condition précédente est satisfaite, alors:

$$k = \begin{cases} 0, & 2\pi m < \phi_{\text{max}} < 2\pi m + \frac{\pi}{4} \quad \text{ou} \quad -\frac{\pi}{4} < \phi_{\text{max}} < 2\pi m \\ 1, & 2\pi m + \frac{\pi}{4} < \phi_{\text{max}} < 2\pi m + \frac{3\pi}{4} \\ 2, & 2\pi m + \frac{3\pi}{4} < \phi_{\text{max}} < 2\pi m + \frac{5\pi}{4} \\ 3, & 2\pi m + \frac{5\pi}{4} < \phi_{\text{max}} < 2\pi m + \frac{7\pi}{4} \end{cases} \quad (6)$$

$$\phi_{\text{max}} = \text{atg} \left[\frac{\text{Re}[H_{\text{tot}}(I_{\text{max}})]}{\text{Im}[H_{\text{tot}}(I_{\text{max}})]} \right]$$

Les résultats expérimentaux démontrent la veracité de cet énoncé. Ainsi, après l'adaptation, la sortie de l'égaliseur sera la donnée émise possiblement retardée et déphasée d'un multiple de $\pi/2$. Pour la fonction de Goddard, cette erreur de phase est tout simplement celle donnée par l'équation (6).

Algorithmes aveugles: Les algorithmes aveugles sont déduits du gradient stochastique. Ainsi les coefficients C_k de l'égaliseur sont adaptés selon l'équation suivante:

$$C_{n+1} = C_n - 2\lambda \delta_n Y_n^* \quad (7)$$

où λ est le pas d'incrément gouvernant la vitesse et la stabilité de l'adaptation et δ_n est la pseudo-erreur déduite du critère utilisé.

Dans le cas de Sato, la pseudo-erreur proposée est:

$$\delta_k^S = z_k - \beta \text{sgn}(z_k) \quad (8)$$

avec

$$\beta = \frac{E\{|d_k|^2\}}{E\{|\text{Re}(z_k)| + |\text{Im}(z_k)|\}}$$

Bien qu'il soit simple, cet algorithme est très bruité autour des points minimaux. δ_k^S possède une moyenne nulle mais sa valeur instantanée ne l'est jamais et ceci même pour $C_k = H_{\text{tot}}^{-1}$. Néanmoins, on peut l'améliorer en y adjoignant un terme qui tient compte de l'erreur directe

$$\delta_k^d = \hat{d} - z_k$$

qui modifie la pseudo-erreur comme suit:

$$\delta_k^B = \gamma \delta_k^d + \kappa |\delta_k^d| \delta_k^S$$

ce qui correspond à l'algorithme de Benveniste [8]. Dans la même catégorie, Picchi et Pati [9] proposent un algorithme appelé "Stop and Go"; cette appellation provient de la structure de la pseudo-erreur employée où les coefficients de l'égaliseur sont recalculés seulement si:

$$\text{sgn}(\text{Re}[\delta_k^d]) = \text{sgn}(\text{Re}[\delta_k^S]) \quad (9)$$

ou

$$\text{sgn}(\text{Im}[\delta_k^d]) = \text{sgn}(\text{Im}[\delta_k^S]) \quad (10)$$

et la pseudo-erreur proposée est de la forme:

$$\delta_k^{S*G} = f_{k,r} \text{Re}[\delta_k^S] + j f_{k,i} \text{Im}[\delta_k^S]$$

$$f_{N,R} = \begin{cases} 0, & \text{si (9) est vrai} \\ 1, & \text{ailleurs} \end{cases}$$

$$f_{N,R} = \begin{cases} 1, & \text{si (10) est vrai} \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases}$$

Pour la fonction de Goddard, on obtient une famille d'algorithmes basées sur la pseudo-erreur

$$\delta_k^G = z_k |z_k|^{p-1} (|z_k|^p - R_p) \quad (11)$$

$$R_p = \frac{E\{|d_k|^{2p}\}}{E\{|d_k|^p\}} \quad p = 1, 2, \dots$$

Lorsque l'égaliseur est limité dans la précision de ses calculs, une valeur trop grande de p pourrait engendrer des débordements de calcul. Pour éviter ce problème, la valeur de p est donc limitée à 1 ou 2.

Dans le cas général où l'égaliseur introduit possiblement une erreur de phase, on peut lui ajouter une boucle de phase numérique pour réduire l'effet de cette erreur. L'algorithme d'adaptation devient:

$$C_{k+1} = C_k - \lambda \delta_k e^{j\Phi_k} Y_k^* \quad (12)$$

$$\Phi_{k+1} = \Phi_k + \eta_k \text{Im}[z_k^{p+1} (\delta_k^p)^*]$$

$$z_k^{p+1} = C_k^T Y_k e^{-j\Phi_k}$$

où les pseudo-erreur δ_k et δ_k^p sont choisis en maximisant la

performance de l'égaliseur.

4. RESULTATS

Dans les simulations réalisées, on suppose que l'ensemble des filtres de l'émetteur et du récepteur peut être assimilé à un filtre de Nyquist avec un taux d'arrondi de 0,25. Pour maintenir la puissance constante, une unité de contrôle de gain est ajoutée avant le récepteur, donc avant l'égaliseur. Le modèle de Rummier est utilisé pour représenter le canal. Le bruit additif est ajouté à la sortie de l'unité de contrôle de gain, ce qui permet de définir clairement le rapport S/B. Le simulateur suppose une démodulation cohérente et une parfaite synchronisation temporelle. De plus, l'ajustement de l'unité de contrôle de gain est supposé instantané lors d'un changement du canal. Pour l'ensemble des simulations, on utilise une modulation MAQ à 16 niveaux dont le taux binaire d'émission est 140 Mbits/sec.

Pour un canal statique, i.e. ses statistiques ne changent pas pendant la transmission, les résultats obtenus sont qualitativement présentés au tableau 1. Il s'en dégagent que les algorithmes "Stop and Go" et de Benveniste semblent être le meilleur choix dans un canal dont le rapport S/B est important. Lorsque ce rapport devient faible, il faut plutôt employer l'algorithme de Goddard ($p=2$) malgré les inconvénients qu'il entraîne.

Pour un canal dynamique, on utilise les résultats de [12] pour simuler un évanouissement centré dont la profondeur varie de 0dB à 30dB pour revenir à 0dB. Le taux de variation est fixé à 350dB/sec. Quand le canal est à déphase minimal, les figs. 2, 3 et 4 montrent l'erreur quadratique moyenne pour un égaliseur linéaire à 5 coefficients initialisé avec (0 0 1 0 0). Il en ressort que l'EQM des égaliseurs suit l'EQMM dans les limites tout à fait acceptables. Malgré le bruit de l'algorithme de Goddard, ces algorithmes donnent donc des performances quasi-optimales dans cette situation. Les mêmes simulations sont répétées pour un égaliseurs non linéaire (5 coefficients dont deux dans la boucle de retour). Les résultats obtenus (non montrés) confirment la supériorité de ces derniers par rapport aux égaliseurs linéaires. De plus, tous les égaliseurs sont capables de suivre des variations très rapides dans le cas des évanouissements à déphasage minimal.

Le manque d'espace ne permet pas de présenter tous les résultats obtenus pour des évanouissements à déphasage non minimal. Ce qui suit est plutôt une discussion qualitative du comportement des égaliseurs dans différentes situations. Dans le cas de profondeur variable, l'ensemble des algorithmes aveugles est incapable de suivre étroitement les variations du canal. Dans le cas de déplacement du creux dans la bande tout en ayant le profondeur fixe, lorsque le creux se déplace vers le centre de la bande, l'erreur quadratique moyenne augmente subitement. Dans cette situation, une variation rapide de la fréquence du creux de l'évanouissement fait converger l'égaliseur aveugle d'un minimum global vers un autre. Une erreur de phase et/ou un délai peuvent dès lors s'ajouter aux symboles de sorties lorsque l'évanouissement se dissipe.

Quand il y a simultanément le déplacement du creux et la variation du profondeur, les algorithmes aveugles peuvent suivre adéquatement les variations du canal tant et aussi long temps que le canal soit à déphasage minimal. En particulier, le "Stop and Go" offre la meilleure performance tandis que celui de Goddard admet un seuil de fonctionnement pour l'EQM autour de -14dB. Comme l'égaliseur de Benveniste, l'égaliseur non linéaire offre une erreur



instantanée faible, mais par contre il est très sensible et les changements de phase à la sortie risquent d'apparaître. Si le canal devient à déphasage non minimal, peu importe le type d'égaliseurs aveugles utilisés, des erreurs de phase et des délais s'ajoutent constamment à la sortie de l'égaliseur.

REFERENCES

- [1] S. Seymour, "Fading channel issues in system engineering", IEEE, JSAC, Vol.SAC-5, no 2, Feb. 1987, pp. 68-69.
- [2] W.D. Rummier, "Time and frequency domain representation of multipath fading on line-of-sight microwave paths", BSTJ, vol. 59, no 5, 1980, pp. 763-796.
- [3] M. Emhswiller, "Characterisation of the performance of PSK digital radio transmission in the presence of multipath fading", Proceedings IEEE-ICC, 1978, pp. 47.3.1 - 47.3.6.
- [4] M. Sylvain, "Panorama des études sur les trajets multiples", Ann. Télécom., vol.40, no. 11-12, 1985, pp. 547-564.
- [5] A. Leclert et P. Vandamme, "Les dispositifs de lutte contre les effets des évanouissements sélectifs dans les faisceaux hertziens numériques", Ann. Télécom., vol. 40, no. 11-12, 1985, pp. 634-650.
- [6] Y. Sato, "A method of self-recovering equalisation for multilevel amplitude modulation systems", IEEE Trans. Com., June 85, pp. 679-682.
- [7] D.N. Goddard, "Self-recovering equalizer and tracking in two-dimensional data communication systems", IEEE Trans. Com., Nov. 80, pp. 1867-1875.
- [8] A. Benveniste et M. Goursat, "Blind Equalizers", IRIA Laboria, rapport de recherche no. 219, juillet 83.
- [9] G. Picchi et G. Prati, "Blind equalization and carrier recovery using Stop and Go decision-directed Algorithm", IEEE Trans. Com., sept. 87, pp. 877-887.
- [10] M. Sylvain et J. Lavergnat, "Modelling the transfert function in medium bandwidth radio chanel during multipath propagation", Ann. Télécom., vol. 40, no. 11-12, 1985, pp. 378-388.
- [11] B. Mulgrew et C.F.N. Cowan, "Adaptive filters and equalisers", Kluwer Academic, 1990.
- [12] K. Bullington, "Phase and amplitude variation in multipath fading of microwave signal", BSTJ, vol. 50, pp. 2039-2053, july-august 1971.

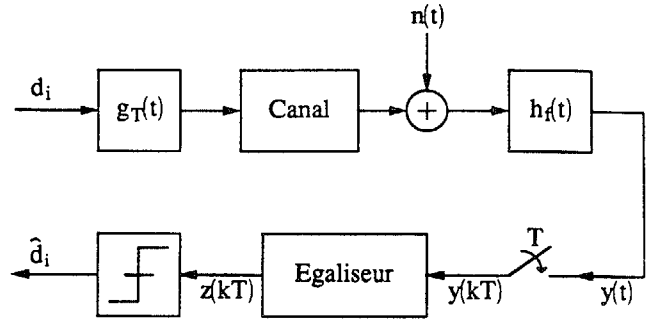


Figure 1: Modèle de la chaîne de communication

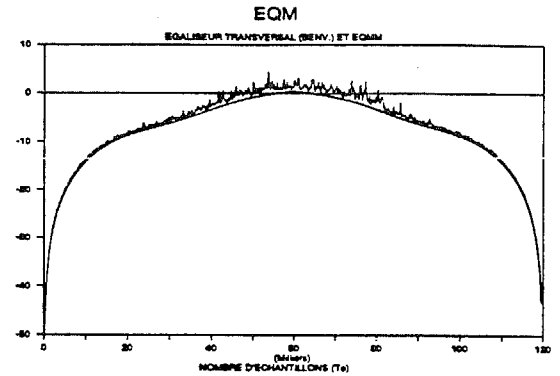


Figure 2: EQMM et EQM à la sortie d'un égaliseur linéaire transversal de Benveniste lors d'un évanouissement centré à déphasage minimal dont la profondeur varie (0 à 30dB).

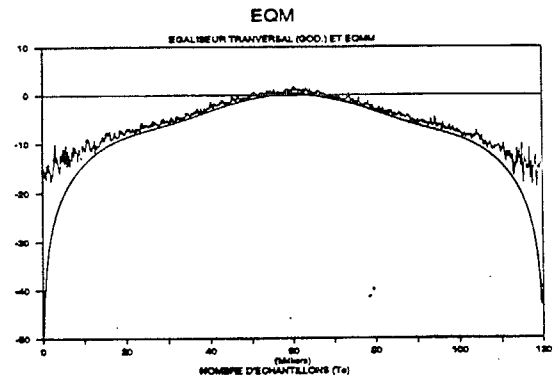


Figure 3: EQMM et EQM à la sortie d'un égaliseur linéaire transversal de Goddard lors d'un évanouissement centré à déphasage minimal dont la profondeur varie (0 à 30dB).

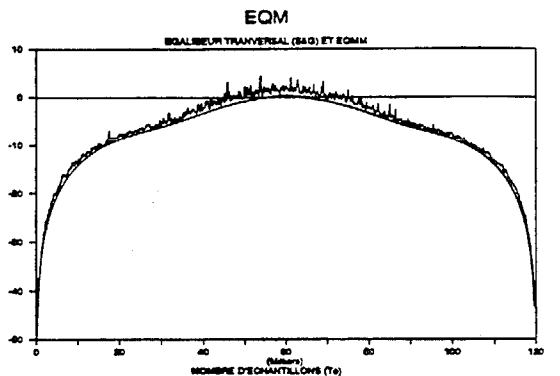


Figure 4: EQMM et EQM à la sortie d'un égaliseur linéaire transversal "Stop and Go" lors d'un évanouissement centré à déphasage minimal dont la profondeur varie (0 à 30dB).

CRITERES DE COMPARAISON				
Algorithme	Performances en comparaison du LMS	Comportement dans canal avec bruit blanc gaussien	Principales qualités	Principaux défauts
Sato	- Excédent de EQM plus grand que le LMS - Convergence plus lente - Erreur instantanée non nulle ne donnant pas la même EQMM que le LMS	- Pour les rapports signal sur bruit minimes (<15dB), le bruit introduit une instabilité dans l'algorithme	- Simplicité de l'architecture - Compensation de phase intrinsèque	- Pseudo-erreur affectée d'un grand bruit autour des minima globaux - Nécessite une structure à pas variable pour une convergence fine
Benveniste	- Convergence plus lente - Performances semblables au LMS dans un canal avec un rapport signal sur bruit faible	- Pour les rapports signal sur bruit minimes (<15dB), l'algorithme est instable	- Compensation de phase intrinsèque - Pseudo-erreur permettant le passage d'un égaliseur aveugle à un égaliseur suiveur conventionnel	- Instabilité dans un canal moyé dans un grand bruit
Goddard (p=1)	- Excédent de EQM beaucoup plus grand que le LMS - Convergence plus lente - Erreur instantanée non nulle ne donnant pas la même EQMM que le LMS	- Bonne immunité au bruit, même pour de faibles rapports signal sur bruit	- Immunité au bruit	- Pseudo-erreur affectée d'un grand bruit autour des minima globaux - Nécessite une structure à pas variable pour une convergence fine - Calcul d'une division - Nécessite un boucle de compensation de phase
Goddard (p=2)	- Excédent de EQM plus grand que le LMS - Convergence plus lente - Erreur instantanée non nulle ne donnant pas la même EQMM que le LMS	- Bonne immunité au bruit, même pour de faibles rapports signal sur bruit	- Immunité au bruit	- Pseudo-erreur affectée d'un grand bruit autour des minima globaux - Nécessite une structure à pas variable pour une convergence fine - Nécessite un boucle de compensation de phase
Stop and go	- Convergence plus lente - Performances semblables au LMS dans un canal avec un rapport signal sur bruit faible	- Pour les rapports signal sur bruit minimes (<15dB), le bruit introduit une instabilité dans l'algorithme	- Compensation de phase intrinsèque - Pseudo-erreur permettant le passage d'un égaliseur aveugle à un égaliseur suiveur conventionnel	- Comportement erratique de l'algorithme lors de la convergence vers un minimum global donné.

Tableau 1: Comparaison des divers algorithmes aveugles