



DÉTECTION DES PERTURBATIONS ÉLECTROMAGNÉTIQUES DANS LES BANDES ÉTEINTES DES SYSTÈMES MULTI-PORTEUSES

G. AVRIL* - F. MOULIN* - A. ZEDDAM* - M. TLICH - F. NOUVEL*****

(*): France Telecom Recherche & Développement, 2 av. P. Marzin, 22307 Lannion - France

(**): Teamlog France

(***) IETR, 20, av. des Buttes de Coesmes, 35007 Rennes - France

Résumé. Les systèmes de communication numérique sont utilisés pour transmettre des services à très haut débit (télévision par IP, Internet, téléphonie) qui ont de très fortes exigences en termes de qualité de service. Pourtant, les supports de transmission utilisés par ces systèmes (paire téléphonique, câblage électrique) sont soumis à de fortes perturbations électromagnétiques qui peuvent fortement affecter la qualité de la liaison et provoquer des erreurs de transmission. Cet article propose d'utiliser les bandes éteintes des systèmes multi-porteuses afin de détecter et de limiter l'impact des perturbations électromagnétiques sur la communication numérique. Cette technique de détection, associée à divers algorithmes de correction des erreurs de transmission, va permettre d'améliorer la qualité de service pour l'utilisateur final.

I. INTRODUCTION

Les systèmes de communication (xDSL, CPL, HomePNA) peuvent être soumis à de fortes perturbations électromagnétiques. Plusieurs études ont d'ailleurs classifié ces impulsions en termes de densité spectrale de puissance, de durée, d'inter-arrivée... (cf. [1],[2],[3]). Désormais, les systèmes de communication sont conçus pour lutter contre la plupart de ces bruits, notamment en utilisant des codes correcteurs d'erreurs ou en employant des techniques de retransmission telle que l'ARQ (*Automatic Repeat reQuest*) [4].

Malgré ces techniques de lutte contre les perturbations électromagnétiques, certains utilisateurs rencontrent quand même quelques problèmes dès que le nombre de services augmente, ou lorsque le débit des services augmente (par exemple au passage de la télévision standard à la télévision haute définition).

Pourtant, les systèmes de correction d'erreur et de retransmission pourraient être grandement améliorés si les perturbations étaient détectées et précisément localisées. En effet, la plupart des codes correcteurs (LDPC, codage de Viterbi, turbo-Codes etc.) sont plus efficaces lorsqu'ils tiennent compte des éventuelles

erreurs de transmission sur une partie des données qu'ils vont traiter [5].

La détection des perturbations électromagnétiques est donc un enjeu pour augmenter les performances des systèmes de télécommunications. Pour effectuer une telle détection, l'article [6] propose d'utiliser les porteuses pilotes des systèmes de communication. En effet, un bruit impulsif étant généralement large-bande (cf. [1], [3]) il va affecter aussi bien les porteuses utilisées pour la transmission que les porteuses pilotes. Au niveau du récepteur, les données émises sur les porteuses pilotes sont connues, il est donc aisé pour le récepteur d'y détecter une perturbation.

Cependant, certains standards ou spécifications n'utilisent pas de porteuses pilotes. De plus, chaque porteuse pilote allouée va diminuer le débit total du système de communication. Il n'est donc pas nécessairement souhaitable d'allouer des porteuses pilotes pour la détection de perturbations électromagnétiques.

D'autres techniques de détection sont notamment décrites dans [7], ces techniques se basent notamment sur des détections de dépassement de l'amplitude du signal, de détection de puissance du signal sur chaque porteuses et d'estimation de l'erreur quadratique moyenne sur chaque porteuses. Cette dernière technique étant de loin la plus efficace des trois, notamment.

Cet article décrit une nouvelle méthode de détection du bruit qui tire parti des fréquences éteintes des systèmes de communication multi-porteuses. En effet, afin de ne pas perturber d'autres systèmes de communication (radio-amateurs, fréquences militaires etc.) certains systèmes large bande tels que les systèmes CPL ou VDSL bloquent l'émission pour certaines fréquences prédéfinies. Ces bandes de fréquences sont appelées bandes éteintes ou masquées (ou encore notches en anglais). Nous allons donc chercher à exploiter ces bandes jusqu'à présent inutilisées pour y détecter la présence d'une perturbation large-bande.

Dans une première partie nous allons présenter diverses mesures qui déterminent la faisabilité d'une telle détection dans le cas de systèmes CPL basés sur la spécification HomePlug AV. Nous analyserons ensuite les performances d'un algorithme d'erasure decoding utilisé avec un code turbo en présence de notre système de détection. Dans la troisième et dernière partie, nous allons comparer les performances de notre algorithme de détection par rapport aux autres systèmes proposés dans la bibliographie. Nous verrons aussi comment les performances de ces algorithmes augmentent lorsque ceux-ci sont combinés.

II. DÉTECTION DE BRUIT IMPULSIF SUR LES FRÉQUENCES ÉTEINTES

Pour satisfaire aux exigences spectrales législatives et pour éviter de perturber d'autres systèmes de télécommunication, certains systèmes (e.g. CPL ou VDSL) s'abstiennent d'émettre sur certaines fréquences. Pour un système de transmission de type OFDM, cela peut être effectué très simplement en assignant aux porteuses correspondantes une valeur nulle (0) avant d'effectuer le procédé de Transformé de Fourier Inverse (IFFT).

La figure 1 décrit le masque spectral d'un système PLC pour la réglementation Nord-Américaine

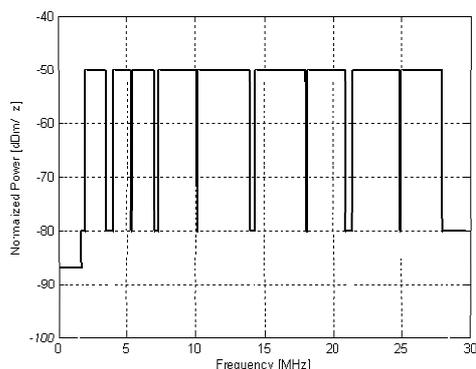


Fig. 1. Masque Spectral HomePlug AV.

On constate très clairement sur la figure 1 la présence de nombreuses bandes masquées, étalées sur l'ensemble du spectre de fonctionnement de la spécification HomePlug AV.

Cependant, au niveau du récepteur, ces fréquences sont inévitablement reçues puisque le procédé de transformée de Fourier (FFT) traite l'intégralité des fréquences. C'est seulement au niveau du démodulateur que ces données sont abandonnées car elles ne comportent aucune information utile.

La classification des perturbations électromagnétiques décrites dans [3] nous indique que la densité spectrale de puissance (DSP) des bruits impulsifs est bien plus élevée que le bruit de fond sur toute la bande.

Cette augmentation de la DSP s'effectue donc sur l'intégralité sur spectre de transmission, que ce soit sur les bandes masquées ou non. La figure 2 présente un signal HomePlug AV durant une transmission

normale (vert clair) et lors d'une impulsion (rouge foncé). Les porteuses utilisées pour la transmission sont grisées.

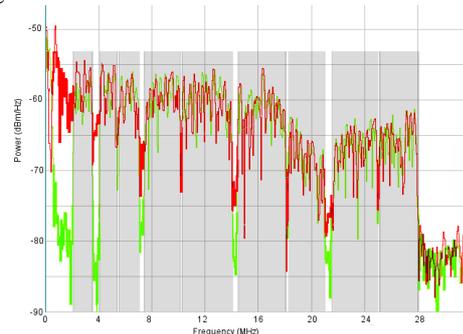


Fig. 2. HomePlug AV signal and impulsive noise.

On constate que le bruit impulsif augmente considérablement le niveau du signal sur les bandes masquées.

Nous avons effectué plusieurs mesures afin de déterminer si une telle détection est possible lors d'une transmission d'un signal de type HomePlug AV.

Afin d'effectuer la détection du bruit impulsif, un analyseur de spectre temps réel (RTSA – Real Time Spectrum Analyser) est connecté au réseau électrique via un coupleur 50Ω et un filtre passe-haut de 700kHz.

Un seuil de déclenchement fréquentiel est réglé sur l'analyseur de spectre temps réel, ce seuil est basé sur le niveau de bruit de fond sur les porteuses masquées. Une marge arbitraire de 10dB est choisie pour éviter les fausses détections.

Dès que le signal dépasse ce seuil sur les bandes masquées, un bruit impulsif est détecté et le signal bruité est enregistré.

Ce système a été testé à la fois avec du bruit impulsif réel (déclenchement d'un appareil, branchement d'une prise etc.) et avec différentes impulsions enregistrées lors de différentes campagnes de mesures. Ces bruits ont pu être "rejoués" à l'aire d'un générateur de signaux arbitraires (AWG – Arbitrary Waveform Generator).

Chaque bruit impulsif précédemment enregistré a été rejoué avec divers niveaux de puissance allant de -14 dB à +6dB.

La figure 3 présente le système de détection d'impulsions global :

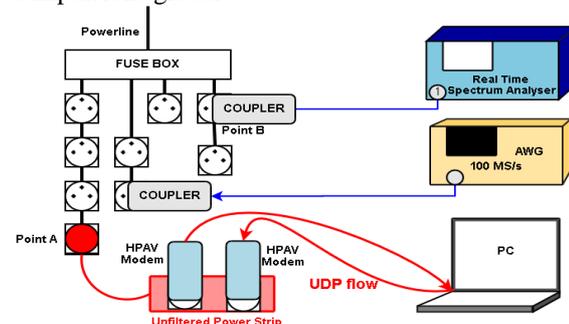


Fig 3. Système de détection d'impulsions
Sur ce schéma, le modem CPL correspond à ce qui

serait l'émetteur de notre chaîne de transmission, et l'analyseur de spectre temps réel, au récepteur. le modem HPAV récepteur n'est utile que pour permettre le bon fonctionnement de l'envoi du flux UDP.

Les modems CPL, l'analyseur de spectre et le générateur de signaux sont connectés suivant différentes configurations (même circuit, circuit différent), le tableau I donne les résultats pour 8 configurations.

TABLEAU I

% D'IMPULSIONS DÉTECTÉS POUR DIFFÉRENTES CONFIGURATIONS.

Puiss. Config.	-14 dB	-6 dB	0 dB	+3 dB	+6 dB	Type de config.
1	0%	22%	46%	58%	64%	D
2	56%	98%	100%	100%	100%	C
3	66%	100%	98%	100%	100%	C
4	0%	2%	26%	76%	70%	B
5	0%	6%	34%	74%	96%	E
6	48%	88%	92%	100%	98%	C
7	0%	0%	12%	54%	54%	B
8	0%	26%	76%	90%	100%	A

La dernière colonne de ce tableau montre le type de configuration qui est testé :

- A: Tous les dispositifs sont sur le même fusible
- B: Modem émetteur et RTSA sur le même fusible.
- C: RTSA et AWG sur le même fusible
- D: Modem émetteur et AWG sur le même fusible
- E: Tous les dispositifs sur différents fusibles.

Ce tableau montre qu'une grande partie des impulsions peuvent être détectées pour les configurations de type C et A. Il est intéressant de noter que la plupart des clients qui rencontrent des problèmes avec leurs produits CPL sont généralement dans une configuration de type C (connexion sur différents fusibles et perturbateurs au niveau de la réception).

Nous allons maintenant présenter quelques résultats de simulation d'un algorithme de correction d'erreurs basés sur le principe d'erasure decoding utilisé conjointement avec un turbo-décodeur.

III. CAPACITÉ DE L'ERASURE-DECODING COMBINÉ À LA DÉTECTION DANS LES PORTEUSES ÉTEINTES

A. Algorithme de détection

Une première étape consiste à déterminer la bande de détection la plus adaptée. Cette bande de détection peut comprendre les bandes masquées et les fréquences situées avant et après la bande de fonctionnement du système CPL.

Il est sans doute parfois préférable d'éliminer certaines fréquence particulièrement affectées par des perturbations d'origines diverses bien que nos expérimentation n'aient jamais montré de telles perturbations.

Dès que la bande de détection ($detectBW$) est déterminée, le bruit stationnaire sur $detectBW$ doit être

estimé par le récepteur. Cette estimation ne nécessite pas de calcul supplémentaire au niveau du modem puisque qu'il suffit d'utiliser le résultat de la transformée de Fourier qui a servi à l'estimation du bruit stationnaire sur les autres porteuses. En effet, la transformée de Fourier est effectuée sur toutes les fréquences (masquées ou non) sans distinction.

L'algorithme que nous avons simulé estime la puissance globale (PN_{stat}) sur l'ensemble de la bande de détection ($detectBW$) et une certaine marge de bruit (M_{IN}) est utilisée pour éviter les fausses détections.

Pendant la communication, le système proposé estime la puissance du bruit sur $detectBW$ pour chaque symbole OFDM (PN_{OFDM}). Pour chaque symbole, les données sont considérées comme perturbées si

$$P_{NOFDM} > PN_{stat} + M_{IN} \quad (1)$$

On peut noter que cet algorithme est particulièrement basique et qu'il pourrait être incontestablement amélioré, par exemple en accordant plus ou moins de poids à certaines porteuses ou en traitant celle-ci indépendamment les unes des autres.

De plus, on ne peut que fortement recommander de combiner cet algorithme de détection avec un autre pour augmenter la précision de la détection.

B. Erasure decoding.

Toutes les données à transmettre sont turbocodées et entrelacées avant d'être modulées et transmises sur le réseau électrique à l'aide d'une Transformée de Fourier Inverse Rapide ($IFFT$).

Au niveau de la réception, le signal est converti dans le domaine fréquentiel à l'aide d'une transformée de Fourier rapide (FFT), démodulé et désentrelacé.

Au même moment, l'algorithme de détection analyse le bruit sur $detectBW$ et détermine si un bruit affecte la communication CPL. Lorsqu'une perturbation est détectée, toutes les données contenues dans le symbole OFDM sont effacées (principe de l'erasure decoding décrit dans [5]). Le décodage de l'information reste néanmoins possible à l'aide des données qui ont été ou seront transmises sur les autres symboles OFDM. Il est en effet meilleur pour un algorithme de décodage de ne recevoir aucune information que de prendre en considération une information fausse.

C. Analyse des performances du système

On paquet de données est généré aléatoirement sur un ordinateur. Ce paquet est turbo-codé, entrelacé et modulé conformément à la fonction de transfert et au bruit de fond mesuré sur la ligne. Ce paquet de données, en sortie du modulateur, est étalé sur une dizaine de symboles OFDM.

Les paramètres de la mise en constellation (*mapping*) et de la transformée de Fourier sont ceux définis par la spécification HomePlug AV. Le masque spectral utilisé est celui de la recommandation américaine.

Le signal est alors soumis à un simulateur logiciel de canal électrique. Différents bruits sont ajoutés au niveau de la réception afin de tester les performances de l'algorithme. Ces bruits proviennent d'enregistrements effectués sur des réseaux électriques domestiques à l'aide d'un oscilloscope.

La puissance du bruit stationnaire sur la bande de détection (PN_{stat} sur $detectBW$) est déterminée à partir d'un enregistrement de bruit stationnaire (sans impulsion) enregistré dans les mêmes conditions.

Les différents enregistrements de bruit sont ensuite ajoutés dans le simulateur logiciel.

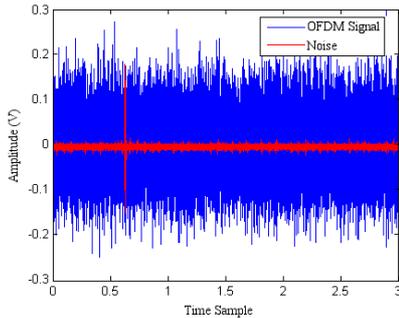


Fig. 4 : signal et bruit ajouté.

La figure 4 présente le signal OFDM en sortie du simulateur de ligne ainsi que le bruit qui est ajouté. En raison des paramètres de déclenchement de l'oscilloscope, les impulsions se situent généralement au niveau du 3^{ème} symbole OFDM.

La figure 5 présente le taux d'erreur brut (*Raw Bit Error Rate*) pour chaque symbole OFDM

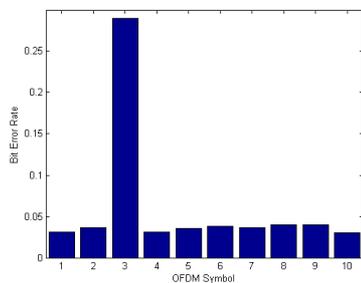


Fig. 5 : taux d'erreurs par symbole OFDM

Nous pouvons évidemment constater que le taux d'erreur est particulièrement élevé au niveau du 3^{ème} symbole OFDM

Les données sont ensuite dé-entrelacées et turbo-décodées. Un taux d'erreur binaire (*BER*) est déterminé pour chaque itération du turbo-décodateur.

Sans erasure-decoding on peut voir sur la figure 6 que le *BER* augmente à chaque itération.

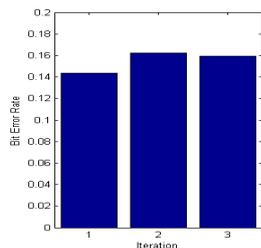


Fig. 6 : BER sans erasure-decoding

Nous allons maintenant utiliser la méthode de l'erasure decoding sur ce signal. Les symboles OFDM à effacer seront déterminés à l'aide de l'algorithme de détection d'impulsions dans les bandes éteintes.

Le tableau II présente la bande de détection utilisée pour nos simulations, et est basée sur le masque de la spécification HomePlug AV.

TABLEAU II
BANDE DE DÉTECTION

porteuse	fréquence	usage
71-84	1.73 – 2.05	Bande radioamateur 160m
141-166	3.44 – 4.05	Bande radioamateur 80m
283-301	6.91 - 7.35	Bande radioamateur 40m
571-590	13.94 – 14.40	Bande radioamateur 20m
738-747	18.02 – 18.23	Bande radioamateur 17m
858-881	20.95 – 21.51	Bande radioamateur 15m
1017-1026	24.83 – 25.05	Bande radioamateur 12m
1145-1160	27.95 – 28.32	Bande radioamateur 10m

Pour cette simulation, le bruit stationnaire global mesuré sur les porteuses masquée est de -97 dBm/Hz. Nous avons choisi arbitrairement 10 dB de marge de détection du bruit impulsif (seuil de détection de -87 dBm/Hz).

Notre algorithme de détection est alors utilisé tel qu'il a été décrit dans la figure 3 avec le seuil de détection d'impulsion réglé à -87 dBm/Hz. La puissance du bruit sur la bande de détection est donc estimée pour chaque symbole OFDM (figure 7).

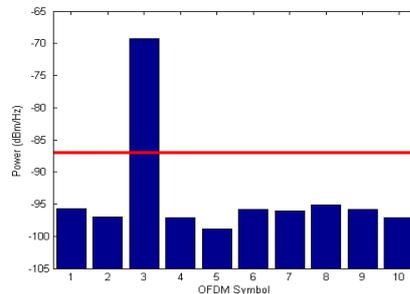


Fig. 7 : puissance du bruit sur la bande de détection

Chaque symbole OFDM avec un niveau de bruit dépassant le seuil de détection de -87 dBm/Hz est considéré comme affecté par le bruit impulsif. Toutes les données transmises sur ce symbole sont alors effacées. Sur la figure 7, on constate que c'est le 3^{ème} symbole OFDM qui sera effacé.

Le turbo-décodateur va alors devoir décoder les données à l'aide des 9 autres symboles OFDM qui n'ont pas été affectés par le bruit impulsif. La figure 8 présente le taux d'erreur pour chaque itération du turbo-décodateur.

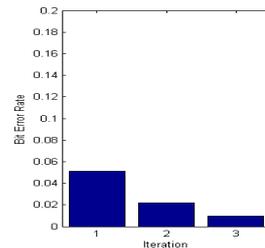


Fig. 8 : BER avec erasure-decoding.

On constate que le taux d'erreurs brutes est nettement meilleur avec l'erasure decoding que sans. On voit, de plus que celui-ci s'améliore à chaque itération du décodeur.

Nous avons donc validé l'efficacité de notre système de détection ainsi que son utilité lorsqu'il est combiné avec un procédé de type erasure-decoding.

Nous allons maintenant comparer l'efficacité de ce système de détection du bruit impulsif par rapport à d'autres algorithmes décrits dans la bibliographie.

IV. COMPARAISON DES PERFORMANCE AVEC D'AUTRES ALGORITHMES

Pour déterminer les performances de la détection de bruit impulsif dans les bandes masquées, une comparaison est effectuée avec l'algorithme MSE décrit dans [7] et de l'algorithme de détection dans les porteuses pilotes présentée dans [6].

Pour ces trois algorithmes, des simulations sont faites en utilisant la chaîne présentée précédemment. On fixe alors un seuil sur le taux d'erreurs binaires brutes avant le décodage (*Raw Bit Error Rate*) pour déterminer si le symbole OFDM a été perturbé, ou non, par une impulsion. Pour nos simulations, ce taux d'erreur est fixé à 10%.

En parallèle, différents algorithmes de détection sont utilisés. Plusieurs cas sont alors possibles :

- Bonne détection bd : un symbole est perturbé (dépassement du seuil d'erreurs brutes binaires) et l'algorithme détecte la présence de ce bruit.
- Non-détection nd : Un symbole est perturbé mais le bruit n'est pas détecté par l'algorithme.
- Fausse alarme fa (ou fausse détection) : un bruit est détecté par l'algorithme mais le symbole OFDM n'est pas perturbé.

Pour chaque algorithme est alors testé sur environ 9000 enregistrement de bruit, ce qui permet d'établir une probabilité de bonne détection, de non détection et de fausse détection.

Sachant que la bonne détection et la non-détection sont liés par une relation mathématique ($P_{b_{nd}}=1-P_{b_{bd}}$) on va pouvoir mesurer les performances d'un algorithme en fonction –par exemple- de la probabilité de non détection pour une même probabilité de fausse alarme.

Chaque algorithme de détection est alors testé en faisant varier les différents paramètres qui sont susceptibles de modifier les probabilités de non-détection et de fausse alarme.

Concernant l'algorithme de détection dans les bandes éteintes et celui de détection sur les porteuses pilotes différentes simulations sont faites avec différents seuils de détection (de 0 à 4.5 dB). De la même manière, l'algorithme MSE est simulé avec différentes valeurs de seuils sur l'erreur quadratique ρ^2 (voir [7]).

La figure 9 présente les statistiques que nous avons obtenues pour les 9000 enregistrements de bruits pour les différents algorithmes.

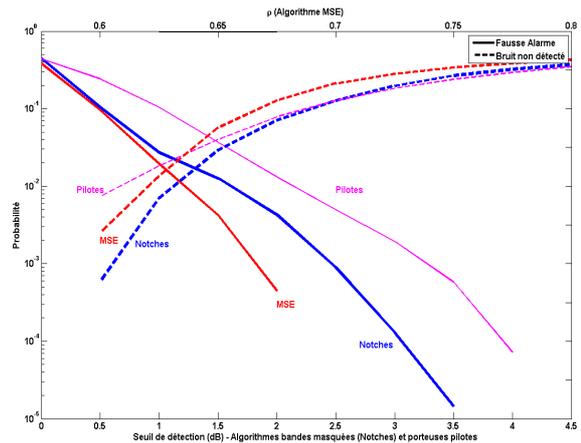


Fig. 9 : Comparaison de la performance des algorithmes

La probabilité de fausse alarme (fa) est représentée par les lignes continues. On constate évidemment que plus le seuil de détection augmente, plus la probabilité qu'il y ait une fausse alarme diminue.

Inversement, plus ce seuil de détection sera élevé, plus la probabilité qu'un bruit ne soit pas détecté (nd) augmente.

La comparaison des différents algorithmes se fait alors en comparant la probabilité de fausse alarme pour une même probabilité de non détection (ou inversement en comparant la probabilité de nd pour une même probabilité de fa). Dans notre cas, pour une probabilité de fa de 10^{-2} on a une probabilité de nd d'environ

- $2 \cdot 10^{-1}$ dans le cas de la détection sur les pilotes
- $2 \cdot 10^{-2}$ dans le cas de l'algorithme MSE
- $1,9 \cdot 10^{-2}$ dans le cas de l'algorithme de détection dans les bandes éteintes.

L'algorithme MSE et l'algorithme de détection dans les bandes éteintes semblent donc avoir des performances à peu près équivalentes (pour une probabilité de fausse alarme donnée, les probabilités qu'un bruit ne soit pas détecté sont à peu près du même ordre de grandeur).

En revanche, l'algorithme de détection sur les porteuses pilotes semble moins performant que l'algorithme de détection dans les bandes masquées (ce qui peut sembler paradoxal car les porteuses pilotes sont moins susceptibles de correspondre à des fréquences perturbées). Cette différence s'explique vraisemblablement par le nombre de fréquences utilisée pour la détection : plus il y a de porteuses, plus la détection du bruit sera fine et moins il y aura de fausses alertes. Dans nos simulations, comme nous utilisons moins de porteuses pilotes qu'il n'y a de porteuses masquées, la performance de l'algorithme de détection dans les bandes masquées paraît plus puissante.

Quoi qu'il en soit, l'ordre de grandeur en terme de performances est sensiblement le même pour les trois algorithmes et risque de dépendre du canal où a lieu la transmission et de la modulation utilisée par les systèmes de transmission. Mais comme chaque

algorithme utilise une technique sensiblement différente pour détecter le bruit, il va être possible de les utiliser conjointement pour combiner leurs avantages.

La figure 10 présente les résultats que nous avons obtenus avec l'algorithme de détection dans les bandes masquées en bleu et avec l'algorithme MSE en rouge. Cette figure présente aussi les résultats que nous obtenons en combinant ces deux techniques. Deux façon différentes sont utilisées :

- MSE & Notches (noir) : Les deux algorithmes doivent détecter le bruit pour que la détection soit validée.
- MSE | Notches (vert) : une détection est validée dès que l'un des algorithmes détecte l'impulsion.

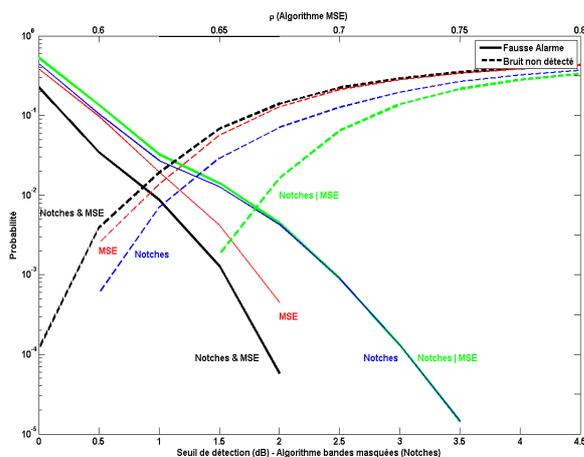


Fig. 10 : Performance en combinant plusieurs algorithmes.

Tout d'abord, on constate que l'algorithme Notches & MSE est moins performant (à paramètres équivalents) pour détecter une impulsion (la courbe pointillée noire de non détection est supérieure aux autres). Ceci s'explique assez simplement : puisqu'un bruit doit être détecté par les 2 algorithmes pour être validé, une impulsion ne sera pas détectée dès que l'un des algorithmes ne détecte pas le bruit.

En revanche, la probabilité de fausse alarme de l'algorithme Notches & MSE est la plus faible de tous les algorithmes (la courbe continue noire est inférieure aux autres).

Dans le cas d'une combinaison Notches | MSE, c'est exactement l'inverse qui se produit : à paramètres équivalents, on augmente la probabilité de fausse alarme (ligne continue verte) mais on diminue la probabilité de non détection (pointillés verts).

Globalement, pour un niveau de fausse alarme donné, on constate que la combinaison des deux algorithmes donne de meilleures performances en termes de probabilité de non détection que chaque algorithme utilisé individuellement.

V. CONCLUSION

Dans cet article, nous avons exposé un procédé de détection des perturbations électromagnétiques efficace et simple à mettre en œuvre. En effet, ce procédé n'a pas de contrainte d'implémentation particulière pour pouvoir être implémenté sur les systèmes finaux.

Nous avons pu valider le fonctionnement de ce système de détection sur une chaîne de transmission CPL mais il ne fait aucun doute que cela peut se faire pour d'autres applications qui utilisent des bandes masquées (les systèmes VDSL par exemple).

Les performances de cet algorithme sont comparables à d'autres algorithmes de détection tels que ceux qui utilisent les porteuses pilotes ou l'erreur quadratique moyenne sur chaque symbole. En revanche, nous avons vu qu'en combinant l'algorithme MSE avec celui de détection dans les bandes masquées, les performances globales pouvaient être améliorées. En effet, on combine alors deux techniques complémentaires : à la fois dans les bandes éteintes et dans les bandes utilisées (via l'algorithme MSE).

Notons finalement que l'algorithme de détection que nous avons présenté est particulièrement basique et qu'il pourrait être considérablement amélioré : la puissance du bruit pourrait par exemple être estimée sur les porteuses utilisées par le système.

Ce procédé de détection pourrait aussi être utilisé avec des algorithmes d'annulation des bruits impulsifs tels que l'algorithme de Matsuo [8]. En effet, ces algorithmes utilisent l'erreur quadratique moyenne du bruit pour localiser l'impulsion mais pourraient tirer avantage de la détection dans les bandes masquées.

RÉFÉRENCES

- [1] **Moulin, Fabienne.** *Étude de l'impact des bruits impulsifs sur la qualité de transmission d'une liaison ADSL.* 2001. Thèse de doctorat. N° d'ordre D 01-01.
- [2] **Degardin, Virginie.** *Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique basse tension.* 2002. Thèse de doctorat. N° d'ordre 3184.
- [3] *An Analysis of the Broadband Noise Scenario in Power-Line Networks.* **Zimmerman, L. and Doestert, K.** 2000. International Symposium on PowerLine Communication.
- [4] *Réduction du Bruit Impulsif dans les Systèmes xDSL.* **G. Avril, A. P. N'Da, R. Tarafi, A. Zeddani, F. Nouvel.** 2006. Compatibilité ÉlectroMagnétique.
- [5] **Leung, K. et Welch, L. R.** Erasure Decoding in Burst-Error Channels. *IEEE Transactions on Information Theory.* 03 1981, Vol. IT-27, 2.
- [6] **Rinne, J. and Hazmi, A.** Impulse Burst Position Detection and Channel Estimation Schemes for OFDM Systems. *IEEE Transactions on Consumer Electronics.* 2003, Vol. 49, 3.
- [7] *Impulse Noise Detection Algorithms for Multicarrier Communication Systems - Performance Analysis.* **Sliskovic, Maja.** 2001. Image and Signal Processing and Analysis. pp. 496-501.
- [8] *An Iterative Detection for OFDM over Impulsive Noise Channel.* **H. Matsuo, D. Umehara, M. Kawai, Y. Morihoro.** 2002. International Symposium on Powerline Communications and Its Applications. pp. 213-217.