

Mise en œuvre de la séparation de sources sur un ensemble d'antennes colocalisées : application à l'augmentation du débit numérique en transmission H.F. (3-30 MHz)

Y. Erhel¹, A. Bisiaux², L. Bertel² et D. Lemur²

¹Centre de Recherches des Ecoles de Coetquidan
56381 GUER France

²Laboratoire Antennes Radar Télécommunications

Université de Rennes 1 Campus de Beaulieu

35042 RENNES France

yvon_erhel@mailhost.esm-stcyr.terre.defense.gouv.fr, abisiaux@univ-rennes1.fr dlemur@univ-rennes1.fr

Résumé - Cet article décrit un système opérationnel de transmission numérique en gamme H.F. visant à augmenter le débit binaire de façon significative par rapport au standard actuel. Pour cela, un traitement d'antenne est mis en œuvre sur un ensemble de quatre capteurs colocalisés présentant une diversité de réponses spatiales. Les techniques utilisées tant pour la synchronisation (Zero Crossing Detector) que pour la séparation de sources (algorithme LMS) sont des solutions classiques et éprouvées faisant appel à des séquences d'apprentissage. Les résultats obtenus sont conformes à l'objectif fixé puisque le débit binaire atteint 15 kbits/s dans une bande de 3 kHz .

Abstract - This paper presents an operational system of digital transmission within the H.F. frequency range , aiming at a significant increase of the data rate compared with the current standard. Therefore, an array processing performs with a set of four collocated sensors which spatial responses are different one from each other. Synchronisation (Zero Crossing Detector) and source separation (LMS algorithm) as well resort to classical and well-tested techniques involving training sequences. The experimental results reach the expected goal as the data transfert rate increases to 15 kbits/s in a bandwidth of 3 kHz.

1 Introduction :

Depuis plusieurs années, un système de réception multi-voies en gamme H.F.[1] a été développé dont l'originalité réside dans l'utilisation d'antennes différentes les unes des autres (réseau hétérogène). Il a été montré que ce dispositif pouvait réaliser une goniométrie en exploitant la polarisation elliptique des ondes incidentes comme élément de décorrélation et que la diversité d'espace pouvait, dans une certaine mesure, être remplacée par la diversité des réponses spatiales des différents capteurs.

Les travaux présentés concernent à présent la mise en œuvre d'une transmission numérique expérimentale par liaison ionosphérique entre Poitiers et Rennes (250 km) avec pour objectif une augmentation du débit binaire par rapport au standard actuel (4800 bits/s). Un ensemble de quatre antennes actives colocalisées et les voies de réception cohérente associées servent de support au traitement d'antenne. La méthode retenue pour la séparation de sources est du type minimisation de l'erreur quadratique (méthode du gradient) tandis que la synchronisation utilise une technique « zero crossing detector ». Ces solutions classiques et robustes, mises en œuvre dans ce contexte de réception multi-voies, permettent de garantir, pour un débit numérique de 15 kbit/s dans une bande spectrale de 3 kHz, un taux d'erreur binaire moyen s'abaissant jusqu'à 5.10^{-3} .

2 Réponse spatiale complexe d'une antenne H.F.

La polarisation d'une onde électromagnétique au terme d'une propagation H.F.ionosphérique est de type elliptique : le champ électrique par exemple peut être décrit dans le plan d'onde à partir d'un vecteur complexe appelé phaseur :

$$\vec{E}(t) = s_o(t)(1 \quad j\eta \quad 0)^t \quad (1)$$

où $s_o(t)$ est le signal scalaire véhiculé par l'onde . Le rapport de polarisation η est un paramètre qui, pour un site et une fréquence de réception donnés, dépend de la direction d'arrivée de l'onde incidente représentée par l'angle (ou couple d'angles) θ . Un modèle déterministe de calcul du paramètre η a été proposé par Rojas [2]. Dans ce contexte, le transfert champ-signal d'une antenne de réception (sensible au champ électrique) de taille supposée faible par rapport à la longueur d'onde s'obtient en opérant un changement de repère du plan d'onde dans un référentiel lié à l'antenne (matrice $M(\theta)$), puis en projetant les composantes du champ électrique sur les brins de l'antenne (vecteur de pondération V_{ant}). Formellement, ce transfert appelé réponse complexe $F(\theta)$ relie la tension engendrée aux bornes de l'antenne $s(t)$ et le signal scalaire $s_o(t)$. C'est une fonction de la direction d'arrivée complexe à cause de la structure du phaseur.

$$s(t) = V_{ant} . M(\theta) \vec{E}(t) = F(\theta) s_o(t) \quad (2)$$

3 Steering-vector d'un ensemble d'antennes colocalisées

Lorsqu'un ensemble de NC antennes H.F. différentes est utilisé en ayant le même centre de phase, le vecteur-observation s'exprime en présence d'une seule onde incidente et en absence de couplage , par

$$\underline{X}(t) = \begin{pmatrix} F_1(\theta) \\ F_2(\theta) \\ \dots \\ F_{NC}(\theta) \end{pmatrix} s_o(t) + \underline{N}(t) \quad (3)$$

où le vecteur source (steering-vector) rassemble les réponses spatiales des antennes $F_k(\theta)$ et $\underline{N}(t)$ est le vecteur des bruits. Il n'y a pas de déphasage géométrique puisque les capteurs sont colocalisés ; en revanche, les arguments des composantes du vecteur source sont variables du fait de la diversité des réponses spatiales.

En présence de plusieurs sources, le vecteur observation s'exprime classiquement par :

$$\underline{X}(t) = A\underline{S}(t) + \underline{N}(t) \quad (4)$$

écriture dans laquelle la matrice A contient dans ses colonnes les vecteurs sources et le vecteur $\underline{S}(t)$ rassemble les signaux scalaires incidents.

Une condition nécessaire à la mise en œuvre du traitement d'antenne sur un tel dispositif est la régularité de la matrice A. En effet, la diversité des réponses spatiales des antennes utilisées doit garantir que le rang de A est égal au nombre de sources incidentes. Une étude expérimentale préalable a été menée sur ce sujet en évaluant le nombre de sources par deux méthodes. La première est une analyse spectrale à haute résolution traitant les signaux filtrés autour de la fréquence porteuse : le nombre de pics du spectre (figure 1) donne le nombre de sources, chacune d'elles étant caractérisée par le décalage Doppler de sa porteuse. La seconde opère une classification des valeurs propres de la matrice de covariance du réseau comportant 8 voies dans cette expérience. (figure 2) et traite les signaux modulés reçus : le nombre de sources est donné par le nombre de " grandes" valeurs propres, égal à 3 ici comme dans la première estimation.

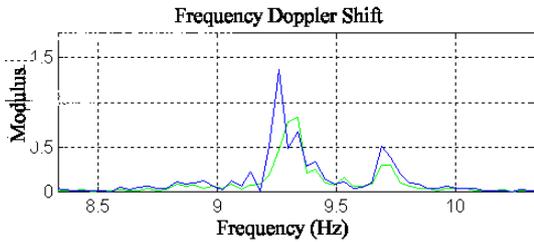


FIG 1 : analyse spectrale

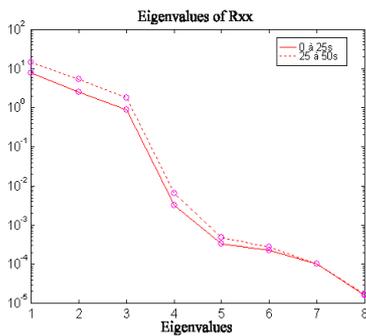


FIG 2: distribution des valeurs propres

L'écriture (4) permet d'interpréter l'allure des signaux enregistrés lors de l'expérimentation décrite plus loin et représentés sur la figure 3. Dans l'application, 4 antennes de réception (figure 4) sont utilisées et la présence de multi-trajets est matérialisée par l'existence d'évanouissements. On constate que les minima de puissance n'apparaissent pas aux mêmes instants sur chaque voie : ceci est dû au fait que les signaux incidents se combinent avec des déphasages variables d'une antenne à l'autre. La diversité des antennes utilisées assure la décorrélation des signaux reçus.

4 Synchronisation

L'estimation de la phase de la porteuse reçue ainsi que de la position des instants d'échantillonnage en sortie de filtre adapté est un enjeu capital pour le traitement du signal du récepteur. Dans l'application décrite, ces paramètres sont évalués par une méthode de maximum de vraisemblance approché. Cependant, seule la récupération du rythme des symboles est développée. En effet, l'algorithme de séparation de sources qui minimise (avec une séquence d'apprentissage) la distance entre signaux démodulés et signaux attendus assure en même temps le bon réglage de la phase.

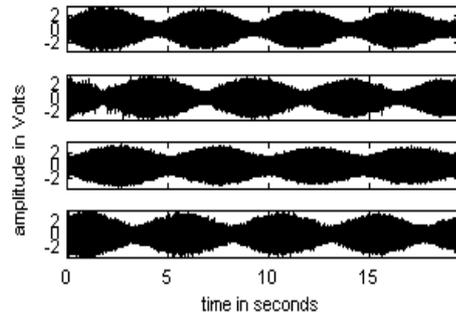


FIG 3: signaux reçus sur les 4 voies

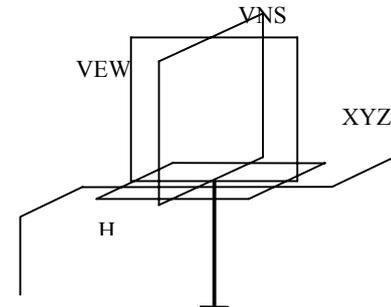


FIG 4: réseau de 4 antennes colocalisées

Si $s(t)$ est l'enveloppe complexe du signal émis, l'enveloppe du signal reçu $r(t)$ peut s'exprimer sous la forme

$$r(t) = s(t - \tau) e^{j\phi} + b(t) \quad (5)$$

où τ représente le temps de propagation du canal, ϕ la rotation de phase due au canal ou à l'écart de fréquences entre oscillateurs d'émission d'une part et de réception d'autre part et où $b(t)$ est un bruit additif blanc gaussien. L'estimation du couple $\Psi = (\tau, \phi)$ se fait en recherchant l'argument qui maximise la probabilité conditionnelle à d'obtenir l'observation $r(t)$:

$$\hat{\Psi} = \arg \left\{ \max_{\tilde{\Psi}} \left\{ p(r | \tilde{\Psi}) \right\} \right\} \quad (6)$$

ce qui revient à maximiser la vraisemblance $\Lambda(\tilde{\Psi})$ définie par :

$$\Lambda(\tilde{\Psi}) = \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^{T_0} |r(t) - s(t, \tilde{\Psi})|^2 dt \right\} \quad (7)$$

où le signal utile reçu a pour expression :

$$s(t, \tilde{\Psi}) = e^{j\tilde{\phi}} \sum_k c_k g(t - kT - \tilde{\tau}) \quad (8)$$

dans laquelle l'ensemble des $\{c_k\}$ représente les données complexes transmises et $g(t)$ est la forme d'onde.

L'estimation du retard (et donc de la place des instants d'échantillonnage) s'effectue de façon simplifiée en supposant la phase connue et en remplaçant les données transmises (inconnues du récepteur en régime permanent) par leurs valeurs estimées $\{\hat{c}_k\}$ (decision-directed estimator).

La valeur optimale de $\tilde{\tau}$ s'obtient en cherchant à annuler une expression simplifiée de la dérivée de la log vraisemblance qui a la forme suivante :

$$\frac{\partial \Lambda_L(t, \tilde{\Psi})}{\partial \tilde{\tau}} = \sum_{k=0}^{L_0-1} \Re \left\{ \hat{c}_k^* y(kT + \tilde{\tau}) \right\} \quad (9)$$

$y(t)$ étant la sortie du filtre adapté à la dérivée de la forme d'onde :

$$y(t) = r(t) \otimes [-g'(-t)] \quad (10)$$

La recherche de l'optimum s'effectue de façon itérative par :

$$\hat{\tau}_{k+1} = \hat{\tau}_k + \gamma \Re \left\{ \hat{c}_k^* y(kT + \hat{\tau}_k) \right\} \quad (11)$$

Afin de réduire la charge de calcul, la sortie du filtre adapté dérivé est évaluée à partir de deux échantillons de sortie du filtre adapté à la forme d'onde par :

$$y(kT + \hat{\tau}_k) \approx \frac{1}{T} [x(kT + T/2 + \hat{\tau}_{k+1/2}) - x(kT - T/2 + \hat{\tau}_{k-1/2})] \quad (12)$$

avec $x(t) = r(t) \otimes [g(-t)]$

où $\hat{\tau}_{k\pm 1/2}$ est la valeur estimée de τ à l'instant $kT \pm T/2$, impliquant un échantillonnage à une fréquence (au moins) double de la rapidité de modulation.

En pratique, dans la solution retenue (Zero Crossing Detector proposée par Gardner et décrite dans [3]), le signal d'erreur est généré selon la formule suivante :

$$e_k = \Re \left\{ (\hat{c}_{k-1}^* - \hat{c}_k^*) x(kT - T/2 + \hat{\tau}_{k-1}) \right\} \quad (13)$$

Le réglage fin de τ_{opti} au maximum d'ouverture du diagramme de l'œil impose un suréchantillonnage conséquent

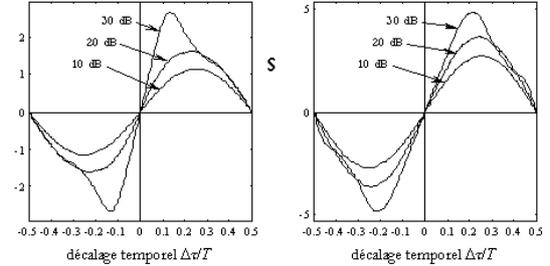
d'une part ($\frac{T}{T_e} = 10$ dans cette étude) et une interpolation

du signal de sortie de filtre adapté $x(mT_e)$ d'autre part. Le choix s'est porté ici sur un interpolateur parabolique à 4 coefficients.

La sensibilité du détecteur est représentée graphiquement par la courbe « en S », qui fournit l'espérance du signal d'erreur pour une valeur fixée de l'écart $\Delta\tau = \hat{\tau} - \tau_{exact}$ et pour un rapport signal sur bruit donné :

$$S = E[e_k |\Delta\tau] \quad (14)$$

Les simulations sont faites en supposant une estimation parfaites des données: $\hat{c}_k = c_k$. Elles confirment qu'il n'existe qu'un seul point d'équilibre ($S=0$; pente positive) et elles soulignent une meilleure sensibilité du détecteur lorsque le facteur de retombée α de la forme d'onde se rapproche de 1.



$\alpha=0.25$ $\alpha=0.75$
FIG 5 : sensibilité du détecteur ZCD

5 Séparation de sources :

En présence de plusieurs (NS) signaux incidents, la tension x_i engendrée sur une antenne i à la forme suivante:

$$x_i(t) = \sum_{k=1}^{NS} F_i(\theta_k) s_k(t) + n_i(t). \quad (15)$$

La séparation de sources consiste à rechercher les coefficients de pondération w_{ik} tels que

$$\hat{s}_k(t) = \sum_{i=1}^{NC} w_{ik} x_i(t) \quad (16)$$

soit une estimée la plus proche possible de $s_k(t)$.

Dans l'application visée, on utilise l'algorithme LMS (least mean square) dans lequel on minimise (par une méthode de gradient) la puissance de l'écart entre le signal estimé $\hat{s}_k(t)$ et le signal de référence s_k [4]. Cela suppose qu'une séquence d'apprentissage connue de l'émetteur et du récepteur soit initialement émise afin de faire converger l'estimation des pondérations. Ensuite, la transmission de données proprement dite commence et l'adaptation des pondérations est assurée en remplaçant les données de référence par les données estimées (figure 6).

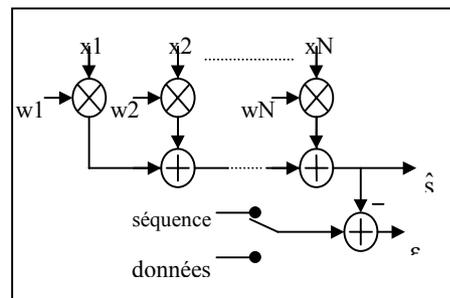


FIG 6: synoptique du traitement

6 Résultats expérimentaux.

Le dispositif de réception utilise 4 antennes actives H.F.: 2 cadres verticaux croisés(orientés Nord-Sud et Est-Ouest), 1

cadre horizontal et un dipôle de géométrie originale (figure 4).

Une liaison a été établie entre Poitiers et Rennes (250 km) et différentes fréquences porteuses ont été utilisées entre 6 et 9 MHz.

La forme d'onde utilisée a les caractéristiques suivantes :
Modulation MAQ64 ; filtrage en racine de cosinus surélevé de facteur de retombée 0.2

Durée symbole 0.4 ms ; largeur spectrale : 3 kHz ; débit numérique : 15 kbits/s

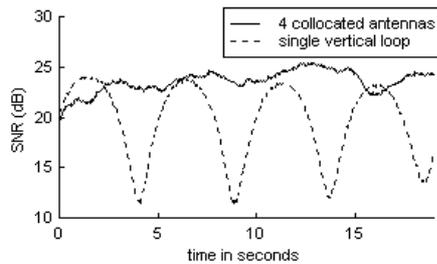


FIG 7: comparaison des rapports S/B avant et après la séparation de sources

Un fichier de données tel que celui qui est présenté sur la figure 3 correspond à 20 secondes d'acquisition. Une séquence d'apprentissage de 2048 données (durée 137 ms) est insérée en tête de trame, ce qui confère à la liaison un débit utile de 14900 bits/s.

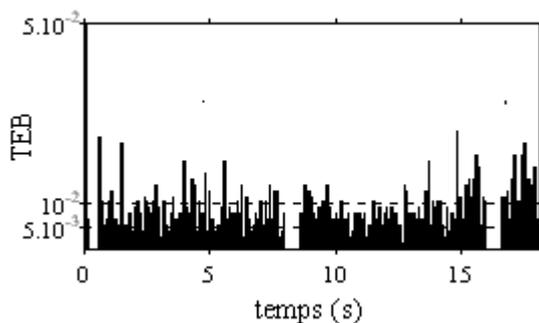
La figure 7 compare l'évolution du rapport signal à bruit en sortie de traitement avec le rapport signal à bruit sur la voie n°1 : on constate que la séparation de sources réduit de façon significative le phénomène de fading.

La figure 8 fournit l'évolution du T.E.B. durant l'acquisition : sa valeur moyenne est de $5 \cdot 10^{-3}$ pour le fichier de données qui sert d'illustration (valeur également observée sur plusieurs autres fichiers). Les erreurs apparaissent par bouffées comme le laissait présager un enregistrement du bruit en absence d'émission qui soulignait un certain caractère impulsionnel du bruit reçu.

FIG 8: évolution du taux d'erreur binaire

7 Conclusion

Cette réalisation assure un saut quantitatif significatif en



termes de débit numérique puisque le standard en vigueur pour les modem H.F. est de 4800 bits/s. Toutefois, une seule liaison type a été testée dans un contexte favorable : relativement faible portée et nombre restreint de trajets (réflexion sur la seule couche F2). Des essais complémentaires sont en cours en vue de transposer la technique de réception dans le cas de liaisons plus longues. Pour cela, il est envisagé d'égaliser chaque voie de réception en estimant un jeu de 6 coefficients de pondération appliqués aux échantillons retardés, l'estimation globale des 24 coefficients de pondération se faisant par la même méthode de moindres carrés

Références :

- [1] Erhel Y., Bertel L. and Marie F. "A method of direction finding operating on an array of collocated antennas" IEEE-AP international symposium, Atlanta 21-26 June 1998
- [2] Rojas-Varela J. : "Antennes filtre de polarisation dans la bande H.F.", Thèse d'Université Rennes I, Mai 1987
- [3] Mengali U. et D'Andrea A. : " Synchronisation techniques for digital receivers ", Kluwer Academic/ Plenum Publishers
- [4] Widrow B., McCool J.M. " A comparison of adaptative algorithms based on the methods of steepest descent and random search" IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol24, Sept. 1976, pp 615-637.