

Système de formation de faisceaux à 2.4 GHz à configuration électronique – Application en situation indoor

Jean-Marie Paillot¹, David Cordeau¹, Nidaa Thomé¹, Florin Hutu¹, Pierre Combeau²

¹Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle, EA 1219, 40, avenue du Recteur Pineau 86000 Poitiers

²Xlim-SIC, UMR CNRS n° 6172, Bât. SP2MI – Téléport 2, Bvd Marie et Pierre Curie – BP 30179, 86962 Futuroscope
Chasseneuil Cedex

jmpaillou@univ-poitiers.fr

Résumé

En termes de pollution électromagnétique et de rapport Signal/Bruit, l'efficacité des transmissions radio peut être accrue par l'utilisation d'antennes intelligentes. Ce papier présente la conception et principalement l'intérêt d'utiliser des modulateurs vectoriels pour commander la formation de faisceaux avec un réseau d'antennes. Les diagrammes de rayonnement pour différents dépointages ont été mesurés et sont présentés. Ces différents diagrammes sont ensuite intégrés dans un outil de simulation de propagation d'onde radio (en 3D) afin de démontrer les bénéfices inhérents à une telle commande d'antenne dans le cadre d'un système de communication numérique, notamment en termes d'efficacité énergétique et de dépollution électromagnétique.

1. Introduction

Les antennes omnidirectionnelles sont largement répandues, mais dans de nombreuses applications, il serait beaucoup plus efficace d'utiliser des antennes dites intelligentes pour lesquelles les diagrammes de rayonnement sont contrôlables électroniquement. Le système présenté dans ce papier est basé sur la commande d'antennes « patch » disposées en réseau linéaire. Les avantages sont réellement nombreux, tout d'abord en émission où d'un point de vue technologique, la puissance est répartie sur les différentes antennes réduisant ainsi les spécifications inhérentes aux amplificateurs de puissance. Toujours en émission, le fait de focaliser le rayonnement dans la direction de transmission permet de réduire d'autant la pollution électromagnétique. Du côté réception, le fait de pointer uniquement en direction de l'émetteur permet d'améliorer fortement le rapport signal/bruit.

Le contrôle électronique du diagramme de rayonnement nécessite de placer un certain nombre d'antennes élémentaires en réseau et de commander la puissance et la phase de l'onde émise/reçue sur chacune d'elle. Pour réaliser un tel système, plusieurs solutions ont été proposées notamment avec des déphaseurs passifs, ou alors en couplant une « batterie » d'oscillateurs [1] et plus récemment en utilisant des

circuits actifs. Ce travail se situe dans cette optique, où un prototype a été développé autour de 2.4 GHz.

Le paragraphe 2 montre le principe général et décrit l'architecture développée ainsi que les principaux résultats de simulation. L'accent est mis également sur la robustesse d'un tel système. Le paragraphe 3 présente le système complet et les résultats de mesures notamment sur les résultats de dépointage. Les diagrammes de rayonnement simulés ont enfin été injectés dans un outil de simulation de propagation d'onde radioélectrique et des premiers résultats concernant l'apport de cette technique sont présentés dans le paragraphe 4.

2. Architecture, conception et impact des défauts inhérents sur la qualité du Signal

2.1. Principe général - Architecture

Une antenne intelligente se compose d'un réseau d'éléments rayonnants (antenne patch élémentaire), qui sont placés dans une configuration particulière (linéaire, circulaire, ou matricielle). En associant ces antennes élémentaires et en contrôlant les caractéristiques des signaux qui leur sont appliqués, le réseau peut présenter des gains différents en fonction de la direction de propagation. Dans ce papier, il est considéré un réseau linéaire de N antennes (patch) élémentaires uniformément réparties, comme montré Fig.1, où d est la distance entre deux antennes adjacentes et θ est l'angle de rayonnement. Pour étudier le comportement de cette configuration, supposons que les antennes élémentaires sont excitées par des signaux harmoniques de même fréquence, mais multipliés par des coefficients complexes :

$$w_i = a_i \cdot e^{j\varphi_i}, \quad i \in [1 \dots N] \quad (1)$$

De plus considérons que le déphasage relatif appliqué entre deux antennes adjacentes $\phi = \phi_{i+1} - \phi_i$ est toujours le même. En champ lointain, le champ électrique total rayonné est la somme des champs élémentaires rayonnés par chaque antenne « patch ». Ainsi, le champ total est donné par l'expression suivante :

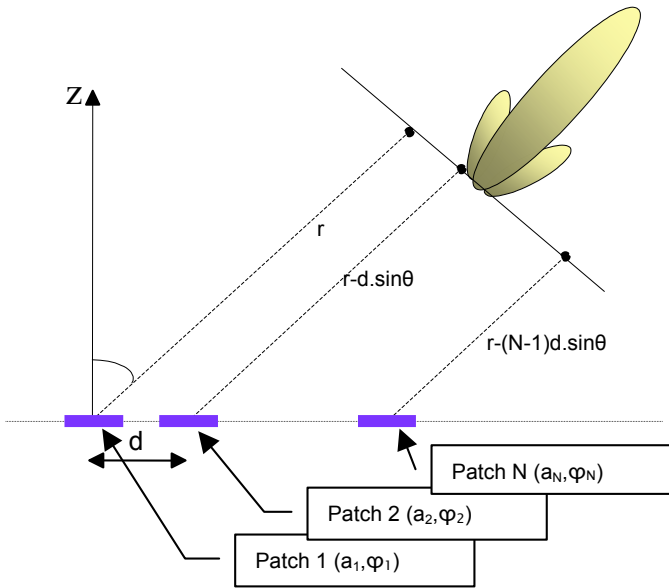


Figure 1 : Réseau linéaire d'antennes « patch »

$$\vec{E} = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n = \frac{A \cdot e^{-j \cdot k \cdot r}}{r} \left[\sum_{n=1}^N a_n e^{j \cdot (n-1) \cdot (k \cdot d \cdot \sin \theta - \varphi_n)} \right] \quad (2)$$

où r est la distance maximum entre la source et le plan d'observation et k est la constante de propagation.

Selon la relation (2), l'angle de radiation θ correspondant à l'amplitude maximum du champ électrique est donné par la relation (3) :

$$\theta = \text{Arcsin} \left(\frac{\lambda \cdot \varphi}{2 \cdot \pi \cdot d} \right) \quad (3)$$

Cet angle dépend du déphasage relatif φ appliqué entre deux éléments adjacents. De plus, on pourrait montrer que la distance optimale séparant deux éléments adjacents est égale à $\lambda/2$. On pourrait également montrer qu'il est possible d'annuler des directions et donc réaliser du « beamforming » en contrôlant les amplitudes a_i appliquées sur les antennes élémentaires.

Dans ces conditions, nous proposons l'architecture originale simplifiée qui est présentée figure 2.

Elle est basée sur l'utilisation de modulateurs vectoriels. Ces modulateurs permettent de contrôler les

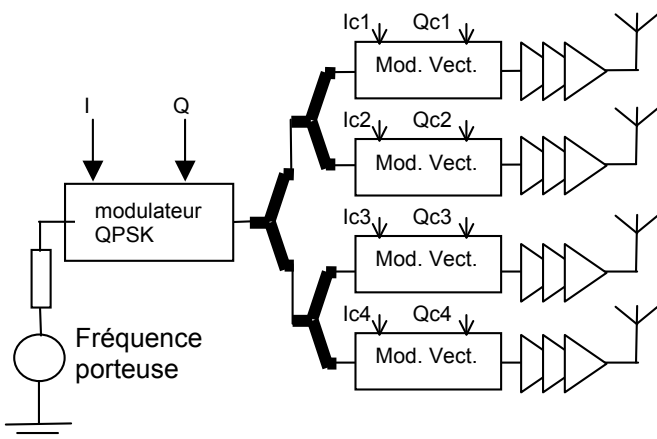


Figure 2 : Architecture simplifiée du système de commande d'un réseau d'antennes

amplitudes et les phases appliquées sur chacune des antennes « patch ». Le nombre d'antennes choisis est de quatre. Ce nombre est limité de façon à réduire la complexité du système tout en démontrant sa faisabilité et son intérêt. Pour une application industrielle, un nombre de huit antennes sera parfaitement acceptable. Très peu d'articles [2] ont été publiés sur cette technique qui semble pourtant très prometteuse aux vues des résultats montrés ici.

2.2. Impact des défauts inhérents

Dans la configuration discutée ici, les modulateurs vectoriels sont placés sur la voie RF, cette configuration est plus simple qu'une configuration pour laquelle les modulateurs vectoriels auraient été placés sur la voie OL. En effet dans le cas de l'émission, elle évite la « up-conversion » qui serait nécessaire au niveau de l'antenne. En contrepartie, il est important d'étudier l'impact dû aux erreurs de quadrature des modulateurs vectoriels ainsi que celui dû au bruit présent sur les tensions de commande des modulateurs. L'impact dû aux erreurs de gain et de phase intrinsèques aux modulateurs vectoriels est discuté dans la référence [3]. Les conclusions montrent que l'utilisation de ce type de déphaseurs actifs assure une robustesse significative du fait de la recombinaison des constellations.

Concernant l'impact du bruit présent sur les tensions de commande, la figure 3 présente le cas d'une modulation QPSK. Le déphasage relatif φ entre deux antennes adjacentes est pris égal à 100° ce qui correspondrait à un angle de dépointage θ de ordre de 30° . La constellation montrée fig.3a est une constellation bruitée par un niveau de bruit de $3.5 \text{ mV}/\sqrt{\text{Hz}}$ qui est appliquée sur les commandes de chacun des modulateurs vectoriels. A la réception ces quatre constellations sont remises en phase (Fig.3.b), permettant ainsi la démodulation du signal.

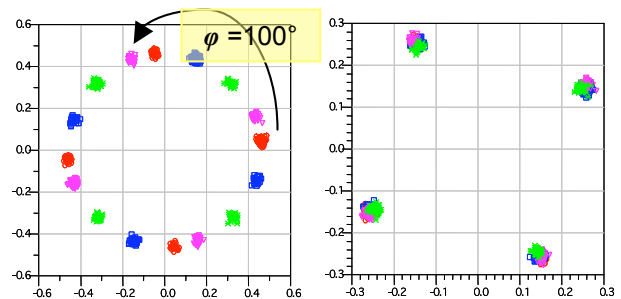


Figure 3 : Constellations a) émise et b) reçue

La figure 4 montre l'évolution de l'EVM en fonction des niveaux de bruit injectés sur les tensions de commande pour les quatre antennes et pour un angle de dépointage θ de 30° . Notons que cette évolution est identique quelque soit l'antenne. Le comportement de l'EVM en fonction des mêmes niveaux de bruit mais pour différents angles de dépointage est présenté sur la figure 5. Ces courbes montrent d'une part que pour des niveaux de bruit inférieurs à $1 \text{ mV}/\sqrt{\text{Hz}}$, l'EVM ne dépasse pas 10% et que d'autre part que d'un point de vue circuit, la valeur de l'EVM ne dépend pas de l'angle de dépointage.

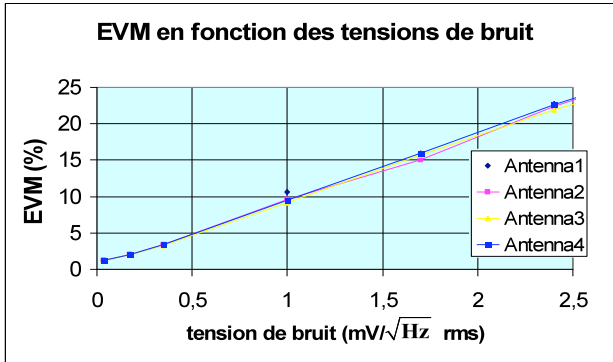


Figure 4 : Évolution de l'EVM en fonction des niveaux de bruit sur les commandes

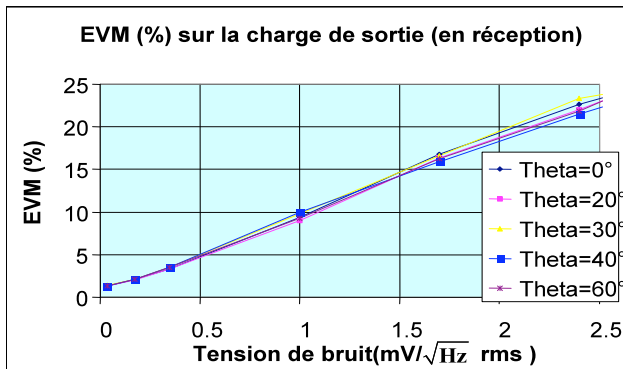


Figure 5 : Évolution de l'EVM pour différents angles de dépointage

3. Résultats expérimentaux

A partir des considérations de conceptions citées ci-dessus, un prototype a été réalisé. La figure 6a présente le système de commande sans les antennes afin d'étalonner chaque voie. La description du système est donnée dans la référence [4]. La figure 6b représente le système complet en phase de caractérisation.

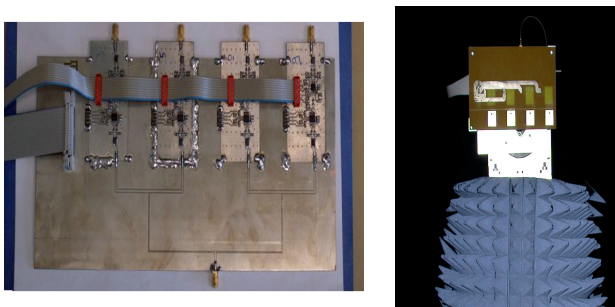


Figure 6 : a) Uniquement le système de commande et l'arbre de répartition b) Montage complet

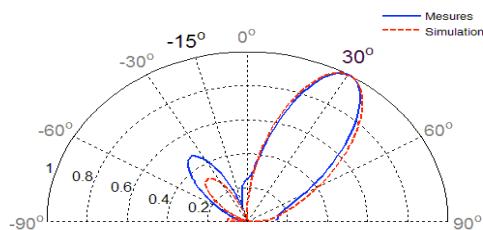


Figure 7 : Diagrammes de rayonnement théorique et mesuré

Les premières mesures du contrôle du diagramme de rayonnement sont données figure 7. Dans cet exemple, il a été retenu un scénario pour lequel les commandes des modulateurs ont été choisies pour une émission à 30° et une annulation de la propagation dans la direction de -15° .

Ayant démontré les possibilités de contrôler la direction du diagramme de rayonnement et de le conformer, des tests ont été réalisés en appliquant des signaux numériques sur ce système. Dans les mêmes conditions que précédemment, c'est à dire pour un dépointage de 30° , la figure 8 montre un exemple de résultats de mesures obtenues, en chambre anéchoïque, avec une fréquence de 2.4 GHz pour une modulation QPSK ayant une bande de 7 MHz.

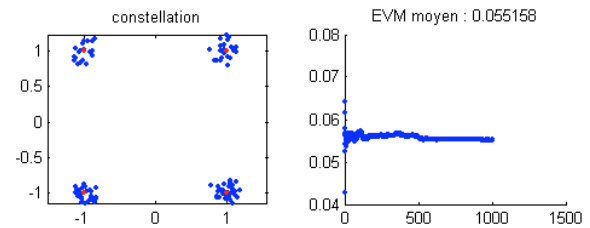


Figure 8 : Constellations et EVM mesurés

Sur la figure 8, on observe la constellation reçue pour laquelle les quatre constellations se sont remises en phase (idem fig3.b). L'EVM moyen relevé est de 0,055 pour 1000 points de mesures.

4. Application

Afin d'illustrer le potentiel de la méthode de formation de faisceaux présentée dans ce papier, les diagrammes de rayonnement obtenus ont été intégrés au simulateur de propagation d'onde radio développé au laboratoire Xlim-SIC. Dans un premier temps, nous présentons sur la figure 9, deux zones de couverture calculées dans un environnement indoor qui est constitué d'un couloir vertical séparant deux rangées de bureaux. Le réseau d'antenne est commandé de manière à ce que le lobe principal de la figure 2 pointe vers les pièces de droite (cf. figure 9 (a)). A titre de comparaison, la figure 9 (b) montre la zone de couverture obtenue avec un dipôle vertical à l'émission, donc parfaitement omnidirectionnel dans le plan azimutal.

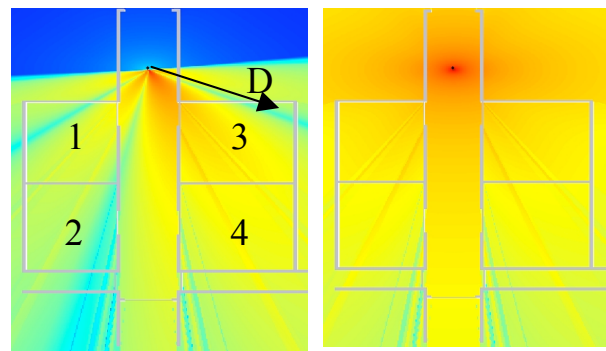


Figure 9 : zones de couverture avec antenne: (a) directionnelle, (b) omnidirectionnelle

Le tableau suivant présente les puissances moyennes reçues dans les pièces numérotées de 1 à 4 sur la figure 9 (a). Ces puissances ont été obtenues après simulations sur environ 15000 récepteurs répartis uniformément dans chacune de ces pièces.

	Antenne directionnelle	Antenne omnidirectionnelle
Pièce 1	-80 dBm	-62 dBm
Pièce 2	-87 dBm	-69 dBm
Pièce 3	-68 dBm	-62 dBm
Pièce 4	-70 dBm	-69 dBm

Il apparaît que l'utilisation du réseau d'antenne permet de réduire la puissance rayonnée de 18 dB dans les pièces 1 et 2 par rapport à l'utilisation d'une antenne omnidirectionnelle, réduisant ainsi fortement les risques de pollution électromagnétique. En revanche, la puissance rayonnée dans la pièce 4 est sensiblement la même, alors qu'elle est légèrement plus faible dans la pièce 3 pour le réseau d'antenne, ceci étant dû à l'annulation du diagramme de rayonnement dans la direction D de la figure 9 (a).

Dans un deuxième temps, nous souhaitons mettre en évidence le gain en robustesse que l'utilisation d'un tel réseau peut apporter au niveau d'une chaîne de transmission numérique. A cette fin, considérons l'environnement suburbain de la figure 10 représentant une partie du campus universitaire de Poitiers. Cette figure 10 présente les différents trajets suivis par les ondes entre l'émetteur Tx et le récepteur Rx.

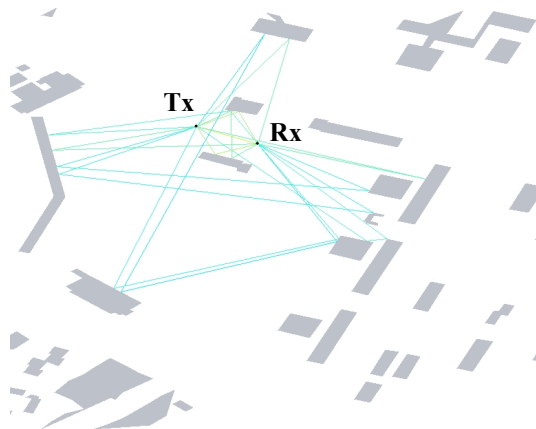


Figure 10 : trajets suivis par les ondes entre l'émetteur (Tx) et le récepteur (Rx)

Les figures 11 (a) et (b) illustrent alors les réponses impulsionnelles obtenues en considérant des émetteurs et récepteurs omnidirectionnels dans un premier temps (cf. figure 10 (a)), puis des réseaux d'antennes commandés de telle sorte que leurs lobes principaux pointent l'un vers l'autre (cf. figure 10 (b)). Il apparaît clairement que la directivité des réseaux d'antennes permet d'éliminer quasi parfaitement les échos secondaires dus aux trajets multiples, et ainsi de minimiser le caractère dispersif du canal de transmission, paramètre prépondérant dans l'apparition d'interférences entre symboles.

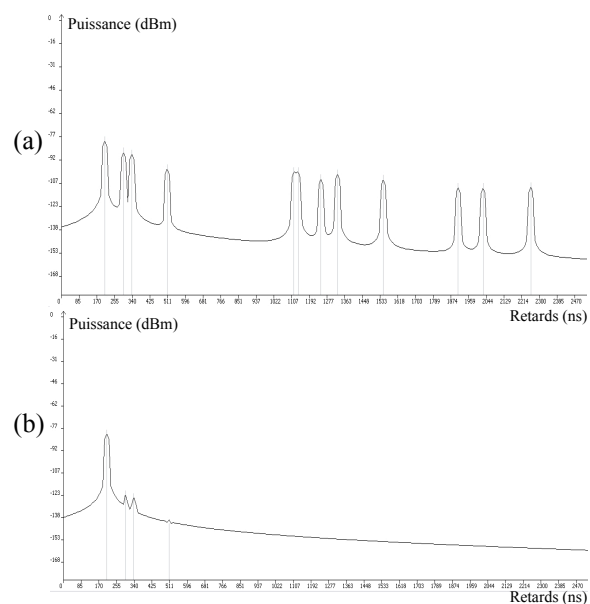


Figure 11 : réponses impulsionnelles considérant des antennes : (a) omnidirectionnelles, (b) directionnelles

L'utilisation d'antennes directives nous permet donc d'envisager des gains significatifs en termes de taux d'erreurs binaire.

5. Conclusion

Ce papier présente de façon très brève les résultats obtenus avec un système de formation de faisceau utilisant des modulateurs vectoriels comme déphaseurs actifs. Le contrôle de l'orientation de la direction du diagramme de rayonnement et son intégration dans un simulateur de propagation d'onde radio (en 3D) sont également montrés. Il est également démontré que l'impact de ce système de commande sur la qualité de transmission numérique n'apparaît pas comme pénalisant.

Les auteurs tiennent à remercier Y. Mahe de l'IREENA (Nantes) ainsi que D. Carsenat et C. Decroze de Xlim (Limoges) pour leurs contributions lors des mesures et l'ensemble des discussions que nous avons eues.

6. Bibliographie

- [1] R. York, « *Nonlinear analysis of phase relationships in quasi-optical oscillator array* », IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 41, pp. 1799–1809, oct. 1993.
- [2] S. Alalusi, R. Brodersen, « *A 60 GHz Phased-array in CMOS* », IEEE Custom Integrated Circuit Conference (CCIC) 2006.
- [3] F. Hutu, D. Cordeau, J.M. Paillot, « *A 2.4 GHz active phase shifter architecture for smart antennas control* », IEEE MTT-S IMS, Session W4D, Boston, USA, June 2009.
- [4] N.Y. Thomé, J.M. Paillot, D. Cordeau, Y. Mahe, P. Ribardièrre, « *A 2.4 GHz 1-Dimensional Array Antenna driven by Vector Modulators* », IEEE MTT-S IMS, Session TH4D, Atlanta, USA, June 2008.