

ANTENNE SPATIO-TEMPORELLE A CODE DE PHASE CIRCULANT

J-P GUYVARCH

Thomson Missile Electronics, 23 rue Pierre valette, 92245 Malakoff cedex
guyvarch@tme.thomson.fr

RESUME

ABSTRACT

Appliqués à des antennes à balayage électronique de structure matérielle classique, les codes de phase spatio-temporels circulants permettent l'obtention d'une fonction angulaire performante (qualité des diagrammes, capacité multifaisceau) même dans le cas d'utilisation de déphaseurs d'antenne à un seul bit ($0-\pi$).

Cette technique peut s'appliquer simultanément à l'émission et à la réception, avec un contrôle possible du domaine angulaire éclairé à l'émission en mode multifaisceau. Cette émission est colorée spectralement suivant une loi angle-fréquence approchant celle qui résulterait d'un déplacement latéral de l'antenne.

Ces diverses propriétés sont justifiées dans l'article, et des exemples de codes binaires obtenus par technique numérique d'optimisation sont indiqués.

When applied to classically designed phased-array antennas, rotating space-time phase coding results in performing angular capabilities (low side lobe level, multi-beam capability), even when single bit antenna phase shifters are implemented.

This antenna command can be used simultaneously for transmission and reception, with possible control of illuminated domain in multi-beam mode. Transmitted signal is spectrally coloured according to a frequency/angle relation approximating the relation that would result from lateral antenna motion.

The article accounts for these properties, and examples of binary codes obtained by optimization methods are given.

1. Introduction

Le mode d'utilisation d'une antenne à balayage électronique dans un radar [2] est le plus souvent comparable à celui d'une antenne à balayage mécanique : on focalise l'antenne séquentiellement dans différentes directions pour explorer l'espace. Bien sûr, cette exploration peut se faire plus rapidement qu'avec une antenne à balayage mécanique, et l'on peut également agir sur la forme du faisceau pour par exemple minimiser l'énergie provenant de brouilleurs; mais le principe général d'utilisation reste le même, et le problème est souvent de trouver un compromis satisfaisant entre le coût de réalisation de l'antenne (lié notamment au nombre d'états de phase des déphaseurs) et ses performances.

Par ailleurs, la formation de faisceau par le calcul (FFC) [3] qui consiste à traiter après numérisation les signaux issus de plusieurs sous-antennes munies chacune de leur propre voie de réception, reste d'un coût élevé (lié au nombre de voies de réception).

Le concept d'antenne spatio-temporelle [1] présenté dans cet article est une solution visant à réduire le coût de réalisation de l'antenne et du radar par l'utilisation de déphaseurs à deux états de phase ($0-\pi$) et d'une seule voie de réception, tout en assurant l'obtention d'une fonction angulaire performante (pseudo-diagramme angulaire indépendant du niveau de quantification de la phase) et compatible d'une analyse angulaire multifaisceau à l'instar de la FFC.

On exploite pour cela la possibilité de commuter à une cadence très élevée les déphaseurs (par exemple pendant la durée d'une impulsion radar) suivant une loi spatio-temporelle circulante dont les codes sont obtenus de façon générale par technique numérique d'optimisation.

Le procédé est par ailleurs compatible d'un fonctionnement simultané à l'émission et à la réception et permet également d'obtenir une coloration spectrale de l'espace approchant celle obtenue avec une antenne animée d'une vitesse latérale.

2. Principe général

D'un point de vue matériel l'antenne spatio-temporelle se présente sous la forme d'une antenne réseau à balayage électronique classique, avec un déphaseur associé à chaque élément rayonnant et une sommation en hyperfréquence des signaux issus des déphaseurs (une voie de réception unique hyper/MF/numérique).

Pour simplifier la présentation, on supposera que l'antenne est linéaire et comporte N éléments rayonnants équidistants d'une demi longueur d'onde (mais le procédé est généralisable à tout type d'antenne).

Par ailleurs on suppose que la commande des N déphaseurs est commutée tous les Δt , la durée d'un cycle de base étant $M \Delta t$ (correspondant par exemple à la durée d'une impulsion radar).

La même commande spatio-temporelle peut être appliquée à l'émission et / ou à la réception ; dans un premier temps, on analysera le fonctionnement en mode réception seulement. La loi de phase appliquée peut être représentée sous forme d'une matrice constituée des éléments ϕ_{mn} où m représente l'indice temporel et n l'indice spatial (n° de l'élément rayonnant).

Considérons un signal radar à la fréquence f_0 arrivant avec un dépointage angulaire θ sur le réseau.

En supposant ce signal en bande étroite, il est déphasé d'un élément rayonnant au suivant d'une valeur :

$$d\psi = -\pi \sin\theta$$

On prendra pour la suite la voie $n = 1$ comme référence de phase. sur cette voie, on applique au signal une modulation de phase définie par la loi $\{\phi_{11}, \phi_{21}, \phi_{31} \dots \phi_{M1}\}$. Cette modulation a pour effet d'étaler le spectre du signal autour de la fréquence f_0 d'une valeur totale $\Delta f = 1/\Delta t$.

Les M raies de ce spectre sont espacées de $1/M\Delta t$, avec des amplitudes et phases respectives correspondant à la transformée de Fourier discrète du signal complexe :

$$s1 = \{ \exp(i\phi_{11}) \exp(i\phi_{21}) \dots \exp(i\phi_{M1}) \}$$

que l'on écrira :

$$S_1 = \text{TFD}(s_1) = \{A_0, A_1 \exp(i\varnothing_{11}), \dots, A_{M-1} \exp(i\varnothing_{M-11})\}.$$

supposons maintenant que sur la voie suivante (n=2) on applique la même loi de modulation permutée circulairement d'un élément, c'est-à-dire :

$$\{\varnothing_{12}, \varnothing_{22}, \varnothing_{32}, \dots, \varnothing_{M2}\} = \{\varnothing_{M1}, \varnothing_{11}, \varnothing_{21}, \dots, \varnothing_{M-11}\}$$

Il est clair que l'on va retrouver sur la voie 2 les mêmes raies spectrales avec les mêmes amplitudes que sur la voie 1, mais avec des phases différentes.

On aura :

$$S_2 = \{A_0, A_1 \exp(i\varnothing_{12}), \dots, A_{M-1} \exp(i\varnothing_{M-12})\}.$$

avec :

$$\varnothing_{12} = \varnothing_{11} + (2\pi / M)$$

$$\varnothing_{22} = \varnothing_{21} + 2(2\pi / M)$$

.

$$\varnothing_{M-12} = \varnothing_{M-11} + (M-1)(2\pi / M)$$

- d'une voie à la suivante, on applique la même permutation de la loi de commande, de sorte que sur la voie n, on a :

$$\varnothing_{1n} = \varnothing_{11} + (n-1)(2\pi / M)$$

$$\varnothing_{2n} = \varnothing_{21} + 2(n-1)(2\pi / M)$$

.

$$\varnothing_{M-1n} = \varnothing_{M-11} + (M-1)(n-1)(2\pi / M)$$

Analysons maintenant l'effet de cette modulation spatio-temporelle sur le signal à la fréquence f_0 provenant de la direction θ :

- à l'entrée du réseau, le signal présente sur les N capteurs une variation linéaire de phase :

$$0, -\pi \sin\theta, -2\pi \sin\theta, \dots, -(N-1)\pi \sin\theta$$

- on constate alors que, sur la raie spectrale d'indice m, la phase du signal sera redressée si on a :

$$\pi \sin\theta = (m-1)(2\pi / M) + 2k\pi \quad k=0 \text{ ou } -1 \quad (1)$$

- sachant que la raie spectrale d'indice M correspond à un décalage $\Delta f = \pm(m-1)/M\Delta t$ (signe + ou - suivant que m est inférieur ou supérieur à M/2), la relation (1) peut également s'exprimer sous la forme :

$$df = \frac{\sin\theta}{2\Delta t} \quad \theta \in [-90^\circ, +90^\circ] \quad (2)$$

df représentant le décalage fréquentiel du signal.

- de façon générale, le procédé permet donc de former sur les M raies d'amplitudes A_0 à A_{M-1} M faisceaux dont les directions respectives sont données par la relation précédente.

- dans le cas particulier où $M=N$, les vecteurs directeurs correspondants forment une base orthogonale (faisceaux se recoupant à environ θ_{3dB}).

- la relation (1) montre également que le redressement de phase effectué par l'antenne (c'est à dire la formation de faisceau), est indépendant de la loi de phase $\varphi(t)$ et en particulier de son niveau de quantification. Le choix de cette loi ne joue en fait que sur le spectre d'amplitude $\{A_0, \dots, A_{M-1}\}$. **Les faisceaux formés sont « parfaits »** en ce sens qu'ils sont équivalents à ceux qui auraient été obtenus avec une quantification de phase infiniment fine sur une antenne à balayage électronique classique.

Dans le cas d'une quantification sur un seul bit ($0-\pi$) - ce qui conduit à une réalisation particulièrement économique des déphaseurs - la difficulté sera donc de trouver des lois dont le spectre d'amplitude approche au mieux le gabarit fixé (en général du genre $A_i = 1$ pour $i \in I$ et $A_i = 0$ pour $i \notin I$).

Quelques codes connus ont des spectres « plats » (code de Barker, code aléatoire binaire de longueur maximale). De façon générale, la recherche d'un code approchant au mieux un gabarit donné se fera à l'aide de techniques numériques d'optimisation.

Pour les codes « 0- π », on arrive en général quelque soit M à en trouver ayant un spectre relativement plat. La seule réelle contrainte de ces codes est qu'ils conduisent nécessairement à un spectre symétrique autour de f_0 .

- A l'émission, le comportement est similaire : en supposant l'antenne alimentée par un signal CW, elle rayonne M fréquences réparties spatialement suivant la relation de correspondance angle/fréquence (1). Pour un radar à impulsions, ce spectre est bien sûr à convoluer avec celui correspondant à la découpe temporelle du signal.

Il est à noter que cette relation angle/fréquence approche celle obtenue par effet Doppler avec une antenne se déplaçant latéralement à la vitesse $(\lambda/2) \Delta t$ (pour une antenne réseau constituée d'éléments rayonnants espacés de $\lambda/2$).

La différence est que, dans le cas de l'antenne spatio-temporelle, on a un spectre discrétisé et non pas continu en fonction de l'angle; la directivité sur chaque fréquence correspond au diagramme naturel de l'antenne réseau.

Ainsi, un observateur placé dans une direction intermédiaire entre 2 valeurs successives de M (suivant la relation (1)), recevra 2 raies d'amplitudes voisines.

Si l'antenne se déplace, on peut à l'inverse choisir Δt de façon à compenser les effets de ce déplacement.

- Pour une antenne utilisant le codage spatio-temporel à la fois à l'émission et à la réception, les effets de coloration spectrale se cumulent. La relation (2) devient alors :

$$df = \sin\theta / \Delta t \quad (2 \text{ bis})$$

On remarquera que dans ce cas le domaine angulaire non ambigu est limité à $\theta \in (-30^\circ, 30^\circ)$. L'intérêt est en revanche d'avoir automatiquement une bonne adaptation entre domaine angulaire éclairé à l'émission et domaine angulaire observé à la réception.

- Quand le codage spatio-temporel est utilisé à la réception, l'énergie captée sur l'antenne est répartie sur les différentes raies spectrales en fonction des niveaux A_i .

Un mode de fonctionnement avantageux du point de vue du bilan de puissance est de n'avoir à chaque impulsion que 2 termes A_i et A_j (symétriques du fait du codage de phase à coefficients réels) différents de zéro.

On peut alors changer d'indices à chaque nouvelle impulsion pour explorer séquentiellement un grand domaine angulaire. Dans ce cas, l'avantage majeur par rapport au balayage électronique classique demeure l'excellente fonction angulaire réalisée malgré le codage de phase sur un seul bit.

3. Exemples de codes spatio-temporels circulants

Considérons une antenne réseau linéaire comportant $N=24$ éléments rayonnants équi-espacés de $\lambda/2$. Supposons par ailleurs que le cycle temporel vaut $M=N$ (la valeur 24 a volontairement été choisie différente d'une valeur correspondant à l'existence d'un code de Barker binaire, ou d'un code pseudo-aléatoire de longueur maximale).

a) choix d'une loi d'éclairage isotrope de l'espace

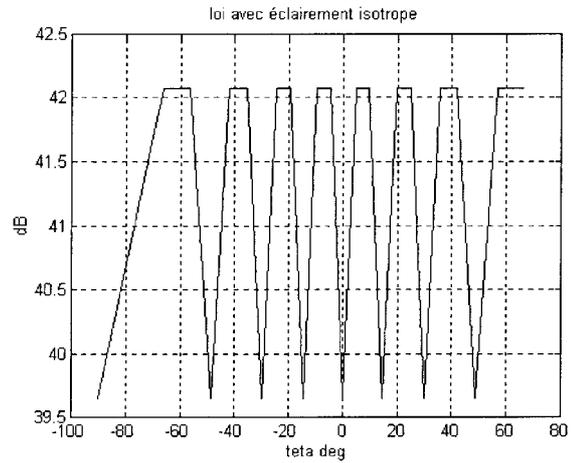
Dans ce cas, la loi $\phi(t)$ doit présenter un spectre d'énergie aussi plat que possible.

Le code suivant (obtenu par technique numérique d'optimisation) correspond à un optimum suivant ce critère (des codes équivalents peuvent être dérivés de celui-ci par diverses transformations) :

$$\phi = \{ E 1 3 D 7 6 \}$$

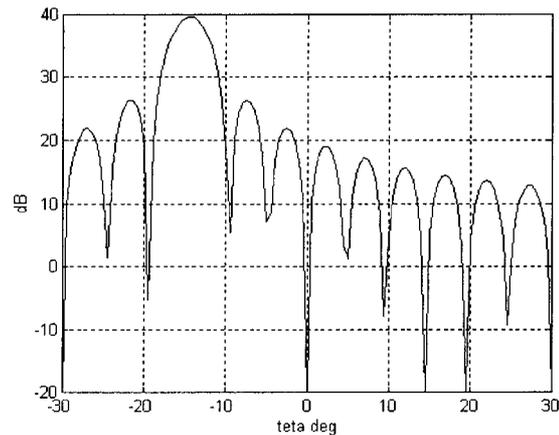
(codage sous forme hexadécimale obtenu en changeant les « -1 » en « 0 »).

La loi de répartition angulaire obtenue en permutant circulairement ce code sur l'antenne durant 24 moments est donnée par la figure suivante:



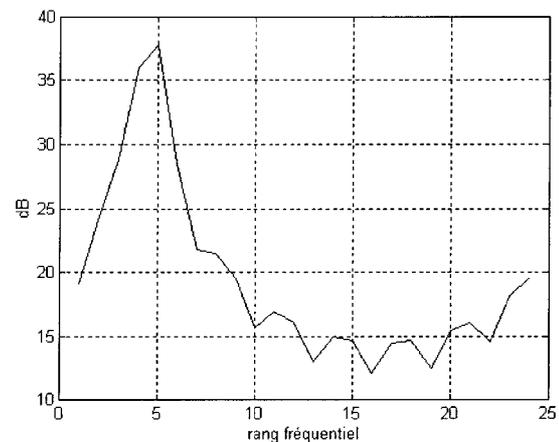
A chaque direction angulaire correspond une fréquence suivant la relation (2).

La figure suivante donne la coupe de cette fonction angle-fréquence suivant l'axe angulaire sur la raie d'indice $m=10$ (correspondant à $\theta = -14.48^\circ$).



On constate que l'on obtient bien un diagramme d'antenne rectangulaire non pondérée « parfait » malgré le dépointage de la direction considérée et la quantification sur 1 bit.

La figure suivante donne la coupe obtenue suivant l'axe fréquentiel, en se plaçant volontairement entre 2 directions « canoniques » à $\theta = 17^\circ$.



Remarque :

Les 24 vecteurs obtenus par permutations circulaires successives du code donné précédemment constituent pratiquement une base orthogonale (ce serait rigoureusement le cas si le spectre de $\varphi(t)$ était parfaitement plat), ce qui signifie que la matrice ainsi formée est quasiment son propre inverse (au coefficient de normalisation près).

La matrice de covariance des signaux reçus sur les éléments rayonnants est donc quasi-identique à celle obtenue à l'aide des signaux mesurés sur les différentes raies du spectre, et peut donc être estimée à l'aide de cette dernière.

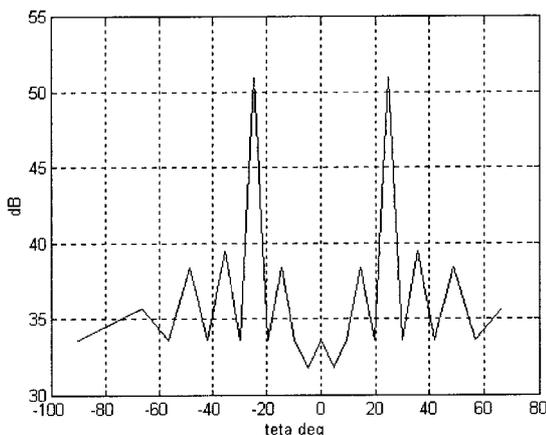
De même, en multipliant par cette matrice circulante (ou par sa véritable inverse si l'on souhaite une meilleure précision) le vecteur fréquentiel des signaux reçus, on obtient une valeur approchée du vecteur spatial des signaux reçus.

b) choix d'un éclairage le plus sélectif possible

Le code suivant (obtenu également par technique numérique d'optimisation) correspond à un éclairage dans les directions $\theta = \pm 24.6^\circ$, avec un niveau minimum dans les autres directions (suivant un critère de norme max) :

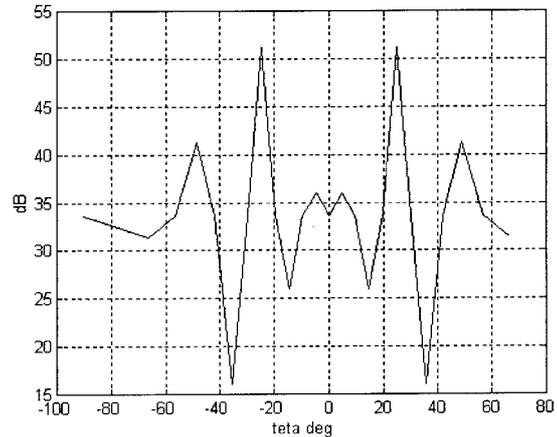
$$\varphi = \{ C E 3 3 9 C \}$$

La loi de répartition angulaire correspondant à ce code est donnée par la figure suivante :



Il est bien sûr possible d'ajouter d'autres contraintes, comme par exemple un zéro de transmission dans une direction donnée. Le code suivant réalise en plus du précédent un zéro dans les directions $\theta = \pm 35.7^\circ$:

$$\varphi = \{ C E 6 3 1 8 \}$$

**4. Conclusion**

La modulation spatio-temporelle circulante décrite dans cet article permet :

- d'obtenir de bons pseudo-diagrammes d'antenne avec des déphaseurs à un seul bit.
- de réaliser une fonction multifaisceau économique (avec une seule voie de réception).
- d'obtenir une coloration fréquentielle de l'espace approchant celle que l'on obtiendrait avec une antenne se déplaçant latéralement (et si l'antenne se déplace, d'annuler par exemple les effets de ce déplacement).
- d'être compatible d'un fonctionnement simultané à l'émission et à la réception, et de permettre un contrôle précis du domaine angulaire illuminé.

Les travaux préliminaires à cette étude ont été soutenus par la DGA/DRET.

Références

- [1] : S DRABOWITCH et C AUBRY, pattern compression by space-time binary coding of an array antenna, AGARD advanced radar systems CP 66-1969.
- [2] : S DRABOWITCH et F GAUTIER, antennes-réseaux phasées : des principes aux réalisations, rev tech Thomson-CSF vol 12 n°1 mars 1980.
- [3] : JP GUYVARCH, balayage électronique intégré pour autodirecteur radiofréquence, rev tech Thomson-CSF vol 25 n°3 septembre 1993.