

CONFIGURATION ET PONDÉRATION OPTIMALES D'ANTENNE PAR LA MÉTHODE DE RECUITE SIMULÉE

Pierre ZAKARAUSKAS
Michael V. GREENING*

Centre de Recherche pour la Défense du Pacifique, FMO, Victoria, C.-B., Canada, VOS 1B0

*Datavision Computing Services Ltd., 1545 Pandora Avenue, Suite 203, Victoria, C.-B., Canada, V8R 6R1

RÉSUMÉ

On décrit l'application de la méthode d'optimisation dite de "recuite simulée" au problème de trouver la meilleure configuration et pondération des capteurs pour le cas d'une antenne discrète. La question à laquelle on doit répondre est celle-ci: "Étant donné une longueur maximale d'antenne et le nombre de capteurs, quel est le placement des capteurs et leur pondération qui donnera la plus petite largeur de voie tout en gardant les lobes secondaires le plus près possible d'un niveau donné S_L ?" Nous mettons l'accent sur le fait que cette méthode est assez générale, et que d'autres critères d'optimisation pourraient aussi bien être employés. Quand la recherche est terminée, tous les lobes secondaires sont sous S_L , et la longueur finale de l'antenne peut ne pas occuper toute la distance qui lui était allouée.

ABSTRACT

This paper reports on the application of the optimization technique called simulated annealing to the problem of finding the best configuration and shading for a linear discrete array. The question the optimization process has to answer is: "For a given maximum array length and number of elements, what is the placement and weighting of the elements that will give the narrowest mainlobe while keeping the sidelobes below a given level S_L ?" We emphasize that the technique is fairly general, and that one could easily substitute different optimization criteria. When the search is complete, the sidelobes are all below S_L , and the array configuration may or may not occupy the whole length that was accorded to it.

I. INTRODUCTION

Lorsque l'on fait le plan d'une antenne, on doit trouver un équilibre entre la largeur de voie et le niveau des lobes secondaires. Pour ce faire, on manipule la longueur de l'antenne, et le placement et la pondération des capteurs. Peu de solutions exactes existent au problème de générer une antenne 'optimale'. Dolph [1] a démontré qu'en pondérant une antenne linéaire discrète régulièrement espacée avec des poids donnés par les polynômes de Tchebichev, on obtient la plus petite largeur de voie pour un niveau S_L donné de lobes secondaires. Cette pondération, qu'on appelle habituellement pondération de Dolph-Tchebichev, donne des lobes secondaires qui sont tous de niveau S_L . D'un autre côté, Moffet [2] a obtenu la résolution maximale avec une antenne linéaire de pondération uniforme en minimisant les espacements redondants présents dans l'antenne, d'où le nom "antenne linéaires à redondance minimale." Il n'existe pas de méthode générale pour trouver la configuration de redondance minimale d'une antenne. Moffet cite d'un article en analyse numérique des solutions pour des antennes avec un nombre de capteurs $N \leq 11$.

Dans cet article-ci, nous présentons une méthode pour optimiser à la fois la configuration et la pondération d'une antenne discrète ayant un nombre donné N de capteurs, en se servant de la méthode de recuite simulée [4,5]. Afin d'établir un rapport entre les solutions de Dolph et de Moffet et celles produites par la méthode introduite ci-dessous, les exemples traités seront ceux d'une onde plane arrivant sur une antenne

linéaire. Rien cependant ne limite l'application de recuite simulée à ce cas particulier, comme nous le discuteront plus bas.

La recuite simulée ("simulated annealing" en anglais) est une méthode de recherche qu'on a trouvée particulièrement utile pour explorer des fonctions de coût ayant des minima locaux, même dans des espaces de hautes dimensions. Elle a ses origines dans la simulation de la recuite de cristaux en physique de l'état solide [6]. On peut trouver des programmes et des instructions détaillées sur la recuite simulée dans [7]. Essentiellement, la recuite simulée consiste en ceci. On génère au hasard une solution candidate, et on calcule son coût. On change alors la valeur d'un ou de plusieurs des paramètres, et on recalcule le coût. Si le nouveau coût est moindre que celui associé au premier ensemble de paramètres, le nouveau ensemble est adopté. Sinon, on calcule la probabilité P_a d'acceptation en accordance avec le critère de Métropolis [6]. On génère alors un nombre dans l'intervalle (0,1), et si il est moins de P_a , alors le nouveau ensemble de paramètres est adopté quand même. Sinon, le nouvel ensemble est rejeté, et on en génère un autre. On décroît progressivement la probabilité d'acceptation P_a d'un ensemble de paramètres d'un coût donné par l'entremise d'un autre paramètre appelé la "température". Cela assure l'exploration suffisante de la fonction de coût au début de la recherche, et la stabilisation graduelle dans le minimum global plus tard.



II. MÉTHODE

Nous nous sommes servi du traitement d'antenne classique, dont la puissance de sortie est

$$B(\theta, f) = \bar{Z}^* \mathbf{Q} \bar{Z} \quad (1)$$

où les composantes du vecteur de pointage sont

$$Z_k = W_k \exp(i\phi_k). \quad (2)$$

La phase ϕ_k est définie à partir de la direction de pointage θ par

$$\phi_k = \frac{2\pi d_k \cos \theta}{\lambda} \quad (3)$$

où λ est la longueur de l'onde à localiser. Les paramètres sur lesquels on effectue la recherche sont les poids W_k et les séparations d_k entre les capteurs k et $k+1$, donnant $2(N-1)$ degrés de liberté lorsque l'on cherche à la fois pour l'espacement et la pondération. Sans perte de généralité, nous avons choisi la location de la source de travers à l'antenne. Dans ce cas là, tous les éléments de la matrice interspectrale \mathbf{Q} seront égaux à l'unité, simplifiant (1) pour devenir

$$B(\theta, f) = \left[\sum_{k=1}^N Z_k^* \right] \left[\sum_{k=1}^N Z_k \right]. \quad (4)$$

Nous nous servirons du niveau de puissance de sortie, qu'on définit comme

$$P(\theta, f) = 10 \log_{10} [B(\theta, f)]. \quad (5)$$

Finalement, le coût qu'on doit minimiser durant la recherche est une somme pondérée de la largeur de voie M et du niveau des lobes secondaires S_L :

$$C = C_M M + C_S S \quad (6)$$

où nous avons défini M comme étant la valeur de $\cos \theta$ où la voie atteint le niveau S_L , et nous avons intégré le montant des lobes secondaires dépassant S_L pour obtenir la contribution S au coût

$$S = \int_{\cos \theta > M} [h(P(\theta, f) - S_L)] [P(\theta, f) - S_L] d \cos \theta \quad (7)$$

$$h(x) \equiv \begin{cases} 1 & x \geq 0 \\ 0 & x < 0 \end{cases}$$

comme illustré à la figure 1. Remarquez que d'autres définitions plus conventionnelles de ces quantités auraient pu être substituées avec peu de changements dans les résultats. Dans les calculs présentés ci-bas, nous avons permis aux poids W_k de prendre n'importe lesquelles valeurs réelles, tandis que nous avons restreint les séparations d_k à être des multiples entiers de la demi longueur d'onde $\lambda/2$.

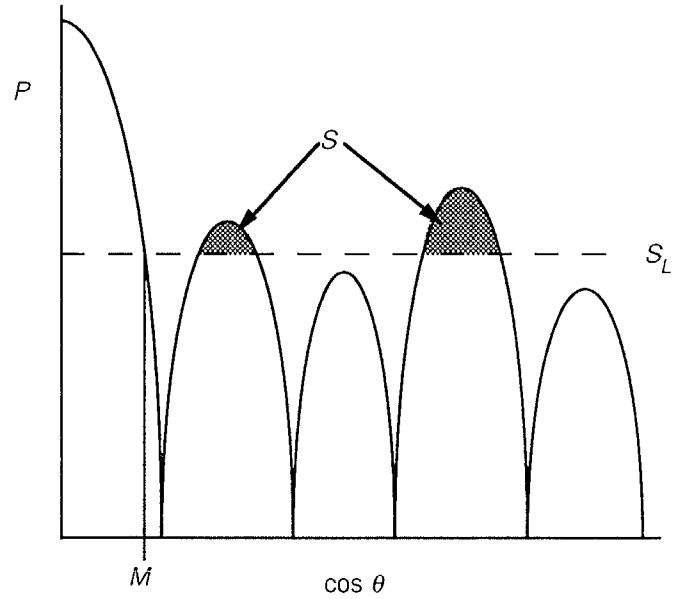


Figure 1 Illustration de la manière dont la largeur de voie M et le coût des lobes secondaires S sont calculés. Nous avons défini M comme la valeur de $\cos \theta$ où le diagramme de rayonnement égale S_L , et S est l'aire entre les lobes secondaires et le niveau S_L .

III. RESULTATS

La première application de la méthode a été de trouver la pondération optimale d'une antenne à séparation uniforme, c'est-à-dire dont les séparations d_k dans (3) avaient été fixés à une constante $\lambda/2$. On peut voir dans la figure 2 le diagramme de rayonnement pour une antenne de 8 capteurs, que nous avons trouvé identique à la solution de Dolph-Tchebichev.

Afin de vérifier la méthode d'une autre façon, nous avons fixé les poids dans (2) à l'unité, et cherché un ensemble de séparations d_k , sans restrictions sur la longueur maximale de l'antenne. En se servant des mêmes critères que ceux de Moffet, nous avons reproduit les solutions présentées dans sa table I jusqu'à $N=8$. On montre dans la figure 3 le diagramme de rayonnement pour la configuration $\cdot 8 \cdot 10 \cdot 1 \cdot 3 \cdot 2 \cdot 7 \cdot 8 \cdot$ à redondance minimale pour $N=8$. Digne d'intérêt, quand nous avons cherché une solution en se servant de (6) comme critère d'optimisation, nous avons obtenu une solution différente de celle à redondance minimale. Pour $SL = -6\text{dB}$, la solution obtenue est $\cdot 2 \cdot 10 \cdot 7 \cdot 11 \cdot 3 \cdot 1 \cdot 5 \cdot$. On montre en figure 3 son diagramme de rayonnement. Sa largeur de voie est significativement plus étroite, et ses lobes secondaires plus bas, que ceux de la configuration à redondance minimale. Cela démontre que la configuration à redondance minimale n'offre pas nécessairement le meilleur diagramme de rayonnement.

Armés de ces deux succès, on peut être confiant en s'attaquant au problème plus général de trouver la pondération et configuration optimales simultanément. Afin d'illustrer que d'autres restrictions peuvent facilement être incorporés à la solution, nous avons ajouté le critère que l'antenne soit moins d'une certaine longueur. C'est une restriction communément rencontrée lorsque l'on fait les plans d'une antenne, à cause de

l'espace souvent restreint. On peut voir dans la figure 4 les diagrammes de rayonnement pour des valeurs de S_L de -10, -15, et -20 dB pour une antenne de 14 capteurs ayant une longueur maximale de 20λ . La figure 5 montre les configurations d'antennes correspondantes. Pour des valeurs de S_L de -15 et -20 dB, les solutions ne se servent pas de tout l'espace disponible.

IV. DISCUSSION

La recuite simulée s'est montrée une approche efficace pour résoudre le problème difficile d'optimisation d'antennes. Nous avons démontré la fiabilité de la méthode en reproduisant la pondération de Dolph-Tchebichev pour une antenne uniformément distribuée, et la configuration à redondance minimale pour une antenne non-pondérée. Nous avons ensuite appliqué la recuite simulée au problème plus difficile trouver une pondération et configuration d'antenne simultanément, avec la restriction supplémentaire que l'antenne ait moins d'une certaine longueur. Il devrait maintenant être apparent au lecteur que la méthode de recuite simulée est capable de résoudre un assortiment de problèmes encore plus large que ceux décrit ci-haut. On pourrait ajouter presque n'importe lequel critère à l'expression du coût, et des restrictions de toutes sortes peuvent être incorporés durant la génération des solutions candidates. De plus, la méthode n'est pas restreinte à une onde plane arrivant sur une antenne linéaire. On pourrait optimiser une antenne vis-à-vis d'autres types de sources, bruits ambiants, interférences, et conditions de propagation. Par exemple, Huston [8] s'est servi de la recuite simulée pour trouver la configuration optimale des capteurs pour une antenne verticale non-pondérée dans un guide d'onde, avec une méthode de champs appareillés de type Bartlett. On pourrait aussi se servir de cette méthode pour optimiser une antenne plane ou même volumétrique.

La clef pour l'application efficace de la recuite simulée est d'optimiser l'évaluation du coût. Par exemple, il est souvent possible de recycler le calcul du coût associé avec le dernier ensemble de paramètres, et de ne recalculer que la différence due au changement d'un seul paramètre. Nous avons été capable de faire cela dans le cas rapporté dans cet article, parce que nous avons pu exprimer la puissance de sortie comme le produit de deux sommes (4). En changeant la valeur de l'un des Z_k seulement, on peut se réserver des sommes dans (4), après les avoir corrigés par la différence due au changement dans la somme. Nous nous sommes aussi servi de tables pré-calculées pour les fonctions transcendentes. Cette implémentation nous a permis de trouver une solution pour l'antenne de 14 capteurs dans la figure 5 en quelques minutes seulement sur notre ordinateur allant à 30 Mo.

REFERENCES

- [1] Dolph, C.L., "A current distribution for broadside arrays which optimizes the relationship between beamwidth and side-lobe level," *Proc. Inst. Radio Engrs.*, **34**, 335-348, (1946).
- [2] Moffet, A.T., "Minimum-redundancy linear arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, **16**, 172-175, (1968).
- [3] Leech, J., "On the representation of 1, 2, ..., n by differences," *J. London Math. Soc.*, **31**, 160-169, (1956).

- [4] Kirkpatrick, S., "Optimization by simulated annealing: quantitative studies", *Journal of Statistical Physics*, **34**, Nos 5/6, 975-986 (1984).
- [5] Kirkpatrick, S., Gelatt, C.D.Jr., and Vecchi, M.P., "Optimization by simulated annealing", *Sciences*, **220**, 671-680 (1983).
- [6] Metropolis, N., Rosenbluth, A., Rosenbluth, M., Teller, A. and Teller, E., *J. Chem. Phys.* **21**, 1087-1092, (1953).
- [7] Vetterling, W.T., Press, W.H., Teukolsky, S.A., and Flannery, B.P. *Numerical Recipes*, Cambridge Univ. Press, (1992).
- [8] Huston, R.D., "Optimal array configurations for a Bartlett beamformer in an Arctic environment," *J. Acoust. Soc. Am.* **93**, (4), Pt. 2, 2419, (1993).

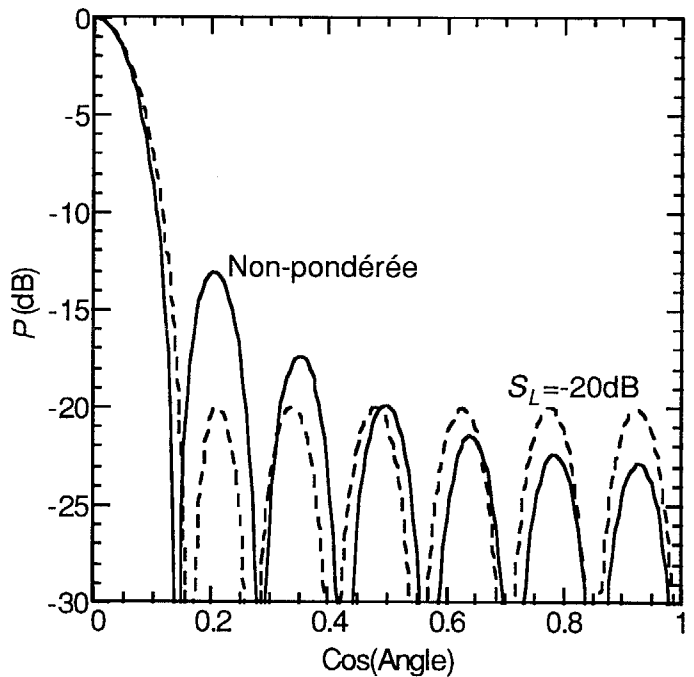


Figure 2 Diagramme de rayonnement pour deux antennes de 14 capteurs à espacement constant, une sans pondération, et l'autre avec pondération optimale pour $S_L = -20$ dB. La pondération Dolph-Tchebichev et la solution trouvée par la recuite simulée se chevauchent totalement.

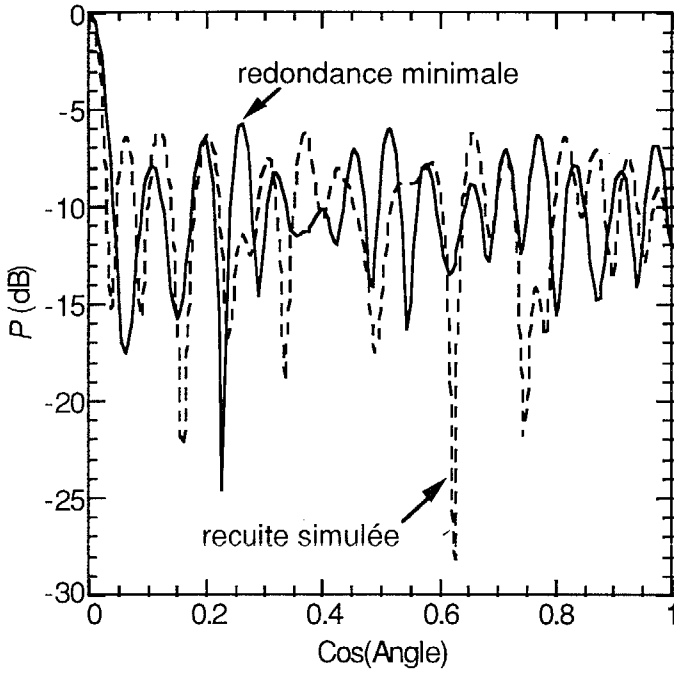


Figure 3 Diagramme de rayonnement pour une antenne non pondérée comptant 8 capteurs dans une configuration à redondance minimale et pour la solution trouvée par la méthode de recuite simulée avec le coût (6) et $S_L = -6\text{dB}$.

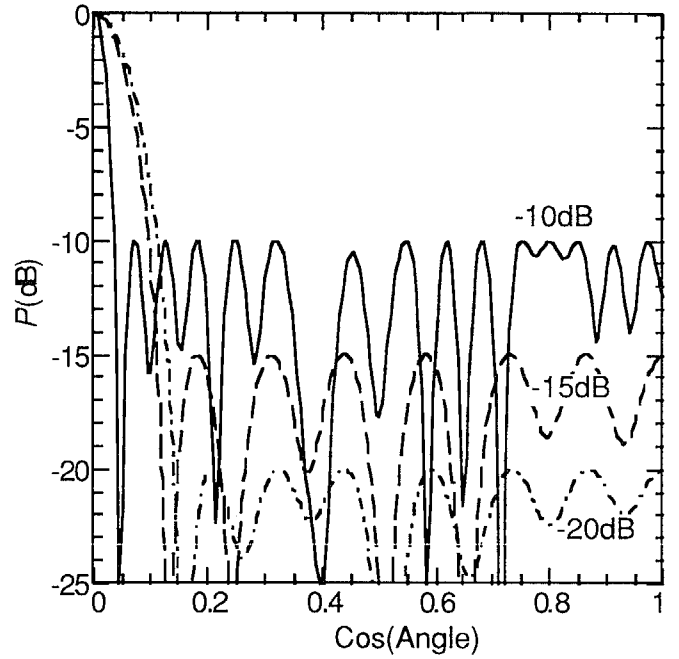


Figure 4 Digramme de rayonnement pour des valeurs de S_L de -10, -15, et -20 dB pour une antenne ayant 14 capteurs et une longueur maximale de 20λ , dont les configurations ont été trouvées par la méthode de recuite simulée.

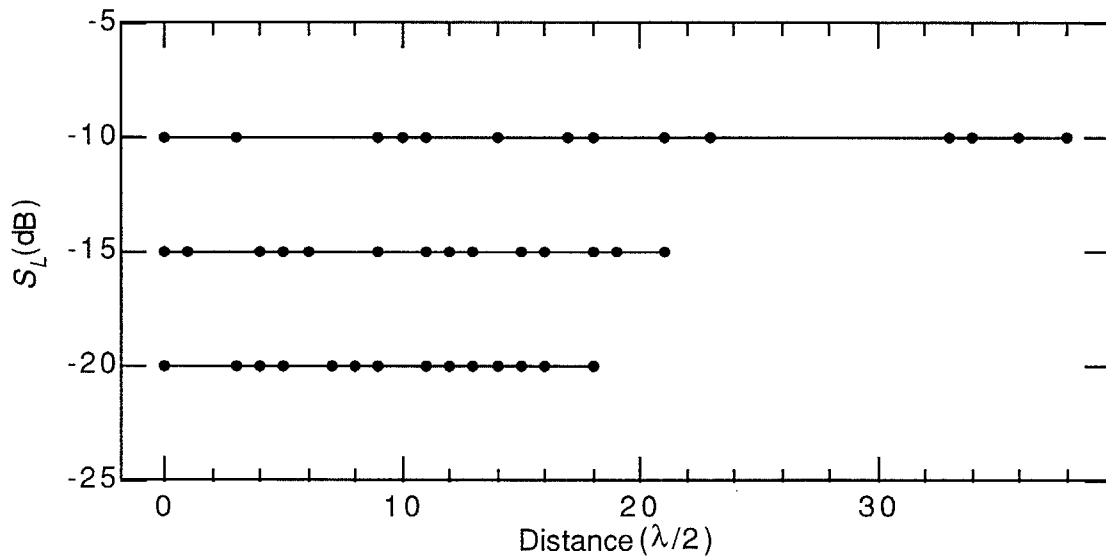


Figure 5 Configuration d'antenne pour des valeurs de S_L de -10, -15, et -20 dB pour une antenne ayant 14 capteurs et une longueur maximale de 20λ , dont les configurations ont été trouvées par la méthode de recuite simulée.