



HAL
open science

Modélisation et analyse d'oscillateurs couplés appliqués à la commande d'antennes réseau 1-D

Nidaa Y. Tohmé, David Cordeau, Jean-Marie Paillot, Patrick Ribardière,
Sebastien Cauet

► To cite this version:

Nidaa Y. Tohmé, David Cordeau, Jean-Marie Paillot, Patrick Ribardière, Sebastien Cauet. Modélisation et analyse d'oscillateurs couplés appliqués à la commande d'antennes réseau 1-D. Journées Nationales Microondes, 2007, Toulouse, France. pp.122. hal-00683449

HAL Id: hal-00683449

<https://hal.science/hal-00683449>

Submitted on 30 Mar 2012

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Modélisation et analyse d'oscillateurs couplés appliqués à la commande d'antennes réseau 1-D

Nidaa Y. Tohmé, David Cordeau, Jean-Marie Paillot, Patrick Ribardière, Sébastien Cauet

LAIH, EA 1219, Université de Poitiers, IUT- 4, avenue de Varsovie 16021 Angoulême, France

jmpaillot@iutang.univ-poitiers.fr

I. Introduction

Dans des domaines tels que la défense et les transports, et pour des applications de type radars et télécommunications, l'orientation du diagramme de rayonnement d'une antenne réseau est largement répandue. Cette orientation s'effectue par une commande de la phase injectée sur chacun des éléments rayonnants qui constitue le réseau. Plusieurs solutions relativement complexes ont été exploitées. Les plus communes utilisent soit des déphaseurs associés à chacun des éléments rayonnants, soit des PLL couplées [1], ou encore un oscillateur poly-phase associé à des multiplexeurs [2].

La solution présentée dans cet article utilise des VCOs qui ont à l'origine des fréquences d'oscillation libres différentes et qui se synchronisent grâce à des circuits de couplage. En régime établi, R. York a démontré la possibilité de contrôler les phases relatives injectées sur des éléments rayonnants en ajustant les fréquences libres des VCOs [3]. Notre objectif était d'élaborer un outil de CAO permettant d'obtenir très rapidement une première approche des domaines de synchronisation de ces oscillateurs.

Une modélisation fréquentielle, basée sur les travaux de K. Kurokawa [4], de deux oscillateurs non-linéaires couplés par un circuit de type RLC en série a été implantée sous MATLAB. Les résultats obtenus ont été comparés avec ceux du logiciel ADS de la société Agilent. L'avantage de cet outil de conception est d'obtenir extrêmement rapidement les différentes zones de fonctionnement des oscillateurs.

II. Synchronisation

II.1. Principe des oscillateurs couplés

Supposons dans un premier temps deux oscillateurs couplés par un circuit de couplage de type RLC en série avec une fréquence de résonance notée f_{oc} (Figure 1). Les pulsations libres des oscillateurs 1 et 2 sont ω_{o1} et ω_{o2} , respectivement. Les sources de courants non-linéaires sont décrites par des modèles de Van der Pol : $i(v) = -a_1.v + a_3.v^3$, comme le montre la figure 2.

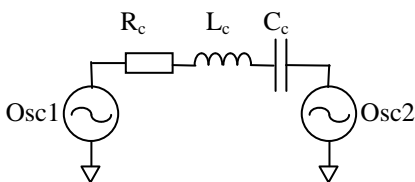


Fig.1: Deux oscillateurs couplés

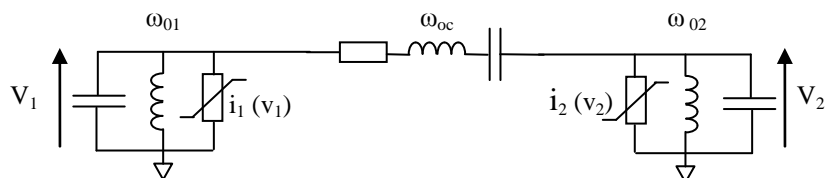


Fig.2: Deux oscillateurs couplés modélisés par des circuits de Van der Pol

Ce circuit est caractérisé par les paramètres suivants:

- A_1 : module de l'amplitude de la tension V_1 aux bornes de l'oscillateur 1
- A_2 : module de l'amplitude de la tension V_2 aux bornes de l'oscillateur 2
- ω_a : largeur de la bande de fréquence des oscillateurs
- ω_{oc} : largeur de la bande de fréquence du circuit de couplage
- $\lambda_0 = 1/G_0R_c$: constante du couplage, avec :

- R_c : résistance du circuit de couplage
- G_0 : conductance non linéaire des oscillateurs à une tension nulle
- $\Delta\omega_{01} = \omega_{01} - \omega_{0c}$: désaccord entre la pulsation libre de l'osc.1 et la pulsation de résonance du circuit de couplage
- $\Delta\omega_{02} = \omega_{02} - \omega_{0c}$: désaccord entre la pulsation libre de l'osc.2 et la pulsation de résonance du circuit de couplage
- $\Delta\omega_c = \omega - \omega_{0c}$: désaccord entre la pulsation de synchronisation et la pulsation de résonance du circuit de couplage

Les inconnues étant les modules des amplitudes A_1 et A_2 des tensions V_1 et V_2 aux bornes des deux oscillateurs, le déphasage $\Delta\theta$ entre elles, ainsi que le désaccord $\Delta\omega_c$ entre la pulsation de synchronisation du système et la pulsation de résonance du circuit de couplage. Ainsi, partant de trois fréquences de résonance quelconques, l'objectif est de déterminer des valeurs de ces fréquences permettant la synchronisation de ces deux oscillateurs.

Basé sur l'approximation de la fonction de transfert autour de la fréquence de travail mise en œuvre par Kurokawa dans [4], et partant des équations reliant le courant de couplage I_c aux tensions V_1 et V_2 aux bornes des oscillateurs par le biais des admittances des deux oscillateurs et du circuit de couplage, $I_c = Y_1 V_1 = -Y_2 V_2 = -Y_c(V_1 - V_2)$, J. Lynch a présenté un système de quatre équations à quatre inconnues décrivant les états de synchronisation du circuit décrit ci-dessus [5]. Du fait du caractère trigonométrique et fortement non-linéaires de ces équations, rendant très difficile la résolution numérique de ces relations, il est proposé ici un nouveau système de trois équations à trois inconnues A_1 , A_2 et $\Delta\omega_c$, présenté ci-dessous :

$$A_1^2 \left[\left[1 - A_1^2 \left(1 + \left(\frac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}} \right)^2 \right) - \lambda_0 \right]^2 + \left[\frac{\Delta\omega_{01}}{\omega_a} \left(1 + \left(\frac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}} \right)^2 \right) + \frac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}} \left(\lambda_0 - \frac{\omega_{ac}}{\omega_a} \right) - \left(\frac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}} \right)^3 \frac{\omega_{ac}}{\omega_a} \right]^2 \right] - A_2^2 \lambda_0^2 \left(1 + \left(\frac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}} \right)^2 \right) = 0 \quad (1)$$

$$A_2^2 \left[\left[1 - A_2^2 \left(1 + \left(\frac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}} \right)^2 \right) - \lambda_0 \right]^2 + \left[\frac{\Delta\omega_{02}}{\omega_a} \left(1 + \left(\frac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}} \right)^2 \right) + \frac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}} \left(\lambda_0 - \frac{\omega_{ac}}{\omega_a} \right) - \left(\frac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}} \right)^3 \frac{\omega_{ac}}{\omega_a} \right]^2 \right] - A_1^2 \lambda_0^2 \left(1 + \left(\frac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}} \right)^2 \right) = 0 \quad (2)$$

$$\left[1 - \lambda_0 - A_1^2 - \frac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}} \cdot \frac{\Delta\omega_{01}}{\omega_a} + \left(\frac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}} \right)^2 \frac{\omega_{ac}}{\omega_a} \right] \cdot \left[\frac{\Delta\omega_{02}}{\omega_a} + \frac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}} \left(1 - A_2^2 - \frac{\omega_{ac}}{\omega_a} \right) \right] + \left[1 - \lambda_0 - A_2^2 - \frac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}} \cdot \frac{\Delta\omega_{02}}{\omega_a} + \left(\frac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}} \right)^2 \frac{\omega_{ac}}{\omega_a} \right] \cdot \left[\frac{\Delta\omega_{01}}{\omega_a} + \frac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}} \left(1 - A_1^2 - \frac{\omega_{ac}}{\omega_a} \right) \right] = 0 \quad (3)$$

Les solutions à ces trois équations sont ensuite utilisées pour calculer la valeur du déphasage qui leur correspond:

$$\Delta\phi = -\arctan \left[\frac{\frac{\Delta\omega_{02}}{\omega_a} + \frac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}} \left(1 - A_2^2 - \frac{\omega_{ac}}{\omega_a} \right)}{1 - \lambda_0 - A_2^2 - \frac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}} \cdot \frac{\Delta\omega_{02}}{\omega_a} + \left(\frac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}} \right)^2 \cdot \frac{\omega_{ac}}{\omega_a}} \right] \quad (4)$$

II.2. Simulations et résultats

Ce système d'équations a été implémenté sous MATLAB, de façon à élaborer un outil de CAO permettant d'obtenir, très rapidement, les courbes décrivant les variations des modules des amplitudes A_1 et A_2 des tensions V_1 et V_2 et le déphasage $\Delta\theta$ entre elles, en fonction des désaccords entre les pulsations libres des oscillateurs et la pulsation de résonance du circuit de couplage, $\Delta\omega_{01}$ et $\Delta\omega_{02}$.

Pour illustrer ces résultats, deux exemples, avec un couplage bande étroite et puis large bande, sont respectivement présentés sur les figures 3 et 4. Ces courbes décrivent, respectivement, le déphasage $\Delta\theta$ entre V_1 et V_2 , et leurs amplitudes A_1 et A_2 en fonction des désaccords. Les bandes de fréquences f_a des deux oscillateurs sont prises identiques et de l'ordre de 400 MHz. Dans les deux cas, la fréquence de synchronisation est choisie égale à 2 GHz. Il est à noter d'une part la symétrie des figures à l'intérieur de chacun des quadrants et la différence des formes suivant la sélectivité du circuit de couplage. Pour nos travaux, l'intérêt de disposer de ce type de courbes de façon extrêmement rapide est très important car il est ainsi possible de déterminer l'ensemble des paramètres constituant le réseau d'oscillateurs qui permettra d'obtenir la différence de phase voulue.

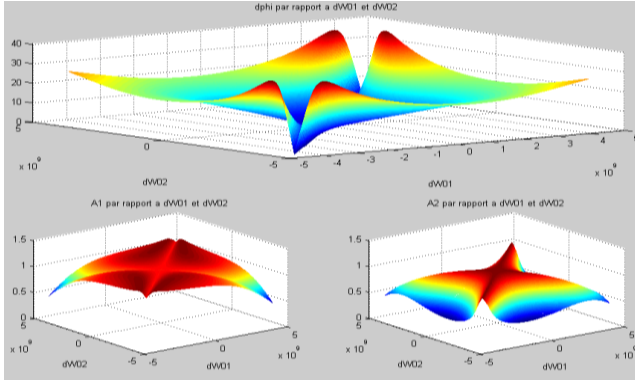


Fig.3: $\Delta\theta$, A_1 et A_2 stables en fonction de $\Delta\omega_{01}$ et $\Delta\omega_{02}$ pour un couplage bande étroite.

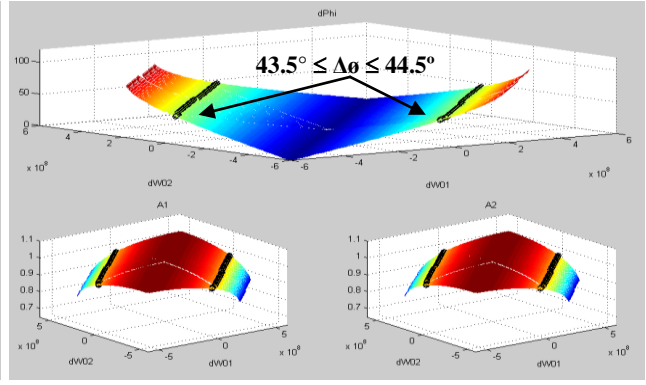


Fig.4: $\Delta\theta$, A_1 et A_2 stables en fonction de $\Delta\omega_{01}$ et $\Delta\omega_{02}$ pour un couplage large bande. Les zones en noir correspondent à $43.5^\circ \leq \Delta\theta \leq 44.5^\circ$

Appliquons ces résultats à la commande d'antennes réseau, dans ces conditions, la relation entre la direction de rayonnement désirée θ d'une antenne réseau et le déphasage $\Delta\theta$ à imposer entre les oscillateurs contrôlant chacune des antennes élémentaires constituant le réseau est: $\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta_0$, où λ est la longueur d'onde et d est la distance séparant deux antennes adjacentes. De façon à obtenir un dépointage maximum, il faut pouvoir disposer d'un déphasage entre alimentations des antennes le plus important possible. Par conséquent, le cas du couplage large bande sera retenu pour la suite de l'article.

A titre d'exemple, pour qu'une antenne réseau rayonne dans une direction θ de 14° , le déphasage $\Delta\theta$ à imposer entre les oscillateurs commandant les antennes élémentaires doit être égale à 44° . Les zones en noir sur les courbes de la figure 4 représentent les valeurs du déphasage $\Delta\theta$ comprises entre 43.5° et 44.5° , ainsi que les modules des amplitudes A_1 et A_2 correspondantes. Alors, pour assurer la valeur désirée de direction de rayonnement, il suffit maintenant de choisir des valeurs de $\Delta\omega_{01}$ et $\Delta\omega_{02}$, et donc de ω_{01} , ω_{02} et ω_{0c} , qui fournissent une valeur de déphasage appartenant à cette zone. Pour cet exemple, soit 44° de déphasage, les valeurs des fréquences libres des oscillateurs et du circuit de couplage capables de fournir un tel déphasage sont $f_{01}=1.956$ GHz, $f_{02}=2.043$ GHz et $f_{0c}=1.998$ GHz.

Il est utile de noter que la stabilité des solutions fournies par cet outil est étudiée par l'intermédiaire des valeurs propres, en perturbant le système et en examinant si ces perturbations s'accroissent ou décroissent dans le temps.

Pour vérifier la fiabilité de cet outil de CAO, les résultats fournis sont comparés avec ceux calculés, en régime transitoire, par le logiciel ADS de la société Agilent et présentés sur la figure 5. Comme le montre clairement la table 1, cet outil d'analyse du couplage entre oscillateurs assure des résultats conformes avec ceux d'ADS avec un temps d'analyse extrêmement court. Il permet ainsi, au concepteur de disposer d'une « cartographie » complète des zones de synchronisation.

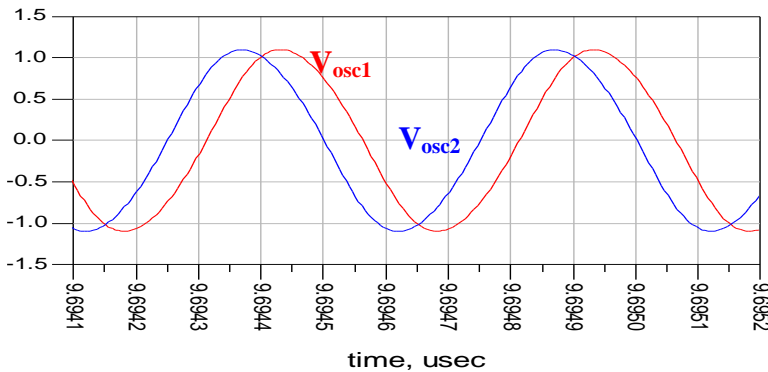


Fig.5: Formes d'ondes des tensions V_1 et V_2 synchronisées fournies par ADS en simulation transitoire

| | Outil MATLAB | ADS |
|--------------------|--------------|-------------|
| F_{synch} | 1.99962 GHz | 1.99883 GHz |
| A_1 | 0.95161 V | 1.08692 V |
| A_2 | 0.95160 V | 1.08699 V |
| $\Delta\theta$ | 44.21878 ° | 44.64868 ° |

Table 1: Comparaison entre les résultats de simulation sous Matlab et ADS

III. Extension à quatre oscillateurs couplés

En couplant maintenant quatre de ces oscillateurs avec des circuits résonants RLC identiques aux précédents, comme présenté sur la figure 6b, on peut faire varier le déphasage entre deux oscillateurs adjacents en modifiant les fréquences des oscillateurs 1 et 4 seulement [6].

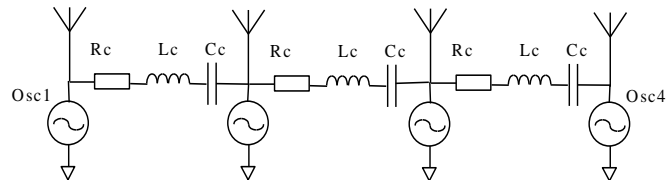


Fig.6 : Représentation électrique de 4 oscillateurs couplés alimentant un système d'antennes réseau à 4 éléments

Dans les mêmes conditions de simulation que celles utilisées pour l'exemple précédent avec deux oscillateurs couplés, et donc pour une synchronisation à 2 GHz avec une bande de fréquence des oscillateurs de 400 MHz, et un couplage large bande, la répartition des phases est de 50° , ce qui conduit à un dépointage θ de 16° . Les formes d'ondes délivrées par les quatre oscillateurs sont présentées sur la figure 7.

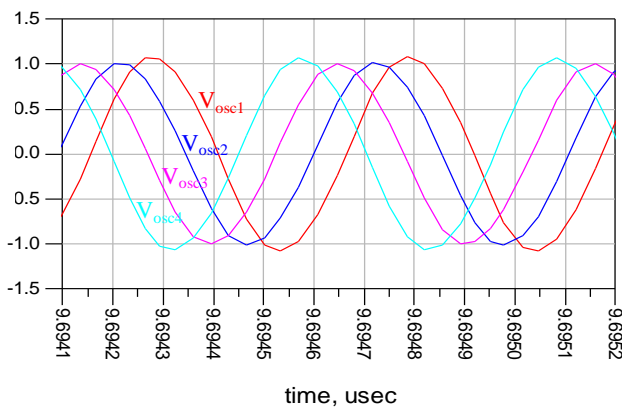


Fig.7 : Formes d'ondes délivrées par les 4 oscillateurs

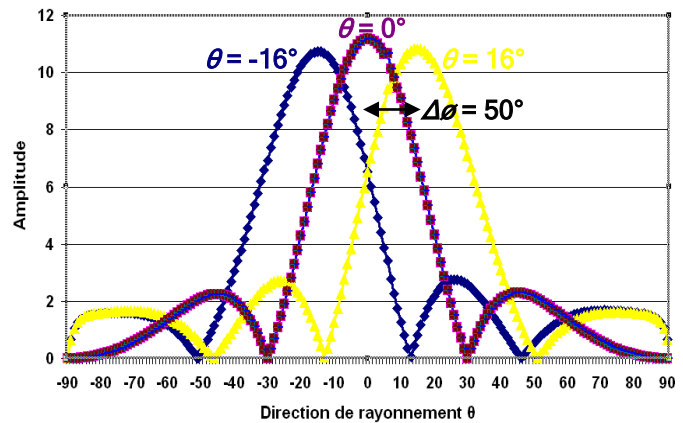


Fig.8 : Amplitude du champ rayonné et direction de rayonnement par rapport à $\Delta\theta$

De par la nature du couplage, le déphasage et donc le dépointage réalisable avec cette architecture est limité. Cependant, le fait de présenter un réglage pouvant varier de façon continue constitue un avantage important dans le suivi ou l'optimisation d'une liaison radio.

IV. Conclusion

Ce papier montre les résultats d'analyse obtenus par un outil de CAO capable de donner le comportement d'oscillateurs couplés par un circuit résonant. Ces résultats sont conformes avec ceux fournis par le logiciel ADS de la société Agilent. Par la suite, ce travail sera généralisable à un nombre N de circuits oscillants pour commander les différentes phases à injecter sur les N éléments constituant une antenne réseau.

- [1] P.F. Maccarini, J. Buckwalter, R.A. York, « *Coupled Phase-Locked Loop Arrays for Beam Steering* », Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International, Vol. 3, Issue 8-13 June 2003, pp. 1689-1692.
- [2] X. Guan, H. Hashemi, A. Hajimiri, « *A Fully Integrated 24-GHz Eight-Element Phased-Array Receiver in Silicon* », IEEE Journal of solid-state circuits, 39(12):2311–2320, December 2004.
- [3] R.A. York, P.F. Maccarini, J. Buckwalter « *Synchronization of oscillating systems for microwave antennas and RF electronics* », Proceedings of the 7th Experimental Chaos Conference, Vol. 676, August 2003, pp. 15-25.K.
- [4] Kurokawa, « *Injection locking of microwave solid-state oscillators* », Proceedings of the IEEE, Vol.61, No.10, October 1973, pp. 1386-1410.
- [5] J.J. Lynch, R.A. York, « *Synchronization of Oscillators Coupled Through Narrow-Band Networks* », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.49, No.2, February 2001, pp. 237-249.
- [6] P. Liao, R.A. York, « *A New Phase-Shifterless Beam-Scanning Technique Using Arrays of Coupled Oscillators* », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.41, No.10, October 1993, pp. 1810-1815.