



**HAL**  
open science

# Analyse Modale de l'Auto-Entrelacement de Porteuses par Approche Numérique Itérative

Miguel Mannes Hillesheim, Marc Cousineau, Guillaume Gateau

► **To cite this version:**

Miguel Mannes Hillesheim, Marc Cousineau, Guillaume Gateau. Analyse Modale de l'Auto-Entrelacement de Porteuses par Approche Numérique Itérative. Symposium de Génie Electrique, Université de Lorraine [UL], Jul 2018, Nancy, France. hal-02981820

**HAL Id: hal-02981820**

**<https://hal.science/hal-02981820>**

Submitted on 28 Oct 2020

**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.

# Analyse Modale de l'Auto-Entrelacement de Porteuses par Approche Numérique Itérative

Miguel MANNES HILLESHEIM, Marc COUSINEAU, Guillaume GATEAU  
LAPLACE, Université de Toulouse, CNRS, Toulouse, France.

**RESUME** – La commande modulaire de convertisseurs multicellulaires est une alternative aux techniques de commande usuelles. Des techniques d'entrelacement modulaires, appelés auto-entrelacement, ont été proposées dans la littérature et mises en œuvre dans des applications concrètes. Cependant, l'étude théorique de ce dispositif rebouclé n'a pas encore été menée. Cet article présente un modèle théorique comportemental dans un espace discrétisé pour un dispositif d'auto-entrelacement implémenté de façon numérique. Cette étude permet de donner les conditions de stabilité de l'auto-entrelacement en fonction des paramètres de l'application choisie. Une technique de décomposition modale permet de dissocier les divers types de réponses différentielles et d'observer leur évolution temporelle. Le système est inconditionnellement stable lorsque tous les modes différentiels sont correctement atténués.

**Mots-clés** — Commande de convertisseurs multicellulaires, Commande décentralisée, Auto-entrelacement, Décomposition modale, Modes différentiels.

## 1. INTRODUCTION

De nos jours, les convertisseurs multicellulaires sont abondamment utilisés pour permettre d'atteindre des meilleures performances en termes de rendement, de densité de puissance et de réponses dynamiques à des transitoires de charge extrêmement rapides. Ils sont utilisés pour des applications faibles et fortes puissances, dans des fonctions onduleur, redresseur et conversion DC-DC directe isolé ou non-isolé. Leur usage complexifie la commande dû au grand nombre de cellules à piloter, atteignant 14 ou 16 dans les applications VRM (Voltage Regulator Module) et même plusieurs centaines dans le cas des convertisseurs HVDC de type STATCOM ou MMC.

De nombreuses approches innovantes pour décentraliser la commande ont été élaborées pour des applications VRM [1] [2] ainsi que pour la parallélisation [3] et pour la mise en cascade [4] massive de cellules de découpage. Elles sont appliquées pour la régulation des grandeurs caractéristiques de sortie [2] [3] [5] [6], pour l'équilibrage des courants d'inductance (par *shared wire* [1] ou par comparaisons locales [5] [6] [7] [8]) et pour l'entrelacement des signaux MLI (par propagation d'un délai fixe ou ajustable [2] ou par auto-entrelacement en version analogique [8] [9] et numérique [10] [11]).

Afin d'éviter de centraliser une commande complexe, les méthodes modulaires permettent d'associer entre eux des éléments de contrôle plus simples. La gestion et le contrôle de micro réseaux dans les Smartgrid suit ce principe. La méthode de contrôle utilisée est appelée en général « méthode de consensus » [12] ou « contrôle coopératif » [13]. Ce principe est

utilisé notamment pour la régulation de la tension de bus et la répartition des puissances fournies par les différentes sources.

Parmi toutes les configurations de communication possibles, la chaîne circulaire, Fig. 1, optimise la redondance avec un nombre moindre de connexions [13], seulement deux par élément, et elle est théoriquement extensible à un nombre infini d'éléments.

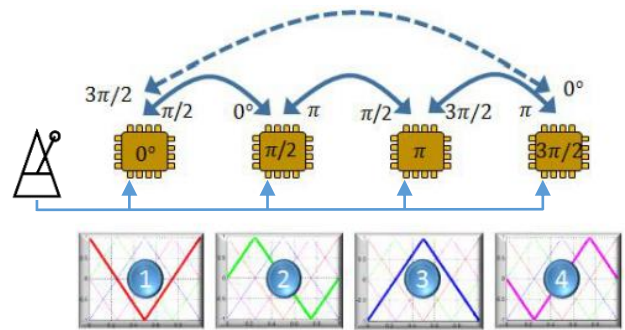


Fig. 1 – Configuration chaîne circulaire.

La problématique liée à l'auto-entrelacement est due à la multiplicité de variables à gérer et leurs couplages. Les positions des porteuses sont des variables d'état et doivent être étudiées tous ensembles. Plusieurs modes d'excitation, modes différentiels ou mode commun, sont possibles. Dès lors, la stabilité du dispositif d'auto-entrelacement doit être analysée avec soin pour les cas de démarrage et de reconfiguration.

Cet article fournit une étude analytique exhaustive d'un système d'auto-entrelacement numérique itératif à coefficient de convergence ajustable  $\alpha$ , compris entre 0 et 1, permettant de garantir la stabilité des divers modes d'excitation possibles.

Dans la section 2, le principe de l'auto-entrelacement des porteuses par une méthode numérique est rappelé puis un modèle analytique discret est développé. Dans la section 3, la décomposition modale du modèle analytique est présentée ainsi que l'analyse de stabilité du dispositif complet. L'analyse de la réponse transitoire est réalisée par simulation à la section 4 et l'étude de démarrage et reconfiguration sont faites à la section 5. La même étude des sections précédentes est réalisée à la section 6 pour le cas avec une position de phase fixe.

## 2. AUTO-ENTRELACEMENT ET MODELE ANALYTIQUE DISCRET

Dans le système d'auto-entrelacement numérique itératif décrit dans [10], les modules s'échangent leur position de phase par rapport à une horloge globale à la fréquence de découpage des cellules de commutation. L'horloge globale de

synchronisation est utilisée comme position de phase de référence. L'évolution de la position de phase est illustrée par la Fig. 2. Une itération est faite une fois que toutes les positions de phase ont été mises à jour. Ainsi toutes les itérations sont considérées synchrones pour la modélisation.

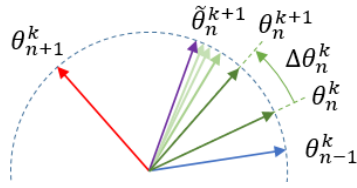


Fig. 2 – Correction de phase itérative.

Les valeurs  $\theta_{n-1}^k$  et  $\theta_{n+1}^k$  illustrent les positions des phases voisines et  $\theta_n^k$  est la phase locale à l'instant  $k$ . La position cible pour l'instant  $k+1$  du  $n$ -ième module  $\tilde{\theta}_n^{k+1}$  est la moyenne des phases voisines évaluée par l'équation (1).  $\varepsilon_{\theta n}^k$  est l'erreur de phase locale évaluée par l'équation (2).  $\Delta\theta_n^k$  est la correction appliquée pour l'itération  $k+1$  par l'équation (3) dont  $\alpha$  est un facteur de convergence. L'équation (4) donne la position de la phase obtenue du  $n$ -ième module  $\theta_n^{k+1}$  à l'itération  $k+1$ .

$$\tilde{\theta}_n^{k+1} = 0,5 (\theta_{n-1}^k + \theta_{n+1}^k) \quad (1)$$

$$\varepsilon_{\theta n}^k = \tilde{\theta}_n^{k+1} - \theta_n^k \quad (2)$$

$$\Delta\theta_n^k = \alpha \varepsilon_{\theta n}^k \quad (3)$$

$$\theta_n^{k+1} = \theta_n^k + \Delta\theta_n^k \quad (4)$$

Un schéma bloc équivalent de contrôle de position d'une phase est présenté sur la Fig. 3.

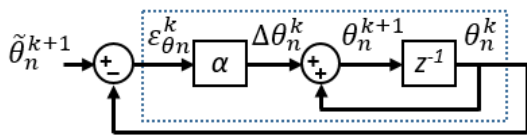


Fig. 3 – Schéma bloc équivalent de contrôle de position d'une phase.

Néanmoins, comme la variable  $\tilde{\theta}_n^{k+1}$  varie rapidement, l'étude du dispositif par des boucles locales simples n'est pas envisageable. Cela requiert donc une représentation sous forme matricielle de tout l'ensemble des blocs communicants, vu sur la Fig. 4, permettant alors d'étudier la dynamique complète du système.

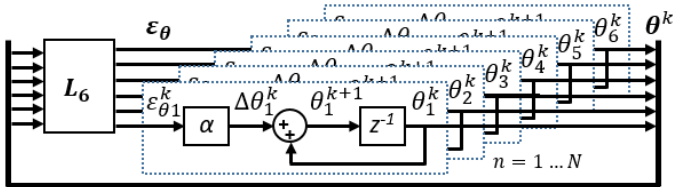


Fig. 4 – Représentation matricielle du système complet.

La variable  $\theta$  est une matrice colonne (en gras dans les équations) contenant les positions de phase, de  $\theta_1$  jusqu'à  $\theta_n$ , et  $\varepsilon_\theta$  est une matrice colonne avec les erreurs locales illustré par l'équation (5). La matrice  $L$  permet de calculer les termes liés aux erreurs de position  $\varepsilon_\theta$ . L'équation (6) représente la

dynamique du système, dont la  $F$  est la matrice d'état exprimée par l'équation (7) et  $F^k$  est la  $k$ -ième puissance de la matrice  $F$ .

$$\varepsilon_\theta^k = \tilde{\theta}^{k+1} - \theta^k = L \theta^k \quad (5)$$

$$\theta^{k+1} = \theta^k + \alpha \varepsilon_\theta^k = F \theta^k = F^k \theta^0 \quad (6)$$

$$F = I + \alpha L \quad (7)$$

La matrice  $L$  pour le cas où le nombre de module  $N$  est égal à 6 est illustrée par l'équation (8), elle est carré d'ordre  $N$  et composée d'une diagonale unitaire négative entourée par des facteurs  $0,5$ .

$$L_6 = \begin{bmatrix} -1 & 0,5 & 0 & 0 & 0 & 0,5 \\ 0,5 & -1 & 0,5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,5 & -1 & 0,5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,5 & -1 & 0,5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,5 & -1 & 0,5 \\ 0,5 & 0 & 0 & 0 & 0,5 & -1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

L'étude de la matrice  $F$  permettra de déterminer la stabilité du système.

### 3. DECOMPOSITION MODALE ET ANALYSE DE STABILITE

La décomposition modale est accomplie par diagonalisation de la matrice  $F$  illustrée par l'équation (9), dont  $V$  est la matrice de transformation (vecteurs propres) et  $\Lambda_F$  est une matrice diagonale des valeurs propres de  $F$ . Les valeurs propres de  $F$  sont notés  $\lambda_i$ .

$$F = V \Lambda_F V^{-1} \quad (9)$$

Du fait que  $F$  est réelle et symétrique,  $V^{-1}$  est égal à  $V^T$ . La matrice de diagonalisation est utilisée pour le changement de base exprimé par l'équation (10). Par le changement de base, la dynamique du système décrite sur (6) est réécrite sous forme modale par l'équation (11), dont  $\Lambda_F^k$  est la  $k$ -ième puissance de la matrice  $\Lambda_F$ . La réponse modale est équivalente à  $N$  réponses de premier ordre, sachant que la valeur propre est la valeur du pole discret.

$$\theta^* = V^{-1} \theta \quad (10)$$

$$\theta^{*k+1} = \Lambda_F \theta^{*k} = \Lambda_F^k \theta^{*0} \quad (11)$$

L'association des modules sous la forme de chaîne circulaire amène à un résultat singulier : l'espace propre de  $F$  est une application linéaire de la matrice de transformée de Fourier discrète (DFT) d'un signal de  $N$  échantillons. Plus précisément, la matrice de diagonalisation  $V^{-1}$  est une application linéaire de lignes de la matrice DFT. Ainsi, la multiplication de  $V^{-1}$  avec le vecteur  $\theta$  produit un équivalent de la DFT des positions de phase.

Du fait que  $F$  est réelle et symétrique, ses vecteurs propres sont réels et orthogonaux. Les vecteurs propres de  $F$  et leur décomposition spectrale sont représentés sur la Fig. 5. Chaque vecteur propre présente un nombre de cycles équivalent au numéro du mode en question. Les vecteurs propres des modes doubles sont en quadrature afin de garantir leur orthogonalité.

Grace aux propriétés des valeurs propres, il est possible de démontrer que les valeurs propres de  $F$  sont une combinaison linéaire des valeurs propres de  $L$ , illustré sur l'équation (12), dont  $I$  est la matrice identité.

$$\Lambda_F = I + \alpha \Lambda_L \quad (12)$$

Les valeurs propres de  $F$  sont alors une application linéaire des valeurs propres de  $L$  décalées d'une unité. Ainsi les modes ne peuvent pas être contrôlés indépendamment dans cette approche modulaire car la matrice de rebouclage  $L$  est imposée et un seul coefficient de réglage  $\alpha$  est utilisé pour l'ensemble des modules. L'utilisation de valeurs différentes  $\alpha$  invalide la démarche présentée ici.

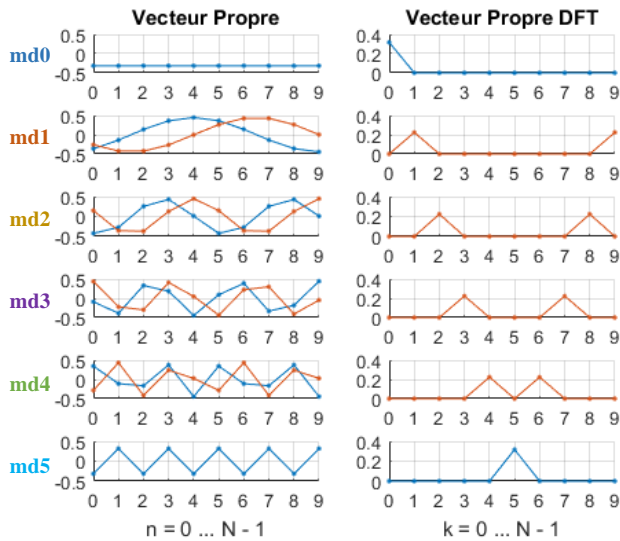


Fig. 5 – Vecteurs propres de  $F$  et leur décomposition spectrale.

La matrice  $L$  est fixe et ses valeurs propres sont connues pour une quantité donnée  $N$  de modules. De façon générale, du fait que  $L$  est symétrique, ses valeurs propres sont aussi réelles. En plus, il est possible d'affirmer par le théorème de Gerschgorin qu'ils sont compris entre  $-2$  et  $0$  inclus. En effet, les valeurs propres de  $L$  sont calculables à partir de l'équation (13) pour une valeur  $N$  quelconque.

$$\lambda_{Li} = \cos \frac{2\pi i}{N} - 1, \quad i = 0 \dots N - 1 \quad (13)$$

Les valeurs propres de  $F$  sont facilement évaluées en fonction de  $\alpha$  à partir de l'équation (12). La théorie des systèmes discrets établie que le système est stable si le module de toutes les valeurs propres modales est inférieur à 1. La valeur de  $\alpha$  est donc prise entre 0 et 1 pour assurer la stabilité de tous les modes.

Une valeur propre est réelle négative produit une réponse oscillante. Si la valeur propre vaut  $-1$ , ce mode oscille sans être atténué. Ce cas est atteint pour le dernier mode quand  $\alpha$  est égal à 1 et  $N$  est pair. Néanmoins, si  $N$  est impair, la valeur propre du dernier mode n'attend  $-1$  que si  $N$  tend vers l'infini. Ainsi, la limite de stabilité n'est pas atteinte pas dans le cas à  $N$  impair.

La détermination des valeurs propres modales permet également de régler la vitesse de convergence de l'auto-entrelacement. En effet, l'équation (11) est décomposée en  $N$  équations indépendantes dénotées sur (14).

$$\theta_i^{k+1} = \lambda_i \theta_i^k = \lambda_i^k \theta_i^0 \quad (14)$$

Chaque valeur propre est alors directement la valeur du pôle d'un système discret de premier ordre. A titre indicatif, la Fig. 6 montre les valeurs trouvées pour  $\alpha$  égal à  $0,764$ . Dans ce cas, le pôle du mode 3 est nul, ce qui permet d'atténuer ce mode dans

une seule période d'échantillonnage, produisant une réponse appelée réponse pile.

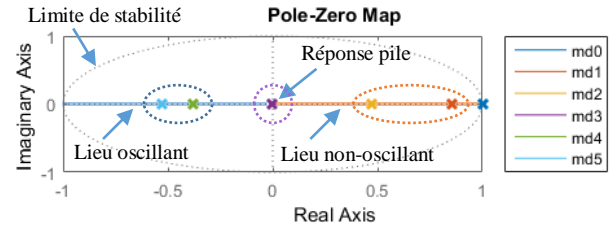


Fig. 6 – Lieux de poles/valeur propres discrets pour  $\alpha$  égal à  $0,764$ .

L'évolution des valeurs propres modales  $\lambda_i$  en fonction du facteur de convergence  $\alpha$  dans un cas où  $N$  vaut 10 est illustrée sur la Fig. 7. Dix droites sont révélées, dont 8 sont confondues deux à deux pour les modes de 1 à 4. Le mode 0 est le mode commun, unitaire toujours constant, et le cinquième et dernier mode n'est pas double car  $N$  est pair. Les valeurs propres réelles trouvées pour  $\alpha$  égal à  $0,764$  sont marquées avec des « x ».

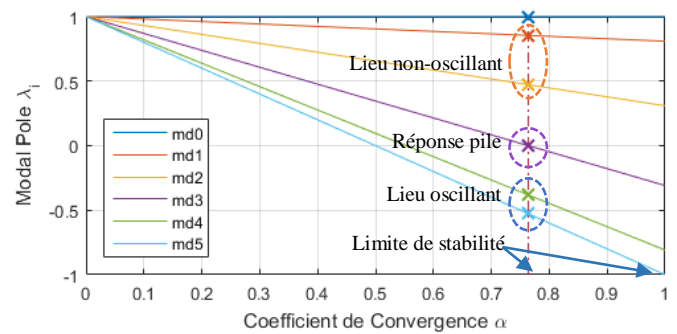


Fig. 7 – Valeurs propres de  $F$  en fonction de  $\alpha$  pour  $N$  égal à 10.

La figure montre le compromis relatif au choix de  $\alpha$ . L'augmentation de  $\alpha$  permet d'accélérer le mode 1, mais le mode 5 est ralenti et commence à osciller quand  $\alpha$  est supérieur à  $0,5$ .

#### 4. REPONSE TRANSITOIRE

Connaissant le modèle du système, il faut maintenant vérifier si son comportement dynamique est bien celui identifié. Dans la simulation réalisé, le système est démarré dans son état d'équilibre et chaque mode est excité individuellement l'un après l'autre, à partir du mode commun (md0) jusqu'au cinquième (md5). Ce test est représenté sur la Fig. 8. Fig. 8 (a) montre l'amplitude et l'instant où chaque excitation modale est appliquée. Fig. 8 (b) montre les formes d'onde des positions de phase. Elle permet d'observer la mise en place des excitations modales de façon séparées et successives. Les déviations apparues possèdent le format des vecteurs propres illustrés sur la Fig. 5, présentant le nombre de cycles du mode considéré. Fig. 8 (c) et (d) montrent l'erreur et l'erreur décomposée sous forme modale. Les erreurs sont calculées par rapport à la valeur finale des positions de phase.

Le système se comporte comme attendu. Le mode 0 (md0) se comporte comme un intégrateur pur, son pôle vaut 1. Les md1 et md2 se comportent comme des systèmes du premier ordre non oscillant (cercle orange dans la figure) car la valeur des pôles est réelle positive inférieure à 1. Le md3 élimine la perturbation en une seule itération (cercle violet) car la valeur du pôle est nulle.



Les md4 et md5 sont atténués en oscillant (cercle bleu) car la valeur de leur pôles est réelle négative supérieur à  $-1$ .

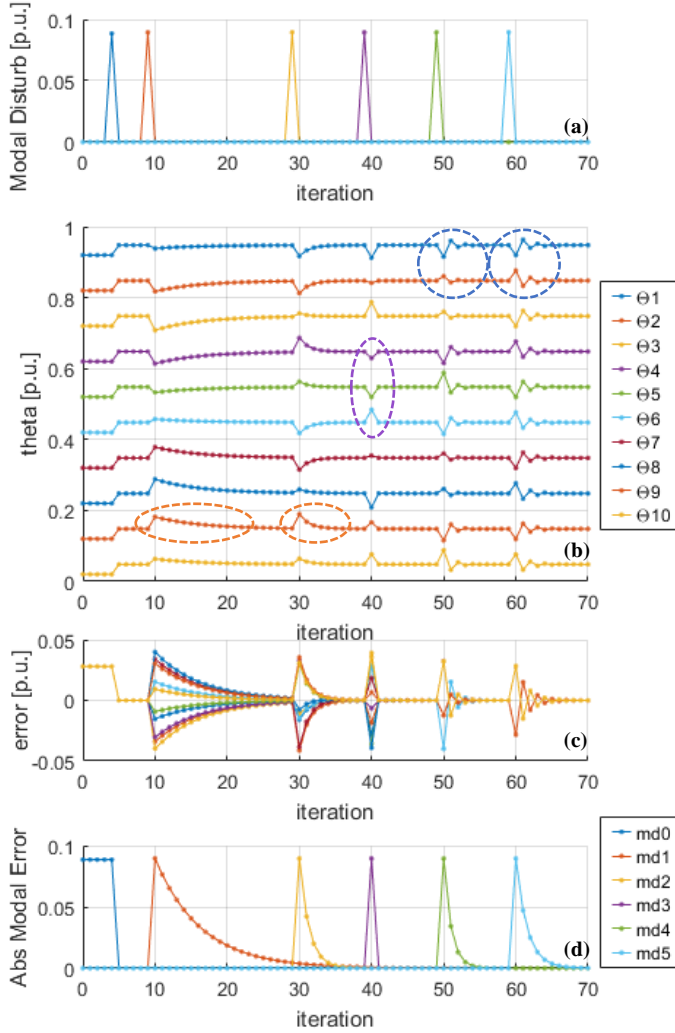


Fig. 8 – Test sur les excitations modales pour le cas  $\alpha = 0,764$ .

## 5. STRATEGIE DE DEMARRAGE ET RECONFIGURATION

Les simulations de démarrage et de reconfiguration illustrent des cas réels de fonctionnement de l'entrelacement modulaire.

### 5.1. Le Démarrage

Le cas du démarrage du système est un cas bien particulier. En effet, les porteuses ne sont pas entrelacées au départ et selon les configurations choisies (toutes les phases égales, l'une différente des autres, toutes différentes, etc...), tous les modes peuvent être excités ou seulement quelques-uns et la convergence vers l'entrelacement attendu doit être garantie. De plus, il faut garantir qu'un entrelacement erroné, équivalent par exemple à l'entrelacement d'un système avec  $N/2$  modules, ne se produit jamais.

Dans [10] le démarrage est réalisé avec l'angle d'un module en opposition de phase par rapport aux autres. Cela assure la convergence du système dans un état correctement entrelacé et il est générique quel que soit  $N$ . Le désavantage est qu'une forte composante modale lente est générée et que la vitesse de

convergence est dépendante de la présence de ce module décalé au démarrage.

Une solution optimisée est proposée pour réduire le mode le plus lent tout en garantissant la convergence. Elle consiste à avoir la moitié successive de modules qui commencent à la même position suivi par l'autre moitié successive de modules qui commencent en opposition de phase.

Le démarrage dans ces deux cas de figure est illustré sur la Fig. 9, le cas classique à gauche et le cas optimisé à droite.

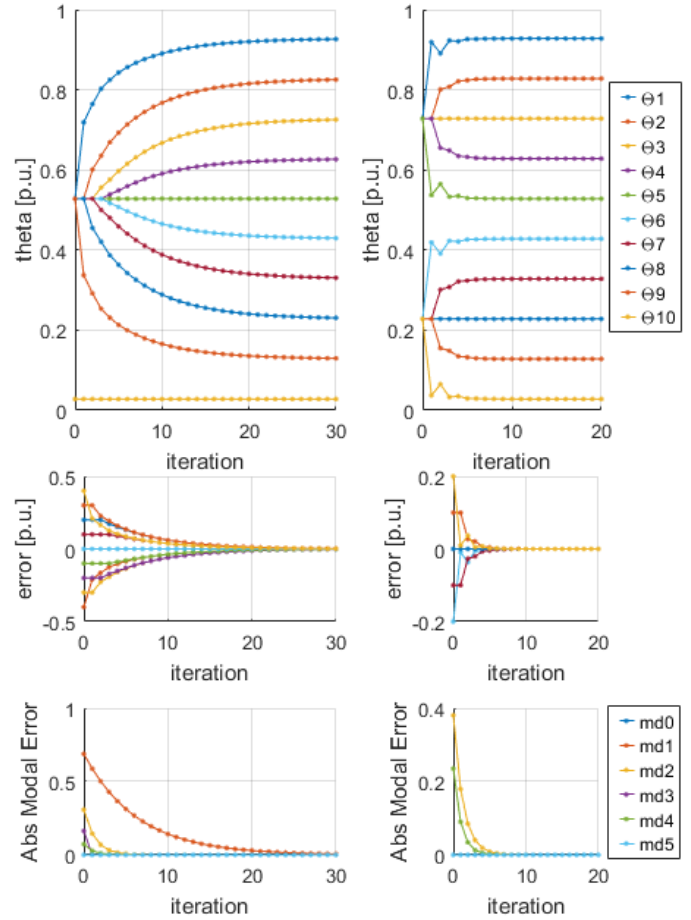


Fig. 9 – Simulation du démarrage, cas classique à gauche et cas optimisé à droite,  $N$  égal à 10 et  $\alpha$  égal à 0,764.

Pour le cas classique, le temps de convergence est lié directement au mode 1, le plus lent. Ainsi, la vitesse du système peut être évaluée, par exemple, par le nombre d'itérations nécessaires pour réduire la perturbation du mode le plus lent à 5%. L'équation (15) fournit, par l'évaluation de l'équation (11) pour le mode 1, le nombre d'itérations  $k$  lorsque l'amplitude ce mode est réduite à 5%. Dans cette application  $\lambda_1$  vaut 0,854, alors  $k_{5\%}$  est égal à 20.

$$k_{5\%} = \frac{\log(0,05)}{\log(\lambda_1)} + 1 \quad (15)$$

L'excitation du mode 1, le plus lent, est nulle dès le démarrage dans le cas optimisé, alors la convergence est plus rapide. L'équation (15) n'est donc pas valide dans le cas

optimisé. Par conséquent la réponse est liée aux autres modes plus rapides, dont la valeur évaluée est toujours le pire cas.

### 5.2. La reconfiguration

La reconfiguration est l'action de changement du nombre de modules actifs. Dès qu'un module est activé ou désactivé, le système évolue et est amené à une nouvelle disposition où tous les modules sont de nouveau correctement entrelacés. Cependant, un soin particulier est nécessaire au moment de l'ajout d'un module. Sa position ne peut pas être ni aléatoire ni nulle, par exemple. Il faut que la position de phase du module lors de son insertion soit proche des modules voisins, valeur moyenne ou égale à l'une des deux, sinon il y a un risque que le système converge dans un état d'entrelacement erroné, équivalent par exemple à l'entrelacement d'un système avec  $N/2$  modules.

Un module non actif est bypassé, mais a toujours accès à la position de phase de ses voisins actifs. La stratégie classique de rajout consiste à garder un calcul de position toujours actif dans les modules désactivés, non visibles par leurs voisins, afin que la valeur interne soit toujours mise à jour et soit positionnée exactement entre les voisins au moment de l'activation [10]. Une stratégie alternative plus simple consiste à redémarrer avec la même position que l'un des voisins. Ces deux cas sont illustrés sur la Fig. 10, à gauche la phase 8 est ajoutée entre 7 et 9 et à droite avec la même valeur que 7.

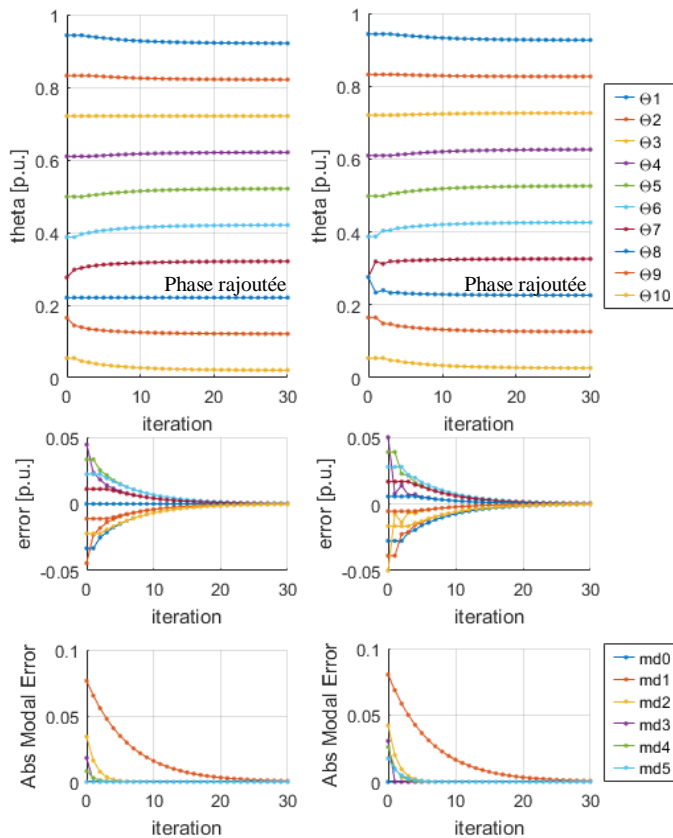


Fig. 10 – Reconfiguration de 9 à 10 modules actifs, cas classique à gauche et cas alternatif à droite,  $\alpha$  égal à 0,764.

Dans ces deux cas, le mode 1, le plus lent, domine le temps de réponse après que les perturbations rapides sont atténuées.

Il a été déjà prouvé que le système était stable pour n'importe quelle valeur de  $N$  et les dynamiques modales sont satisfaisantes si  $\alpha$  est égal à 0,764 pour  $N$  égal à 10. Il faut vérifier si lors d'une reconfiguration (changement de  $N$ ) les dynamiques modales sont encore satisfaisantes avec la même valeur de  $\alpha$ . La Fig. 11 montre le lieu de pôles pour différentes valeurs de  $N$ .

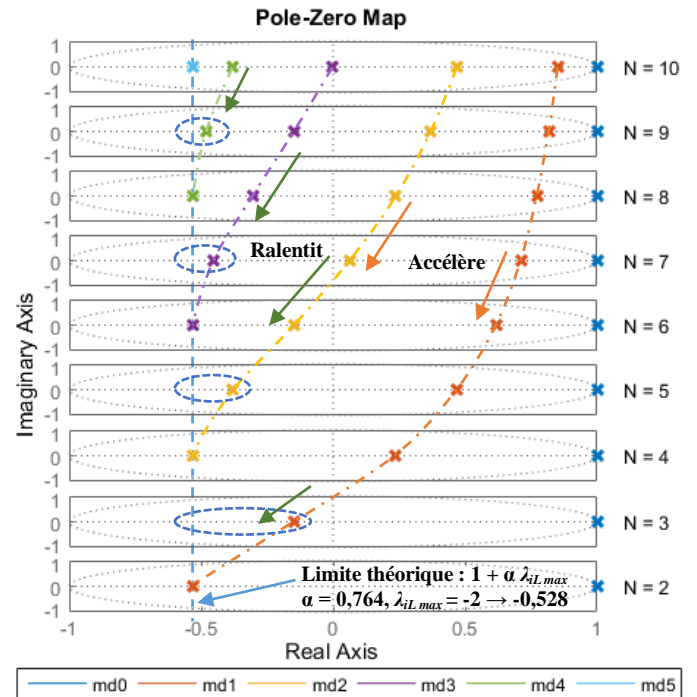


Fig. 11 – Lieux de pôles pour plusieurs valeurs de  $N$  et  $\alpha$  égal à 0,764.

Le nombre de modes existant est fonction de  $N$ , comme le montre clairement la figure. Quand  $N$  est réduit, les modes sont d'abord accélérés et ensuite ralentis jusqu'à une limite définie par le paramètre  $\alpha$ . Le mode 1, le plus lent, est accéléré car la valeur de son pôle va vers zéro quand  $N$  est réduit jusqu'à  $N$  égal à 4 et après ce mode est ralenti. En résumé, pour  $\alpha$  égal à 0,764, le mode 1 est le plus lent, sauf pour  $N$  égal à 4.

Le comportement est différent pour le dernier mode. La valeur du dernier pôle modal est fixe à la valeur limite pour les valeurs de  $N$  pairs. Néanmoins, la valeur du dernier pôle modal se trouve plus à droite pour les  $N$  impairs (voir cercles bleus). Pour  $\alpha$  égal à 0,764 et  $N$  impairs, le dernier mode est accéléré lorsque  $N$  décroît.

### 6. SYSTEME AVEC UNE PORTEUSE FIXE

Certains systèmes ont des exigences particulières. Il y a par exemple des systèmes pour lesquels un des modules doit être en phase avec une référence externe. Pour d'autres, la maîtrise des instants de la commutation doit être garantie pour s'affranchir des effets du bruit de commutation. Pour cette raison, un des modules a la phase de sa porteuse fixe. L'utilisation d'une phase fixe permet également d'améliorer la stabilité sous certaines conditions.

L'utilisation d'un module avec phase fixe change le comportement du système. La phase fixe n'est plus une variable d'état, ainsi, la matrice de reboilage est changée vis-à-vis de

son ordre et de sa forme. La nouvelle matrice est définie à partir de la matrice  $L_N$  en enlevant la ligne et la colonne relatifs au module fixe. La matrice d'un système avec six modules ( $N = 6$ ), dont la phase 1 a été fixée est noté  $L_{6-1}$ , exprimé sur l'équation (16).

$$L_{6-1} = \begin{bmatrix} -1 & 0.5 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.5 & -1 & 0.5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5 & -1 & 0.5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5 & -1 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.5 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & -1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

La matrice d'état  $L_{N-1}$  garde les mêmes propriétés que celles de la matrice  $L_N$ . Elle est réelle et symétrique, donc, ses vecteurs propres sont réels et orthogonaux, et ses valeurs propres sont réelles comprises entre -2 et 0. Par contre, la matrice de diagonalisation  $V^{-1}$  n'est plus une application linéaire de la matrice DFT, donc les notions de mode commun et cycles ne sont plus valables. Les valeurs propres de  $L_{N-1}$  sont calculables à partir de l'équation (17) pour une valeur  $N$  quelconque.

$$\lambda_{Li} = \cos \frac{\pi i}{N} - 1, \quad i = 1 \dots N - 1 \quad (17)$$

L'évolution des nouvelles valeurs propres de  $F$  évaluées en fonction de  $\alpha$  par l'équation (12) dans un cas où  $N$  vaut 10 sont illustrées sur la Fig. 12. Il y a trois différences majeures dans cette configuration : tous les modes sont simples, le mode commun est imposé par la phase fixe, et la limite de stabilité n'est jamais atteinte pour  $N$  finit quand  $\alpha$  vaut un. La stabilité inconditionnelle de cette configuration est le résultat le plus important, car elle fait contraste avec le cas où toute les porteuses sont libres et  $N$  est pair.

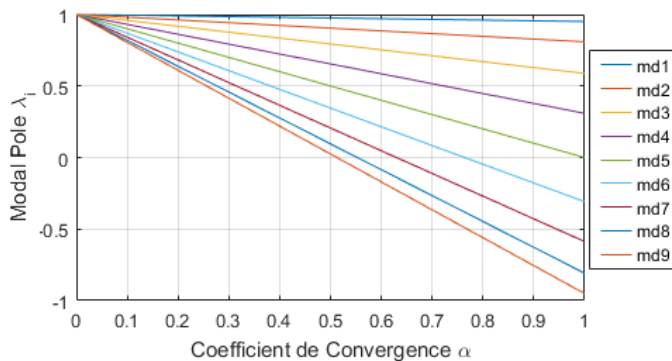


Fig. 12 – Valeurs propres de  $F$  en fonction de  $\alpha$  pour  $N$  égal à 10 et une phase fixe.

Le système avec une phase fixe est comparé au système classique pour deux cas de fonctionnement réel : le démarrage et la reconfiguration. Pour ces tests, la valeur de  $N$  vaut toujours 10 et  $\alpha$  est unitaire. La phase du module 10,  $\theta_{10}$ , a été fixée.

### 6.1. Le Démarrage

Le démarrage avec une porteuse fixe est similaire au système où toutes les positions sont libres. La stratégie de démarrage classique a été choisie pour la simulation, c'est-à-dire que la position de phase d'un module est décalée des autres. Pour le cas sans phase fixe, le choix du module ayant la position de phase décalée est indifférent. Pour le cas de la phase fixe, c'est le module dont la phase a été fixée qui est décalé des autres. Le

résultat de la simulation est donné sur la Fig. 13, sans phase fixe à gauche et avec phase fixe à droite sur la figure.

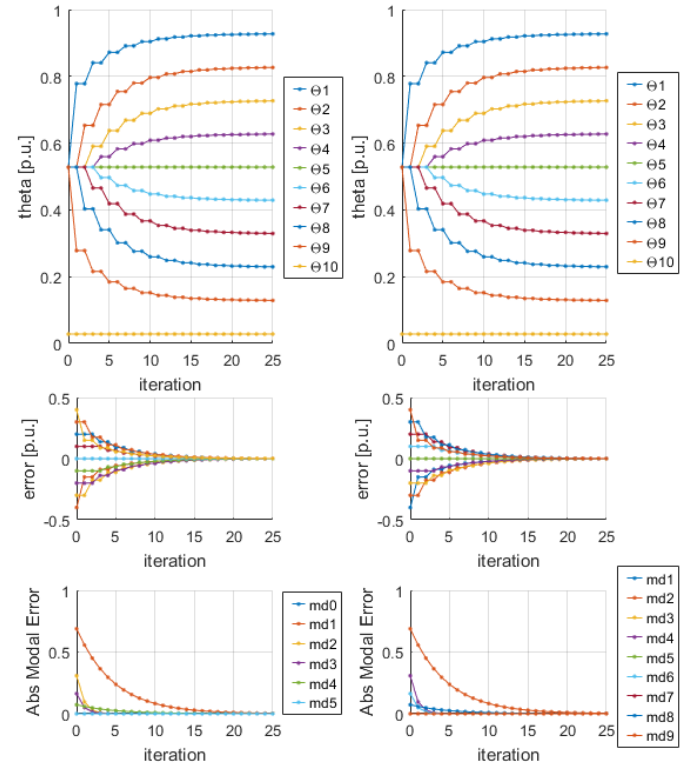


Fig. 13 – Simulation du démarrage, cas non fixe à gauche et cas fixe à droite,  $N$  égal à 10 et  $\alpha$  unitaire.

Pour le cas non fixe (à gauche), le démarrage est similaire à celui quand  $\alpha$  est inférieur à 1, mais plus rapide. La limite de stabilité du mode 5 n'est pas perceptible car il n'est pas excité dans la configuration de départ.

Dans cette configuration de départ, la réponse du système avec phase fixe (à droite) est similaire au cas non fixe. Cela est dû au fait que ce sont seulement les modes pairs, équivalents aux modes de 1 à 4 du cas non fixe, qui sont excités. Ils ont exactement les mêmes valeurs propres. La composition modale de l'erreur est exactement la même.

Le fait de fixer une phase ne change rien dans cette configuration de démarrage.

### 6.2. La reconfiguration

La stratégie alternative de reconfiguration a été choisie pour illustrer le comportement du système. Elle consiste à redémarrer un module avec la même position que celle d'un des voisins. Les cas de reconfiguration sans et avec phase fixe sont illustrés sur Fig. 14, où la phase 8 est ajoutée à la même position que la phase 7.

Cet évènement de reconfiguration excite les différents modes. Dans la partie gauche de la figure, où aucune porteuse n'est fixe, les modes de 1 à 4 sont rapidement atténués, cependant le mode 5 n'est jamais atténué car il est à la limite de stabilité. Des oscillations sont présentes sur les positions de phase avec le motif lié au mode 5 (voir Fig. 5). Dans la partie droite de la figure, où la porteuse 10 est fixe, les modes de 2 à 8

sont rapidement atténués, cependant les modes 1 et 9 sont beaucoup plus lents et ils ne peuvent pas être accélérés avec cette méthode, cependant aucune oscillation entretenue n'est observée confirmant la stabilité inconditionnelle de cette approche.

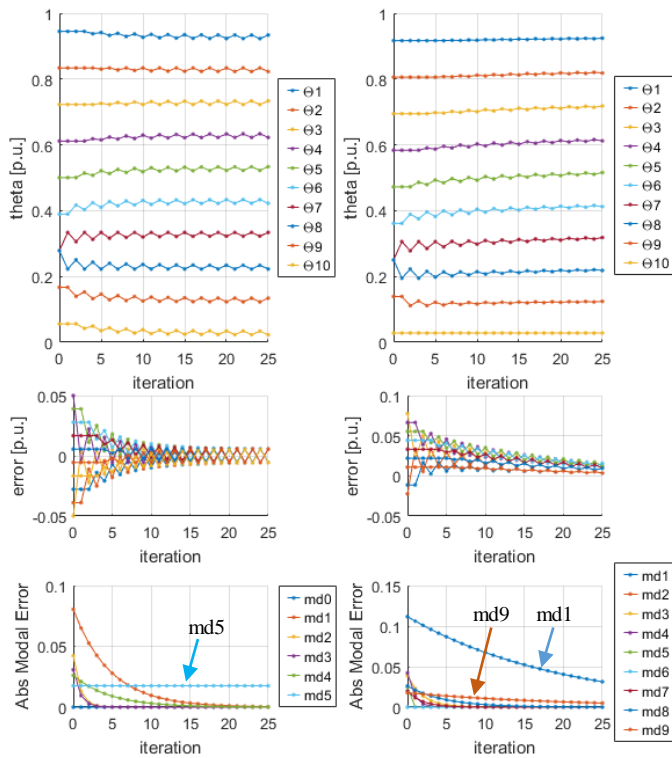


Fig. 14 – Simulation de la reconfiguration, passage de 9 à 10 modules actifs, cas non fixe à gauche et cas fixe à droite,  $N$  égal à 10 et  $\alpha$  unitaire.

## 7. CONCLUSION

Dans cet article, une étude analytique complète d'un dispositif d'auto-entrelacement numérique itératif a été développée.

Elle a permis de mettre en évidence l'existence et le nombre des divers modes d'excitation possibles en fonction du nombre de porteuses mises en jeu. Dès lors des critères de stabilité ont pu être établis permettant d'assurer la convergence de l'auto-entrelacement dans les cas de démarrage, de reconfiguration ou de déséquilibres spécifiques.

Ces travaux permettent alors de déterminer les valeurs des coefficients de convergence appropriés, de visualiser les dynamiques modales résultantes et d'assurer la stabilité inconditionnelle du dispositif.

L'aspect stabilisateur pour le système de l'usage d'une porteuse fixe a été mis en évidence. Cela engendre néanmoins une perte de la performance dynamique, même pour le cas où  $\alpha$  est unitaire.

Cette démarche d'étude analytique modale est adaptable à d'autres approches de contrôle décentralisé, comme par exemple l'égalisation des courants des modules pour un

convertisseur parallèle multiphase [7] ou des tensions cellules dans un convertisseur série à condensateurs flottants [14].

## 8. REMERCIEMENTS

A l'ANRT et la société NXP Semiconductors pour le financement de cette étude.

## 9. REFERENCES

- [1] W. Huang, G. Schuellein, and D. Clavette, "A scalable multiphase buck converter with average current share bus," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC'03. Eighteenth Annual IEEE*, 2003, vol. 1, pp. 438–443.
- [2] X. Zhang and A. Q. Huang, "A novel distributed control and its tolerance analysis for microprocessor power management," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC'06. Twenty-First Annual IEEE*, 2006, pp. 7–pp.
- [3] M. Cousineau and B. Cougo, "Interleaved converter with massive parallelization of high frequency GaN switching-cells using decentralized modular analog controller," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE*, 2015, pp. 4343–4350.
- [4] L.-A. Gregoire, M. Cousineau, S. I. Jr, and P. Ladoux, *Real-Time Simulation of Interleaved Converters with Decentralized Control*. 2016.
- [5] M. Cousineau and Z. Xiao, "Fully decentralized modular approach for parallel converter control," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE*, 2013, pp. 237–243.
- [6] M. Cousineau and Z. Xiao, "Fully masterless control of parallel converter," in *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*, 2013, pp. 1–10.
- [7] M. Le Bolloch, M. Cousineau, and T. Meynard, "New masterless modular current-sharing technique for DC/DC parallel converters," in *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International*, 2010, pp. T3–73.
- [8] Z. Xiao, M. Cousineau, E. Sarraute, and T. Meynard, "Modular control of parallel isolated micro-converters dedicated to conversion network," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE*, 2013, pp. 2555–2562.
- [9] M. Cousineau, M. Le Bolloch, N. Bouhalli, E. Sarraute, and T. Meynard, "Triangular carrier self-alignment using modular approach for interleaved converter control," in *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, 2011, pp. 1–10.
- [10] G. Gateau, P. Q. Dung, M. Cousineau, P. T. Do, and H. N. Le, "Digital implementation of decentralized control for multilevel converter," in *System Science and Engineering (ICSSSE), 2017 International Conference on*, 2017, pp. 558–562.
- [11] Z. Xiao and M. Cousineau, "Modular interleaved carrier generator using a straightforward implementation method," in *Electronics, Control, Measurement, Signals and their application to Mechatronics (ECMSM), 2013 IEEE 11th International Workshop of*, 2013, pp. 1–6.
- [12] R. Olfati-Saber and R. M. Murray, "Consensus Problems in Networks of Agents With Switching Topology and Time-Delays," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 49, no. 9, pp. 1520–1533, Sep. 2004.
- [13] V. Nasirian, S. Moayedi, A. Davoudi, and F. L. Lewis, "Distributed Cooperative Control of DC Microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, pp. 2288–2303, Apr. 2015.
- [14] S. I. Seleme, L. A. Gregoire, M. Cousineau, and P. Ladoux, "Decentralized Controller for Modular Multilevel Converter," in *PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2016, pp. 1–8.
- [15] M. Cousineau, "Modular Static Converters with Parallel or Series Architecture and Decentralized Modular Control," WO/2014/005973, 10-Jan-2014.
- [16] M. Cousineau, P. Ladoux, and N. Serbia, "Circuit de conversion statique d'énergie électrique à architecture cascadée et à contrôle modulaire décentralisé," WO/2017/071977 A1, 04-May-2017.