

Active control of synchronous motor vibration

Pierre Granjon, Christine Serviere, Albert Foggia

► **To cite this version:**

Pierre Granjon, Christine Serviere, Albert Foggia. Active control of synchronous motor vibration. 3rd International Conference on acoustical and vibratory surveillance methods and diagnostic techniques (Surveillance3), 1998, Senlis, France. hal-00021294

HAL Id: hal-00021294

<https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00021294>

Submitted on 20 Mar 2006

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.

Compensation active des vibrations d'une machine synchrone

Active control of synchronous machine vibrations

Pierre Granjon*, Christine Servière*, Albert Foggia**

* : Laboratoire des Images et des Signaux, INPG-CNRS, UPRESA 5083

** : Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, UJF-CNRS, UMR 5529

Domaine universitaire - BP46 - 38042 Saint-Martin-d'hères

mail : pierre.granjon@lis.inpg.fr

Résumé

Pour la plupart des systèmes mécaniques, les vibrations peuvent être considérées comme nuisibles. Cet article présente une méthode de compensation active des vibrations d'un alternateur synchrone. Son principe est le suivant : la machine est dotée au stator d'enroulements auxiliaires dits de compensation. Alimentés par un courant, ils engendrent une vibration supplémentaire, imposée destructrice vis-à-vis des vibrations naturelles de la machine. Les statistiques d'ordre supérieur (bicohérence) permettent de valider le modèle non linéaire complet du transfert *vibration/commande*, bien que le spectre suffise pour valider son approximation. Une méthode de compensation feedforward est ensuite élaborée puis simulée. Celle-ci utilise l'information a priori dont nous disposons sur le transfert, c'est à dire la forme de la non linéarité. Des taux de réduction de 80% de la puissance des vibrations ont été atteints en simulation.

Abstract

For most of mechanical systems, vibrations are damaging. This article deals with an active control system of synchronous alternator vibrations. It is based on auxiliary coils located in the stator, and named compensation coils. Supplied with a current, they generate an additional vibration, which interacts destructively with the engine's natural one. Higher order statistics (bicoherence) allow the full non linear *vibration/control* transfer model, although the spectrum is enough to validate its approximation. A feedforward control method is developed, and then simulated. It uses a priori knowledge of the transfer, i.e. the form of non linearity. Vibration power has been reduced by 80% during simulation.

Introduction

La plupart des systèmes mécaniques sont soumis à des excitations d'origines diverses (mécanique, électromagnétique, etc). La partie parasite de leur réponse, appelée "vibration", peut être nuisible pour le système, mais aussi pour ses utilisateurs éventuels et pour l'environnement. Il est donc très intéressant de développer des méthodes visant à compenser ces vibrations.

Le but de cette étude est d'élaborer une méthode de compensation active de vibrations, appliquée à une machine synchrone. Plusieurs projets ont précédemment été développés afin de réduire le taux vibratoire global d'une telle machine :

-Les formes du rotor et du stator ont été optimisées (compensation passive)[1][2].

-Une méthode de compensation active "linéaire" bande étroite permettant de réduire une raie du spectre vibratoire a également été développée[2][3]. Malheureusement, le transfert *vibration/commande* présente une non linéarité. Celle-ci provoque l'apparition d'une raie décalée en fréquence et d'amplitude incontrôlée dans le spectre de vibrations après compensation.

Afin de poursuivre ces recherches, le travail suivant a été réalisé :

-validation du modèle complet utilisé pour le transfert *vibration/commande*,

-élaboration, et application d'une méthode de compensation prenant en compte la non linéarité du transfert.

Cet article expose les résultats obtenus. Il se compose de trois parties principales. Dans la première partie, le principe physique de la méthode de compensation pour la machine synchrone sera présenté, ainsi que le modèle non linéaire correspondant au transfert *vibration/commande*. La deuxième partie exposera les outils de traitement de signal utilisés pour valider ce transfert (spectre et bicohérence), puis leur mise en œuvre sur des signaux réels. Enfin, la troisième et dernière partie

traitera de l'algorithme de compensation élaboré pour ce type de transfert, et des performances obtenues en simulation.

1. Modélisation

1.1 Principe physique et expérimentation

Le principe physique de la méthode de compensation active utilisée ici est simple. Un matériau magnétique de surface $d\vec{S}$ soumis à un champ d'induction variable $\vec{B}(t)$, est l'objet d'une force $d\vec{F}(t)$ dénommée "force de Maxwell", et s'exprimant par la relation [4]:

$$d\vec{F}(t) = \frac{\|\vec{B}(t)\|^2}{2\mu_0} \cdot d\vec{S} \quad (1)$$

Il suffit donc de créer un champ d'induction magnétique dans l'entrefer pour pouvoir agir physiquement sur la carcasse de la machine, et appliquer sur celle-ci une force radiale proportionnelle au carré de cette induction.

Pour cela, la machine est dotée au stator d'*enroulements de compensation*. Alimentés par un courant $i_c(t)$, ils vont générer un champ $\vec{B}_c(t)$ qui va créer une force $\vec{F}_c(t)$ au niveau de la carcasse. Le but de l'algorithme développé dans la troisième partie sera alors de faire en sorte que les vibrations générées par cette force soient antagonistes aux vibrations "naturelles" de la machine. La figure 1.1 présente un schéma de l'expérimentation.

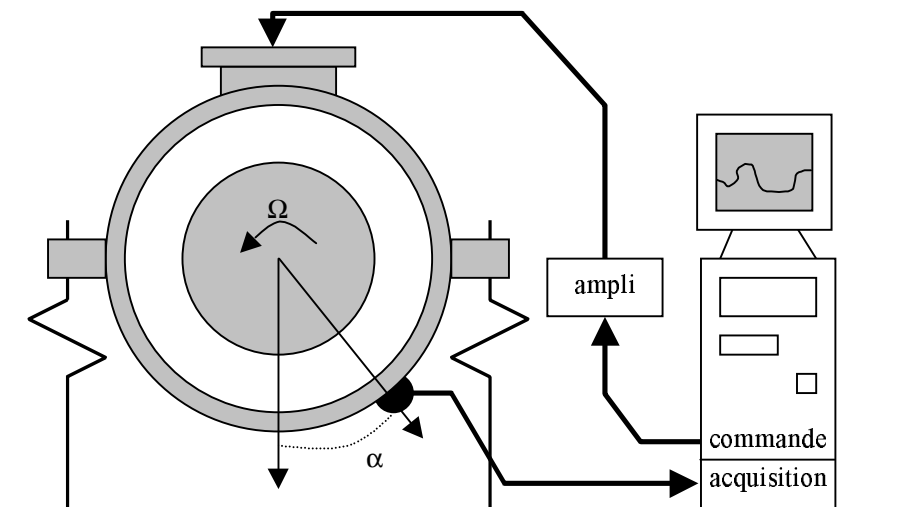


Figure 1.1 : Schéma de principe de l'expérimentation

Un accéléromètre est placé à la "position α " sur la carcasse de la machine, l'origine étant l'axe des enroulements de compensation. Le signal mesuré, image des vibrations, est numérisé puis mémorisé dans un ordinateur chargé d'élaborer la commande adéquate. Cette commande est alors renvoyée dans les enroulements de compensation du moteur par l'intermédiaire d'un amplificateur.

Après avoir exposé le principe physique de la compensation, le modèle du transfert existant entre la commande envoyée au moteur et les vibrations qu'elle génère va être déterminé.

1.2 Modèle mathématique

Il est nécessaire de poser quelques hypothèses simplificatrices afin d'établir ce modèle :

- H1 : le circuit magnétique de la machine n'est jamais saturé.
- H2 : la machine fonctionne en alternateur à vide.

-H3 : le champ $\vec{B}_r(\alpha, t)$ généré par le rotor à aimants permanents est sinusoïdal en temps et en espace.

De plus, on pose les définitions suivantes :

- Ω = fréquence de rotation du rotor en Hertz,

- p = nombre de paires de pôles,

- ν_{el} = $p \cdot \Omega$ = fréquence électrique en Hertz.

A partir de ces hypothèses, on peut exprimer les champs d'induction rotorique et de compensation radiaux en α :

$$B_r(\alpha, t) = B_r \cdot \cos(2\pi\nu_{el} \cdot t - p \cdot \alpha) \quad (2)$$

$$B_c(\alpha, t) \propto i_c(t) \cdot \cos(p \cdot \alpha) \quad (3)$$

L'induction totale dans la machine en α est la somme de ces deux champs. La forme complète de la force de compensation radiale en α peut alors être déterminée en appliquant (2) et (3) à la relation (1)[1][2]. En effet, en ne gardant que les termes où le courant de compensation intervient, il vient :

$$F_c(\alpha, t) = K_1 \cdot \cos(p \cdot \alpha) \cdot \cos(2\pi\nu_{el} \cdot t - p \cdot \alpha) \cdot i_c(t) + K_2 \cdot \cos^2(p \cdot \alpha) \cdot i_c^2(t) \quad (4)$$

Cette expression peut encore être simplifiée en supposant α fixe et différent de $(2k+1)\frac{\pi}{2}$:

$$F_c(t) = K \cdot \cos(2\pi\nu_{el} \cdot t + \varphi) \cdot i_c(t) + K' \cdot i_c^2(t) \quad (5)$$

En imposant le champ de compensation négligeable devant le champ rotorique, c'est à dire en supposant le courant $i_c(t)$ très faible, on peut écrire une forme approchée de cette force :

$$F_c(t) \approx K \cdot \cos(2\pi\nu_{el} \cdot t + \varphi) \cdot i_c(t) \quad (6)$$

La carcasse de la machine est supposée répondre à cette force comme un système linéaire invariant dans le temps. On obtient donc, pour représenter une approximation du transfert *vibration/commande*, le schéma de la figure 1.2.

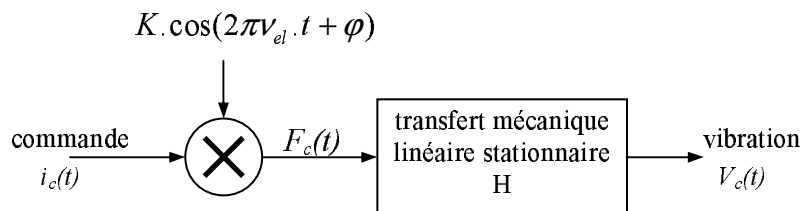


Figure 1.2 : Approximation du transfert *vibration/commande*

On voit apparaître une non linéarité de type modulation d'amplitude entre la commande et la vibration engendrée. En effet, si le courant de commande est sinusoïdal pur de fréquence ν_c , la sortie doit être constituée de deux sinusoïdes de fréquence $\nu_c \pm \nu_{el}$.

Après l'élaboration de ce modèle, la partie suivante présente sa validation sur signaux réels.

2. Validation du modèle

Dans cette seconde partie, le modèle précédent est validé grâce à différents outils du traitement du signal :

-le spectre permet de valider l'approximation de ce transfert (figure 1.2),

-les statistiques d'ordre supérieur, en particulier le bispectre et la bicohérence, sont employés pour valider le transfert complet (équation (5)).

2.1 Présentation des outils d'analyse

2.1.1 Définitions préliminaires

Soit un signal aléatoire à temps discret stationnaire, ergodique et centré $X(k)$. Il est supposé vérifier la condition d'échantillonnage de Shannon. La partie tronquée sur ses N premiers échantillons est notée $X_N(k)$. Sa transformée de Fourier en fréquence réduite (TFr) est donnée par :

$$X_N(\lambda) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \cdot e^{-2\pi j \lambda k} \text{ avec } \lambda \in [0,1[\quad (7)$$

On peut donner le lien entre la fréquence réduite λ sans dimension et la fréquence réelle ν (Hz) :

$$\lambda = \frac{\nu}{\nu_{ech}} \text{ avec } \nu_{ech} : \text{fréquence d'échantillonnage (Hz)} \quad (8)$$

2.1.2 Spectre

Les techniques traditionnelles de traitement du signal, comme le spectre, sont basées sur les statistiques d'ordre deux. Dans le cas du signal précédent, il peut être défini comme suit [5] :

$$S_2^X(\lambda) = \lim_{N \rightarrow +\infty} E \left\{ \frac{X_N(\lambda) \cdot X_N^*(\lambda)}{N} \right\} \quad (9)$$

avec $E\{\cdot\}$: opérateur espérance mathématique et $*$: complexe conjugué.

Cette information permet de connaître la répartition de la puissance de ce signal dans le domaine fréquentiel. Néanmoins, il ne fournit aucune indication sur les liens éventuels entre les différentes composantes fréquentielles, et certaines non linéarités du transfert. Pour cela, les statistiques d'ordre supérieur à deux sont nécessaires.

2.1.3 Bispectre et bicohérence

Le bispectre d'un signal aléatoire centré est basé sur les statistiques d'ordre trois. Pour le signal défini plus haut, il peut s'écrire [5] :

$$S_3^X(\lambda_1, \lambda_2) = \lim_{N \rightarrow +\infty} E \left\{ \frac{X_N(\lambda_1) \cdot X_N(\lambda_2) \cdot X_N^*(\lambda_1 + \lambda_2)}{N} \right\} \quad (10)$$

C'est donc un nombre complexe, et non plus réel comme le spectre. Il est complètement défini dans la zone du plan donnée par la figure 2.1 si le signal analysé est correctement échantillonné. Une interprétation physique possible du bispectre est qu'il est *l'image des liens statistiques existant entre deux fréquences λ_1 et λ_2 et leur fréquence somme $\lambda_1 + \lambda_2$* . Ainsi, si dans un signal, deux composantes fréquentielles sont quadratiquement liées (c'est à dire par un produit) pour donner naissance à une troisième composante de fréquence $\lambda_1 + \lambda_2$, le module du bispectre permettra de le détecter. En effet, il sera alors maximum au point (λ_1, λ_2) du plan fréquentiel.

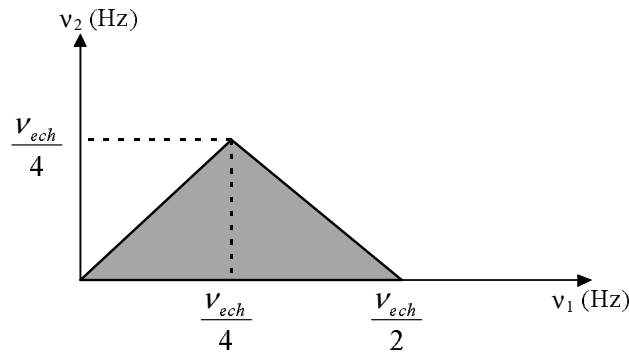


Figure 2.1 : Domaine de définition du bispectre et de la bicohérence

L'inconvénient du bispectre est que ses valeurs extrêmes sont a priori inconnues, et peuvent être très éloignées. On définit pour palier à cela, une version normalisée de ce bispectre, appelée bicohérence [6] :

$$B(\lambda_1, \lambda_2) = \frac{\|S_3^X(\lambda_1, \lambda_2)\|^2}{S_2^X(\lambda_1) \cdot S_2^X(\lambda_2) \cdot S_2^X(\lambda_1 + \lambda_2)} \quad (11)$$

Elle a le même domaine de définition que le bispectre, mais elle est comprise entre 0 et 1. On peut donc en faire une interprétation rapide : si $B(\lambda_1, \lambda_2)$ est proche de 1, alors il existe un couplage quadratique important dans le signal analysé entre les composantes fréquentielles λ_1 et λ_2 .

2.2 Application au modèle et validation

Ces outils sont ici employés afin de valider le modèle théorique du transfert exposé dans la partie I. Le principe de ce test est le suivant : on envoie un courant de test sinusoïdal de fréquence ν_c dans les enroulements de compensation, pendant que l'alternateur est entraîné à une fréquence de rotation Ω . D'après le modèle complet du transfert donné par l'équation (5), les vibrations engendrées doivent provoquer l'apparition de trois raies sur le spectre vibratoire. Elles se situent aux fréquences $\nu_c \pm \nu_{el}$ pour la partie "modulation" du transfert, et $2 \times \nu_c$ pour l'élévation au carré de $i_c(t)$. Les valeurs numériques des variables précédentes sont les suivantes :

- $\Omega = 24.7$ Hz et $p = 2$ donc $\nu_{el} = 49.4$ Hz,
- $\nu_{ech} = 10$ kHz et $\nu_c = 973$ Hz.

Les trois raies engendrées par la commande doivent donc apparaître aux fréquences 923.6 Hz et 1022.4 Hz pour la modulation, et 1946 Hz pour l'élévation au carré.

La figure 2.2 présente les spectres obtenus. Les raies vibratoires supplémentaires dues à la modulation sont bien visibles sur le spectre de droite, mais celle due à l'élévation au carré de la commande est noyée dans le bruit de fond. Le spectre permet donc de valider seulement l'approximation du transfert donné par l'équation (6).

Si l'on désire valider le transfert complet, il faut utiliser la bicohérence pour mettre en évidence les couplages quadratiques. En effet, les produits de l'équation (5) entre une sinusoïde et la commande, puis entre la commande et elle-même doivent apparaître explicitement sur la bicohérence. La figure 3.2 présente les deux résultats obtenus.

Les groupes de points correspondant aux couplages quadratiques du transfert complet donné par l'équation (5) apparaissent sur la bicohérence de droite. Cet outil, basé sur des statistiques d'ordre trois, permet donc de valider le transfert complet. Il faut remarquer que si on avait dû valider un transfert comprenant des couplages cubiques (produit de trois composantes), on aurait pu utiliser la tricohérence, basée sur les statistiques d'ordre quatre.

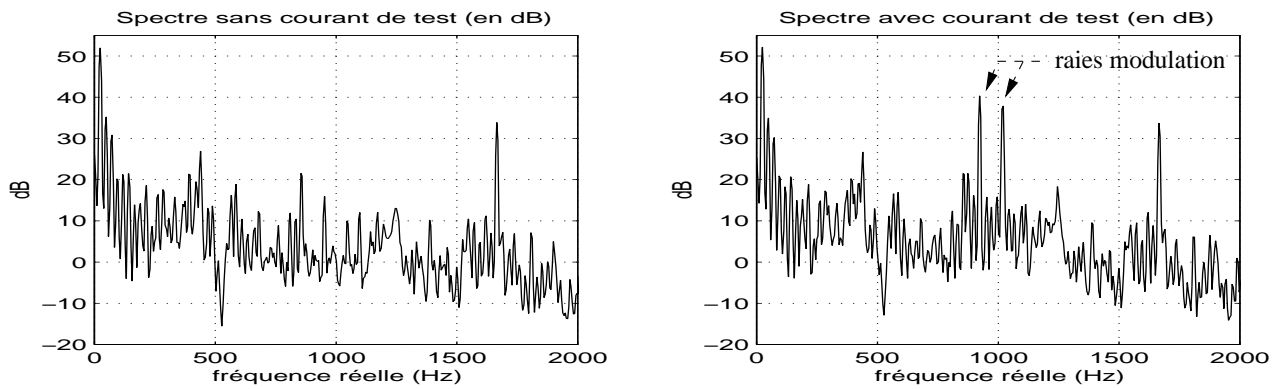


Figure 2.2 : Spectres vibratoires de la machine (avec et sans courant de test sinusoïdal)

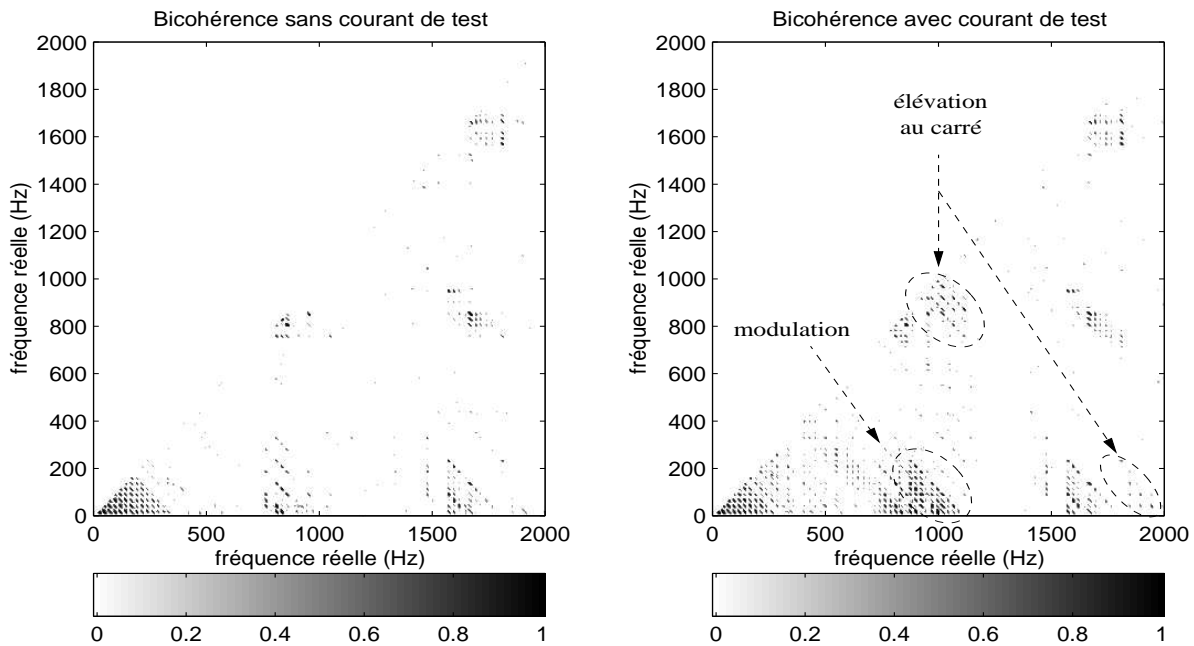


Figure 2.3 : Bicoherence du signal de vibration (avec et sans courant de test sinusoïdal)

Le modèle de transfert complet, et son approximation, sont validés. Dans la suite, le système réel est supposé avoir le transfert de la figure 1.2.

3. Compensation des vibrations

Cette troisième et dernière partie présente une méthode de compensation active de vibrations, élaborée pour le modèle approché du système (figure 1.2). Le choix de la méthode est argumenté, son principe exposé, puis une comparaison de performances avec une méthode classique est réalisée.

3.1 Choix de la méthode

Il existe deux grandes méthodes de compensation [7]:

- La compensation "feedback" : le signal d'erreur à minimiser est utilisé comme entrée du correcteur. Cette méthode permet d'obtenir de bonnes performances en compensation, mais il est nécessaire d'étudier avec attention la stabilité du système bouclé.

-la compensation "feedforward" : le signal d'erreur à minimiser est utilisé pour réactualiser les poids d'un *correcteur adaptatif*. L'entrée de ce correcteur est appelée *signal de référence*. Elle doit être corrélée à la perturbation à éliminer, mais ne doit pas être affectée par la commande envoyée au système. C'est en fait ce dernier point qui différencie les deux méthodes. Dans ce cas, la stabilité du système bouclé peut être, le plus souvent, facilement assurée.

Le transfert du système est non linéaire, comme nous l'avons vu dans les précédentes parties. Une étude de stabilité serait relativement fastidieuse. La seconde a donc été choisie.

3.2 Généralités

3.2.1 Principe général

La figure 3.1 présente le schéma de principe de cette méthode.

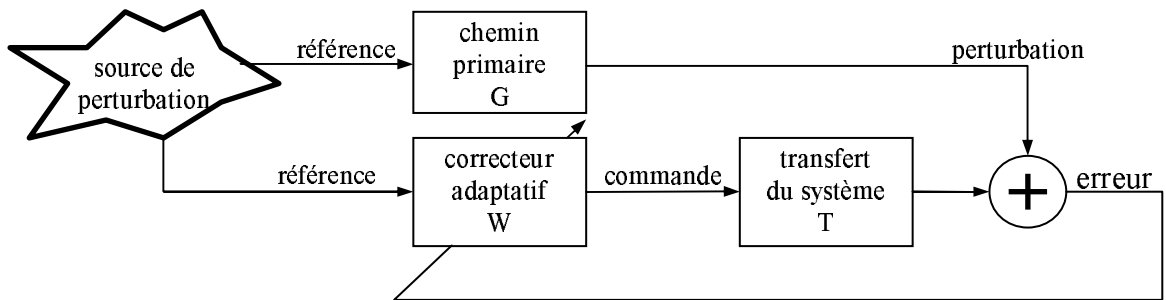


Figure 3.1 : Principe général de la compensation "feedforward"

On peut voir sur ce schéma que l'action de la commande élaborée par le correcteur adaptatif W se fait sur la perturbation d'une manière additive après passage par le transfert T . Pour mettre en oeuvre cette méthode, un signal de référence lié à la perturbation doit être disponible. Ce lien existant entre la perturbation et la référence est symbolisé par le transfert G . Dans ce cas, le correcteur optimal est donné par :

$$W_{opt} = -T^{-1} \cdot G \quad (12)$$

Cette méthode aura tendance à *inverser* le transfert T . De plus, un algorithme adaptatif doit être mis en oeuvre pour pouvoir réactualiser les poids de W , et permettre à ce filtre de converger vers sa valeur optimale.

3.2.2 Choix du signal de référence

Le signal de référence doit être corrélé avec la perturbation à éliminer. Pour cette application, la perturbation est l'ensemble des raies du spectre vibratoire situées entre 500 Hz et 2000 Hz. Ces raies sont toutes des harmoniques de la fréquence de rotation. Un choix convenable pour le signal de référence consiste à prendre la sortie d'un codeur angulaire disposé sur l'arbre du rotor. Celui-ci fournit un signal sinusoïdal de fréquence Ω , fréquence de rotation de la machine. On peut aussi envisager de prendre un harmonique de ce signal grâce à un multiplicateur de fréquence. On peut alors espérer avoir une compensation efficace, même si la machine change de vitesse de rotation.

3.2.3 Limitations de la méthode

Le filtre adaptatif aura tendance à inverser le transfert T du système, ce qui peut poser quelques problèmes au cas où il n'est pas inversible. De plus, si le transfert T est non stationnaire, le correcteur optimal devient lui aussi variable dans le temps. Le correcteur adaptatif va tenter de poursuivre cet optimal, et il en découle une diminution des performances en compensation, proportionnelle à la variation des coefficients de T [8].

Les performances de cette méthode de compensation sont donc limitées ici par deux principaux facteurs : la variabilité du transfert T , et sa non inversibilité éventuelle.

3.3 Algorithme adaptatif de compensation

3.3.1 Modèles

Les modèles pour les différents transferts sont les suivants :

-filtre adaptatif W : le choix le plus courant[9][10] pour les filtres adaptatifs est une structure à réponse impulsionnelle finie (R.I.F.). En effet, celle-ci ne pose pas les problèmes de stabilité que peuvent poser les filtres à réponse impulsionnelle infinie (R.I.I.).

-transfert du système physique T : il s'agit, pour cette application, du transfert entre la commande $i_c(t)$ et les vibrations engendrées $V_c(t)$. Celui-ci est détaillé sur la figure 1.2. Il faut remarquer qu'en modélisant le transfert H par un filtre linéaire et stationnaire quelconque (R.I.F. ou R.I.I.), T est alors un *filtre linéaire à coefficients non constants* à cause du cosinus multiplicatif. De plus, lorsque ce cosinus s'annule, T fait de même, ce qui peut poser des problèmes d'inversion.

3.3.2 Algorithme

L'algorithme de réactualisation des poids du filtre adaptatif W est un algorithme du gradient stochastique normalisé X filtré ("X-filtered N.L.M.S.")[11]. Cet algorithme est utilisé dans beaucoup d'applications concernant la compensation active [12][13], pour sa simplicité de mise en oeuvre et pour sa stabilité numérique.

Un de ses inconvénients est qu'il nécessite la connaissance du transfert T du système. Dans la suite de cet article, nous supposons ce transfert parfaitement connu. Il est bien évident que pour l'implantation physique de la compensation, l'identification pratique de ce transfert sera une étape indispensable. Mais le but de cette partie est de décrire le principe et les performances optimales de la méthode exposée au paragraphe suivant.

3.3.3 Principe de réactualisation des poids

En réactualisant les poids de W à chaque instant d'échantillonnage, le transfert T est considéré comme non stationnaire par l'algorithme. Le filtre adaptatif W tentera alors de suivre W_{opt} , lui aussi non stationnaire. Ceci provoque une première limitation des performances. De plus, aux instants où le cosinus multiplicatif tend à être nul, le transfert T n'est plus inversible. Ceci constitue une seconde limitation des performances de la compensation.

Il est possible d'éliminer un de ces deux problèmes. En effet, T est un transfert périodique, de fréquence ν_{el} , du fait du cosinus multiplicatif. Il suffit donc de définir plusieurs filtres adaptatifs W_i afin de couvrir une période entière de ce cosinus (et donc de T) et de réadapter ceux-ci de période en période. Le transfert T du système est alors perçu comme stationnaire par chaque correcteur W_i , qui *converge* vers une valeur optimale stable. Le problème de la non inversibilité de T aux instants où le cosinus est nul n'est, quant à lui, toujours pas réglé.

La figure 3.2 explique graphiquement ce raisonnement. La courbe sinusoïdale symbolise la variation de T , et la fréquence d'échantillonnage est choisie telle que $\nu_{ech} = 2 \times \nu_{el}$. L'algorithme réactualise deux filtres adaptatifs différents. Chacun d'eux agit alors sur un transfert stationnaire différent. Ils vont donc tous deux converger vers un filtre optimal différent, mais stable. Dans la suite, cette méthode est appelée "synchrone" du fait du synchronisme de la réactualisation des correcteurs avec la fréquence du transfert.

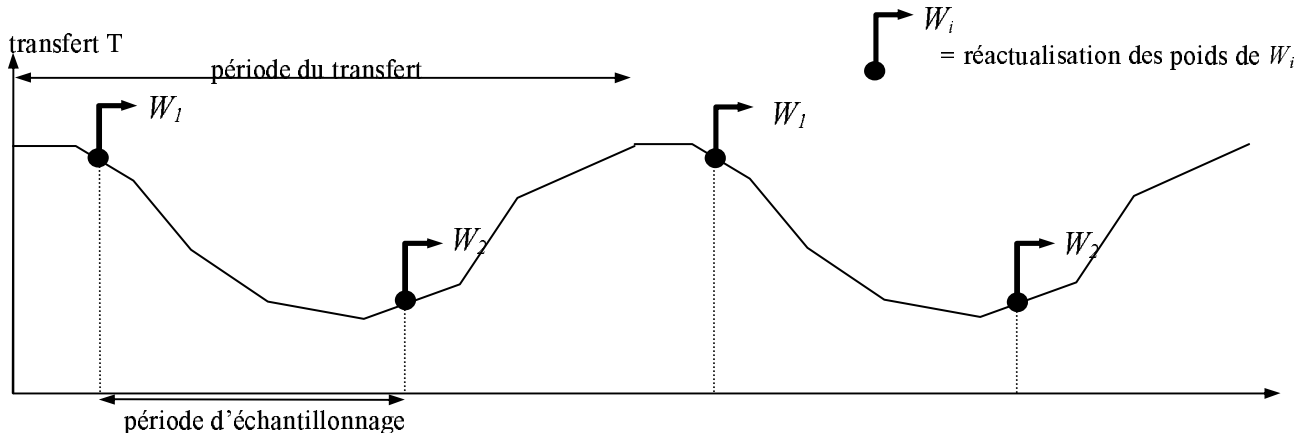


Figure 3.2 : Réactualisation des poids du filtre adaptatif

3.4 Simulation

Les paramètres de cette simulation sont les suivants :

- transfert T : modulation d'amplitude par une sinusoïde de fréquence $\nu_c=50$ Hz suivie d'un filtre passe-bande du second ordre,
- filtre adaptatif W : filtre R.I.F. à trois coefficients (second ordre),
- perturbation : sinusoïde d'amplitude unitaire, et de fréquence 500 Hz,
- référence : sinusoïde de fréquence 50 Hz.

La figure 3.3 présente les résultats obtenus pour les deux méthodes. Du point de vue des puissances, les taux de compensation sont les suivants :

- méthode adaptative : 28%,
- méthode synchrone : 83%.

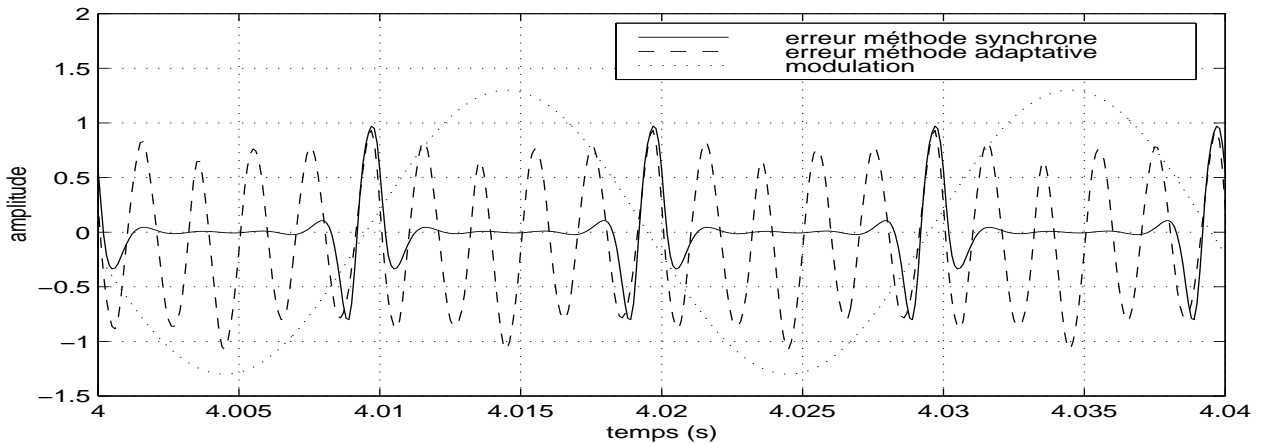


Figure 3.3 : Signaux d'erreur après compensation pour les deux méthodes.

La méthode dite synchrone a des performances beaucoup plus élevées que la méthode adaptative classique. En effet, les filtres adaptatifs convergent vers des filtres optimaux stationnaires, et l'erreur de poursuite est alors éliminée. Malgré cela, la compensation est inexistante lorsque le cosinus tend à être nul, et le transfert T non inversible. L'étude théorique de cette méthode de compensation est loin d'être terminée. En effet, l'influence de plusieurs éléments (fréquence d'échantillonnage, forme du signal de référence, nature de la perturbation, modèle du transfert périodique, etc) sur les performance en compensation doit être étudiée.

Conclusion

Cet article présente l'étude d'une méthode de compensation active des vibrations d'une machine synchrone. Son principe est d'engendrer des vibrations de la carcasse de cette machine, grâce à un courant alimentant des enroulements auxiliaires.

L'objectif de ce travail était d'étudier précisément le transfert entre la commande et les vibrations qu'elle engendre, puis d'élaborer une méthode de compensation active large bande des vibrations naturelles de la machine.

L'utilisation d'outils récents du traitement du signal (statistiques d'ordre supérieur) permet, dans un premier temps, de valider la forme non linéaire du transfert par lequel on agit sur les vibrations à éliminer. Une méthode de compensation feedforward utilisant le fait que ce transfert soit périodique est ensuite développée. Ses performances sont comparées, en simulation, à une méthode feedforward standard. Les taux de compensation sont multipliés par quatre avec cette nouvelle méthode.

A partir de ces premiers résultats, plusieurs étapes doivent encore être franchies avant de bien comprendre le fonctionnement du système bouclé. En effet, une étude théorique approfondie de cette nouvelle méthode est nécessaire afin de cerner l'influence de plusieurs facteurs sur ses performances (fréquence d'échantillonnage, forme de la perturbation et de la référence, etc).

De plus, une étape d'identification paramétrique du transfert non linéaire apparaît indispensable avant la mise en pratique de cette compensation. Le but final de ce travail est effectivement d'implanter cette méthode sur une carte à processeur de signal afin de la faire tourner en temps-réel sur un alternateur synchrone.

Enfin, une amélioration non négligeable de ce principe de compensation est d'engendrer des vibrations non plus grâce à des enroulements auxiliaires, mais aux enroulements statoriques de la machine. Cette méthode deviendrait alors une compensation active « sans actionneurs ». Cela ne devrait en principe pas poser de problème, le modèle du transfert étant le même si la machine fonctionne en alternateur.

Bibliographie

- [1] : S. Dérou. *Etude de la réduction des vibrations des machines synchrones*. Thèse de Docteur de l'I.N.P.G., 1992.
- [2] : P.S. Farah. *Etude de la réduction des vibrations des machines synchrones*. Thèse de Docteur de l'I.N.P.G., 1995.
- [3] : A. Jarosz. *Compensation active des vibrations d'une machine synchrone*. Mémoire de D.E.A. S.I.P., 1995.
- [4] : G.W. Carter. *The electromagnetic field in its engineering aspects*. Longmans, 1967.
- [5] : J.L. Lacoume, P.O. Amblard, P. Comon. *Statistiques d'ordre supérieur pour le traitement du signal*. Masson, 1997.
- [6] : P. Durand. *Théorie et estimation conventionnelle du bispectre. Application aux processus linéaires-quadratiques à spectres de raies*. Thèse de Docteur de l'I.N.P.G., 1991.
- [7] : E.F. Berkman, E.K. Bender. *Perspectives on active noise and vibration control*. Sound & Vibration, Vol. 31, N° 1, Jan. 1997.
- [8] : B. Widrow et al. *Stationary and nonstationary learning characteristics of the LMS adaptive filter*. Proceedings of the IEEE, Vol. 64, N° 8, Août 1976.
- [9] : P.A. Nelson, S.J. Elliott. *Active control of sound*. Academic Press, 1992.
- [10] : C.R. Fuller, P.A. Nelson, S.J. Elliott. *Active control of vibration*. Academic Press, 1996.
- [11] : B. Widrow, D. Stearns. *Adaptive signal processing*. Prentice Hall, 1985.
- [12] : C.R. Fuller, A.H. Von Flotow. *Active control of sound and vibration - an overview*. IEEE control systems journal, Vol. 15, N° 6, Dec. 1995.
- [13] : L.P. Fowler. *Application of the filtered-X LMS algorithm for disturbance rejection in time-periodic systems*. Master or science in mechanical engineering, Virginia Polytechnic Institute, 1996.