



**HAL**  
open science

# Indirect analysis of the position of a doubly-salient variable-reluctance machine by optimal synchronous demodulation of PWM signals

Philippe Laurent, Bernard Multon, Emmanuel Hoang, Mohamed Gabsi

## ► To cite this version:

Philippe Laurent, Bernard Multon, Emmanuel Hoang, Mohamed Gabsi. Indirect analysis of the position of a doubly-salient variable-reluctance machine by optimal synchronous demodulation of PWM signals. 1995 Canadian Conf. on Electrical and Comp. Engineering, Sep 1995, MONTREAL, Canada. pp.264-267. hal-00674016

**HAL Id: hal-00674016**

**<https://hal.science/hal-00674016>**

Submitted on 24 Feb 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.

# Analyse Indirecte de la Position d'une Machine à Réductance Variable à Double Saillance par Démodulation Synchron Optimal des Signaux MLI

P. LAURENT, B. MULTON, E. HOANG, M. GABSI

L.E.S.i.R URA CNRS D1375

ENS Cachan, 61 Avenue du Pdt. Wilson 94235 CACHAN CEDEX FRANCE

Tel: (33) (1) 47 40 21 11 Fax:(33) (1) 47 40 21 99

Internet: philippe.LAURENT@lesir.ens-cahan.fr

**Résumé:** Cet article propose une méthode originale d'utilisation des signaux du convertisseur de puissance pour la détermination de la position du rotor d'une machine à réductance variable en vue de son autopilotage. Ces signaux à haute fréquence (20kHz) fournissent la porteuse de scrutation et de mesure des paramètres du modèle de la phase de la machine. Une optimisation de la démodulation synchrone de cette porteuse permet de réduire considérablement l'influence de la saturation sur la valeur de ces paramètres tout en augmentant leur variation relative vis à vis de la position du rotor.

## I. INTRODUCTION

Dans les Machines à Réductance Variable à Double Saillance (MRV), le couple est généré par l'alimentation successive de chacune des phases statorique en fonction de la position du rotor. Ce principe d'autopilotage de la machine nécessite dans la plupart des cas de recourir à l'utilisation d'un capteur de position rotorique (optique dans le cas général) ce qui nuit à la robustesse ainsi qu'au prix de revient de l'entraînement. Pour remédier à l'utilisation d'un tel capteur, de nombreux auteurs ont proposé des solutions techniques de remplacement que l'on peut classer en deux principales familles distinctes:

La première famille de processus repose sur la mesure de la position rotorique via la scrutation d'une phase qui n'est pas en cours d'alimentation par le convertisseur de puissance:

- mesure de l'inductance propre par démodulation d'amplitude [3] [7], de fréquence [4] ou de phase.
- injection d'une impulsion de tension de scrutation puis mesure du correspondant. [5], [10]
- Mesure des tensions induites par la phase en cours d'alimentation dans une autre phase ce qui nécessite un couplage magnétique significatif [6]

Ces méthodes sont utilisables dans le cas d'une alimentation en tension ou courant mais la durée de la fenêtre de scrutation diminue avec la vitesse et le temps de démagnétisation de chacune des phases à scruter. Un second problème réside dans l'apparition de la saturation magnétique lors de la mesure de l'inductance.

La seconde famille de processus repose sur la mesure des courants et tensions imposées par le convertisseur dans une phase alimentée:

- Mesure de la position par analyse de la réponse en courant [9] mais des non-linéarités dépendantes de la force électromotrice interne et de la saturation magnétique apparaissent.
- Mesure du  $\frac{dI}{dt}$  dans le cas d'une alimentation en tension [2] et prise en compte de la force électromotrice interne (des problèmes de précision apparaissent alors à très basse vitesse).
- Méthodes sophistiquées basées sur la reconstruction des signaux électriques de la machine grâce à un modèle temps réel [11], [12]. Ceci nécessite un système informatique puissant et rapide qui ne prend d'ailleurs pas en compte efficacement les couplages magnétiques et la saturation magnétique (nécessité d'un modèle très complexe).

## II. MODELISATION CLASSIQUE D'UNE MRV

Nous avons cherché à mesurer l'ensemble des paramètres du modèle électrique d'une phase en cours d'alimentation puis de combiner la mesure de ces paramètres en vue de minimiser l'influence de la saturation magnétique sur l'estimation de la position. La machine d'étude ainsi que le convertisseur de puissance sont présentés en fig. 1. Il s'agit d'une machine à réductance variable avec un double stator monophasé et dotée de 4 dents rotoriques (1 paire de pôles par phases).

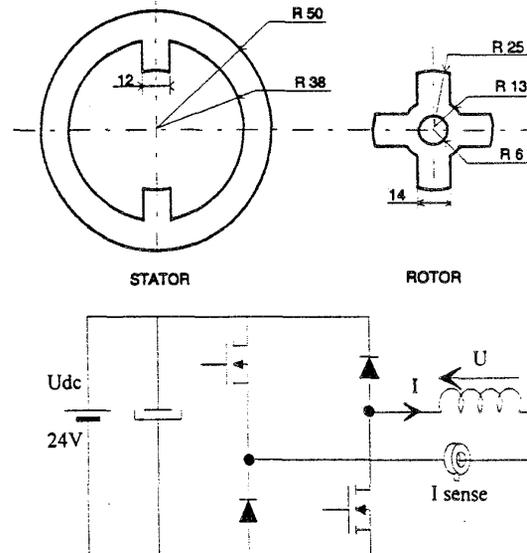


Fig. 1: Machine à Réductance Variable à double stator monophasé associée à son convertisseur demi-pont asymétrique (dimensions données en mm).

Il est possible d'adopter un schéma de type transformateur monophasé pour modéliser le comportement de la phase soumis aux signaux du convertisseur de puissance (Fig. 2). Sur cette figure,  $R_o$ ,  $L_f$ ,  $R_{si}$ ,  $R_{ri}$  représentent respectivement la résistance ohmique, l'inductance de fuite, les résistances équivalentes aux pertes fer dans la culasse stator et le reste de la machine (dents rotor et stator). Lorsque l'on soumet la phase à une tension alternative carrée ( $+U_{dc}/-U_{dc}$ ) l'amplitude de l'induction magnétique  $B$  reste constante dans la culasse mais varie suivant la position dans les dentures.

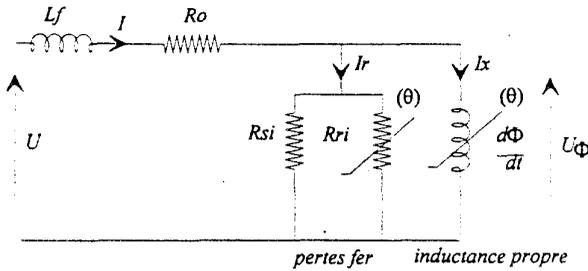


Fig. 2: modèle électrique équivalent par phase.

L'équation de magnétisation correspondante peut donc s'écrire comme suit:

$$U = L_f \cdot \frac{di}{dt} + R_o \cdot i + \frac{d\phi}{dt} \quad \text{et} \quad \frac{d\phi}{dt} = \frac{R_{si} \cdot R_{ri}}{R_{si} + R_{ri}} \cdot I_r \quad (1)$$

Avec la fréquence de découpage choisie pour cette application (20kHz), on peut considérer que Lf et Ro ont peu d'influence vis à vis de la tension induite dans l'enroulement et pourront être négligées ( sinon on peut utiliser une spire de mesure pour déterminer U $\phi$ ).

Pour modéliser le comportement de la phase en haute fréquence, on peut limiter la complexité du schéma aux seuls éléments magnétiques significatifs: Rsi, Rri et l'inductance propre et le décliner en deux variantes mathématiquement identifiables. Un modèle parallèle (fig. 3a) et un modèle série (fig. 3b) :

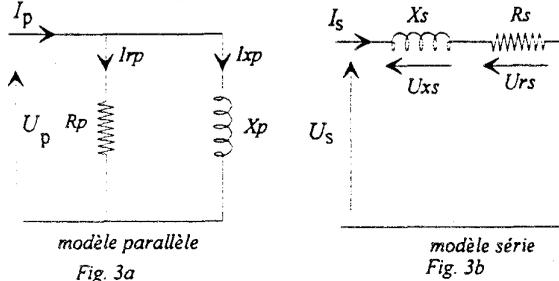


Fig. 3: notations employées pour le modèle électrique parallèle et série.

### III. RELATION ENTRE MODELE PARALLELE ET SERIE .

Il est très facile d'exprimer les éléments du modèle série en fonction de ceux du modèle parallèle. On aboutit ainsi aux deux relations suivantes:

$$R_s = \frac{R_p \cdot X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} \quad \text{et} \quad X_s = \frac{X_p \cdot R_p^2}{R_p^2 + X_p^2} \quad (2)$$

#### A. MODELE PARALLELE

En utilisant une MLI bipolaire due au découpage comme porteuse de tension de scrutation et en se limitant à la mesure du premier harmonique, il est possible de déterminer pratiquement le terme Rp et Xp désignant respectivement le terme réel et imaginaire du schéma équivalent parallèle en effectuant une démodulation synchrone de l'ondulation de courant due au découpage.

Dans ce cas l'onde de tension constitue la référence de phase et en fonction de l'angle  $\alpha$  d'échantillonnage par rapport au passage par zéro de l'onde du fondamental de tension, on peut écrire dans le cas général:

$$I_p(\alpha) = |U_p| \cdot \left[ \frac{\sin(\alpha)}{R_p} + \frac{\sin(\alpha - \frac{\pi}{2})}{X_p} \right] \quad (3)$$

Il est possible de normaliser cette expression vis à vis de  $|U_p|$  de manière à s'affranchir de la valeur du rapport cyclique de

conduction de l'onduleur. Dans ce cas on dissocie Rp et Xp en choisissant convenablement  $\alpha$ . On aboutit ainsi à la mesure du courant actif normalisé  $I_{rpn}$  et du courant réactif normalisé  $I_{xpn}$ :

$$I_{xpn} = \frac{I_p(\pi/2)}{|U_p|} = \frac{1}{R_p} \quad \text{et} \quad I_{rpn} = \frac{I_p(\pi)}{|U_p|} = \frac{1}{X_p} \quad (4)$$

Pour étudier l'influence de la saturation magnétique sur l'évolution de ces deux paramètres nous avons alimenté une phase de la machine avec une composante sinusoïdale de courant à 20kHz en plus d'une polarisation en courant continu variable. Les paramètres Rp et Xp qui dépendent de la position du rotor sont mesurés à 20kHz uniquement à l'aide d'un wattmètre électronique. Les résultats de la mesure concernant  $I_{rpn}$  et  $I_{xpn}$  sont présentés respectivement en fig.4 et fig.5.

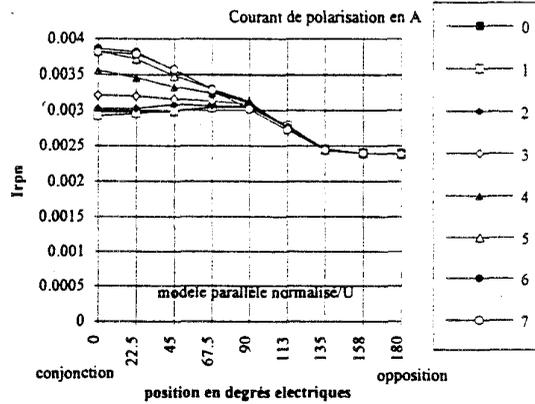


Fig. 4: mesure de  $I_{rpn}$  (composante active) à 20kHz pour différents niveaux de courants de polarisation du circuit magnétique ( $\alpha=90^\circ$ )

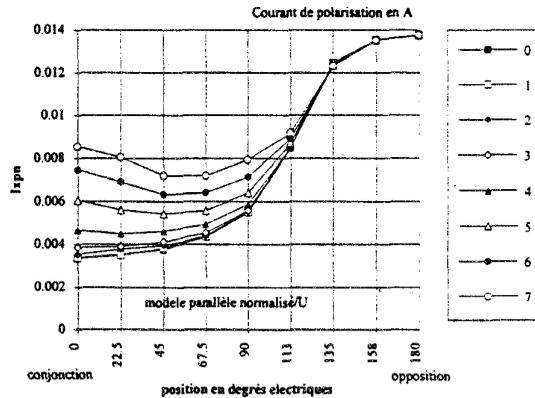


Fig.5: mesure de  $I_{xpn}$  (composante réactive) à 20kHz pour différents niveaux de courants de polarisation du circuit magnétique ( $\alpha=180^\circ$ )

On peut constater que la saturation magnétique qui apparaît dès les faibles niveaux de polarisation (3A) perturbe la mesure des paramètres réel ( $I_{rpn}$ ) et réactif ( $I_{xpn}$ ) et fausse l'estimation de la position. Ce phénomène est bien connu en ce qui concerne le paramètre réactif car il se traduit par une diminution de l'inductance incrémentale mais aussi par une diminution des pertes fer de découpage comme le montre la figure 4. Il ne semble donc pas a priori possible d'obtenir la position rotorique par la seule mesure de l'un des deux paramètres du schéma équivalent décrit en fig. 3. Nous avons donc cherché à optimiser l'angle d'échantillonnage  $\alpha$  de la démodulation synchrone de manière à minimiser l'influence de cette saturation sur notre mesure.

Un autre problème réside dans la sensibilité relative de la mesure vis à vis de la position  $\left(\frac{dI_{rpn}}{d\theta}\right)$ . Une optimisation de  $\alpha$  est encore possible pour combiner l'évolution de Rp et Xp de manière à obtenir une meilleure sensibilité relative de la mesure de position.



## V. RESULTATS EXPERIMENTAUX

Nous présentons en fig. 9 un exemple de signal image du premier harmonique de l'ondulation (MLI) du courant dans la phase, obtenue après filtrage passe bande (ch2) ainsi que le signal  $I_{pn}$  obtenu après démodulation synchrone avec l'angle d'échantillonnage optimisé  $\alpha$  (ch1) à une vitesse de 7500 tr/min

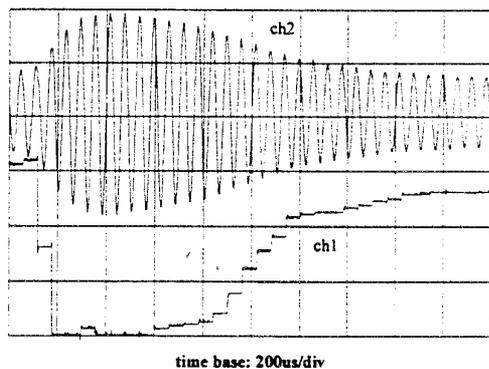


Fig. 9: exemple de signal image du 1<sup>er</sup> harmonique de courant de découpage (ch2) et mesure de  $I_{pn}$  après démodulation synchrone (ch1) suivant l'angle d'échantillonnage  $\alpha$  optimisé.

La fig. 9 se déduit de la courbe théorique (fig.6) par symétrie verticale autour de l'axe d'opposition ( $\theta=180^\circ$ ) car le déplacement angulaire en mode moteur s'effectue depuis l'opposition vers la conjonction. Le point de référence de commutation doit être choisi de manière à propager l'alimentation vers la phase prête à entrer en conduction dès que la phase en cours d'alimentation atteint sa conjonction magnétique. Ce point de référence doit donc correspondre à la conjonction.

Un algorithme plus complexe permet de prendre comme point de référence de mesure non plus la conjonction mais une position intermédiaire entre l'opposition et la conjonction. On pourra remarquer que cette position correspondant à un angle électrique de  $90^\circ$  sur la figure 6 permet de mieux s'affranchir de la saturation. D'autre part, cette position constitue un point de variation relative maximale de la mesure  $I_{pn}(\alpha)$  vis à vis de la position rotorique.

Un intégrateur numérique mesure le temps écoulé depuis le début de la magnétisation (opposition) jusqu'au croisement avec cette valeur de référence et décompte à nouveau jusqu'à zéro. En fin de décompte (au voisinage de la conjonction  $180^\circ$ ) le système ordonne l'alimentation de la phase suivante et ainsi de suite. L'algorithme agit dans ce cas comme une boucle à verrouillage de phase et la commutation d'alimentation de la phase correspond à une estimation de la position de conjonction à partir d'une mesure plus sensible de la position à  $90^\circ$ . L'autre intérêt de cette méthode est quelle permet de régler numériquement l'instant de commutation d'alimentation par rapport à la position atteinte par l'intégrateur numérique indépendamment de la référence de mesure des signaux démodulés. Un réglage de l'angle d'avance à la mise en conduction est donc ainsi réalisable de manière très précise. La seule contrainte reste de pouvoir maintenir au moins une commutation ce qui exclut un régime de pleine onde en haute vitesse mais cette limitation n'impose qu'un léger surdimensionnement en tension de l'onduleur.

## VI. CONCLUSION

Une nouvelle méthode d'autopilotage de MRV utilisant le découpage du convertisseur comme porteuse de détection et de mesure des éléments du schéma équivalent électrique de la machine a été décrite. Une étude d'optimisation de la

démodulation synchrone de cette porteuse de détection montre sur cet exemple une amélioration sensible de la mesure de la position du rotor vis à vis de la saturation magnétique et de la sensibilité relative de la mesure de position. Il apparaît ainsi quelques avantages inhérent au processus:

- pas d'électronique supplémentaire d'injection de porteuse.
- pas de problèmes d'immunité aux bruits de commutation du convertisseur grâce au filtrage passe bande à capacités commutées.
- possibilité d'ajuster finement l'angle d'avance à l'allumage de manière à désexciter la machine en régime de haute vitesse.

## 7. BIBLIOGRAPHIE

- [1] W.F. RAY, L.H. AZI-BAHADLY  
"Sensorless Methods for Determining the Rotor Position of Switched Reluctance Motors."  
Proceedings of EPE 93, Vol 6, 1993, pp 7-13
- [2] P. CARNE KJAER  
"A New Indirect Rotor Position Detection Method for Switched Reluctance Motors."  
Proceedings of ICEM 94, Vol 2, 1994, pp 555-560
- [3] M. EHSANI, I.HUSAIN, A.B. KULKARNI  
"Elimination of Position and Current sensor in Switched Reluctance Motor Drives."  
IEEE Trans I.A., Vol 28, n°1, 1992, pp 128-135
- [4] M. EHSANI, S. MAHAJAN, K.R. RAMANI, I.HUSAIN  
"New Modulation Encoding Techniques for Indirect Rotor Position Sensing in Switched Reluctance Motors."  
Proceedings of IEEE IAS 92, Vol 1, 1992, pp 430-438
- [5] N.H. MVUNGI, J.M. STEPHENSON  
"Accurate Sensorless Rotor Position Detection in a S. R. Motor."  
Proceedings of EPE 91, Vol 1, 1991, pp 390-393
- [6] M. EHSANI, I.HUSAIN  
"Rotor Position Sensing in Switched Reluctance Motor Drives by measuring Mutually Induced Voltage."  
Proceedings of IEEE IAS Houston 92, Vol 1, 1992 pp 422-429
- [7] P. LAURENT, M. GABSI, B. MULTON  
"Sensorless Position Analysis using Resonant Method for Switched Reluctance Motors."  
Proceedings of IEEE IAS Toronto 93, Vol 1 1993, pp 687-694
- [8] M. EGAN, M.B. HARRINGTON, J.M.D. MURPHY  
"PWM based Position Sensorless Control of Variable Reluctance Motor Drives."  
Proceedings of EPE 91, Vol 4, 1991, pp 24-29
- [9] P. ACARNELEY, R. HILL, C. HOOPER  
"Detection of Rotor Position in Stepping And Switched Reluctance Motors by Monitoring of Current Waveforms".  
IEEE Trans. I.A. Vol 28, n°6, Nov/Dec 1992, pp 133-142.
- [10] S.R. MACMINN, W.J. RZESOS, P.M. SZCZESNY, T.M. JAHNS  
"Application of Sensor Integration Techniques in Switched Reluctance Motor Drives".  
IEEE Trans. I.E. Vol 28, n°6, Nov/Dec 1992, pp 1339-1343.
- [11] J.H. LANG, A. LUMSDAINE  
"State Observers for Variable Reluctance Motor".  
IEEE Trans. on I.E., Vol 37, n°2, 1990, pp 133-142.
- [12] C. ELMAS, H. ZELAYA de la PARRA  
"Position Sensorless Operation of a Switched Reluctance Drive Based on a State Observer".  
Proceedings of EPE 93 Brighton, Vol 6, 1993, pp 82-87.
- [13] T.J.E. MILLER, J.T. BARS, M. EHSANI  
"Robust Torque Control of Switched Reluctance Motors Without Shaft Sensor". IEEE Trans on I.E., Vol IE33, n°3, 1986, pp 212-216