



HAL
open science

Modélisation et commande non linéaire en couple d'une machine à réluctance variable à double saillance

H. Cailleux, Bruno Le Pioufle, Bernard Multon

► **To cite this version:**

H. Cailleux, Bruno Le Pioufle, Bernard Multon. Modélisation et commande non linéaire en couple d'une machine à réluctance variable à double saillance. *Journal de Physique III*, 1996, 6 (1), pp.55-75. 10.1051/jp3:1996114 . jpa-00249447

HAL Id: jpa-00249447

<https://hal.science/jpa-00249447>

Submitted on 4 Feb 2008

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 commande non linéaire en couple d'une machine à réluctance variable à double saillance

H. Cailleux, B. Le Pioufle et B. Multon

Laboratoire d'Électricité, Signaux et Robotique (LESiR)(*), E.N.S. de Cachan,
61 avenue du Président Wilson, 94235 Cachan Cedex, France

(Reçu le 17 juillet 1995, accepté le 13 octobre 1995)

PACS.06.90+v – Other topics in metrology, measurements, and laboratory procedures

PACS.02.60-x – Numerical approximation and analysis

PACS.07.50+f – Electrical instruments and techniques

Résumé. — Dans cet article, une commande est recherchée afin de réduire les ondulations de couple d'une Machine à Réluctance Variable à Double Saillance (MRVDS). La structure très simple de la MRVDS la rend très attractive. Malheureusement, son couple polyphasé est naturellement pulsé du fait des caractéristiques électromagnétiques fortement non linéaires et de la nécessité de commuter successivement les phases pour assurer une rotation continue. Dans un premier temps, il est indispensable de déterminer très précisément les caractéristiques électromagnétiques (couple et flux en fonction de la position et du courant). Plusieurs méthodes expérimentales de caractérisation sont présentées. Un modèle s'appuyant sur cette caractérisation électromagnétique expérimentale est ensuite nécessaire pour la synthèse de la commande. Les modèles de la bibliographie, confrontés aux données expérimentales, ne sont pas adaptés à la MRVDS étudiée. Ainsi une modélisation originale est proposée. Enfin, après avoir défini une stratégie appropriée pour la commutation des phases, les limites des commandes linéaires classiques (correcteur Proportionnel Intégral) sont déterminées. Pour compenser les non linéarités de la MRVDS, une commande non linéaire en couple a été simulée et expérimentée. Des résultats très prometteurs ont été obtenus pour des fonctionnements en basses et moyennes vitesses.

Abstract. — The research of a control to reduce the torque ripple of a Switched Reluctance Machine (SRM) is the main aim of this paper. The SRM is very attractive because of its simple structure. Unfortunately, its polyphase torque is naturally pulsed because of the highly nonlinear electromagnetic characteristics and because the phases have to be successively commutated in order to maintain a continuous rotation. First, the electromagnetic characteristics (torque and flux with regard to the position and the current) have to be very precisely determined. Several experimental methods of characterization are presented. A model based on this experimental electromagnetic characterization is necessary for the synthesis of the control. The models found in the literature, compared with the experimental data, are not adapted to the SRM under study. An original model is then proposed. After defining an appropriate strategy for the phase commutation, the limits of the classical linear control (Proportional Integral controller) are determined. In order to compensate the SRM nonlinearities, a nonlinear torque control has been simulated and tested. Very promising results have been obtained at low and medium speeds.

(*) URA/CNRS 1375

1. Introduction

La Machine à Réductance Variable à Double Saillance (MRVDS) présente de plus en plus d'intérêt dans le domaine de la variation de vitesse. En effet, cette machine, sans balais ni collecteur, est de conception très simple et est constituée de matériaux peu coûteux [1, 2]. Elle ne comporte ni aimants, ni bobinages au rotor ce qui lui confère une grande robustesse. La géométrie du stator facilite la mise en place automatique des enroulements autour des plots avec un bon coefficient de remplissage. Par ailleurs, le couple produit par la machine ne dépend pas du signe du courant d'alimentation. Le convertisseur qui alimente la machine peut donc être unidirectionnel en courant ce qui permet une simplification de sa structure (demi-pont asymétrique) et, éventuellement, une réduction du nombre de semi-conducteurs de puissance [2, 3].

Cependant, nous verrons dans le paragraphe 2 que le couple généré par une telle machine est naturellement pulsé dans les conditions habituelles d'alimentation. Or les ondulations de couple générées par le moteur posent de nombreux problèmes (usure mécanique, bruit acoustique) qui peuvent être amplifiés par les résonances mécaniques du système.

Ainsi, le but du travail présenté ici est de contrôler en couple, afin d'en réduire les ondulations, une MRVDS. Pour cela, nous verrons qu'une commande non linéaire s'avère nécessaire, du fait des fortes non linéarités inhérentes à ce type de machines (saturation magnétique nécessaire pour atteindre de bonnes performances, forces magnétomotrices non sinusoïdales,...).

Ainsi après avoir rappelé brièvement le principe de fonctionnement de ce moteur dans le paragraphe 2, nous présenterons dans le troisième paragraphe diverses méthodes que nous avons utilisées pour mesurer le couple et le flux d'une phase de la machine, en fonction du courant la traversant et de la position rotorique. Nous mettrons en évidence les fortes non linéarités des caractéristiques de couple et de flux de la MRVDS, qui sont des fonctions du courant d'alimentation et de la position rotorique.

L'objet du paragraphe 4 sera de faire un état de l'art en matière de modèles de commande de la machine (modèles d'état), et de confronter ces modèles aux mesures expérimentales évoquées ci-dessus. Constatant que ces modèles analytiques conviennent peu au moteur que nous utilisons, nous présenterons un modèle par éléments de surface du moteur (variables : courant, position), basé sur les données de mesure.

Dans le paragraphe 5, nous établirons tout d'abord une stratégie de commutation des phases [4]. Constatant les mauvaises performances des commandes linéaires classiques (correcteur Proportionnel Intégral), nous étudierons alors une commande non linéaire pour la régulation du couple de la MRVDS.

Toutes les méthodes de caractérisation, de modélisation et de commande étudiées par la suite sont généralisables à toute MRVDS à condition que les couplages magnétiques entre phases soient faibles. Ce qui reste vrai lorsque les culasses ne sont pas trop saturées.

2. Présentation de la Machine à Réductance Variable à Double Saillance (MRVDS)

Les MRVDS sont constituées d'un stator à pôles saillants. Les enroulements d'alimentation sont bobinés autour des N_s dents statoriques (Fig. 1). Ils sont agencés en q phases comprenant chacune $\frac{N_s}{q}$ pôles équirépartis et qui constituent des électroaimants attirant autant de pôles

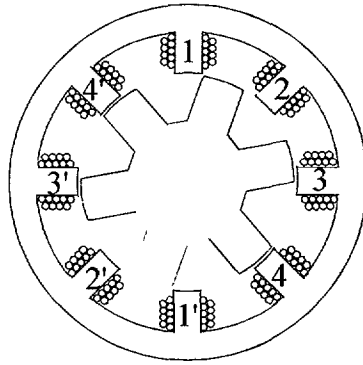


Fig. 1. — Machine à Réductance Variable à Double Saillance quatre phases (structure 8/6).

[Four phase Switched Reluctance Machine (8/6 structure).]

rotoriques en fonctionnement moteur. Le rotor d'une telle machine est également à pôles saillants. Mais il ne comporte ni enroulements, ni aimants, ni cage. Le nombre de dents rotoriques est noté N_r .

Ces machines font donc partie de la classe des machines où les pôles bobinés constituent la denture. Elles sont également appelées machines à réductance Vernier à "grosses dents". Ce sont des machines autopilotées. L'angle de conduction des courants est contrôlé et synchronisé avec la position du rotor généralement à l'aide d'un capteur de position angulaire.

Les efforts produits par cette machine sont dus à une interaction de type "courants" avec un matériau ferromagnétique. En effet, un tel matériau présentant une saillance et soumis à une excitation magnétique s'aimante pendant la présence du champ excitateur et des forces se développent. La saillance du rotor la plus proche va venir se positionner en face de la saillance du stator excitée de manière à maximiser le passage du flux. Il existe ainsi deux positions remarquables du rotor par rapport au pôle excité du stator. Une position de conjonction quand une dent du rotor est alignée avec la saillance excitée du stator et une position d'opposition quand aucune dent du rotor n'est alignée avec la saillance excitée du stator. La convention adoptée est que les positions d'opposition relatives à la phase alimentée correspondent aux angles électriques $\theta = 0^\circ$ et $\theta = 360^\circ$ (pour une période électrique). La position de conjonction correspond à l'angle $\theta = 180^\circ$. En alimentant successivement les pôles du stator, le rotor est ainsi entraîné en rotation.

Ainsi, le couple d'une telle machine est de nature pulsée. Il est une fonction non linéaire du courant d'alimentation (quadratique en régime non saturé) et de la position rotorique. Il est nul aux positions de conjonction et d'opposition et atteint son maximum entre ces deux positions.

Une structure en demi-pont asymétrique est possible pour le convertisseur puisque des courants unidirectionnels suffisent (Fig. 2). Comme la machine étudiée comporte quatre phases (Cf. Annexe A), l'onduleur comprendra quatre demi-ponts asymétriques, un pour chaque phase, les phases étant électriquement indépendantes. L'onduleur utilisé est constitué d'IGBT et fonctionne en Modulation de Largeur d'Impulsion deux niveaux à fréquence fixe (10 kHz), à partir d'une tension continue de 200 V. Il est capable de commuter 15 A sous 300 V à 20 kHz.

Traditionnellement, les équations mécaniques et électriques de la machine, sont tirées de l'expression du flux dans chaque phase $\Phi_j(\theta, i_j)$. En supposant que les couplages magnétiques

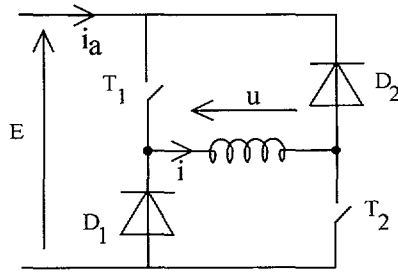


Fig. 2. — Structure du demi-pont asymétrique pour une phase.

[Asymmetrical half-bridge converter for one phase.]

entre phases sont négligeables (nous justifierons cette hypothèse au paragraphe 3.1. grâce aux mesures), on obtient :

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{N_r}{J} \left(\sum_{j=1}^4 C_j(\theta, i_j) - C_r(\theta) \right) \quad (1)$$

$$\frac{di_j}{dt} = - \left(\frac{\partial \Phi_j(\theta, i_j)}{\partial i_j} \right)^{-1} \left(r i_j + \frac{\partial \Phi_j(\theta, i_j)}{\partial \theta} \omega - u_j \right) \quad j = 1, 2, 3, 4 \quad (2)$$

où u_j , i_j , C_j , Φ_j représentent respectivement la tension statorique, le courant statorique, le couple et le flux total embrassé par le bobinage, associés à la phase jr est la résistance statorique, θ la position électrique et ω la pulsation électrique des courants ($\omega = N_r \Omega$). C_r représente le couple de charge et J le moment d'inertie de l'axe motorisé.

Il est intéressant d'introduire la notion de coénergie magnétique W'_{em_j} , qui permet de lier le flux et le couple de la phase j .

$$W'_{em_j}(\theta, i_j) = \int_0^{i_j} \Phi_j(\theta, i'_j) di'_j \quad (3)$$

$$C_j(\theta, i_j) = N_r \frac{\partial W'_{em_j}(\theta, i_j)}{\partial \theta} \quad (4)$$

Les pertes fer sont négligées dans cette étude. Pratiquement, elles affectent le couple instantané mais les fréquences auxquelles nous travaillons et l'emploi de matériaux feuilletés justifient cette hypothèse.

La nécessité de caractériser précisément la fonction flux $\Phi_j(\theta, i_j)$ ou la fonction couple $C_j(\theta, i_j)$ apparaît clairement à travers les équations (1) et (2). C'est l'objet du paragraphe qui suit.

3. Méthodes de mesures du couple et du flux monophasés

Comme l'indiquent les équations (3) et (4), le couple relatif à une phase (appelé aussi monophasé) peut se déduire des mesures de flux de la machine (et *vice versa*). Nous utiliserons les propriétés de symétrie du rotor et du stator et l'hypothèse que les pertes magnétiques sont négligeables pour ne faire nos mesures que sur une demi-période électrique (de 0 à 180° électriques).

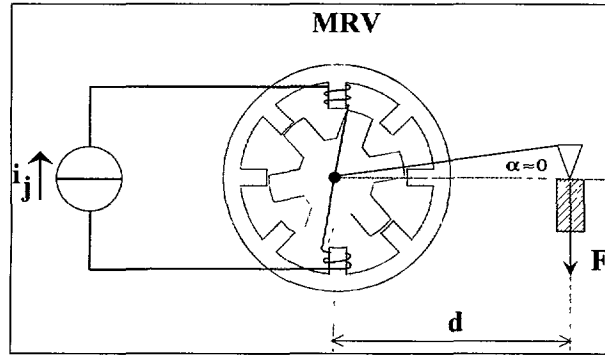


Fig. 3. — Principe de la mesure du couple statique.

[Principle of the static torque measurement.]

Nous discuterons également dans cet article de la validité des hypothèses de non-couplage magnétique entre les phases. Dans la suite de ce paragraphe, trois méthodes expérimentales pour déterminer le couple ou le flux monophasé sont présentées.

3.1. MÉTHODE DE MESURE DU COUPLE STATIQUE. — Le rotor de la machine étudiée est bloqué dans une position donnée θ à l'aide d'un bras se fixant sur l'arbre (Fig. 3). Après avoir vérifié l'horizontalité du bras (α très faible), une des phases du moteur est alimentée par un courant continu i_j .

Le couple produit par cette phase est mesuré par un capteur de force (jauges de contrainte). Si F_j est la force mesurée par le capteur, le couple correspondant se déduit de la façon suivante :

$$C_j(\theta, i_j) = F_j(\theta, i_j)d \cos \alpha \approx F_j(\theta, i_j)d \quad (\text{car } \alpha \approx 0) \quad (5)$$

Pour déterminer tout le réseau $C_j(\theta, i_j)$, ces mesures sont répétées pour différentes positions comprises entre 0 et 180° électriques et pour différents courants entre 0 et I_{\max} (ici $I_{\max} = 15$ A).

Les caractéristiques $C_j(\theta, i_j)$ obtenues sont présentées sur la figure 4. Nous pouvons déduire des caractéristiques de couple $C_j(\theta, i_j)$ et de celle du flux à l'opposition $\Phi_j(0, i_j)$, les caractéristiques de flux $\Phi_j(\theta, i_j)$, en exploitant les équations (6) et (7) :

$$W'_{em_j}(\theta, i_j) = \frac{1}{N_r} \int_0^\theta C_j(\theta', i_j) d\theta' + W'_{em_j}(0, i_j) \quad (6)$$

$$\Phi_j(\theta, i_j) = \frac{\partial W'_{em_j}(\theta, i_j)}{\partial i_j} \quad (7)$$

La caractéristique $\Phi_j(0, i_j)$, dans la position de flux minimal, est obtenue en mesurant le flux par une méthode statique vue dans le paragraphe suivant.

Les caractéristiques de flux ainsi déduites sont représentées sur la figure 5.

3.1.1. *Évaluation des couplages magnétiques.* — Les effets de couplage magnétique sont mis en évidence en alimentant deux phases consécutives de la machine en même temps. Le couple total produit par le moteur est mesuré pour différentes positions en utilisant la méthode précédente. Trois cas différents vont être considérés. Dans le cas 1, le couple total produit par la machine

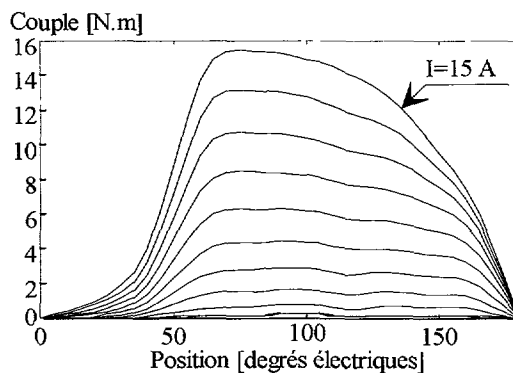


Fig. 4. — Caractéristiques du couple électromagnétique statique monophasé (pas de 1,5 A).

[Static single phase electromagnetic torque characteristics (1.5 A step).]

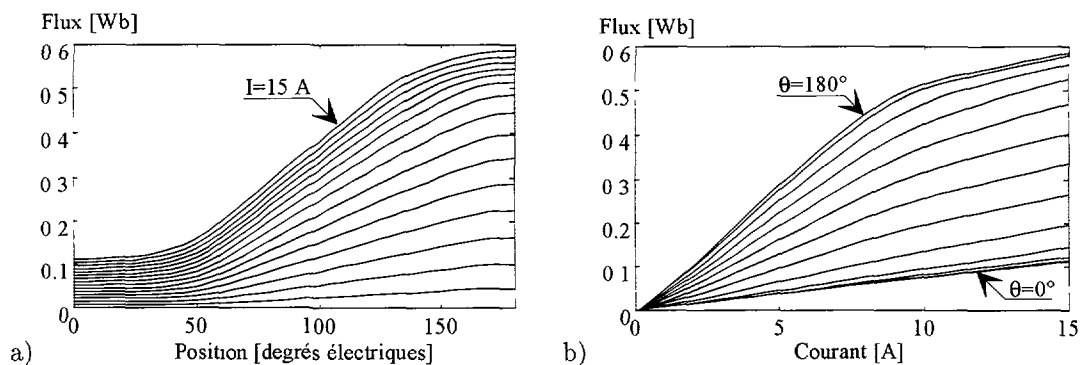


Fig. 5. — Caractéristiques du flux déduites de la mesure du couple statique. a) Caractéristiques flux/position (pas de 1 A). b) Caractéristiques flux/courant (pas de 15°).

[Deduced flux linkage characteristics from the static torque measurement.]

est mesuré lorsque les phases 1 et 2 sont alimentées chacune par un courant continu de +15 A ($I_1 = +15$ A, $I_2 = +15$ A). Dans le cas 2, la phase 1 est alimentée par un courant continu de -15 A, alors que la phase 2 est toujours alimentée par un courant continu de +15 A ($I_1 = -15$ A, $I_2 = +15$ A). Enfin, le cas 3 correspond au calcul théorique qui consiste à additionner le couple monophasé (déterminé dans l'étude précédente) qui serait produit par la phase 1 si celle-ci était alimentée par un courant continu de +15 A avec le couple monophasé qui serait produit par la phase 2 alimentée également par un courant continu de +15 A. Les résultats sont présentés sur la figure 6. Sans couplage magnétique entre phases, les cas 1, 2 et 3 devraient être équivalents. D'après les courbes de la figure 6, le couplage magnétique de la machine étudiée peut être considéré comme négligeable, ce qui valide l'utilisation de modèles monophasés pour la commande (Cf. paragraphes 4 et 5). En effet, l'écart maximal entre les couples des cas 1 et 3 est de 12 % tandis qu'il est de 7 % entre les cas 2 et 3. Ceci est dû au fait que la machine est assez peu saturée (Fig. 5b)

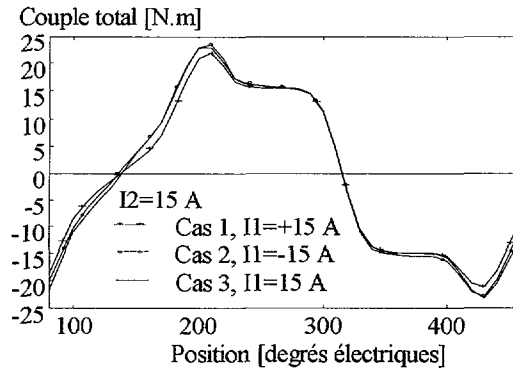


Fig. 6. — Couple total de la machine pour différents cas d'alimentation.

[Machine total torque for different feeding cases.]

3.2. MÉTHODE DE MESURE STATIQUE DU FLUX. — Le rotor de la machine est bloqué dans une position θ donnée. Une des phases du moteur est alimentée avec un courant alternatif délivré par un amplificateur de tension (Fig. 7). En mesurant la tension induite, les caractéristiques de flux $\Phi_j(\theta, i_j)$ peuvent être déduites par intégration numérique. Trois méthodes sont traditionnellement utilisées pour la mesure de la tension induite :

- La première méthode consiste à enrouler quelques spires autour du plot statorique excité en prenant soin de vérifier qu'elles sont bien représentatives du flux moyen embrassé par l'ensemble des spires. La tension aux bornes de l'enroulement de mesure donne une image de la tension induite de la machine.
- Si les plots statoriques ne sont pas accessibles, la tension induite peut être déduite de la tension d'alimentation en compensant l'effet résistif.
- Dans le cas de moteurs à enroulements bifilaires, le premier enroulement est destiné à l'alimentation, tandis que le second est utilisé comme enroulement de mesure.

Nous avons utilisé la première méthode et les résultats obtenus sont présentés sur la figure 8. Nous pouvons déduire $C_j(\theta, i_j)$ de la caractéristique de flux $\Phi_j(\theta, i_j)$ ainsi obtenue, en exploitant les équations (3) et (4).

3.3. MÉTHODE DE MESURE DYNAMIQUE DU FLUX. — La machine est entraînée à vitesse constante (500 tr/min), pendant qu'une des phases est alimentée par un courant continu (Fig. 9). En mesurant la tension induite aux bornes d'un enroulement de mesure, le flux peut se déduire de la manière suivante :

Comme $u_j(t) = \frac{n_s}{n} \frac{d\Phi_j(t)}{dt}$ alors :

$$\Phi_j(\theta, i_j) = \frac{n}{n_s N_r \Omega} \int_0^\theta u_j(\theta') d\theta' + \Phi_j(0, i_j) \quad (8)$$

où n et n_s sont respectivement le nombre de spires du bobinage d'alimentation et du bobinage de mesure, et $u_j(t)$ la tension induite mesurée.

Un réseau de flux similaire à celui présenté sur la figure 8 est ainsi obtenu. De même, les caractéristiques de couple peuvent être déduites comme précédemment.

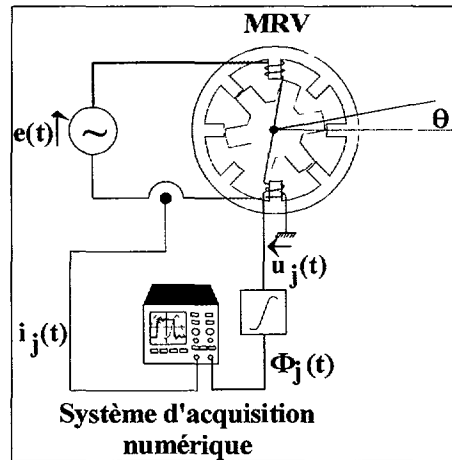


Fig. 7. — Principe de la mesure statique du flux.

[Principle of the static flux measurement.]

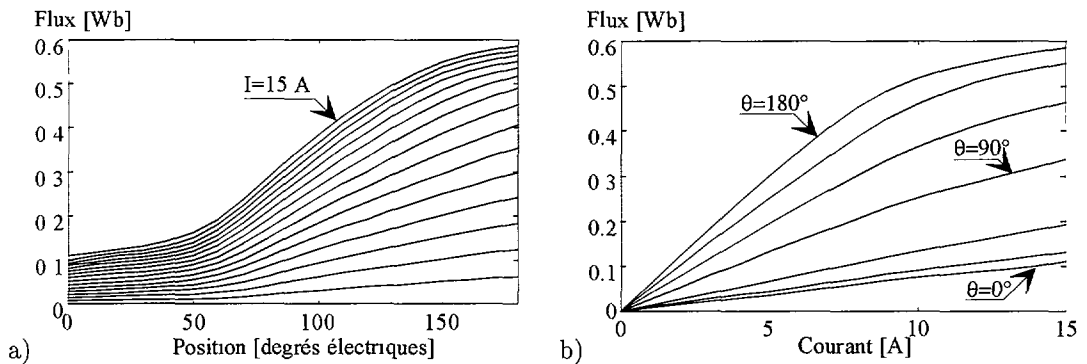


Fig. 8. — Caractéristiques du flux statique monophasé. a) Caractéristiques flux/position (pas de 1 A). b) Caractéristiques flux/courant (pas de 30°).

[Static single phase flux linkage characteristics.]

Le problème de cette méthode est que les résultats ne sont satisfaisants que si l'ondulation du courant d'alimentation est négligeable. Pratiquement, le courant est inévitablement perturbé par la force électromotrice de la machine surtout dans le cas de gros moteurs. Ainsi, une méthode numérique a été développée (Ref. [5]) pour compenser les effets de l'ondulation du courant.

Au vu des résultats obtenus avec les différentes méthodes de mesures comparées dans la référence [5], la mesure statique du couple est la méthode la plus précise pour la caractérisation électromagnétique de la machine. Cependant, la méthode dynamique compensée donne des résultats satisfaisants et présente l'avantage d'une grande simplicité et rapidité de mise en œuvre.

Notre but étant la recherche d'une commande permettant la minimisation des ondulations de couple, il est préférable que le modèle (Cf. § 4) et la commande (Cf. § 5) soient calculés à partir des mesures directes du couple statique.

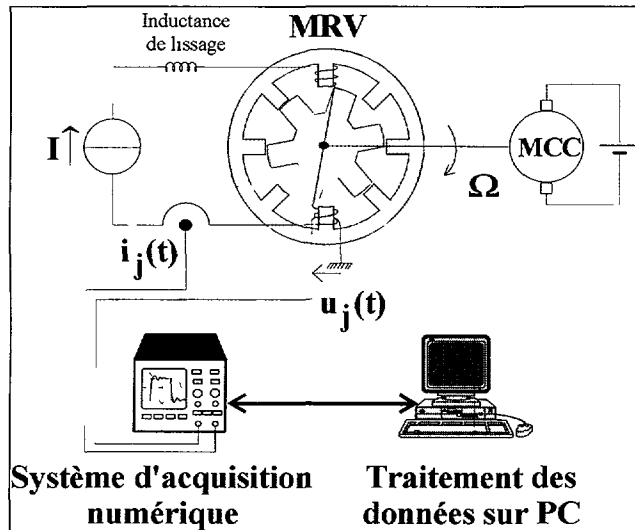


Fig. 9. — Principe de la mesure dynamique de la tension induite.

[Principle of the induced voltage dynamic measurement.]

4. Modélisation de la machine à réluctance variable à double saillance

Comme nous avons pu le voir dans le paragraphe précédent, le comportement de la MRVDS est particulièrement non linéaire. Ainsi, la machine peut être fortement saturée dans sa position de conjonction (Fig. 5b). En effet, ceci est nécessaire pour obtenir une grande variation d'énergie électromagnétique, et donc un fort couple durant une période électrique. De plus, si nous analysons les résultats de mesure de la figure 5a, il est clair que la variation du flux est loin d'être une fonction sinusoïdale de la position.

De plus, pour calculer la commande nécessaire permettant de minimiser les ondulations du couple, il est nécessaire d'avoir un modèle précis de la machine (modèle d'état, sur la base duquel nous pourrions faire la synthèse d'une commande performante).

Ainsi, nous présentons dans ce paragraphe quelques modèles usuellement rencontrés dans la littérature scientifique. Nous n'avons pas ici l'ambition de faire une présentation exhaustive de tous les modèles publiés à propos de cette machine : nous n'avons donc retenu que ceux qui nous semblent les plus fréquents et d'utilisation aisée pour la commande non linéaire. De plus, nous n'évoquerons pas ici certains modèles qui ne nous semblent absolument pas adaptés au type de machine que nous présentons (par exemple les modèles basés sur la représentation de Park, qui prennent pour hypothèse que la machine n'est pas saturée, et ne prennent en compte que le premier harmonique des inductances de la machine, [6]).

4.1. MODÈLE MAGNÉTIQUE LINÉAIRE PAR MORCEAUX. — On linéarise la courbe $\Phi_j(\theta, i_j)$ à θ fixé par m tronçons de droites (le plus souvent $m = 2$ ou 3) [1, 7-9]. Ceci nous permet de calculer approximativement l'inductance incrémentale $\left(\frac{\partial \Phi_j}{\partial i_j}\right)$ ou la force électromotrice de la machine $\left(\frac{\partial \Phi_j}{\partial \theta} \omega\right)$. Ces modèles sont souvent utilisés pour la synthèse de correcteurs proportionnels intégraux (boucles de courant). Ils offrent également la possibilité de s'attaquer

simplement au problème de l'optimisation convertisseur-machine à partir de critères tels que les rapports couple/pertes joules ou couple/facteur de puissance [7]. Toutefois, ils ne permettent pas une analyse fine du couple pulsatoire.

4.2. MODÈLE ANALYTIQUE DE TYPE EXPONENTIEL. — Le flux est approché par une fonction exponentielle du courant, et la dépendance vis à vis de la position rotorique est approchée par une série de Fourier (au premier terme dans la plupart des articles, [10, 11]). Son expression pour la phase j est la suivante :

$$\begin{aligned} \Phi_j(\theta_m, i_j) &= \Phi_s(1 - e^{-i_j f_j(\theta_m)}) \text{ avec } i_j \geq 0 & (9) \\ f_j(\theta_m) &= a + \sum_{n=1}^{\infty} \{b_n \sin [n(N_r \theta_m - (j-1)2\pi/q)] + c_n \cos [n(N_r \theta_m - (j-1)2\pi/q)]\} & (10) \end{aligned}$$

où N_r représente le nombre de dents rotoriques de la machine, θ_m l'angle mécanique ($\theta = N_r \theta_m$) et q le nombre de phases. Φ_s peut être considéré comme le flux à la saturation. Φ_s , a , b_n et c_n sont les paramètres à déterminer afin de faire correspondre ce modèle analytique aux données expérimentales.

De cette forme analytique du flux, peut se déduire facilement une forme analytique du couple en utilisant les relations (3) et (4).

Dans leur application, les auteurs [10], se limitent au premier harmonique pour $f_j(\theta_m)$.

Ainsi, les modèles du flux et du couple suivent les courbes expérimentales avec une erreur inférieure à 10 %. Nous avons essayé ce modèle pour le cas de la machine étudiée [12]. Les meilleurs résultats obtenus présentent une erreur de 20 % pour les modèles de flux et de couple en ayant augmenté le nombre de termes de la série de Fourier $f_j(\theta_m)$ (huit harmoniques). La simplicité évidente de ce modèle permet de déterminer en peu de calculs le flux et le couple produits dans la machine. Cependant, l'erreur entre le modèle et les mesures est beaucoup trop importante pour que ce modèle puisse être exploité par un algorithme de commande sophistiqué.

4.3. MODÈLE ANALYTIQUE DE TYPE EXPONENTIEL-LINÉAIRE. — Dans leur article [13], les auteurs ont présenté un modèle pour des MRVDS de forte puissance (60 kW). Le modèle proposé est similaire à celui présenté dans le paragraphe précédent. Il se distingue par un terme linéaire en courant supplémentaire et par la dépendance en θ_m du terme représentant le flux de saturation. L'expression analytique proposée pour le flux est la suivante :

$$\Phi_j(i_j, \theta_m) = a_1(\theta_m) \left(1 - e^{a_2(\theta_m)i_j}\right) + a_3(\theta_m)i_j \quad (11)$$

La structure de la machine est périodique en θ_m , donc a_1 , a_2 et a_3 peuvent être exprimés sous forme de série de Fourier. a_1 modélise le flux de saturation, a_2 quantifie la saturation et contrôle le profil de la courbe et a_3 représente l'inductance incrémentale pour des niveaux de courants élevés (dès que le terme exponentiel tend vers une constante, il subsiste une dépendance linéaire entre le flux et le courant).

Ce modèle a été testé dans le cas de la machine étudiée avec une série de Fourier à neuf coefficients [12, 13]. Ce modèle permet d'approcher assez finement le flux pour des valeurs de courants élevés. Les résultats sont nettement moins bons pour de faibles valeurs de courant (erreur de 30 % [12]). De plus, le modèle du couple déduit de celui du flux présente des ondulations haute fréquence fort gênantes pour être ensuite utilisé dans le calcul d'une commande en couple.

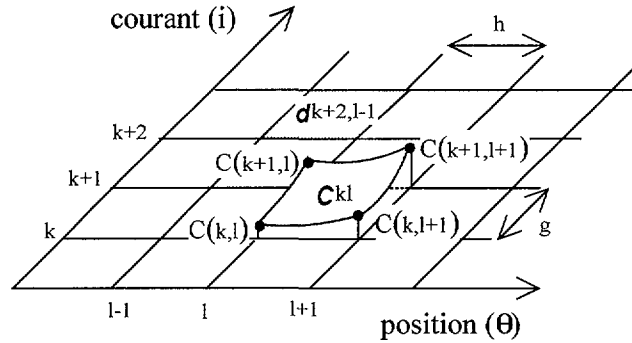


Fig. 10. — Partition de la surface de couple à modéliser.

[Division of the torque surface.]

4.4. MODÈLE PAR ÉLÉMENTS DE SURFACE. — Les caractéristiques électromagnétiques de la MRVDS (couple et flux), qui sont fonction à la fois de la position θ et du courant i , constituent une surface pouvant être approchée par l'utilisation de méthodes d'interpolation 3D. Les fonctions splines bicubiques (de degré trois à deux variables) offrent une première solution [14–18]. Cependant, les calculs associés à ce type de modèle sont généralement complexes. Ils sont d'autant plus longs et difficiles à réaliser lorsque, par exemple, le couple doit être déduit à partir du modèle du flux. Pour simplifier le modèle, il peut être intéressant d'interpoler la surface du flux ou du couple par une combinaison de fonctions en θ et en i de faible degré. Nous avons donc mis au point pour la machine étudiée un modèle utilisant cette technique.

Ce modèle est calculé à partir des mesures statiques du couple. En effet, la mesure directe du couple statique est la méthode la plus précise et permet de déduire des valeurs de flux correctes. Le couple étant, compte tenu des hypothèses, une fonction impaire par rapport à la position angulaire, le domaine d'étude \mathcal{D} est défini, dans notre exemple, entre 0° (opposition) et 180° (conjonction) pour la position, et entre 0 A et 15 A pour le courant.

$$(i, \theta) \in ([0, 15], [0, 180]) \quad (12)$$

Le domaine d'étude \mathcal{D} peut être divisé en sous-domaines d_{kl} , de surface égale, tels que :

$$(i, \theta) \in d_{kl} \Leftrightarrow \begin{cases} i \in [kg, (k+1)g[\\ \theta \in [lh, (l+1)h[\end{cases} \quad (13)$$

g est l'écart en courant de chaque sous-domaine d_{kl} et h l'écart en position. Pour plus de clarté, la valeur de courant égale à kg est noté $i(k)$. Il en est de même pour la position, $lh = \theta(l)$. Le couple correspondant à $i(k)$ et $\theta(l)$ sera noté $C(k, l)$. $C(k, l)$ représente ici un couple monophasé. Dans ce paragraphe, l'indice "j" indiquant la phase concernée est omis afin de faciliter la lecture.

À chaque sous-domaine d_{kl} est associée une partie de la surface du couple $C(i, \theta)$, notée $C_{kl}(i, \theta)$. Soit la surface $C_{kl}(i, \theta)$ représentée sur la figure 10. Elle est délimitée par les quatre points extrêmes $C(k, l)$, $C(k+1, l)$, $C(k, l+1)$ et $C(k+1, l+1)$. Le principe de ce modèle est d'essayer d'interpoler le plus simplement possible chacune des surfaces $C_{kl}(i, \theta)$ en leur associant une équation de la forme :

$$C_{kl}(i, \theta) = a_{kl} + b_{kl}i + c_{kl}\theta + d_{kl}i\theta \text{ pour } (i, \theta) \in d_{kl} \quad (14)$$

La détermination du modèle consiste alors à déterminer les quatre coefficients a_{kl} , b_{kl} , c_{kl} et d_{kl} pour tous les sous-domaines d_{kl} . Pour imposer une solution unique, un système de quatre équations linéairement indépendantes doit être résolu :

$$\begin{bmatrix} C(k, l) \\ C(k, l+1) \\ C(k+1, l) \\ C(k+1, l+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & i(k) & \theta(l) & i(k)\theta(l) \\ 1 & i(k) & \theta(l+1) & i(k)\theta(l+1) \\ 1 & i(k+1) & \theta(l) & i(k+1)\theta(l) \\ 1 & i(k+1) & \theta(l+1) & i(k+1)\theta(l+1) \end{bmatrix}}_Z \begin{bmatrix} a_{kl} \\ b_{kl} \\ c_{kl} \\ d_{kl} \end{bmatrix} \quad (15)$$

Pour déduire l'expression du flux de ce modèle, il faut tout d'abord calculer la coénergie.

$$W'_{em}(i, \theta) = \frac{\pi}{180N_r} \int_0^\theta C(i, \theta') d\theta' + \frac{L_0 i^2}{2} \quad (16)$$

Lorsque la variable d'intégration θ' varie de 0 à θ , elle traverse plusieurs sous-domaines d_{kl} différents. Soit les variables n_1 et n_2 définies comme suit :

$$\begin{cases} n_1 = \text{partie entière } (i/g) \\ n_2 = \text{partie entière } (\theta/h) \end{cases} \quad (17)$$

Ainsi le bipoint (i, θ) appartient au sous-domaine d_{n_1, n_2} . L'expression de la coénergie se décompose en $(n_2 + 1)$ intégrales :

$$\begin{aligned} W'_{em}(i, \theta) = & \frac{\pi}{180N_r} \left\{ \int_0^h C_{n_1, 0}(i, \theta') d\theta' + \int_h^{2h} C_{n_1, 1}(i, \theta') d\theta' + \dots \right. \\ & \left. + \int_{(n_2-1)h}^{n_2 h} C_{n_1, n_2-1}(i, \theta') d\theta' + \int_{n_2 h}^\theta C_{n_1, n_2}(i, \theta') d\theta' \right\} + \frac{L_0 i^2}{2} \quad (18) \end{aligned}$$

Tenant compte de l'interpolation (14), le flux est alors déduit en dérivant la coénergie par rapport au courant.

$$\begin{aligned} \Phi(i, \theta) = & \frac{\pi}{180N_r} \left\{ \sum_{s=0}^{n_2-1} \left(b_{n_1, s} h + d_{n_1, s} \frac{[(s+1)^2 - s^2] h^2}{2} \right) \right. \\ & \left. + b_{n_1, n_2} [\theta - n_2 h] + d_{n_1, n_2} \frac{[\theta^2 - (n_2 h)^2]}{2} \right\} + L_0 i \quad (19) \end{aligned}$$

Ce modèle a été testé sur les mesures de couple statique de la machine étudiée. Les résultats sont présentés sur la figure 11. Les pas en position et courant sont égaux respectivement à 1° électrique et 0,1 A ($h = 1^\circ$ et $g = 0,1$ A). Les résultats obtenus pour le couple sont très satisfaisants. Ces valeurs de pas seront choisies pour le modèle qui servira à simuler le comportement de la machine.

Les valeurs de flux déduites en appliquant (19) à partir du modèle du couple précédent sont présentées sur la figure 12. Une erreur d'environ 5 % est commise sur le flux correspondant à de faibles valeurs de courant. Pour de très faibles valeurs de courant, l'erreur commise peut être très importante vis à vis des très faibles valeurs de flux correspondantes.

Ce modèle est utilisé pour simuler le comportement de la MRVDS. En effet, ces modèles du couple et du flux permettent une détermination aisée des dérivées partielles en θ et en i . Cependant, pour des raisons de simplicité, aucune condition de continuité sur les dérivées à la frontière des sous-domaines n'a été imposée lors du calcul du modèle.

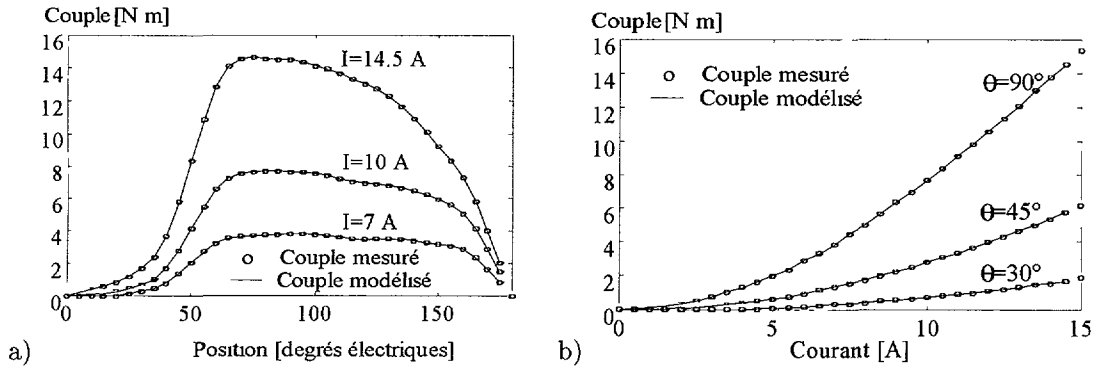


Fig. 11. — Modélisation du couple par éléments de surface ($h = 1^\circ$, $g = 0,1$ A).

[Surface element torque model ($h = 1^\circ$, $g = 0,1$ A).]

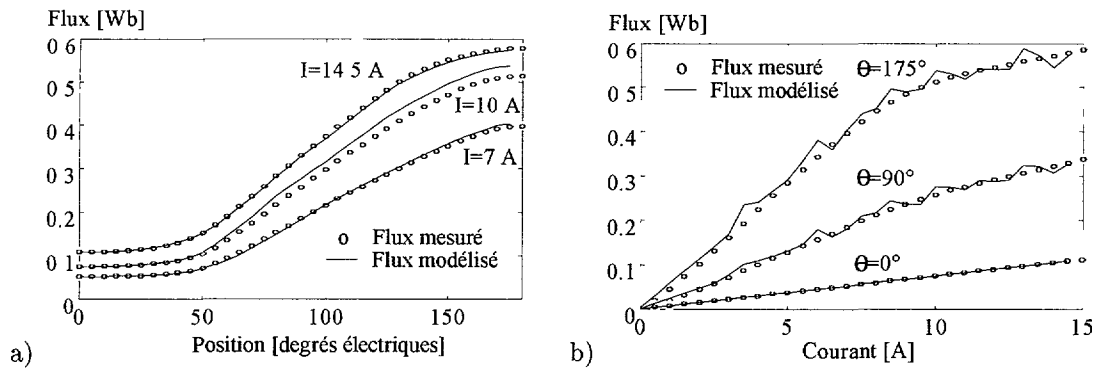


Fig. 12. — Dédution du flux de la modélisation du couple par éléments de surface ($h = 1^\circ$, $g = 0,1$ A).

[Deduced flux linkage from the surface element torque model ($h = 1^\circ$, $g = 0,1$ A).]

5. Commande en couple de la machine à réluctance variable à double saillance

Du fait de sa structure géométrique (moteur à double saillance, enroulements d'alimentation concentrés autour des pôles statoriques) et de son mode de fonctionnement (nécessité d'une saturation magnétique afin de maximiser le couple massique, champ magnétique pulsé obtenu en alimentant successivement les enroulements statoriques), le couple moteur généré par une MRVDS est naturellement ondulé.

Les pulsations de couple peuvent être atténuées en optimisant la forme des pôles statoriques et rotoriques [19–22], mais seule une commande en couple efficace, associée à une stratégie de commutation appropriée, permettra de réduire celles-ci de manière significative.

5.1. STRATÉGIE DE COMMUTATION. — Comme chaque phase ne peut produire du couple positif que pendant une période angulaire bien définie, la stratégie d'alimentation adoptée introduit quasi-inévitablement, pendant les commutations entre phases, des ondulations de couple inacceptables. Cependant, ces ondulations de couple peuvent être minimisées et la circulation de l'énergie dans la machine facilitée pendant la commutation entre deux phases par un

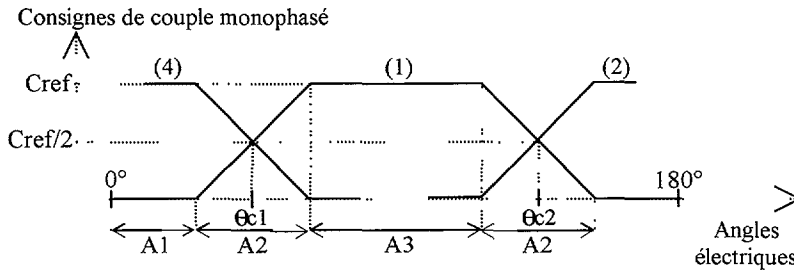


Fig. 13. — Définition des consignes de couple monophasé trapézoïdales.

[Definition of single phase torque trapezoidal references.]

choix approprié des consignes de couple monophasées. Dans la référence [23], ont été proposées des consignes de couple de forme trapézoïdale afin d'adoucir les variations de couple monophasé. Par ailleurs, avec la commande en trapèze, la dynamique des courants est beaucoup plus "douce" et les durées d'écrêtage de la tension d'alimentation sont fortement diminuées. La figure 13 représente les consignes de couple lors de la commutation entre les phases 4 et 1 de la machine et lors de la commutation entre les phases 1 et 2.

Plusieurs zones peuvent être définies (Fig. 13). Une première zone d'angle A3 où une seule phase produit tout le couple de la machine. Une seconde zone d'angle A2 où le couple de la machine est produit par deux phases (commutation). Au milieu de cette seconde zone est définie une position θ_c où les deux phases produisent la même valeur de couple, égale à la moitié du couple désiré $C_{ref}\theta_c$ sera par la suite désigné comme la position de la commutation. L'angle A1 est la zone angulaire entre la position d'opposition et la position où la consigne de couple commence à croître. Entre la position θ_{c1} et θ_{c2} (Fig. 13), la phase 1 est dite phase principale. Il faut noter que le trapèze de couple est entièrement défini en connaissant la valeur C_{ref} qui est la valeur de couple désiré et les angles A1 et A2.

La valeur des angles A1 et A2 peut être calculée selon différents critères. Dans la référence [23], une étude approfondie a été réalisée sur la valeur optimale de ces deux angles par rapport à des critères énergétiques. Précédemment [4], nous avons prouvé l'intérêt d'une telle stratégie de commutation.

5.2. CORRECTEUR PROPORTIONNEL INTÉGRAL. — Des consignes de couple monophasé précédemment définies sont déduites les consignes de courant pour chacune des phases. Le rôle des correcteurs PI est d'asservir les courants à ces consignes (Fig. 14).

Nous pouvons voir sur la figure 15 les résultats obtenus avec cette commande (conditions d'étude en Annexe B).

Nous constatons que le couple polyphasé est fortement pulsé du fait que le couple monophasé suit mal sa consigne. En effet, l'inductance incrémentale $L_j = \frac{\partial \Phi_j}{\partial i_j}$ et la force électromotrice

$E_j = \frac{\partial \Phi_j}{\partial \theta} \omega$ sont des fonctions non linéaires et fortement variables (Fig. 5). Une commande de type PI ne prend pas en compte ces non linéarités. Le but de la commande non linéaire en couple présentée dans le paragraphe qui suit est de compenser ces non linéarités.

5.3. COMMANDE NON LINÉAIRE EN COUPLE. — Le rôle de la commande non linéaire va être de compenser les effets des non linéarités de la force électromotrice et de l'inductance de la machine. Nous nous appuyons sur les méthodes de linéarisation entrée-sortie introduites

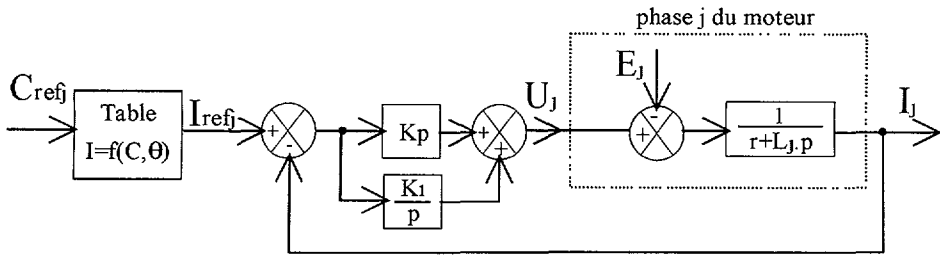


Fig. 14. — Schéma bloc de la phase j du moteur et de sa commande PI.

[Current PI controller of the j^{th} motor phase.]

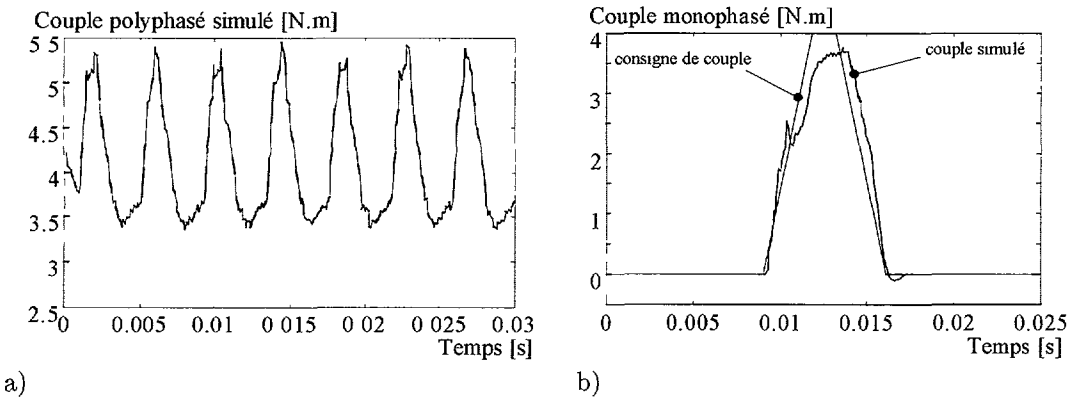


Fig. 15. — Simulation d'une commande en couple avec des correcteurs PI ($C_{ref} = 4 \text{ Nm} - \Omega = 600 \text{ tr/min}$).

[Simulation of a PI torque control ($C_{ref} = 4 \text{ Nm} - \Omega = 600 \text{ rev/min}$).]

dans [24], qui ont déjà été appliquées pour le contrôle en position de la MRVDS [10, 11]. Nous les utiliserons ici pour commander en couple la MRVDS. En effet, nous nous plaçons dans le cadre des boucles de régulation imbriquées, où la vitesse et la position sont régulées par des boucles externes. Cette stratégie classique nous permet de contrôler le courant maximum de la machine.

Les couplages magnétiques sont ici négligés. Cette hypothèse semble justifiée d'après les résultats du paragraphe 3.1. Les courants dans chacune des phases de la machine seront asservis pour que les couples monophasés suivent leur consigne en trapèze définie dans le paragraphe 5.1.

Le vecteur d'état X est composé de la position angulaire, de la vitesse de rotation et des quatre courants (machine quatre phases). Le vecteur de sortie Y (grandeurs à asservir), comprend le couple polyphasé produit par la machine et les trois courants secondaires (non liés à la phase principale). Le vecteur de commande U est constitué des quatre tensions d'alimentation. Par exemple, dans le cas où la phase 1 est la phase principale (phase susceptible de fournir

le rapport couple/courant maximum, Cf. § 5.1), les vecteurs d'état, de sortie et de commande sont les suivants :

$$X = [\theta \ \omega \ i_1 \ i_2 \ i_3 \ i_4]^t \quad (20)$$

$$Y = [C(\theta, i_1, i_2, i_3, i_4) \ i_2 \ i_3 \ i_4]^t \quad (21)$$

$$U = [u_1 \ u_2 \ u_3 \ u_4]^t \quad (22)$$

La dynamique entrée-sortie s'exprime par :

$$\frac{dY}{dt} = B_0 + A_0 U \quad (23)$$

A_0 (matrice de découplage, [24]), s'exprime comme suit :

$$A_0 = \begin{bmatrix} \frac{\partial C_1}{\partial i_1} \left(\frac{\partial \Phi_1}{\partial i_1} \right)^{-1} & \frac{\partial C_2}{\partial i_2} \left(\frac{\partial \Phi_2}{\partial i_2} \right)^{-1} & \frac{\partial C_3}{\partial i_3} \left(\frac{\partial \Phi_3}{\partial i_3} \right)^{-1} & \frac{\partial C_4}{\partial i_4} \left(\frac{\partial \Phi_4}{\partial i_4} \right)^{-1} \\ 0 & \left(\frac{\partial \Phi_2}{\partial i_2} \right)^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \left(\frac{\partial \Phi_3}{\partial i_3} \right)^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \left(\frac{\partial \Phi_4}{\partial i_4} \right)^{-1} \end{bmatrix} \quad (24)$$

et B_0 est de la forme suivante :

$$B_0 = \begin{bmatrix} \frac{\partial C}{\partial \theta} \omega - \sum_{j=1}^4 \left(\frac{\partial C_j(\theta, i_j)}{\partial i_j} \left(\frac{\partial \Phi_j}{\partial i_j} \right)^{-1} \left(r i_j + \frac{\partial \Phi_j}{\partial \theta} \omega \right) \right) \\ - \left(\frac{\partial \Phi_2}{\partial i_2} \right)^{-1} \left(r i_2 + \frac{\partial \Phi_2}{\partial \theta} \omega \right) \\ - \left(\frac{\partial \Phi_3}{\partial i_3} \right)^{-1} \left(r i_3 + \frac{\partial \Phi_3}{\partial \theta} \omega \right) \\ - \left(\frac{\partial \Phi_4}{\partial i_4} \right)^{-1} \left(r i_4 + \frac{\partial \Phi_4}{\partial \theta} \omega \right) \end{bmatrix} \quad (25)$$

Le comportement désiré du couple polyphasé et des courants est imposé par les consignes C_{ref} , $I_{2\text{ref}}(\theta)$, $I_{3\text{ref}}(\theta)$ et $I_{4\text{ref}}(\theta)$. C_{ref} est constante quelle que soit la position. $I_{2\text{ref}}(\theta)$, $I_{3\text{ref}}(\theta)$ et $I_{4\text{ref}}(\theta)$ sont déduites des consignes de couple en trapèze. Le comportement imposé est le suivant (convergence des erreurs vers zéro, avec une dynamique imposée, quelles que soient les consignes) :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}(C_{\text{ref}} - C) + K_{\text{cp}}(C_{\text{ref}} - C) + K_{\text{ci}} \int_0^t (C_{\text{ref}} - C) dt = 0 \\ \frac{d}{dt}(I_{2\text{ref}} - i_2) + K_{\text{ip}}(I_{2\text{ref}} - i_2) + K_{\text{ii}} \int_0^t (I_{2\text{ref}} - i_2) dt = 0 \\ \frac{d}{dt}(I_{3\text{ref}} - i_3) + K_{\text{ip}}(I_{3\text{ref}} - i_3) + K_{\text{ii}} \int_0^t (I_{3\text{ref}} - i_3) dt = 0 \\ \frac{d}{dt}(I_{4\text{ref}} - i_4) + K_{\text{ip}}(I_{4\text{ref}} - i_4) + K_{\text{ii}} \int_0^t (I_{4\text{ref}} - i_4) dt = 0 \end{cases} \quad (26)$$

Pour ce faire, le vecteur de commande se calcule de la manière suivante :

$$U = A_0^{-1} \left\{ \begin{array}{l} K_{cp}(C_{ref} - C) + K_{ci} \int_0^t (C_{ref} - C)dt + \frac{d}{dt} C_{ref} \\ K_{ip}(I_{2ref} - i_2) + K_{ii} \int_0^t (I_{2ref} - i_2)dt + \frac{d}{dt} I_{2ref} \\ K_{ip}(I_{3ref} - i_3) + K_{ii} \int_0^t (I_{3ref} - i_3)dt + \frac{d}{dt} I_{3ref} \\ K_{ip}(I_{4ref} - i_4) + K_{ii} \int_0^t (I_{4ref} - i_4)dt + \frac{d}{dt} I_{4ref} \end{array} \right\} - B_0 \quad (27)$$

Remarque 1

Dans notre cas, le couple polyphasé désiré étant constant, la dérivée de C_{ref} est nulle. Par contre, les dérivées des références de courant, bien que non nulles, ne sont pas prises en compte dans la commande, afin d'éviter l'introduction de bruits de dérivation. Ceci se traduit par une erreur de traînage sur les courants, donc sur les couples monophasés, comme nous pouvons le remarquer sur la figure 18. Cependant, ceci n'affectera pas l'évolution du couple polyphasé (compensation de cette erreur par la boucle sur le couple polyphasé).

Remarque 2

Les intégrateurs permettent de compenser les erreurs de modélisation dont la conséquence est une linéarisation entrée-sortie imparfaite.

Remarque 3

Le calcul de la commande ne peut se faire que si A_0 est inversible. Dans [10,11], est constatée la présence périodique de singularité de A_0 . En effet, la stratégie de commutation utilisée était de type créneau (une phase motrice à la fois). Dans notre cas, la stratégie de commutation étant de type trapèze (deux phases motrices lors des commutations), nous avons montré dans [4], que A_0 est toujours inversible.

Le principe de la commande non linéaire en couple est représenté sur la figure 16 dans le cas où la phase 1 est la phase principale. La dynamique imposée pour le système linéarisé (constitué de l'association de la commande non linéaire avec la MRVDS) correspond à une correction proportionnelle intégrale.

Les résultats expérimentaux obtenus pour le couple polyphasé avec la commande non linéaire sont comparés sur la figure 17 à ceux obtenus avec une commande PI.

Les courbes de la figure 18 permettent de comparer les résultats de simulation et d'expérimentation obtenus avec cette commande non linéaire (conditions d'étude en Annexe C).

Avec la commande non linéaire, les distorsions du couple ont été considérablement diminuées. Le couple polyphasé instantané fluctue d'une période à l'autre à cause de l'échantillonnage qui est asynchrone avec la position mécanique. Ainsi, l'amplitude des harmoniques du couple polyphasé varie en fonction de la période considérée.

Les courbes des courants simulé et réel sont très proches l'une de l'autre. Les tensions simulée et réelle sont également similaires. Il y a donc une bonne concordance entre les résultats de simulation et ceux d'expérimentation permettant de valider les modèles de simulation.

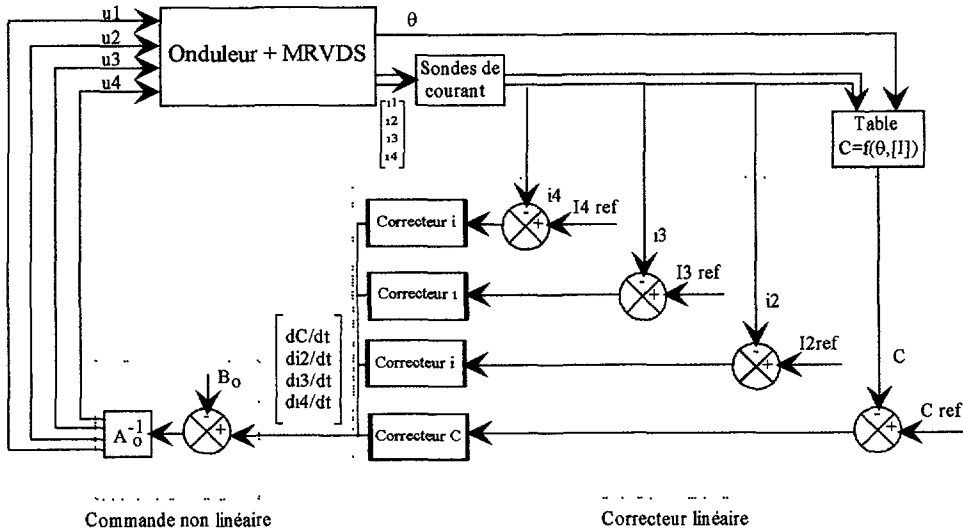


Fig. 16. — Principe de la commande non linéaire en couple.

[Principle of the nonlinear torque control.]

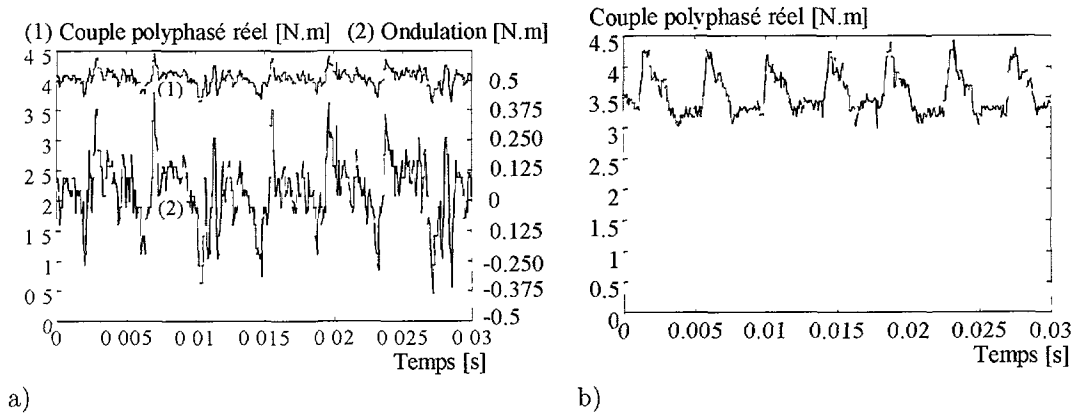


Fig. 17. — Comparaison des couples polyphasés obtenus avec la commande non linéaire et la commande PI ($C_{ref} = 4 \text{ Nm}$ - $\Omega = 600 \text{ tr/min}$). a) Commande non linéaire, b) Commande PI.

[Comparison of the polyphase torques obtained with either the nonlinear control or the PI controller ($C_{ref} = 4 \text{ Nm}$ - $\Omega = 600 \text{ rev/min}$).]

6. Conclusion

La MRVDS est une machine de conception très simple qui peut concurrencer les machines classiques à courants alternatifs grâce à ses bonnes performances. Cependant, sa caractéristique électromagnétique est fortement non linéaire. La mise au point d'une commande performante est donc délicate. C'est pourquoi, dans cet article, nous nous sommes tout d'abord intéressés aux méthodes expérimentales permettant la détermination des caractéristiques électromagnétiques d'une telle machine (couple et flux). Puis nous avons recherché des modèles à la fois

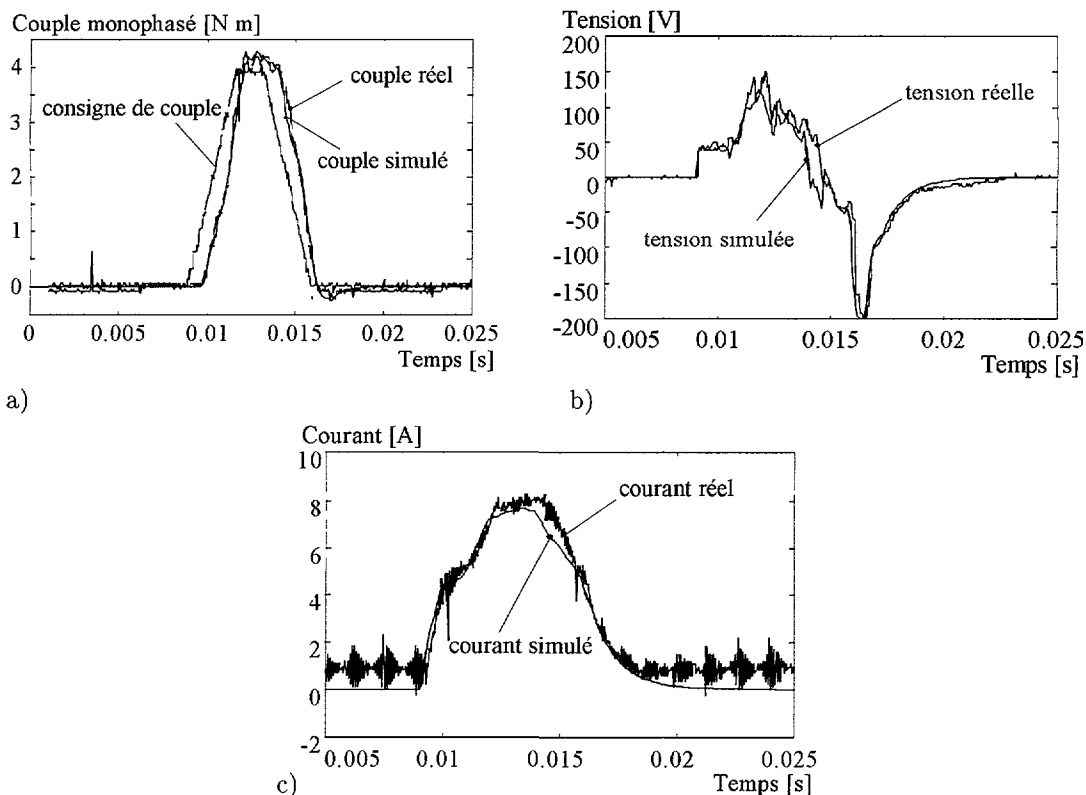


Fig. 18. — Simulation et expérimentation de la commande non linéaire en couple ($C_{ref} = 4 \text{ Nm}$ - $\Omega = 600 \text{ tr/min}$).

[Simulation and experimentation of the nonlinear torque control ($C_{ref} = 4 \text{ Nm}$ - $\Omega = 600 \text{ rev/min}$).]

simples et précis pour exploiter du mieux possible ces mesures de flux ou de couple. Enfin, après avoir mis en évidence les performances limitées des commandes linéaires classiques, nous avons simulé et expérimenté une commande non linéaire en couple associée à une stratégie de commutation appropriée. Ce type de commande est mieux adapté au cas de la MRVDS au vu des résultats expérimentaux prometteurs obtenus pour des fonctionnements en basses et moyennes vitesses.

L'ondulation de couple minimale est d'abord intrinsèquement limitée par les caractéristiques électromagnétiques de la machine et par la tension d'alimentation. Pour une "puissance apparente silicium" de l'onduleur raisonnable [7, 21], il est théoriquement possible (avec un système de commande parfait) de maintenir l'ondulation de couple à un niveau faible pour une vitesse inférieure à environ la moitié de la vitesse de base. Seul un accroissement du nombre de phases permettrait de réduire cette ondulation. En ce qui concerne la commande, elle est limitée aux hautes fréquences d'alimentation (liées à la vitesse) par son aspect échantillonné. Ainsi, pour améliorer les performances à grande vitesse, une commande non linéaire discrète associée aux techniques de sous-échantillonnage devra être envisagée.

Toutefois, il reste à quantifier la diminution du bruit acoustique de la machine consécutive à la diminution de l'ondulation de couple.

Annexe A

La MRVDS étudiée dans cet article est une machine de la marque OULTON de type PLD 112S/2. Elle est produite par la société du Royaume-Uni TASC Drives Ltd. C'est une machine tétraphasée, de structure 8/6, c'est à dire huit dents au stator ($N_s = 8$) et six dents au rotor ($N_r = 6$).

Tableau I. — *Caractéristiques principales de la MRVDS étudiée.*

[Principal characteristics of the studied SRM.]

Puissance nominale	$P_n = 4$ kW
Vitesse de base	$\Omega_n = 3000$ tr/min
Couple nominal	$C_n = 12,5$ N.m
Résistance statorique	$r = 0,3$ Ω
Nombre de phases	$q = 4$

Annexe B

- $K_p = 53$, $K_i = 33333$
- $A_1 = 25^\circ$, $A_2 = 60^\circ$

Annexe C

- correcteur C : $K_{cp} = 4320$, $K_{ci} = 0$
- correcteur i : $K_{ip} = 830$, $K_{ii} = 0$
- $A_1 = 25^\circ$, $A_2 = 60^\circ$

Bibliographie

- [1] Ray W.F., Lawrenson P.J., Davis R.M., Stephenson J.M., Fulton N.N. et Blake R.J., High-Performance Switched Reluctance Brushless Drives, *IEEE Trans. Ind. Appl.* **IA-22** (1986) 722-730.
- [2] Miller T.J.E., Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives (Oxford Science Publications, 1989).
- [3] Multon B., Conception et alimentation électronique des machines à réluctance variable à double saillance, Habilitation à diriger des recherches, E.N.S. de Cachan (soutenue le 17 Mai 1994).
- [4] Cailleux H., Le Pioufle B., Multon B. et Sol C., A Precise Analysis of the Phase Commutation for the Torque Nonlinear Control of a Switched Reluctance Motor - Torque Ripples Minimization, IECON'93, Hawaii, USA, Vol. 3 (November 15-19, 1993) pp. 1985-1990.
- [5] Cailleux H., Mouchoux J.-C., Multon B., Hoang E. et Le Chenadec J.-Y., Comparison of measurement methods to determine the electromagnetic characteristics of switched reluctance motors, EPE Chapter Symposium, Electric Drive Design and Applications (Lausanne, Switzerland, October 19-20, 1994) pp. 639-644.
- [6] Zribi M. et Chiasson J., Position Control of a PM Stepper Motor by Exact Linearization, *IEEE Trans. Automatic Control* **36** (1991) 620-625.

- [7] Multon B. et Glaize C., Optimisation du dimensionnement des alimentations des machines à réductance variable, *Rev. Phys. Appl.* **22** (1987) 339-357.
- [8] Bolognani S., Buja G.S. et Valla M.I., Switched-Reluctance Motor Performance Analysis Based on an Improved Modeling of its Magnetic Characteristics, *Elec. Machines Power Systems* **19** (1991) 425-438.
- [9] Buja G.S. et Valla M.I., Control Characteristics of the SRM Drives - Part I: Operation in the Linear Region, *IEEE Trans. Ind. Electron.* **38** (1991) 313-321.
- [10] Ilic'-Spong M., Marino R., Peresada S.M. et Taylor D.G., Feedback Linearizing Control of Switched Reluctance Motors, *IEEE Trans. Automatic Control* **AC-32** (1987) 371-379.
- [11] Ben Amor L., Dessaint L.-A., Akhrif O. et Olivier G., Adaptive Feedback Linearization for Position Control of a Switched Reluctance Motor: Analysis and Simulation, IECON'92, Vol. 1 (San Diego, California, U.S.A., November 9-13, 1992) pp. 150-159.
- [12] Cailleux H., Caractérisation électromagnétique, modélisation et comparaison de stratégies pour la commande en régime transitoire de machines à réductance variable à double saillance, Thèse Paris VI (soutenue le 16 Juin 1995).
- [13] Torrey D.A. et Lang J.H., Modelling a nonlinear variable-reluctance motor drive, IEE Proc. Vol. 137, Pt. B, N°5 (September 1990) pp. 314-326.
- [14] Crivii M. et Jufer M., High speed Switched Reluctance Motor, SPEEDAM Conf., Positano (Italy, May 19-21, 1992) pp. 409-413.
- [15] Pulle D.W.J., New Data Base for Switched Reluctance Drive Simulation, IEE Proc.-B, Vol. 138, N°6 (November 1991) pp. 331-337.
- [16] Manzer D.G., Varghese M. et Thorp J.S., Variable Reluctance Motor Characterization, *IEEE Trans. Ind. Electron.* **36** (1989) 56-63.
- [17] O'Dwyer J. et Vonhof E., Saturable Variable Reluctance Motor Simulation Using Spline Functions, ICEM'94, Vol. 3 (Paris, France, 5-8 Septembre, 1994) pp. 176-180.
- [18] Moallem M. et Ong C.-M., Predicting the Steady-State Performance of a Switched Reluctance Machine, *IEEE Trans. Ind. Appl.* **27** (1991) 1087-1097.
- [19] Wallace R.S. et Taylor D.G., Low-Torque-Ripple Switched Reluctance Motors for Direct-Drive Robotics, *IEEE Trans. Robotics and Automation* **7** (1991) 733-742.
- [20] Multon B., Hassine S. et Le Chenadec J.-Y., Pole Arc Optimization of Vernier Reluctance Motors Supplied with Square Wave Current, *Elec. Machines Power Systems* **21** (1993) 695-709.
- [21] Le Chenadec J.-Y., Geoffroy M., Multon B. et Mouchoux J.-C., Torque Ripple Minimisation in Switched Reluctance Motors by Optimisation of Current Wave-Forms and of Tooth Shape with Copper Losses and "V.A. Silicon" Constraints, ICEM'94, Vol. 3 (Paris, France, 5-8 Septembre, 1994) pp. 559-564.
- [22] Hoang E., Multon B., Vives Fos R. et Geoffroy M., Influence of Stator Yoke Thickness and Stator Teeth Shape upon Ripple and Average Torque of Switched Reluctance Motors, SPEEDAM Conf. (Taormina-Italy, 8-10 June 1994) pp. 145-149.
- [23] Le Chenadec J.-Y., Multon B. et Hassine S., Current Feeding of Switched Reluctance Motor. Optimization of the Current Wave Form to Minimize the Torque Ripple, IMACS-TC1'93 (Montréal, Canada, July 7-9, 1993) pp. 267-272.
- [24] Isidori A., Nonlinear Control Systems: An Introduction (New York: Springer-Verlag, 1985).