**Expérimentation d'un ensemble machine à réluctance
variable-convertisseur à extinction forcée - 150 kW - 500
tours/min - 200 Hz**

R. Goyet, C. Nasr, C. Glaize

► **To cite this version:**

R. Goyet, C. Nasr, C. Glaize. Expérimentation d'un ensemble machine à réluctance variable-convertisseur à extinction forcée - 150 kW - 500 tours/min - 200 Hz. *Revue de Physique Appliquée*, 1987, 22 (5), pp.359-366. 10.1051/rphysap:01987002205035900 . jpa-00245550

HAL Id: jpa-00245550

<https://hal.science/jpa-00245550>

Submitted on 1 Jan 1987

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.

Classification
Physics Abstracts
89.20A

Expérimentation d'un ensemble machine à réluctance variable- convertisseur à extinction forcée — 150 kW — 500 tours/min — 200 Hz

R. Goyet, C. Nasr et C. Glaize (*)

Laboratoire d'Electrotechnique (CNRS — UA 845), Bât. 214, Université Paris-Sud, 91405 Orsay, France
(*) L.E.S.I.R. ENS de Cachan, 61, avenue du Président Wilson, 94230 Cachan, France

(Reçu le 3 novembre 1986, accepté le 5 février 1987)

Résumé. — Une machine à réluctance variable triphasée, de type original, est entraînée par un convertisseur à thyristors habituellement utilisé avec les moteurs asynchrones. Le choix de cette association est discuté du point de vue de la commutation, naturelle ou forcée, des thyristors. Les résultats expérimentaux sont enfin présentés en détaillant les différentes séquences de conduction au niveau de l'onduleur.

Abstract. — An original 3-phase reluctance machine is fed by a current source inverter which is often used with induction motors. The choice of the association is discussed according to the natural or forced commutation of thyristors. Finally, experimental results are presented with the succession of different conducting phases occurring in the inverter.

1. Les machines à réluctance variable.

Dans ces machines, les efforts sont liés aux variations d'inductance provoquées par la déformation du circuit magnétique. Leur structure est simple du fait qu'il n'y a pas de conducteur sur les parties mobiles ; elle donne en principe des couples massiques élevés [1-3]. Dans le passé ces machines n'étaient cependant utilisées que dans des applications limitées, du type statique (électro-aimant), ou à des niveaux de puissance inférieurs au kW (moteurs de positionnement). Depuis une dizaine d'années la situation a été modifiée par l'introduction de fréquences élevées dans les convertisseurs de commande. Celles-ci sont *a priori* bien adaptées aux machines à réluctance variable. Les recherches sur le sujet ont alors repris et quelques réalisations industrielles sont apparues. Par exemple une traction électrique jusqu'à 50 kW, 750 tours/min est commercialisée en Angleterre sur certains petits véhicules urbains [4].

La structure de machine la plus souvent rencontrée est cylindrique. Le long de l'entrefer, se faisant face sur le stator et le rotor, se trouvent une série de dents. Ces dents sont en nombre différent de sorte qu'une moitié seulement peut fournir un effort dans une même direction. Elles sont magnétisées par un système de courants polyphasés qui dirige le champ sur les zones où l'effort est dans le même sens. Les courants commutent en synchronisme avec la posi-

tion du rotor de sorte qu'à chaque instant la moitié des dents travaille. On parle d'effet Vernier pour exprimer le fait que le rotor tourne moins vite que le champ tournant [3, 5, 6].

De son côté le Laboratoire d'Electrotechnique d'Orsay s'est intéressé à une structure particulière de machine susceptible de performances très intéressantes au niveau du couple massique. Il a construit un prototype de validation à un niveau de puissance déjà significatif : 200 kW. La figure 1 donne la disposition générale de la machine. La structure

Fig. 1. — Structure d'une phase du prototype.

[Structure of one prototype phase.]

adoptée, à disques, permet d'augmenter la surface d'entrefer et donc le couple lorsque l'induction de saturation est atteinte [1, 2, 7].

Le prototype, triphasé, est formé de trois machines monophasées magnétiquement indépendantes, disposées en ligne. Chacune de ces machines a trois disques fixes et deux disques mobiles, comportant tous $p = 24$ plots magnétiques. Le décalage des plots, entre les trois machines, assure la continuité du couple. Chaque phase possède deux bobinages, inducteur et induit, en mutuelle totale et sans liaison magnétique avec les autres phases. Cette configuration utilise les dents de façon tout à fait équivalente à ce qui se passe dans l'effet Vernier. Dans ce dernier cas, à chaque instant, la moitié des dents travaille tandis qu'ici, à l'inverse, c'est chaque dent qui travaille la moitié du temps.

La machine a déjà été testée en génératrice [8]. Les performances obtenues sont rappelées sur la figure 2 dans le plan ampère-tours, flux embrassé par une phase. Il s'agit du flux embrassé par une spire de bobinage. La courbe obtenue, marquée 205 kW, enlace une surface de 342 J qui parcourue 200 fois par seconde, sur les 3 phases, donne 205 kW. Cette courbe s'inscrit entre deux autres courbes statiques correspondant aux inductances extrêmes de la machine. Les valeurs de ces inductances en régime linéaire sont 15,5 et 5,3 μH par spire. Les positions correspondantes sont appelées respectivement conjonction et opposition.

Fig. 2. — Cycles flux-ampères-tours.

[Flux-Ampere turns-Cycles.]

2. Association onduleur machine.

Pour piloter la machine en mode moteur, le niveau de puissance requis incite à utiliser un onduleur fiable, déjà expérimenté par ailleurs dans l'industrie.

A ce sujet on trouve principalement deux ensembles machine-convertisseur compétitifs.

— De 100 kW à 1 MW, le moteur asynchrone est souvent préféré du fait de sa simplicité. Le convertisseur associé est représenté sur la figure 3. Il comporte des condensateurs de commutation qui limitent l'emploi de la solution à des puissances moyennes (automotrices de banlieue, ventilateurs de tunnels...). La situation dans le secteur est en cours d'évolution du fait de l'arrivée de nouveaux composants (thyristors à extinction par la gachette GTO).

Fig. 3. — Onduleur à extinction forcée.

[Force-commutated inverter.]

— De 0,5 à 40 MW, le moteur synchrone est généralement préféré du fait de la simplicité du convertisseur associé qui ne comporte aucun auxiliaire de commutation (Fig. 4). C'est la solution retenue par exemple pour les moteurs de 800 kW du futur TGV Atlantique [9] ou pour les grosses pompes et compresseurs de l'industrie pétrolière. La particularité de ces dispositifs consiste en un pilotage de l'onduleur fonction de la position du rotor : on parle de moteur synchrone autopiloté.

Chacun des deux convertisseurs précédents peut *a priori* être associé à une machine à réluctance variable, en mode autopiloté. Le choix s'est porté ici sur le premier, avec condensateurs, dit à extinction forcée. La discussion entre les deux solutions est donnée aux paragraphes 3, 4 et 5 suivants. La figure 5 donne dès à présent l'ensemble de l'expérience réalisée, avec les parties puissance et commande rassemblées sur un même schéma.

La commande du convertisseur est organisée autour d'un micro-ordinateur qui assure la gestion du système. Avant le démarrage, il relève la position

Fig. 4. — Onduleur à extinction naturelle.
[Naturally commutated inverter.]

du rotor et indique à l'opérateur quels condensateurs sont à précharger. Une fois la machine démarrée, il assure quelques fonctions de sécurité et règle les instants d'amorçage des thyristors. Ceux-ci sont définis au clavier sous forme de décalage électrique modifiable à chaque instant. Le micro-ordinateur reçoit l'information et avance ou retarde en conséquence les amorçages par rapport aux signaux du codeur [10].

La figure donne enfin le branchement des bobinages de la machine et la disposition des autres organes de puissance. Les chiffres notés correspondent à l'essai présenté en fin d'article.

3. Critères généraux sur le couple.

Quelques relations simples conduisent à l'expression du couple. Les deux bobinages de chaque phase possèdent n_0 et n_1 spires parcourues par les courants respectifs :

- I'_0 donnant l'excitation continue.
- $i_1(t) = +I_1, 0$ ou $-I_1$ provenant de l'onduleur.

Par la suite les ampères-tours seront notés sous la forme :

$$n_1 i_1(t) + n_0 I'_0 = n_1 (i_1 + I_0) = n_1 I(t)$$

avec $I_0 = \frac{n_0}{n_1} I'_0$ (ici $n_1 = 8$).

Le courant $I(t) = i_1 + I_0$ ainsi défini prend successivement dans notre cas les valeurs $I_0, I_0 + I_1, I_0, I_0 - I_1 \dots$ Le passage de I_0 à $(I_0 + I_1)$ est repéré sur la figure 6 par rapport à la position d'opposition. L'inductance de la phase 1 est : $\mathcal{L}_1 = L_0 - L_1 \cos p\theta$ avec : $L_0 = 666 \mu\text{H}$, $L_1 = 326 \mu\text{H}$, $p\theta = \omega t$, $\omega = \frac{2\pi}{T}$. Lorsqu'elle est excitée par les ampères-tours $n_1 I = n_1 (I_0 + i_1)$ elle fournit un couple :

$$C(t) = \frac{I^2 d\mathcal{L}_1}{2 d\theta} = \frac{(I_0 + i_1)^2}{2} p L_1 \sin \omega t.$$

Fig. 5. — Ensemble du dispositif d'expérimentation.
[Whole of experiment device.]

On a intérêt à produire le courant I maximal, égal à $(I_0 + I_1)$, au moment où la dérivée $d\ell_1/d\theta$ est maximale. Ceci donne un couple crête maximal :

$$C_{\max} = \frac{(I_0 + I_1)^2}{2} p L_1$$

et fixe des limites au décalage ωt_0 :

$$\omega t_0 \in \left[-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2} \right].$$

Le couple moyen est de son côté donné par :

$$\bar{C} = \frac{1}{T} \int_0^T C(t) dt = p \frac{L_1 \sqrt{3}}{\pi} I_0 I_1 \sin \left(\omega t_0 + \frac{\pi}{3} \right).$$

On a donc intérêt à adopter pour décalage la valeur $\omega t = \frac{\pi}{6}$ qui donne un couple moyen maximal

$\bar{C}_{\max} = p \frac{L_1 \sqrt{3}}{\pi} I_0 I_1$. On jugera par la suite l'efficacité d'un décalage par la valeur du rapport $k_2 = \bar{C}/\bar{C}_{\max}$ qui doit être le plus élevé possible.

La production de couple doit s'effectuer enfin avec un minimum d'ondulations. Pour un couple moyen donné on cherchera donc à réduire le rapport :

$$k_3 = \frac{C_{\max}}{\bar{C}} = \frac{\pi}{2 \sqrt{3} \sin \left(\omega t_0 + \frac{\pi}{3} \right)} \frac{(I_0 + I_1)^2}{I_0 I_1}.$$

En pratique le couple $\bar{C}$ est fixé par le décalage ωt_0 et le produit $I_0 I_1$, le minimum de k_3 est alors obtenu lorsque $I_0 = I_1$. Les critères précédents sont maintenant utilisés dans l'analyse des onduleurs.

4. Onduleur à commutation naturelle.

L'étude de l'association d'un onduleur et d'une machine se ramène à celle du transfert du courant d'une phase à la suivante. Considérons donc ici la commutation du courant I_1 de la phase 1 à la phase 2. En prenant le début de cette commutation comme nouvelle origine des temps, les inductances des phases 1 et 2 sont :

$$\ell_1 = L_0 - L_1 \cos(\omega t + \varphi)$$

$$\text{et } \ell_2 = L_0 - L_1 \cos \left(\omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3} \right).$$

L'instant $t = 0$ est défini par son décalage électrique $\varphi = \omega t_0 + \frac{2\pi}{3}$ par rapport à l'opposition sur la phase 1. A l'instant $t = 0$ on amorce T_3 : T_1 et T_3 commencent alors par conduire simultanément les courants de phase i_1 et $i_2 = I_1 - i_1$.

Fig. 6. — Courbes caractéristiques en cas de commutation instantanée.

[Characteristic curves in case of instantaneous commutation.]

On a : $v_1 - v_2 = 0$ avec :

$$v_1 - v_2 = \frac{d}{dt} [\ell_1(i_1 + I_0)] - \frac{d}{dt} [\ell_2(I_1 - i_1 + I_0)]. \quad (1)$$

Ceci conduit à une relation du type :

$$(\ell_1 + \ell_2) i_1 = I_1 \ell_2 + I_0(\ell_2 - \ell_1) + d$$

où d est une constante réalisant la condition $i_1(0) = I_1$. On trouve alors compte tenu des expressions de ℓ_1 et ℓ_2 :

$$(\ell_1 + \ell_2) i_1 = 2 L_0 I_1 - L_1 \cos \left(\frac{\omega t}{2} + \varphi - \frac{\pi}{3} \right) \times \left[(I_1 + 2 I_0) \sqrt{3} \sin \frac{\omega t}{2} + I_1 \cos \frac{\omega t}{2} \right].$$

La commutation étudiée est terminée lorsque $i_1 = 0$ à $t = \tau$. En général on fonctionne avec une durée de commutation τ faible devant la période $T = \frac{2\pi}{\omega}$. Ceci donne, à l'annulation de i_1 , la condition approchée suivante :

$$\frac{2 L_0}{L_1} \left[\cos \left(\varphi - \frac{\pi}{3} \right) \right] \times \left[\left(1 + \frac{2 I_0}{I_1} \right) \sqrt{3} \pi \frac{\tau}{T} + 1 \right].$$

Cherchons à satisfaire cette condition pour une valeur typique de $\frac{\tau}{T}$, mettons $1/20^e$, l'inconnue étant le rapport I_0/I_1 . Ce rapport dépend du décalage φ , il est donné par le tableau suivant pour deux valeurs remarquables de φ . On y trouve aussi les valeurs de k_2 et k_3 caractéristiques respectives du couple moyen et du couple crête.

φ	$k_1 = \frac{I_0}{I_1}$	$k_2 = \frac{\bar{C}}{\bar{C}_{\max}}$	$k_3 = \frac{C_{\max}}{\bar{C}}$
$\frac{2\pi}{3}$	12,68	0,87	15,45
$\frac{\pi}{2}$	6,33	0,5	15,4

Il apparaît alors que les fonctionnements trouvés sont mauvais pour la machine. D’abord le calage optimal $\left[\omega t_0 = \frac{\pi}{6}, \varphi = \frac{5\pi}{6}\right]$ est impossible, i_1 ne pouvant s’annuler. La condition approchée précédente impose en effet un rapport $k_1 = \frac{I_0}{I_1}$ infini lorsque $\varphi = \frac{5\pi}{6}$.

Ensuite, lorsque cette annulation est possible, il faut alors surexciter la machine à un point tel que les contraintes résultant au niveau du couple sont trop sévères. La valeur moyenne $\bar{C}$ devient en effet relativement inférieure à l’optimum $\bar{C}_{\max}$ (k_2 faible) et les ondulations au cours du temps sont trop importantes (k_3 élevé).

L’onduleur à commutation naturelle n’est donc pas adéquat pour exploiter une telle machine à réluctance variable au maximum de ses possibilités et avec un couple suffisamment régulier.

5. Onduleur à extinction forcée.

Nous allons voir que l’onduleur à extinction forcée permet par contre de commuter le courant dans les conditions optimales dégagées au paragraphe 3. Rappelons que celles-ci concernent le décalage de l’onde de courant $i_1(t)$ $\left[\omega t_0 = \frac{\pi}{6}\right]$ et l’excitation continue $[I_0 = I_1]$. Pour cela nous commençons par étudier la commutation de i_1 lorsque la machine est arrêtée.

5.1 MACHINE A L’ARRÊT. — La position d’arrêt étudiée est celle du calage optimal

$$\left[\omega t_0 = \frac{\pi}{6}, \varphi = \frac{5\pi}{6}\right].$$

Les inductances des phases 1 et 2 ont alors pour valeurs respectives :

$$\ell_1 = L_0 + L_1 \frac{\sqrt{3}}{2} \quad \text{et} \quad \ell_2 = L_0 - L_1 \frac{\sqrt{3}}{2},$$

et le circuit de commutation étudié est représenté sur la figure 7. Les condensateurs c de la figure 3 se retrouvent en parallèle entre T_1 et T_3 avec la valeur $c' = \frac{3}{2} c$. A l’amorçage de T_3 , la charge négative de

Fig. 7. — Commutation forcée élémentaire.
[Elementary forced commutation.]

c' assure le blocage de T_1 . On a $i_2 = 0$ et le courant $i_1 = I_1$ décharge c' . Cette phase se termine par la mise en conduction de D_3 qui commence lorsque

$$v_c = v_2 - v_1. \tag{2}$$

Avec i_1 et i_2 constants ceci se produit au moment où v_c s’annule.

A partir de cet instant D_1 et D_3 conduisent ensemble. Avec une nouvelle origine des temps, le système évolue suivant l’équation :

$$\begin{aligned} v'_c &= [v'_c(t = 0) = 0] + \frac{1}{c'} \int_0^t i_1 \, dt = \\ &= \ell_2 \frac{di_2}{dt} - \ell_1 \frac{di_1}{dt} = 2 L_0 \frac{di_1}{dt}. \end{aligned}$$

Soit

$$i_1 = I_1 \cos \omega_0 t$$

avec

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2 L_0 c'}} = \frac{1}{\sqrt{3 L_0 c}}.$$

Les allures des tensions v_1 , v_2 et v_c en découlent, elles sont portées sur la figure 7. La valeur du courant I_1 retenue (440 A) est celle qui a été utilisée dans l’essai en puissance présenté au paragraphe 6. On constate un pic de tension sur chacune des phases 1 et 2. Le rapport de leurs amplitudes est égal à celui des inductances commutées ℓ_1 et ℓ_2 . A la fin de la commutation la charge de c' s’est inversée de façon à préparer la commutation suivante.

5.2 MACHINE EN ROTATION LENTE. — La rotation est dite ici lente lorsque la durée d’une commutation est faible devant la période électrique ($\omega_0 \gg 10 \omega$). Dans ce cas, l’annulation de i_1 est toujours composée des deux phases : décharge à courant constant de c' et conduction simultanée de D_1 et D_3 . Mais il convient de faire intervenir dans l’équation (2) l’expression complète (1) de $(v_2 - v_1)$. On constate

alors que la commutation est possible pour n'importe quel décalage $\varphi = \omega t_0 + \frac{2\pi}{3}$. De plus, il n'est plus nécessaire de surexciter la machine pour avoir une valeur de φ proche de l'optimum $\varphi = \frac{5\pi}{6}$. Lorsque la période électrique est grande devant la durée d'une commutation, l'annulation du courant i_1 s'effectue à peu près comme à l'arrêt. La tension aux bornes d'une phase est alors très voisine de la somme de deux courbes caractéristiques :

— L'une est composée des pics de commutation du paragraphe précédent.

— L'autre est la tension induite $[I_0 + i_1(t)] \frac{d\mathcal{L}_1}{dt}$ pour laquelle, en dehors des commutations, i_1 est constant.

Pour illustrer le fait qu'en rotation lente les commutations s'effectuent comme à l'arrêt, on donne sur la figure 8 des courbes à la fréquence $f = \frac{2\pi}{\omega} = 10$ Hz. Ces courbes, la tension et le courant dans une phase, sont obtenues avec un programme présenté au paragraphe 5.3 suivant. Les ampères-tours induits sont $n_1 I_1 = 8 \times 440 = 3\,520$ A, soit les mêmes que dans l'étude à l'arrêt ; ceux de l'excitation sont $n_0 I'_0 = 5\,300$ A. On constate alors que les pics de tension obtenus, +360 et -860 V, sont très voisins de ceux, +378 et -933 V, calculés à l'arrêt sur la figure 7. Ceci confirme le fait qu'en rotation lente les commutations s'effectuent aussi bien qu'à l'arrêt. Elles sont en particulier possibles avec le décalage optimal $\varphi = \frac{5\pi}{6}$.

Fig. 8. — Tension et courant dans une phase à 10 Hz (courbes simulées).

[Phase voltage and current at 10 Hz (simulated curves).]

En ce qui concerne le couple instantané, son expression $\frac{1}{2} [I_0 + i_1(t)]^2 \frac{d\mathcal{L}_1}{d\theta}$ conduit à une courbe du type de celle de la figure 6. Dans le cas particulier des conditions optimales, on a les caractéristiques de couple suivantes :

φ	$k_1 = \frac{I_0}{I_1}$	$k_2 = \frac{\bar{C}}{\bar{C}_{\max}}$	$k_3 = \frac{C_{\max}}{\bar{C}}$
$\frac{5\pi}{6}$	1	1	3,6

Celles-ci montrent la supériorité de l'onduleur à extinction forcée sur celui à l'extinction naturelle. Le couple moyen a sa valeur maximale ($k_2 = 1$) et le coefficient k_3 , caractéristique des irrégularités du couple est maintenant du même ordre de grandeur que dans le cas des moteurs à explosion (3,6). La figure 6 montre aussi le bénéfice apporté par le montage triphasé au niveau des ondulations du couple total.

5.3 MACHINE A LA VITESSE NOMINALE. — Dans les paragraphes précédents les commutations se suivent sans interférence, mais, lorsque la vitesse augmente, l'amorçage d'un thyristor intervient alors que les commutations antérieures ne sont pas terminées. Le phénomène est assez complexe à analyser. Il ne se produit pas de façon semblable sur les demi-ponts supérieur et inférieur et est très dépendant de la vitesse. On peut l'éliminer en réduisant les temps de commutation. Il suffit pour cela de diminuer la capacité c ; mais il en résulte alors une augmentation des pics de tension aux bornes de la machine et des semi-conducteurs. Par ailleurs, pour réduire ces pics, il est préférable de s'écarter un peu de l'optimum ($I_0 = I_1$) en tolérant ainsi un certain couple pulsatoire. L'étude de l'association onduleur-machine devient alors assez complexe et nécessite l'emploi de l'ordinateur.

Pour cela le système est d'abord représenté par un ensemble de 12 variables d'état, réduit à 11 du fait de l'alimentation à courant constant. Il est mis ensuite sous une forme matricielle dans laquelle l'état, bloqué ou passant, des semi-conducteurs est représenté par des variables logiques. Les changements de configuration de la matrice sont détectés par des tests permanents sur les semi-conducteurs. Pour résoudre le système il faut tenir compte des caractéristiques de la machine qui varient avec le temps et le courant (saturation). Une méthode d'intégration pas à pas, Runge-Kutta d'ordre 4, a été utilisée. Le programme résultant a été écrit en langage Pascal et implanté sur Univac 1110 [10]. Il permet de prévoir tous les modes de fonctionnements et sa précision est jugée au paragraphe suivant.

6. Essais en puissance.

L'essai présenté sur les figures 5 et 9 est à la fréquence $f = 200\text{ Hz}$ correspondant à une vitesse de 500 tours/min. Les courants d'alimentation sont $I_0 = 666\text{ A}$ et $I_1 = 440\text{ A}$. Pour le décalage, la valeur adoptée, $\varphi = 100^\circ$, est nettement inférieure à l'optimum dégagé en cas de commutation instantanée ($\varphi = \frac{5\pi}{6} = 150^\circ$). Ceci réalise un assez bon compromis entre la puissance obtenue, les ondulations de couple et la tension crête aux bornes des semi-conducteurs. Cette tension est ici de 1 500 V, elle approche la limite des composants retenus pour l'expérience (2 000 V). Dans ces conditions le niveau de puissance à l'entrée de la M.R.V. est déjà très significatif : avec 153 kW on est à 75 % du niveau des essais en génératrice (205 kW).

Sur la figure 9 les photos concernent l'expérience, on y trouve les tensions aux bornes des thyristors et des diodes ainsi que la tension et le courant sur une phase de la machine. A gauche figurent les courbes de tension aux bornes de T_2 et D_1 données par la simulation. Leur confrontation avec les courbes correspondantes sur les photos montre la validité du modèle de simulation. Ce dernier a été utilisé pour étudier les séquences de conduction des semi-conducteurs, l'étude étant plus facile qu'à partir des photos. Les résultats sont rassemblés en bas de la figure, dans un tableau où la conduction est marquée d'un trait. Le fait à signaler ici est le retour en conduction de la diode D_5 juste avant l'amorçage du thyristor T_3 . Notons que cet amorçage est repéré ici à partir de l'opposition (-20 degrés électriques) car c'est ainsi qu'il est rentré dans le micro-ordinateur en cours d'expérience.

Fig. 9. — Principales courbes simulées et expérimentales. Séquences de conduction des semi-conducteurs. Photos : déviation horizontale : 1 ms/division.
[Main simulated and experimental curves. Conduction sequences of thyristors and diodes.]

Le tableau de la figure 9 indique une succession de 24 phases de conduction différentes sur une période électrique. Un nombre élevé semblable est rencontré dans le cas de l'association de l'onduleur avec les moteurs asynchrones. L'examen de ces phases et leur incidence sur les performances de l'onduleur est un problème classique, qui fait toujours l'objet de publications jusque dans les derniers congrès [11]. Dans le cas de l'association onduleur M.R.V. l'étude systématique reste à faire. L'ensemble de l'instrumentation mise en œuvre ici, au niveau de la commande par microprocesseur, permet cependant d'approcher les conditions optimales. On procède par essais successifs de différents décalages. Le résultat peut être jugé sur l'allure du cycle flux ampères-tours, celui de l'essai est porté sur la figure 2. La partie de cycle parcourue de la conjonction à l'opposition correspond à la production de couple négatif. Elle « serre » ici d'assez près les courbes limites enveloppes des cycles. Ceci minimise l'ampleur des couples négatifs. Par ailleurs l'allure « compacte » du cycle assure une assez bonne valeur du facteur de puissance. Signalons pour finir au niveau des rendements celui de l'onduleur, mesuré à 0,94, et celui de la machine estimé à 0,9. L'estimation fait intervenir les rendements du réducteur, des accouplements flexibles et de la génératrice de la figure 5.

7. Conclusion.

L'étude réalisée et présentée ici comporte deux aspects importants et originaux à ce jour :

— L'expérimentation d'une machine à réluctance variable d'une puissance nominale de 200 kW à 500 tours/min. Sa masse, 1 600 kg, correspond à un couple massique supérieur à 2,5 Nm par kg. Ce chiffre, déjà très intéressant pour un prototype, est susceptible d'améliorations. Il est lié à la structure, à disques multiples, du rotor et du stator.

— Son entraînement en fonctionnement moteur par un onduleur à extinction forcée dont l'emploi est classique dans l'industrie, avec les moteurs asynchrones. Le choix de cette association est justifié dans l'article par des considérations sur l'excitation et ses effets sur la commutation des courants de phase et l'allure du couple instantané.

Ce travail s'inscrit dans un contexte électrotechnique général où l'avenir des machines à réluctance variable est à l'étude. Ces machines commencent actuellement à intervenir dans le domaine des puissances supérieures à 10 kW. Dans ce domaine les conclusions sont difficiles car la recherche est pluridisciplinaire ; elle fait intervenir à la fois la structure de la machine, l'onduleur qui lui est associé et les concurrents alors disponibles sur le marché.

Remerciements.

Ce travail a pu être mené à son terme grâce à un financement conjoint du CNRS, de la DRET et de l'EDF. Nous tenons à ce sujet à remercier Messieurs Amiet (DRET), Barret et Pierrat (EDF) pour leur participation active aux nombreuses discussions techniques et scientifiques qui ont eu lieu tout au long de l'opération.

Bibliographie

- [1] RIOUX, C., Théorie générale comparative des machines électriques établies à partir des équations du champ électromagnétique, *R.G.E.* **79**, N° 5 (1970) 415-421.
- [2] BASTOS, J. P., GOYET, R., LUCIDARME, J., Performances intrinsèques des machines à réluctance variable à disques imbriqués, *Revue Phys. Appl.* **15** (1980) 45-54.
- [3] MUKHERJI, K. C., TUSTIN, A., Vernier reluctance motor, *Proc. IEE* **121**, N° 9 (1974).
- [4] STEPHENSON, J. M., LAWRENSON, P. J., FULTON, N. N., *High Power Switched Reluctance Motor*, I.C.E.M. 86, München 8-9-10 septembre 1986.
- [5] DROUET, G., FAUCHER, J., BANON, L., Couple électromécanique des machines à réluctance Vernier excitées à commutation électronique. *Revue Phys. Appl.* **19** (1984) 245-251.
- [6] SARGOS, M., FAUCHER, J., *Machines à réluctance variable cylindriques*. Journée d'étude S.E.E. GRECO N° 22, Electrotechnique. Septembre 1985 ENSEEIHT Toulouse.
- [7] UNNEWEHR, L. E., KOCH, W. M., An axial air gap reluctance motor for variable speed applications, *I.E.E. Trans. Power Appl. Syst.* **PAS 93**, N° 1 (1984) 367-373.
- [8] GOYET, R., GUILLET, R., LEVEQUE, A., LUCIDARME, J., RIOUX, C., Etude d'une machine à réluctance variable en régime sinusoïdal. Application à un prototype de machine à disques imbriqués de 200 kW, *Revue Phys. Appl.* **20** (1985) 661-669.
- [9] COSSIE, A., Traction électrique — Matériel moteur — Moteur synchrone autopiloté alimenté par onduleur de courant, *Techn. Ingénieur* (D 815, 5) 1-8.
- [10] NASR, C., Etude et expérimentation d'un ensemble convertisseur machine à réluctance variable à disques imbriqués autopilotée, Thèse de Docteur Ingénieur, Université Paris 6, 18 octobre 1984.
- [11] ANDRESEN, E., KRUCKOW, W., *High speed operation of induction motors with current source inverter supply* I.C.E.M. 84, septembre, Lausanne. Schlobgraben 1, D. 6100 Darmstadt, West-Germany.