

Nous pouvons, à partir de ce relevé, retrouver les éléments du modèle électrique de la diode (cf. figure 2).

Nous devons déterminer une résistance dynamique ainsi qu'un seuil de tension. Leur valeur dépend du point de fonctionnement considéré pour tracer la tangente à la courbe. Les valeurs expérimentales et celles tirées des données constructeurs sont données dans le tableau 3. Il ne faut pas oublier de retrancher la valeur du shunt ($10\text{m}\Omega$) à la valeur de la résistance mesurée.

L'ordre de grandeur est vérifié mais la valeur ne peut pas être précise à cause de la nécessité de zoomer le relevé autour du coude, augmentant ainsi l'erreur commise.

	Valeurs expérimentales	Données constructeurs
E	0,2V	0,45V
rd	35m Ω	33m Ω

Tableau 3 : Comparaison des résultats expérimentaux avec les données constructeurs

Les étudiants peuvent observer une caractéristique totalement différente de celle du transistor MOS. Le relevé expérimental permet également de justifier la forme du modèle électrique de la diode.

Les étudiants abordent également le problème de la précision des mesures quand le courant étudié peut atteindre plusieurs dizaines d'ampères alors que le relevé des caractéristiques nécessite de zoomer sur la zone où il s'élève seulement à quelques ampères.

5 Conclusion – Bilan

A l'issue de cette séance, les étudiants ont eu l'opportunité d'appréhender deux composants aux comportements différents, ce qui complète parfaitement l'enseignement théorique. Ils ont également pu découvrir un moyen original de mesurer expérimentalement les grandeurs des modèles électriques des composants, ainsi que l'exploitation des données constructeurs afin de vérifier leurs résultats.

Le retour qualitatif des étudiants est très positif. La manipulation directe des caractéristiques des composants leurs permet de mieux assimiler les différents comportements de la diode et du transistor MOS. En effet, ils peuvent observer en direct leur caractéristique, ainsi que l'influence de la tension grille-source dans le cas du

transistor. Par ailleurs, l'extraction des paramètres des modèles électriques statiques par une approche expérimentale facilite leur compréhension et assimilation.

Enfin, cette séance permet un contact avec le matériel qui sera utilisé par la suite dans la réalisation d'un hacheur, puis dans la réalisation d'une alimentation de type *forward* en deuxième année. En particulier, nous pouvons citer l'oscilloscope avec tout le problème de la synchronisation d'un phénomène fugitif, surtout pour des étudiants sortants tout droit de classes préparatoires.

6 Bibliographie

[LET 78] P. Leturcq et G. Rey : "Physique des composants actifs à semi-conducteurs", Dunod, 1978, ISBN 2-04-010385-6.

[LET 02] P. Leturcq : "Semi-conducteurs de puissance unipolaires et mixtes (partie 2)", Techniques de l'Ingénieur, D3109, 2002.

7 Annexes

Point test	Valeur relevée
M1	masse
M2	tension condensateur
M3	tension composant
M4	tension shunt
M5	potentiel de grille

Tableau 4 : Points tests de la carte

Composant	Référence ou valeur
C1	2,2mF
C2	470nF
C3	100nF
D1	1N4007
D2	BZX85C 6,2V
P1	Potentiomètre 10k Ω
Q1	Shunt 10m Ω
R1	15 Ω - 1W
R2	220 Ω
R3	6,8k Ω
R4	10k Ω
T1	2N2222

Tableau 5 : Liste des composants

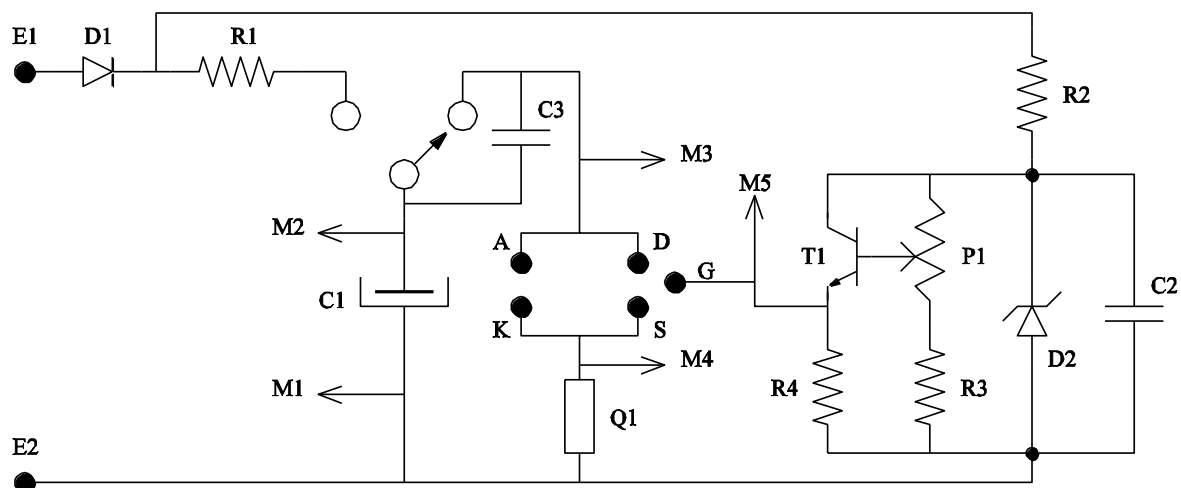


Figure 10 : Schéma de la carte de décharge

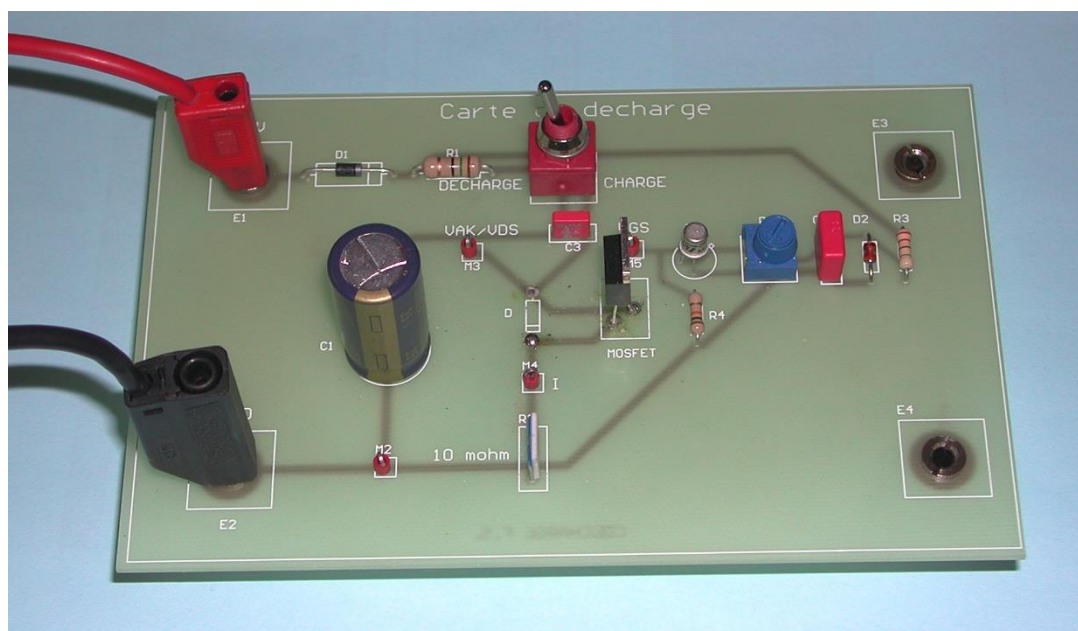


Figure 11 : Photographie de la carte de décharge

Optimisation du rendement d'un moteur asynchrone entraînant à vitesse variable une charge à couple quadratique

Eric PIÉCOURT

Professeur de Physique Appliquée

Lycée Gaston Monnerville, rue George Sand, 46000 Cahors

Eric-Jean-Marc.Piecourt@ac-toulouse.fr

Résumé : Cet article s'intéresse au comportement d'un moteur asynchrone, en régime permanent, alimenté par variateur de vitesse, lorsqu'il est soumis à un couple résistant quadratique ($C_r = C_{r0} + k.N^2$). Il s'agit de déterminer théoriquement, à partir du modèle classique de la machine asynchrone, la loi de variation du flux en fonction de la vitesse permettant d'obtenir un rendement maximum sur la plage de vitesse 0 – vitesse nominale.

La validation de cette étude théorique est réalisée à deux niveaux :

- par simulation avec le logiciel Psim Démo
- par des mesures sur un banc d'essais comportant un variateur de vitesse Schneider ATV61 alimentant un moteur asynchrone 1,5 kW accouplé à une charge active Leroy-Somer.

1. Introduction

La réduction de la consommation d'énergie dans les entraînements électriques à vitesse variable est un enjeu majeur du monde industriel comme en témoignent les recommandations émises par des organismes tels que l'ADEME en France [1].

Les motorisations électriques représentent environ 70% de la consommation d'énergie de l'industrie française. Les entraînements de charges à couple quadratique (ventilateurs, pompes centrifuges, compresseurs, centrifugeuses) représentent à eux seuls de l'ordre de 50% du marché de la variation de vitesse.

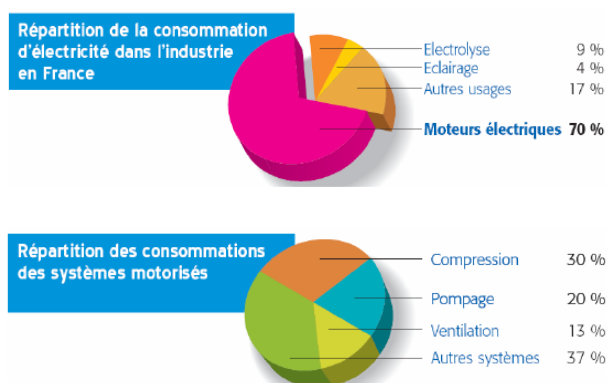


Figure 1 : répartitions des consommations d'électricité dans l'industrie française (données Ademe [1])

Pour ce type d'entraînement, les constructeurs de variateur de vitesse proposent, depuis quelques années, des lois de commande dites à « économie d'énergie » ou

« quadratique » en plus des lois plus classiques « U/f constant » et « contrôle vectoriel de flux » (exemples : variateur ATV61 – Schneider et variateur Sinamics G120 – Siemens).

En parallèle, ils ont développé des logiciels permettant de chiffrer les économies d'énergie réalisées par utilisation de la variation électronique de vitesse à la place des solutions traditionnelles utilisées en gestion des fluides (exemples de logiciels gratuits : Eco8 de Schneider et Sinasave de Siemens [2]).

Des efforts sont aussi réalisés pour augmenter le rendement des moteurs. En 2002, trois classes de rendement ont été définies par le CEMEP et la Commission Européenne pour les moteurs 50 Hz, 2 et 4 pôles, de 1,1 à 90 kW :

- EFF1 : moteurs à haut rendement
- EFF2 : moteurs à rendement augmenté
- EFF3 : moteurs standards.

Les moteurs vendus actuellement dans ces gammes de puissance font l'objet d'un marquage obligatoire EFF.

Le présent article sera décliné en trois parties.

Une première partie concernera l'optimisation du rendement d'un moteur asynchrone soumis à un couple résistant quelconque afin de déterminer la loi de flux adaptée sur toute sa plage de vitesse (de 0 à la vitesse nominale). Cette étude théorique s'appuiera sur le modèle classique de la machine asynchrone de puissance inférieure à 15 kW (norme UTE).

Dans une deuxième partie, une validation de cette étude sera réalisée par simulation de l'entraînement électrique direct d'un moteur asynchrone de puissance 1,5 kW, de classe EFF3 avec le logiciel Psim Démo. Ce moteur sera chargé par un couple résistant quadratique.

Enfin une validation expérimentale sur un banc d'essais (variateur ATV61 + moteur asynchrone + charge active Leroy Somer) permettra de tester la loi de flux déterminée théoriquement et de la comparer, en termes de rendement, aux lois prédéfinies sur le variateur de vitesse (loi « $U/f = \text{cte}$ », loi « contrôle vectoriel de flux », loi « quadratique », loi « économie d'énergie »).

2. Étude théorique

2.1. Modélisation

On considère un moteur asynchrone triphasé à cage de puissance inférieure à 15 kW, dont le modèle électrique par phase statorique en régime permanent est donné figure 2.

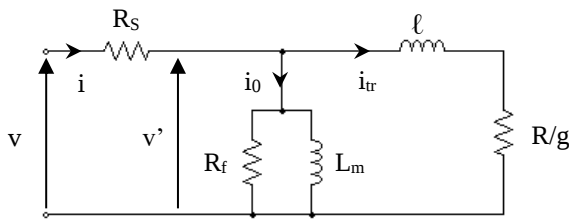


Figure 2 : modèle électrique par phase du moteur asynchrone

Sur ce schéma, la tension efficace V et la fréquence f d'alimentation sont supposées réglables.

Pour simplifier l'étude théorique, on fait les hypothèses suivantes :

- les pertes fer au stator sont négligeables : $R_f \rightarrow +\infty$
- la réactance de fuites $\ell\omega$ est très inférieure à R/g , le glissement g restant faible même aux très basses fréquences
- les tensions v et v' sont peu déphasées ($R_s I$ petit devant V).

Le diagramme de Fresnel des courants et des tensions a alors l'allure suivante :

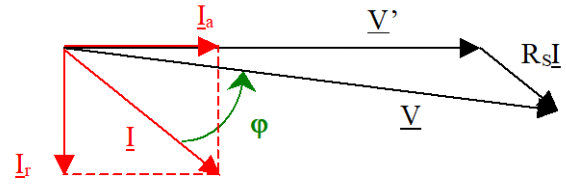


Figure 3 : diagramme de Fresnel

- I_a courant actif en phase avec V' (remplace I_r)
- I_r courant réactif en quadrature de phase arrière avec V' (remplace I_0).

On en déduit les relations suivantes :

$$\begin{cases} V = V' + R_s I \cos \varphi \\ V' = L_m \omega I_r \\ V' = \frac{R}{g} I_a \\ I = \sqrt{I_a^2 + I_r^2} = V' \sqrt{\left(\frac{g}{R}\right)^2 + \left(\frac{1}{L_m \omega}\right)^2} \end{cases} \quad (1)$$

En régime permanent, l'équation mécanique sur l'arbre du groupe moteur – charge s'écrit :

$$C_u = C_r \quad (2)$$

avec C_u , couple utile du moteur et C_r , couple résistant dû à la charge.

Par ailleurs, on a :

$$C_u = C_{em} - C_p \quad (3)$$

avec C_{em} , couple électromagnétique et C_p , couple de pertes du moteur.

2.2. Expression du rendement et optimisation

Avec les hypothèses précédentes, **mais sans négliger les pertes fer au stator**, le rendement du moteur asynchrone en régime permanent s'exprime par :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{C_r \Omega}{C_r \Omega + (3R_s I^2 + p_{fs} + 3R I_a^2 + C_p \Omega)} \quad (4)$$

avec Ω vitesse de rotation du moteur en rad/s.

La puissance électromagnétique a pour expression :

$$\begin{aligned} P_{em} &= C_{em} \Omega_s = 3 \frac{R}{g} I_a^2 \\ \Rightarrow I_a^2 &= \frac{(C_p + C_r)(\Omega_s - \Omega)}{3R} \end{aligned} \quad (5)$$

Pour déterminer la valeur efficace I du courant de ligne, on utilise les relations (1) :

$$I_r = \frac{R}{g L_m \omega} I_a \quad \text{soit} \quad I_r^2 = \frac{R(C_p + C_r)}{3p^2 L_m^2 (\Omega_s - \Omega)} \quad (6)$$

On en déduit :

$$I^2 = \frac{R(C_p + C_r)}{3p^2 L_m^2 (\Omega_s - \Omega)} + \frac{(C_p + C_r)(\Omega_s - \Omega)}{3R} \quad (7)$$

Les pertes Joule (stator + rotor) du moteur s'écrivent alors :

$$p_j = (C_p + C_r) \left[\left(1 + \frac{R_s}{R} \right) (\Omega_s - \Omega) + \frac{RR_s}{p^2 L_m^2 (\Omega_s - \Omega)} \right]$$

Les pertes fer au stator ont pour expression :

$$p_{fs} = \frac{3}{R_f} (L_m \omega I_r)^2 = \frac{R \Omega_s^2 (C_p + C_r)}{R_f (\Omega_s - \Omega)}$$

Finalement, les pertes de nature électrique, s'expriment par :

$$p_e = (C_p + C_r) \left[\left(1 + \frac{R_s}{R} \right) (\Omega_s - \Omega) + \left(\frac{RR_s}{p^2 L_m^2} + \frac{R \Omega_s^2}{R_f} \right) \frac{1}{(\Omega_s - \Omega)} \right] \quad (8)$$

Pour simplifier l'écriture, on pose :

$$K_1 = 1 + \frac{R_s}{R} \quad ; \quad K_2 = \frac{RR_s}{p^2 L_m^2} \quad ; \quad K_3 = \frac{R}{R_f}$$

L'expression finale du rendement en fonction de la vitesse de rotation et du couple résistant exercé est :

$$\eta = \frac{1}{\left(1 + \frac{C_p}{C_r} \right) \left[1 + K_1 \left(\frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega} \right) + \frac{K_2 + K_3 \Omega_s^2}{\Omega (\Omega_s - \Omega)} \right]} \quad (9)$$

Pour obtenir une expression relativement simple du rendement maximum pour une fréquence d'alimentation donnée ($f = p\Omega_s / 2\pi$), on suppose que :

- le terme $(1 + C_p/C_r)$ influe peu ($C_p \ll C_r$) bien que C_p et C_r puissent dépendre de Ω
- dans le terme entre crochets on peut assimiler $1/\Omega$ et $1/\Omega_s$ (glissement faible).

Avec ces hypothèses, le rendement sera maximal si la fonction $f(\Omega) = K_1(\Omega_s - \Omega) + (K_2 + K_3\Omega_s^2)/(\Omega_s - \Omega)$ est à son minimum.

La vitesse optimale s'écrit alors :

$$\Omega_{opt} = \Omega_s - \sqrt{\frac{K_2 + K_3 \Omega_s^2}{K_1}} \quad (10)$$

Le rendement maximum correspondant est :

$$\eta_{max} = \frac{1}{\left(1 + \frac{C_p}{C_r} \right) \left(1 + \frac{2\sqrt{K_1(K_2 + K_3 \Omega_s^2)}}{\Omega_s - \sqrt{(K_2 + K_3 \Omega_s^2)/K_1}} \right)} \quad (11)$$

2.3. Flux et tension moteur optimisés

De manière générale, le flux statorique dans le moteur s'exprime par :

$$\Phi = L_m I_r = \frac{1}{p} \sqrt{\frac{R}{3}} \sqrt{\frac{C_p + C_r}{\Omega_s - \Omega}} \quad \text{avec (6)} \quad (12)$$

Le flux optimal est obtenu à partir de la relation (10) :

$$\Phi_{opt} = \frac{1}{p} \sqrt{\frac{R}{3}} \sqrt{\frac{K_1}{K_2 + K_3 \Omega_s^2}} \sqrt{C_p + C_r} \quad (13)$$

La tension simple s'obtient à partir des relations (1) : $V = V' + R_s I \cos \varphi = \omega \Phi + R_s I_a$

La tension optimale s'écrit :

$$V_{opt} = \sqrt{\frac{C_p + C_r}{3}} \left[\sqrt{\frac{K_1}{K_2 + K_3 \Omega_s^2}} \sqrt{R} \Omega_s + \sqrt{\frac{K_2 + K_3 \Omega_s^2}{K_1}} \frac{R_s}{\sqrt{R}} \right] \quad (14)$$

3. Simulations avec le logiciel Psim Démo

Pour valider les résultats théoriques précédents, une première étape va consister à modéliser avec le logiciel Psim Démo un moteur industriel associé à une charge de type compresseur centrifuge.

Dans un second temps, les résultats théoriques et de simulation seront comparés pour les grandeurs flux, tension, et rendement optimisées pour des fréquences comprises entre 0 et 50 Hz.

3.1. Caractéristiques du moteur et du compresseur

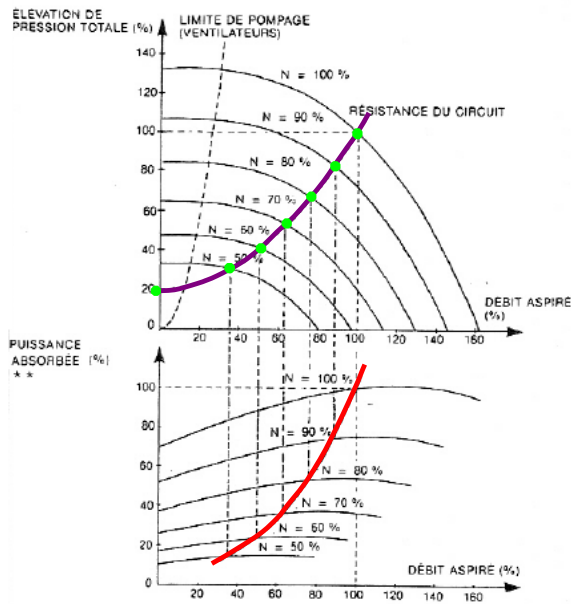
La plaque signalétique du moteur triphasé étudié donne les valeurs nominales suivantes pour un couplage en étoile :

$$\begin{aligned} U_n &= 380 \text{ V} & I_n &= 3,5 \text{ A} & \cos \varphi_n &= 0,82 \\ P_{un} &= 1500 \text{ W} & N_n &= 1430 \text{ tr/min.} \end{aligned}$$

Les caractéristiques de charge d'un compresseur lorsque sa vitesse de rotation N varie de 0 à 100% de sa valeur nominale sont données sur la figure 4.

A partir de ces caractéristiques, on peut déterminer les expressions approchées du débit d'air q_v et de la puissance mécanique absorbée P en % (qui est aussi la puissance utile du moteur) :

$$\begin{cases} q_v (\%) = -0,25 + 1,25N (\%) \\ P (\%) = 0,021N (\%) + 0,979N^3 (\%) \end{cases}$$



** Le rendement de la machine entraînée a été supposé constant quelle que soit la vitesse de rotation. Le rendement du convertisseur de fréquence n'a pas été pris en compte.

Figure 4 : caractéristiques de charge d'un compresseur utilisé en variation de vitesse [3]

A partir de $P(\%)$, on détermine $C_r(\%)$:

$$C_r(\%) = 0,021 + 0,979N^2(\%)$$

$$C_r = C_n \left[0,021 + 0,979 \left(\frac{N}{N_n} \right)^2 \right]$$

Avec le moteur choisi ($N_n = 1430$ tr/min ; $C_n = 10$ N.m), le couple résistant s'écrit :

$$C_r = 0,21 + 4,79 \cdot 10^{-6} N^2 = 0,21 + 4,37 \cdot 10^{-4} \Omega^2 \quad (15)$$

3.2. Détermination expérimentale des éléments du modèle équivalent au moteur

Pour déterminer les éléments du modèle électrique présenté à la figure 2, trois essais suffisent :

- un essai en continu donne R_s (méthode voltampèremétrique)
- un essai au synchronisme permet d'identifier les éléments R_f et L_m
- un essai à rotor bloqué avec $I = I_n$ fournit les éléments R et ℓ .

L'essai au synchronisme permet d'obtenir aussi le couple de pertes C_p .

- L'essai en continu a donné les résultats suivants :

$U = 30,1$ V (entre 2 phases) pour $I = 3,5$ A.

On en déduit la résistance R_s par phase :

$$R_s = \frac{U}{2I} \quad R_s = 4,3 \Omega$$

- Pour l'essai au synchronisme, il faut procéder en deux étapes :

- entraînement du moteur asynchrone non alimenté par une charge active à la vitesse de synchronisme (1500 tr/min)
- alimentation du moteur sous tension nominale en ayant vérifié au préalable que le sens de rotation est identique à celui imposé par la charge active !

La charge active est constituée d'un moteur brushless associé à un variateur de vitesse didactisé qui permet de relever sur un logiciel (Apile), via une liaison USB, les grandeurs électriques et mécaniques.

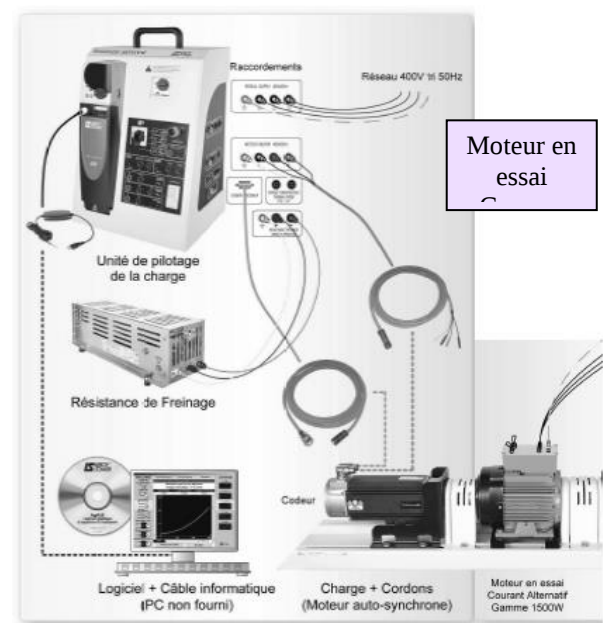


Figure 5 : exemple de configuration de la charge active sur un banc d'essais (document Leroy Somer)

Le couple électromagnétique du moteur brushless est proportionnel à la valeur efficace de son courant statorique. Ce couple est affiché sur le logiciel Apile comme couple utile du banc étudié : cela revient à regrouper les pertes mécaniques des deux machines accouplées.

Dans l'essai au synchronisme, sans alimentation de la machine asynchrone, le couple électromagnétique fourni par le moteur brushless est égal au couple de pertes mécaniques totales du banc.

Le logiciel Apile affiche un couple utile de -0,7 N.m dans ces conditions.

Pour une vitesse de 860 tr/min, le couple utile est de -0,5 N.m.

Pour une vitesse de 160 tr/min, le couple utile est de -0,3 N.m.

Le couple de pertes peut donc s'écrire :

$$C_p = 0,3 + 0,00255I^2$$

Cette dépendance du couple de pertes avec la vitesse de rotation est confirmée par un essai de lâcher à partir de la vitesse à vide : la décroissance de vitesse observée n'est pas linéaire.

Lorsque la machine asynchrone est mise sous tension alors que l'arbre est entraîné à la vitesse de synchronisme, la puissance qu'elle absorbe ne correspond qu'aux pertes électriques : $P_0 = p_{js0} + p_{p0}$.

Les mesures électriques au niveau de la machine asynchrone ont été effectuées avec un analyseur de réseau Fluke 43B. Les résultats sont les suivants :

$$U_0 = 380,6 \text{ V} \quad I_0 = 1,95 \text{ A} \\ P_0 = 141 \text{ W} \quad Q_0 = 1277 \text{ VAR} \quad S_0 = 1285 \text{ VA}$$

On en déduit la valeur efficace V_0' de la tension aux bornes de R_f et L_m :

$$V_0' = \frac{\sqrt{(P_0 - 3R_f I_0^2)^2 + Q_0^2}}{3I_0} = 219 \text{ V}$$

Les valeurs de R_f et L_m sont déduites des relations suivantes :

$$R_f = \frac{3V_0'^2}{P_0 - p_{js0}} \quad R_f = 1565 \Omega$$

$$L_m = \frac{3V_0'^2}{Q_0 \omega} \quad L_m = 0,358 \text{ H}$$

• L'essai à rotor bloqué est obtenu en imposant un couple de charge important sur l'arbre, via le logiciel Apile, afin que le moteur asynchrone ne puisse pas démarrer lorsqu'on augmente progressivement sa tension d'alimentation.

Les résultats de cet essai sont les suivants (affichage sur Apile) :

$$V_{CC} = 45 \text{ V} \quad I_{CC} = 3,5 \text{ A} \quad P_{CC} = 285 \text{ W}$$

En procédant, comme pour l'essai précédent, par application du théorème de Boucherot sur le schéma équivalent de la figure 2 avec $g = 1$, on trouve :

$$V_{CC}' = \frac{\sqrt{(P_{CC} - 3R_f I_{CC}^2)^2 + (Q_{CC}^2 - P_{CC}^2)}}{3I_{CC}} = 37,9 \text{ V}$$

$$p_{fCC} = \frac{3V_{CC}'^2}{R_f} = 2,7 \text{ W} \quad Q_m = \frac{3V_{CC}'^2}{X_m} = 38,3 \text{ VAR}$$

$$I_{tr} = \frac{\sqrt{(P_{CC} - p_{jsCC} - p_{fCC})^2 + (Q_{CC} - Q_m)^2}}{3V_{CC}'} = 3,17 \text{ A}$$

$$R = \frac{P_{CC} - p_{jsCC} - p_{fCC}}{3I_{tr}^2} \quad R = 4,1 \Omega$$

$$\ell = \frac{Q_{CC} - Q_m}{3\omega I_{tr}^2} \quad \ell = 35,8 \text{ mH}$$

3.3. Validation du modèle équivalent

Pour valider expérimentalement le modèle équivalent obtenu grâce aux essais précédents, deux essais supplémentaires ont été réalisés en utilisant la charge active et le logiciel Apile : essai à pleine charge et essai à demi-charge avec $f = 50 \text{ Hz}$.

Le schéma de simulation PSIM est le suivant :

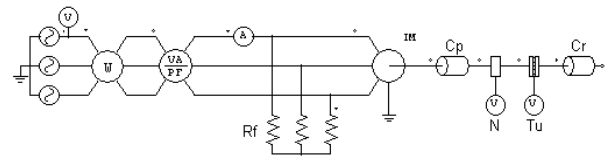


Figure 6 : modèle Psim de simulation du groupe moteur – charge à couple quadratique

Le modèle Psim du moteur asynchrone n'intégrant pas, pour chaque phase, la résistance fer R_f , elle a été ajoutée en amont du moteur. Cette position augmente quelque peu les pertes fer puisque la résistance par phase est soumise à la tension V alors qu'elle devrait être soumise à la tension V' .

Essai à pleine charge :

$$T_u = 9,94 \text{ N.m avec } V = V_n = 220 \text{ V}$$

Mesures	I (A)	FP	P_a (W)	N (tr/min)	P_u (W)	η (%)
Essais	3,57	0,80	1890	1436	1495	79,1
Simulation	3,60	0,809	1917	1419	1477	77
Erreur (%)	0,85	1,1	1,4	1,2	1,2	2,6

Essai à demi-charge :

$$T_u = 5,16 \text{ N.m avec } V = V_n = 220 \text{ V}$$

Mesures	I (A)	FP	P_a (W)	N (tr/min)	P_u (W)	η (%)
Essais	2,54	0,64	1070	1469	794	74,2
Simulation	2,55	0,65	1090	1458	788	72,2
Erreur (%)	0,4	1,6	1,9	0,75	0,75	2,7

Ces deux essais valident le modèle obtenu : les erreurs relatives entre les résultats de simulation et expérimentaux peuvent être imputées à la position de la résistance R_f sur le schéma Psim et à la précision des appareils de mesure utilisés pour les différents essais. Les erreurs se cumulent pour le rendement qui fait intervenir trois capteurs (tension, courant, vitesse). Si l'on additionne les erreurs sur P_a (capteurs de tension et de courant) et sur P_u (capteur de vitesse), on obtient l'erreur sur η .

3.4. Comparaison des résultats théoriques et de simulation pour le rendement maximum

Les coefficients K_1 , K_2 et K_3 sont calculés à partir de la modélisation.

Leurs valeurs respectives sont :

$$K_1 = 2,05 \quad K_2 = 34,4 \quad K_3 = 0,00262.$$

Les équations (10), (11), (12) et (14) s'écrivent alors :

$$\Omega_{opt} = \Omega_S - \sqrt{16,8 + 0,00128\Omega_S^2}$$

$$\eta_{max} = \frac{1}{\left(1 + \frac{0,3 + 0,00255\Omega_{opt}}{0,21 + 4,37 \cdot 10^{-4} \cdot \Omega_{opt}^2}\right) \left(1 + \frac{2\sqrt{70,5 + 0,00537 \cdot \Omega_S^2}}{\Omega_{opt}}\right)}$$

$$\Phi_{opt} = 0,584 \sqrt{\frac{0,51 + 0,00255\Omega_{opt} + 4,37 \cdot 10^{-4} \Omega_{opt}^2}{\Omega_S - \Omega_{opt}}}$$

$$V_{opt} = \sqrt{0,17 + 8,5 \cdot 10^{-4} \Omega_{opt} + 1,46 \cdot 10^{-4} \Omega_{opt}^2} \times \left[\frac{2,02\Omega_S}{\sqrt{\Omega_S - \Omega_{opt}}} + 2,12\sqrt{\Omega_S - \Omega_{opt}} \right]$$

Le tableau ci-après donne les résultats théoriques et de simulation concernant l'optimisation du rendement du moteur accouplé à la charge définie au paragraphe 3.1 pour différentes fréquences d'alimentation.

La concordance entre les résultats théoriques et de simulation est bonne sauf pour la tension où on peut noter des écarts plus importants.

On observe en effectuant les simulations que, à ± 10 V près autour de $V_{opt\text{ simul}}$, le rendement varie peu ($< 0,5\%$) pour une fréquence donnée supérieure à 25 Hz.

Par ailleurs, si on calcule exactement V_{opt} à partir du triangle que constitue $\underline{V}$, $\underline{V}'$ et $R_S \underline{I}$ (cf figure 3), on trouve au maximum un écart de 1 V avec le résultat issu de la formule approchée (cf équation 1). La différence théorie – expérience ne provient donc pas de cette approximation mais d'autres faites dans la partie théorique.

f (Hz)	Ω_{opt} (rad/s)		ϕ_{opt} (Wb)	η_{max} (%)		V_{opt} (V)	
	calcul	simul		calcul	simul	calcul	simul
0	0	0	0,205	0	0	0	0
5	11,6	13	0,222	18,2	18,6	9	11
10	27,2	28,1	0,269	36	35,8	19	22
15	42,7	43,7	0,330	49,9	49,4	34	39
20	58,2	58,9	0,395	59,4	58,7	53	59
25	73,6	74,4	0,458	65,9	65	77	84
30	88,9	89,7	0,519	70,3	69,3	104	112
35	104,3	105	0,576	73,4	72,4	133	144
40	119,6	120,2	0,629	75,7	74,7	166	178
45	134,9	135,6	0,679	77,4	76,4	201	216
50	150,1	150,9	0,726	78,7	77,7	238	255

Les graphiques ci-après (figures 7, 8 et 9) permettent de comparer les lois « $V/f = \text{cte}$ », « optimale » (calcul et simulation) et « quadratique » ($V = Kf^2$) au niveau des grandeurs flux, tension et rendement.

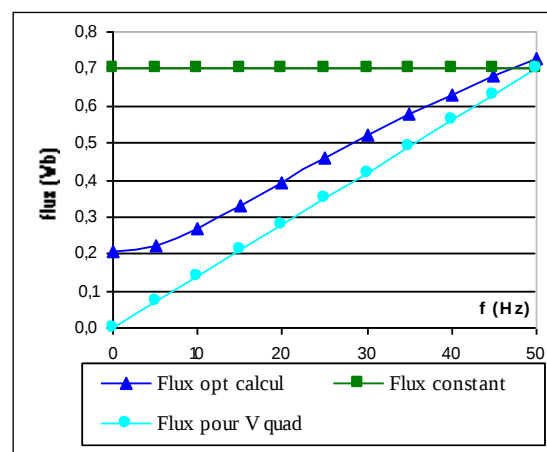


Figure 7 : Flux statorique en fonction de la fréquence

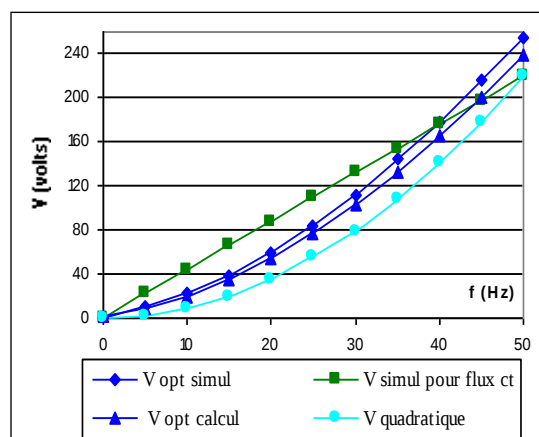


Figure 8 : tension simple en fonction de la fréquence

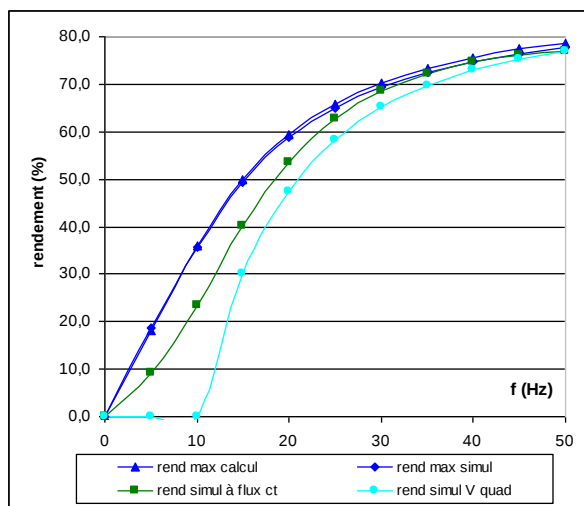


Figure 9 : rendement en fonction de la fréquence

Le flux optimal simulé n'est pas fourni : il ne peut pas être tracé directement avec Psim, il faudrait le calculer avec V'/ω . Le flux constant a été calculé avec V/ω ($220/100\pi = 0,7$ Wb) et non V'/ω car les lois intégrées aux variateurs sont de type $V/f = cte$.

On observe qu'un **défluxage adapté** à la charge mécanique permet d'augmenter de manière significative le rendement de la motorisation entre 0 et 25 Hz (12% au maximum pour 10 Hz) par rapport à une commande classique à flux constant.

La loi de tension quadratique ne permet pas un démarrage du moteur en deçà de 10 Hz et dégrade le rendement par rapport à la loi $V/f = cte$ pour une fréquence donnée.

En pratique, on compare plutôt les rendements pour une vitesse de rotation donnée. Pour une vitesse de 500 tr/min, on obtient par simulation les résultats suivants :

- loi « $V/f = cte$ » : $\eta = 46,3\%$ $f = 17,1$ Hz
- loi « quadratique » : $\eta = 48,5\%$ $f = 20,3$ Hz
- loi « optimale » : $\eta = 55\%$ $f = 17,8$ Hz.

La loi quadratique améliore un peu le rendement (gain de 2%) au prix d'un glissement important (18%).

4. Validation expérimentale

Afin d'étudier les lois de commande des variateurs de vitesse pour moteurs asynchrones et la problématique des économies d'énergie dans les entraînements électriques, la section de TS Électrotechnique du lycée Monnerville s'est équipée, à la rentrée 2008, d'un variateur Schneider ATV61 dédié aux applications de gestion des fluides : ventilation, compression, pompage, climatisation.

Ce variateur, destiné à être utilisé en Travaux Pratiques de Sciences Appliquées et en Essais de Systèmes, a fait l'objet de la réalisation d'une armoire didactique par les étudiants de 1^{ère} et de 2^{ème} année dans le cadre de l'épreuve de chantier (figure 10).

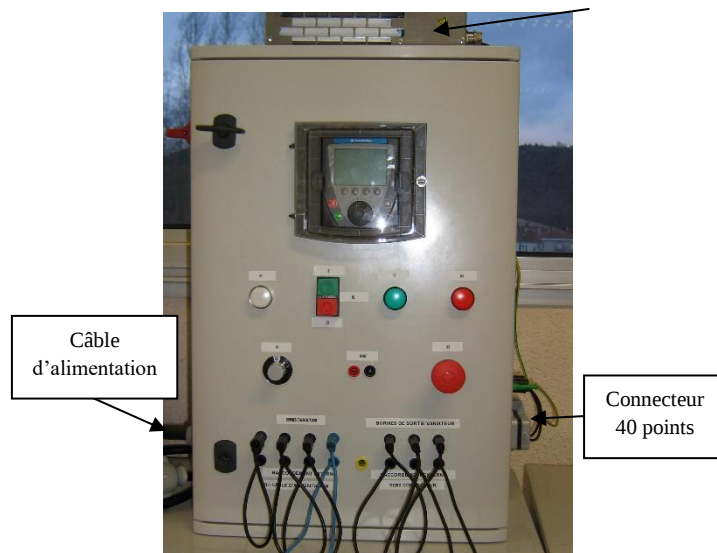


Figure 10 : armoire d'étude du variateur ATV61

Suivant l'équipement des tables de manipulation, l'alimentation de l'armoire s'effectue soit par un câble, à partir d'une prise industrielle triphasée, soit par des cordons souples sécurisés.

De même, l'alimentation du moteur par le variateur est réalisée soit par l'intermédiaire d'un câble et de connecteurs 40 points, soit à l'aide de cordons souples sécurisés (cas d'un moteur didactisé avec plaque à bornes).

Une résistance de freinage a été placée à l'extérieur de l'armoire pour pouvoir faire l'étude du comportement du système {variateur - moteur - charge active à inertie réglable} lors d'un arrêt de type rampe ou lors de freinages.

Le variateur ATV61 présente la particularité de proposer plusieurs lois de commande pour piloter les moteurs asynchrones :

- loi « U/f 2 points »
- loi « U/f 5 points »
- loi « quadratique »
- loi « économie d'énergie »
- loi « contrôle vectoriel de flux en boucle ouverte ».

Pour valider la loi flux – fréquence déterminée théoriquement au paragraphe 3.4, le variateur ATV61 est paramétré avec une loi de tension en 5 points (« U/f 5 pts ») sur la bande de fréquence 0-50 Hz.

Les points (f, U_{opt}) entrés dans le variateur sont ceux obtenus par le calcul :

$(0, 0)$ $(10, 33)$ $(20, 92)$ $(30, 180)$ $(40, 288)$ $(50, 412)$.

Les lois de commande « économie d'énergie » et « contrôle vectoriel de flux » sont gérées par le variateur et ne sont pas modifiables. En ce qui concerne les lois « U/f 2 pts » et « quadratique », la tension efficace U_0 à fréquence nulle peut être ajustée. Pour pouvoir comparer les résultats théoriques et de simulation aux mesures, U_0 doit être réglée à 0.

Les mesures de rendement en fonction de la vitesse de rotation du moteur sont représentées sur le graphique ci-dessous issu du logiciel Apile (figure 11).

La loi du couple de charge (15) a été définie sur le logiciel Apile qui pilote la charge active.

En premier lieu, **on observe une bonne concordance entre les valeurs de rendement associées à la loi « économie d'énergie » calculée par le variateur (courbe 3) et celles issues de la loi « U/f 5 points » théorique (courbe 4).**

La loi « contrôle vectoriel de flux » donne de mauvais résultats de 0 à 1000 tr/min (2/3 de la vitesse nominale) : elle n'est pas adaptée au contrôle d'un couple résistant quadratique puisqu'elle consiste en une régulation du flux à sa valeur nominale.

La loi « quadratique » avec flux nul à vitesse nulle (courbe 1) ne permet pas, comme prévu en simulation, un démarrage du moteur aux basses fréquences : le moteur ne démarre que pour une fréquence de 13 Hz. Ce dysfonctionnement n'apparaît pas sur la courbe 1 car l'axe des abscisses correspond à la vitesse de rotation et non à la fréquence.

La loi « quadratique » permet d'améliorer le rendement par rapport à la loi « U/f 2 points » mais reste moins performante que la loi « économie d'énergie ». Cette dernière est très efficace entre 100 tr/min et 800 tr/min ce qui correspond à des fréquences de 4 à 30 Hz en prenant en compte le glissement.

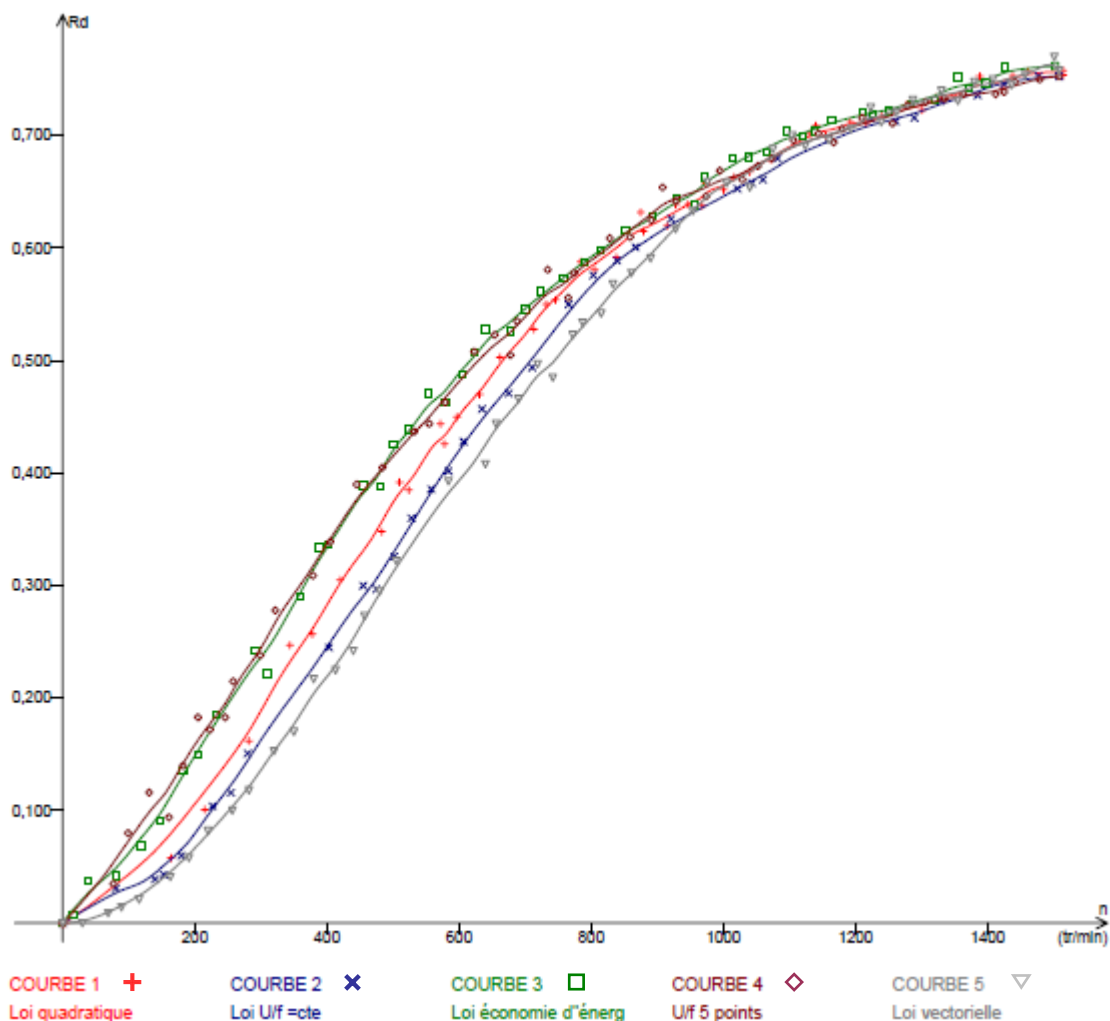


Figure 11 : courbes expérimentales de rendement du moteur pour différentes lois de commande

Si on compare les résultats de simulation et expérimentaux, les écarts entre la loi « économie d'énergie » et la loi « U/f 2 points » sont quasiment les mêmes (écart maximum de 10 % au voisinage de 15 Hz). On peut noter des rendements globalement plus faibles pour les mesures expérimentales sur toute la plage de fréquence (exemple pour 20 Hz et loi « économie d'énergie » : rendement mesuré 47%, rendement en simulation 59%).

Cette chute globale du rendement expérimental peut s'expliquer par l'utilisation d'un variateur de vitesse dont l'étage de sortie est un onduleur de tension à MLI (fréquence de modulation réglée à 12 kHz pour les essais) qui engendre des harmoniques dans le moteur asynchrone. Ces harmoniques provoquent des pertes supplémentaires [4]:

- pertes Joule dans le bobinage du stator et dans les barres de la cage rotorique
- pertes fer au stator et au rotor.

Pour retrouver les conditions de simulation, il faut filtrer les tensions MLI en sortie du variateur afin d'éliminer tous les harmoniques.

On peut positionner un filtre passif passe-bas triphasé entre le variateur et le moteur ; il est par exemple constitué de trois bobines L en série sur chacune des phases suivies de trois condensateurs C en parallèle et couplés en étoile.

En prenant $L = 63$ mH et $C = 20$ μ F, les tensions appliquées au moteur sont sinusoïdales pour $f = 20$ Hz. En augmentant la tension composée de la loi « U/f 5 points » d'environ 20 V pour compenser la chute de tension due à l'inductance série, le rendement du moteur vaut 58% au lieu de 47% sans le filtre. On a donc bien une forte réduction des pertes et on est très proche de la valeur du rendement de simulation (59%).

Enfin, une autre possibilité d'améliorer le rendement consiste à éliminer le couple de frottements secs C_{fs} mis en jeu (valeur fixe 0,3 N.m du couple de pertes).

Ceci peut être réalisé en remplaçant les paliers à roulements à billes par des paliers magnétiques. Cette technologie est utilisée dans les turbocompresseurs dont la vitesse de rotation est supérieure à 20000 tr/min [5].

Si on annule théoriquement C_{fs} , le rendement maximum à 20 Hz vaut 69% par le calcul et 68% en simulation : on gagne donc environ 10% sur le rendement par ce biais. A 50 Hz, le gain est beaucoup plus faible (de l'ordre de 2%). À 5 Hz, le rendement est multiplié par 2 : il passe de 18 à 36% mais la variation de vitesse avec un compresseur se fait plutôt de 40 à 100 % de sa vitesse nominale (cf figure 4).

5. Conclusion

Cet article a montré que l'optimisation du rendement d'un moteur asynchrone chargé par un couple quadratique passe par une réduction du flux magnétisant lorsque la fréquence diminue.

Le « défluxage » a tendance à faire augmenter le glissement du moteur et donc la valeur efficace du courant actif mais fait diminuer celle du courant réactif de manière plus importante : la valeur efficace du courant résultant est donc plus faible. Pour chaque fréquence, il existe un flux optimal pour lequel la somme des pertes électriques et mécaniques est minimisée et le rendement maximisé.

La détermination théorique du rendement maximum a nécessité d'effectuer des approximations adéquates afin d'obtenir des relations simplifiées mais malgré tout fiables. Ces approximations ont abouti à des résultats théoriques en accord aussi bien avec les simulations Psim qu'avec les mesures sur banc d'essais.

A l'issue de cette étude, les possibilités d'amélioration du rendement des entraînements électriques pour charges de type quadratique, une fois le groupe moteur-charge choisi, sont les suivantes :

- adaptation de la loi de flux du variateur de vitesse à la charge (loi « économie d'énergie » des variateurs industriels)
- filtrage des harmoniques de tension générés en sortie du variateur par la MLI
- réduction du couple de pertes du groupe tournant (exemple : paliers magnétiques dans les turbocompresseurs).

6. Références

[1] « Les solutions pour optimiser vos systèmes motorisés » - Guide technique Ademe.

[2] « Consommation des utilités et entraînements industriels : gagner plus...en travaillant mieux » - Arnaud Brugier - Revue 3EI n°52.

[3] Agrégation interne de Génie Électrique - Session 2008.

[4] « Entraînements électriques à vitesse variable » (volume 3) - Jean Bonal, Guy Séguier - Éditions Tec&doc.

[5] <http://www.absgroup.fr/scripts/getdownload.asp?iDownloadID=2893&sRelFilePath=download%5CHST+S2500.pdf>

Conception de moteurs électriques pour améliorer le recyclage des automobiles

Pierre VIDAL et Jean-Claude VANNIER

Département Energie, Supélec, 91192 Gif sur Yvette, France

jean-claude.vannier@supelec.fr

Résumé : *Lorsqu'un véhicule automobile est retiré de la circulation, il est, en général, broyé et les principaux constituants doivent pouvoir être recyclés. Il est ainsi important de pouvoir récupérer, après cette opération de broyage, certains composants présents dans le véhicule pour participer à la réalisation de nouveaux véhicules. Parmi ceux-ci le fer représente un enjeu important. Cependant, les procédures classiques conduisent à des métaux pollués par la présence de résidus provenant des conducteurs électriques.*

Nous détaillons ici divers procédés qui permettent de faciliter la séparation de ces constituants. On aboutit à des résultats satisfaisants en utilisant des circuits magnétiques friables ou en utilisant des bobinages réalisés en aluminium.

1. Introduction

Le recyclage des automobiles dépend de nombreux paramètres et les méthodes à utiliser sont à définir en fonction des objectifs recherchés et des matériaux recyclés. Le travail présenté ici, démarré il y a une dizaine d'années, s'est principalement attaché à améliorer la qualité du fer récupéré lors du traitement des carrosseries afin de le réutiliser dans la fabrication de nouvelles voitures.

La qualité du fer utilisé dans la fabrication de produits plats comme les éléments de carrosserie nécessite une faible teneur en cuivre et en chrome. Le fer issu des usines de retraitement employant des procédés traditionnels contient assez peu de chrome du fait que ce métal n'est plus utilisé en grande série pour les automobiles. Par contre, il contient encore trop de cuivre. L'analyse du procédé a montré que ce cuivre provient de celui initialement contenu dans les bobinages des moteurs électriques installés sur les voitures. Ces moteurs sont largement utilisés pour remplir différentes fonctions classiques telles que les essuie-glaces, les lève-vitres, les ventilateurs ou encore les réglages de sièges. Les alternateurs sont normalement démontés avant le traitement de la voiture et ne participent donc pas à la pollution du fer recyclé.

Le procédé de traitement consiste à faire passer la voiture dans un broyeur (shredder) qui découpe la voiture en petits morceaux qui sont ensuite triés. Un tri magnétique permet d'extraire les éléments sensibles aux forces magnétiques telles que les pièces comportant du

fer. De cette manière les pièces issues de la carrosserie et du châssis sont regroupées.

Les moteurs électriques contenant aussi du fer apportent leur contribution à ce groupe.

Comme le montre la figure 1, l'induit du moteur électrique après broyage porte encore des éléments du bobinage en cuivre et ce sont ces fils qui vont dégrader la qualité de l'ensemble du fer retraité par fusion dans les fours à arc. Les températures de fusion des deux métaux étant voisines, il ne semble pas possible de faire la séparation dans le four. Le projet a donc débuté par la recherche de procédés pour empêcher le cuivre de rejoindre le groupe des pièces en fer.

Une première voie consistant à faire évoluer les méthodes de tri après le broyage n'a pas trouvé de mise en œuvre respectant les contraintes budgétaires. Une autre voie proposée était de remplacer le cuivre par un autre matériau conducteur moins polluant, tel que l'aluminium. Enfin une dernière voie était de réaliser les moteurs dans un matériau suffisamment fragile pour se briser lors du passage dans le broyeur.

Ces deux dernières propositions ont été retenues et leur degré de faisabilité a ainsi été évalué durant le projet EMRECOI (BRITE-EURAM) coordonné par ECIA en allant jusqu'à la réalisation de nouveaux moteurs pour tester le procédé sur le site de l'usine de recyclage.

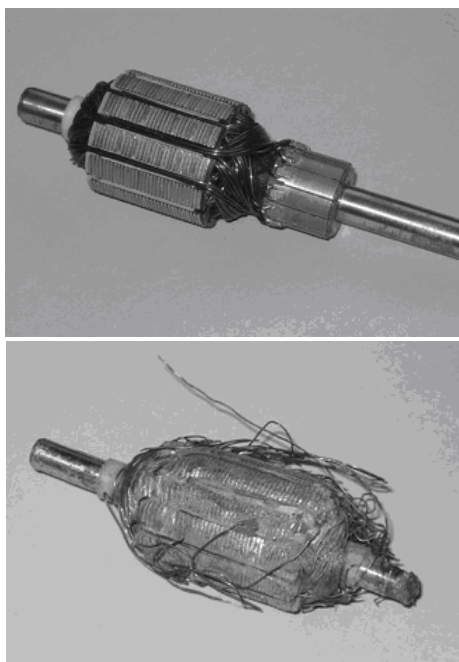


Figure 1 : Induits de moteurs neufs et sortant du broyeur

2. Organisation du projet

Les solutions seront différentes selon les types de moteurs concernés. Il faut donc, en premier lieu, classer les moteurs en fonction de leur utilisation. Un critère important est leur taux d'utilisation. On distingue essentiellement les moteurs à longue durée de fonctionnement et ceux dont le fonctionnement est intermittent.

Moteurs à longue durée de fonctionnement :

Dans cette catégorie, on recense les moteurs de refroidissement GMP, les moteurs pour la ventilation de l'habitacle ou les moteurs d'essuie-glace. Nous classerons ces moteurs dans la catégorie **M1**.

Moteurs à fonctionnement intermittent :

Nous nous intéresserons, ici, aux moteurs de lève-vitre, à ceux destinés aux mouvements des sièges, à l'ouverture des portes ou à l'entraînement des pompes de lave-vitre. La catégorie de ces moteurs sera notée **M2**.

Choix technologiques :

Les choix seront différents selon la catégorie des moteurs. Les moteurs du type M1 doivent avoir un bon rendement (supérieur à 70%) et développent, en général, des puissances relativement élevées (de l'ordre de 250 à 600 W). Il est donc hors de question de choisir des solutions qui augmenteraient les pertes. On s'orientera donc vers des solutions du type moteur à induit friable.

A contrario, pour des moteurs du type M2, le rendement est plutôt faible (voisin de 50%) ainsi que les puissances mises en jeu (100 W au maximum). Dans ces cas, il n'y a pas d'inconvénient à augmenter les pertes dans les moteurs, on pourra donc choisir des solutions telles que le remplacement du cuivre par de l'aluminium.

3. Option induit friable – M1

3.1. Moteur à courant continu

Le circuit magnétique de ce type de moteur doit vérifier certaines propriétés. Tout d'abord, il doit être sensible aux chocs pour pouvoir se briser lors du broyage ; mais cette caractéristique ne doit pas empêcher le circuit magnétique d'avoir une bonne tenue mécanique en rotation et de présenter des propriétés magnétiques correctes. Ces considérations nous amènent à choisir de la poudre de fer compactée.

Les figures 2 et 3 ci-dessous donnent les caractéristiques magnétiques pour le matériau classique utilisé initialement et pour une poudre de fer compactée.

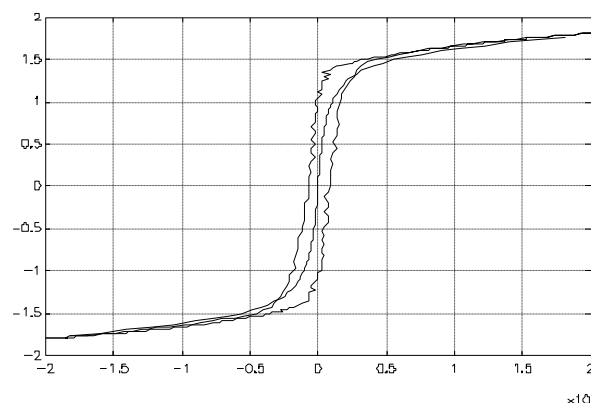


Figure 2 : Cycle du matériau utilisé pour les tôles de l'induit

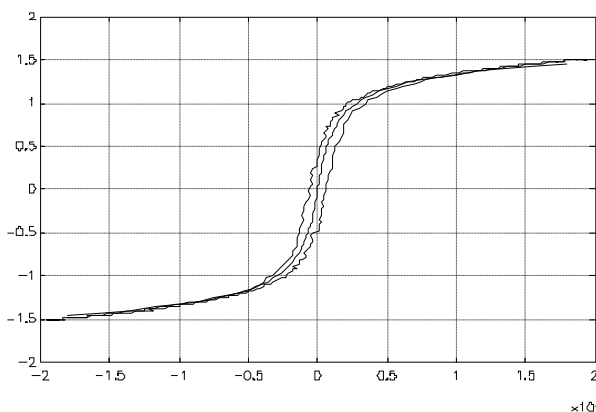


Figure 3 : Cycle du matériau en poudre compactée

On constate que l'induction de saturation est diminuée, on passe de 1,8 T à 20kA pour le matériau initial à 1,5 T à la même valeur de champ magnétique pour la poudre de fer. Par contre, le comportement en régime variable est amélioré car les pertes par courants de Foucault s'avèrent moins importantes.

La figure 4 ci-après représente une vue en coupe de la structure adoptée et un tracé de lignes de champ.

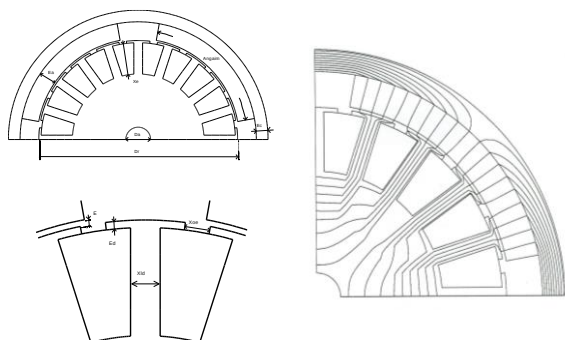


Figure 4 : structure retenue

La procédure de dimensionnement est décrite dans l'organigramme donné en figure 5.

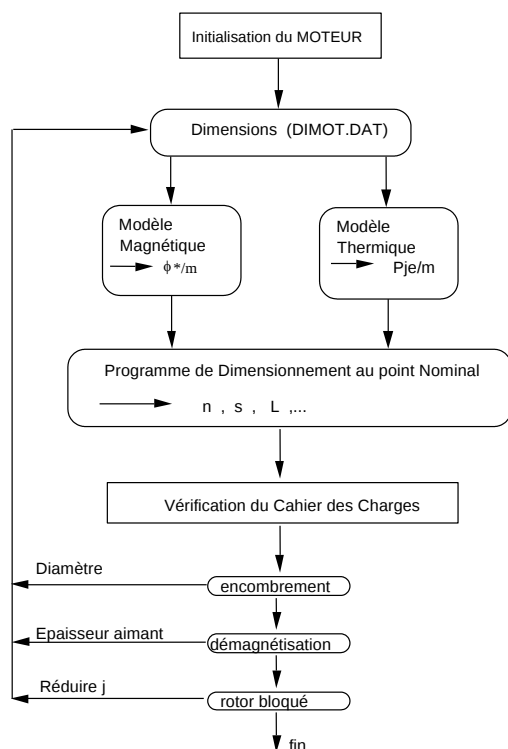


Figure 5 : organigramme de dimensionnement

Cette procédure de dimensionnement associe des critères magnétiques et thermiques.

On aboutit à des structures de rotor telles que celles représentées en figure 6. Un rotor complet peut être réalisé soit à l'aide de structures associées ou par un moulage complet. Les structures de base apportent la modularité et la possibilité de variation de longueur du rotor comme pour les empilements de tôles.

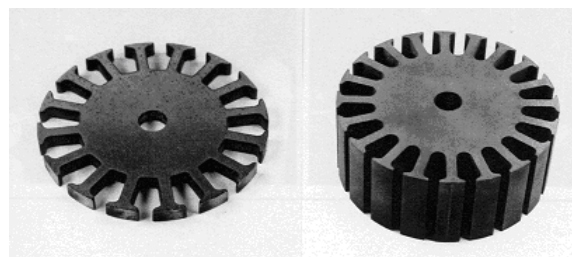


Figure 6 : module de base et rotor complet

Le processus a été testé sur des véhicules prêts à être recyclés. Des moteurs de type M1 ont été montés sur une dizaine de ces véhicules destinés au broyage. La figure 7 montre, à droite, les éléments directement issus du broyeur convoyés sur tapis roulant et à gauche l'état dans lequel sont retrouvés les éléments des moteurs.

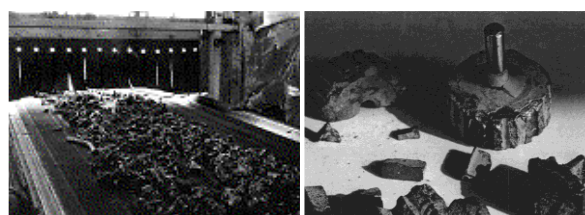


Figure 7 : résultats du broyage

3.2. Moteur Asynchrone

Une autre solution consiste à s'orienter vers des structures utilisant des moteurs à courants alternatifs. Le moteur asynchrone a été retenu pour cette application. La présence de l'induit au stator permet d'assurer un meilleur compromis entre la tenue mécanique en rotation et la friabilité lors du broyage. L'usage éventuel de conducteurs en aluminium est rendu plus aisé et, de plus, on pourra envisager d'effectuer de la ventilation en vitesse variable.

La présence de moteurs asynchrones implique l'utilisation de convertisseurs triphasés. Ceux-ci peuvent être choisis parmi différentes structures dont certaines sont données en figure 8. Par rapport aux structures classiques telles que l'onduleur triphasé complet, celles-ci permettent de réduire le coût de réalisation du convertisseur.

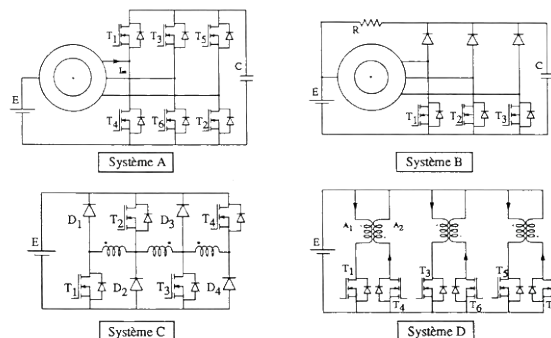
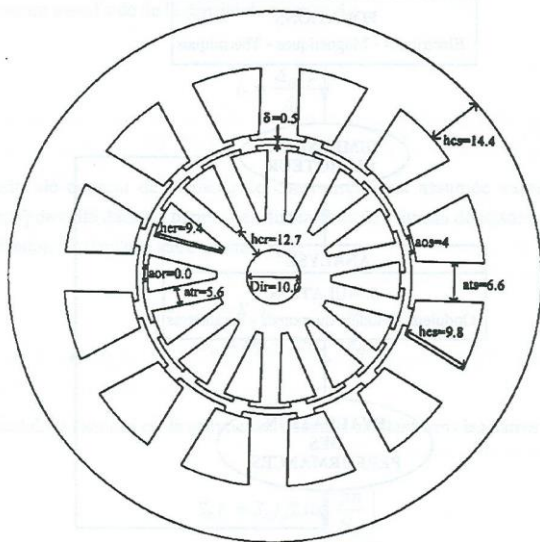


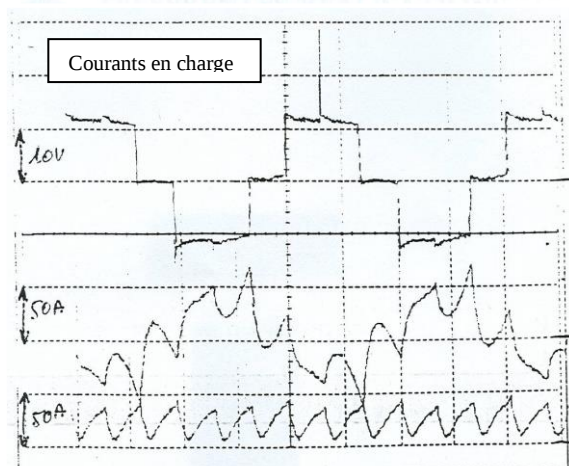
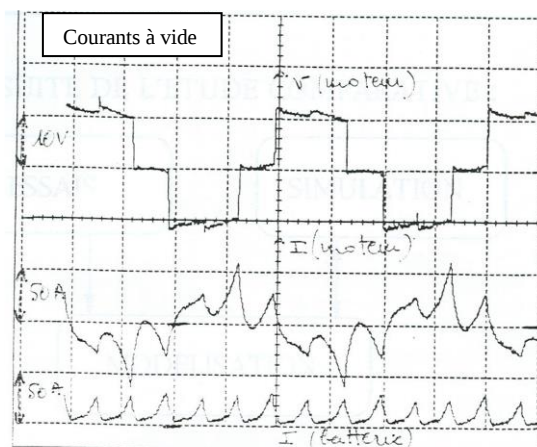
Figure 8 : différentes structures d'alimentation

The graph plots electrical input power (P_e) on the y-axis against mechanical output power (P_m) on the x-axis, both in Watts (W). The x-axis ranges from 0 to 300 W with major ticks every 50 W. The y-axis ranges from 0 to 600 W with major ticks every 100 W. A diagonal line represents 100% efficiency ($\eta = 100\%$). Two efficiency levels are indicated: $\eta = 50\%$ at the top right and $\eta = 100\%$ at the bottom right. The legend identifies five data series: Pont triphasé (white), Système A zigzag MLI (light gray), Système A zigzag Pleine onde (medium gray), Système A étoile MLI (dark gray), and Système A étoile Pleine onde (black). The black and dark gray regions represent the highest input power for a given output power, while the white region represents the lowest.

Les résultats expérimentaux sont récapitulés sur la figure 10.



Après cette vue en coupe du moteur, on trouve les allures des courants et tension en montage triphasé pour un fonctionnement à vide en premier et ensuite pour un fonctionnement en charge.



La figure 11 donne un exemple de réalisation d'un assemblage au collecteur.

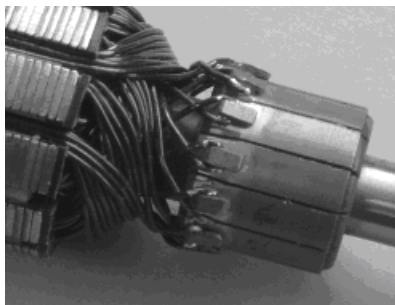


Figure 11 : liaison du bobinage aluminium au collecteur

L'emploi d'un matériau plus résistif et le maintien de contraintes thermiques similaires ont eu pour résultat une augmentation de longueur du rotor. Cependant, parmi les effets bénéfiques obtenus lors du remplacement du cuivre par de l'aluminium, on peut aussi noter une réduction de la masse et de l'inertie du rotor.

4.2. Moteur DC Brushless

Comme pour les moteurs de type M1, la possibilité d'applications en variation de vitesse pour des moteurs de type M2 a motivé la définition et la mise au point d'un moteur à courant alternatif.

Afin de garder un périmètre assez large au projet global, c'est la structure de type DC Brushless qui a été retenue pour ces moteurs.

La figure 12 donne une vue en coupe pour un principe de réalisation.

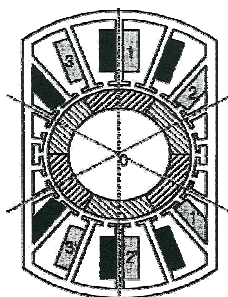


Figure 12 : version DC Brushless du moteur M2

Les contraintes d'encombrement pour l'application choisie obligent à adopter une structure statorique dont la totalité du circuit magnétique n'est pas bobinée. Néanmoins, les deux tiers de la périphérie de l'entrefer sont utilisés pour la conversion électromécanique.

5. Conclusion

L'objectif d'améliorer le processus de recyclage des automobiles nous a amené à concevoir et à dimensionner de nouveaux moteurs électriques afin de diminuer la teneur en polluants du fer produit par cette filière.

Deux options principales ont été retenues. La première a consisté à faire des moteurs à induit friable en utilisant de la poudre de fer compactée et la seconde

à réaliser des bobinages d'induit avec du fil en aluminium.

Des procédures de dimensionnement adaptées ont été mises au point afin de déterminer l'influence des changements de caractéristiques physiques des nouveaux matériaux sur les dimensions des moteurs.

La faisabilité de la solution à base d'induit friable a été montrée en allant jusqu'aux tests dans la chaîne de recyclage. Les performances électriques de cette option se sont révélées très satisfaisantes. Un second projet BRITE-EURAM coordonné par Faurecia, CEMIR, a ensuite étudié la faisabilité industrielle de ce concept ainsi que l'évaluation du cycle de vie du moteur.

Pour les moteurs employant un bobinage à base de fil d'aluminium, un léger accroissement des pertes a été constaté. Ce phénomène est sans grande gravité pour des moteurs au fonctionnement intermittent.

Pour les deux options, des versions complémentaires à courant alternatif ont été dimensionnées. Elles permettent d'offrir des solutions potentielles pour des applications recyclables à vitesse variable.

6. Références

- [1] M. Gabsi, M. Lécivain, J-F. Rialland, "Calculation and measurement of commutation currents in DC machines", *Electric Machines and Power Systems*, 17, 167-182, 1989.
- [2] M. Nurdin, M. Poloujadoff, A. Faure, "Synthesis of squirrel cage motors: a key to optimisation", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 6, no. 2, June 1991.
- [3] R. Carlson, M. Lajoie-Mazenc, J. dos Fagundes, "Analysis of torque ripple due to phase commutation in brushless DC machines", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 28, no. 3, May/June 1993.
- [4] J. Nerg, M. Niemela, J. Pyrhonen, J. Partanen, "FEM calculation of rotor losses in a medium speed direct torque controlled PM synchronous motor at different load conditions", *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 38, no. 5, September 2002, pp. 3255-3257.
- [5] Ph. Marchal, "Production de moteurs électriques automobiles à recyclabilité améliorée", *Entretiens européens de la technologie 2000*, Paris, June 2000.
- [6] C.C. Mi, G.R. Slemon, R. Bonert, "Minimization of iron losses of permanent magnet synchronous machines", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 20, no. 1, March 2005, pp. 121-127.

7. Biographies

Pierre Vidal est professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité (Supelec) en France. Son travail de recherche concerne la conception des systèmes d'énergie électrique en associant des convertisseurs électroniques, des machines électriques et des dispositifs mécaniques (boîte de vitesses, transformation de mouvement).

Jean-Claude Vannier est professeur et chef du Département Electrotechnique et Systèmes d'Energie à l'Ecole Supérieure d'Electricité (Supelec) en France. Son travail de recherche concerne les systèmes de conversion d'énergie (moteurs, actionneurs, générateurs) et s'attache à la conception, la modélisation, le dimensionnement, l'optimisation et la simulation de ces équipements pour des applications spécifiques.

BULLETIN D'ABONNEMENT A LA REVUE 3EI

Année 2009 – 2010

N°59 (décembre 2009), n°60 (mars2010), n°61 (juin 2010), et 62 (septembre 2010).

Abonnement individuel :

Adresser le bulletin ci dessous, accompagné d'un chèque libellé à l'ordre de :

SEE- la revue 3EI

à l'adresse suivante

SEE-la revue 3EI

17 rue Hamelin , 75783 PARIS CEDEX 16

*D'un montant de : **36 € TTC** pour la **France et pays de la CEE***

*Ou de : **46 € TTC** pour les pays **hors CEE***

Nom : **Prénom**

Adresse d'expédition de la revue 3EI :

Rue, n° :

Code postal : **Ville :**

Pays :

Adresse électronique :

Activité (pour statistiques) :

Abonnement souscrit pour une collectivité (bibliothèque , CDI, laboratoire, entreprises, université, école d'ingénieur, lycée, IUT ...)

52 € TTC pour la **France et pays de la CEE**

65 € TTC pour les pays **hors CEE**

Prendre soin de mentionner sur le bon de commande le lieu de livraison de la revue ainsi que le destinataire (personne physique ou service). Expédier le bon de commande à

SEE-la revue 3EI

17 rue Hamelin , 75783 PARIS CEDEX 16

VENTE AU NUMÉRO TARIF 2008/2009

- | | | |
|---------|----|---|
| 1994-95 | 1 | La machine asynchrone (reproduction Xérox) |
| | 2 | Association machine asynchrone et convertisseur statique |
| | 3 | La machine synchrone (reproduction Xérox) |
| 1995-96 | 4 | Influence des convertisseurs statiques sur les réseaux |
| | 5 | L'électrothermie |
| | 6 | Première approche sur les réseaux |
| 1996-97 | 7 | La machine à courant continu |
| | 8 | La conversion d'énergie |
| | 9 | Les composants inductifs et capacitifs en électronique de puissance |
| | 10 | Pratiques pédagogiques et réalités industrielles |
| 1997-98 | 11 | Le transformateur |
| | 12 | Les capteurs |
| | 13 | Le génie électrique dans l'armement |
| | 14 | Pratiques pédagogiques et réalités industrielles |
| 1998-99 | 15 | Les aimants et électroaimants |
| | 16 | L'automatique en électrotechnique |
| | 17 | L'appareillage haute tension |
| | 18 | Pratiques pédagogiques et réalités industrielles |
| 1999-00 | 19 | La traction électrique ferroviaire |
| | 20 | Energies renouvelables |
| | 21 | Moteurs électriques pour applications de grandes séries |
| | 22 | Pratiques pédagogiques et réalités industrielles |
| 2000-01 | 23 | Les automatismes industriels |
| | 24 | L'éclairage |
| | 25 | L'Etat de l'Art en électronique de puissance |
| | 26 | Pratiques pédagogiques et réalités industrielles |
| 2001-02 | 27 | Métrologie : mesures et estimations |
| | 28 | Convertisseurs propres |
| | 29 | Les alimentations et convertisseurs embarqués |
| | 30 | Pratiques pédagogiques et réalités industrielles |
| 2002-03 | 31 | Mesures dans les systèmes électrotechniques |
| | 32 | Applications des micro-ondes de puissance |
| | 33 | L'électronique dans l'automobile |
| | 34 | Applications pédagogiques et réalités industrielles |
| 2003-04 | 35 | L'outil informatique dans l'enseignement |
| | 36 | La problématique de l'énergie, la place de l'électricité |
| | 37 | Applications pédagogiques et réalités industrielles |
| | 38 | Applications pédagogiques et réalités industrielles |
| 2004-05 | 39 | La production décentralisée d'électricité |
| | 40 | La production centralisée d'électricité |
| | 41 | Matériaux magnétiques pour convertisseurs d'énergie |
| | 42 | Pratiques pédagogiques et réalités industrielles |
| 2005-06 | 43 | Les réseaux électriques embarqués |
| | 44 | Réseaux de transport d'énergie |
| | 45 | Matériaux piézo électriques |
| | 46 | Applications pédagogiques et réalités industrielles |
| 2006-07 | 47 | Matériaux électro actifs |
| | 48 | Stockage de l'énergie - 1 ^{ère} partie |
| | 49 | Stockage de l'énergie - 2 ^{ème} partie |
| | 50 | Pratiques pédagogiques de l'académie de Lille |
| 2007-08 | 51 | Gisements d'économie d'énergie - 1 ^{ère} partie |
| | 52 | Gisements d'économie d'énergie - 2 ^{ème} partie |
| | 53 | FPGA (Field-Programmable Gate Array) |
| | 54 | Pratiques pédagogiques de l'académie de Toulouse |

**Tarifs en vigueur au 1^{er} décembre 2008**

UE (TVA 2,10 % incluse)				HORS UE			
1 Vol.	2 Vol.	3 Vol.	4 Vol.	1 Vol.	2 Vol.	3 Vol.	4 Vol.
12 €	24 €	30 €	40 €	14 €	28 €	35 €	46 €

BON DE COMMANDE

A retourner à la SEE - La Revue 3E.I. - 17 rue de l'Amiral Hamelin - 75783 Paris cedex 16 - France
Fax : 33 (0)1 56 90 37 19

Nom

Prénom :

Société :

Fonction:

Adresse :

Code postal Ville :

Tél. _____ e-mail souhaitable :

☐ Oui, Je commande les numéros :

Et /ou la série complète des années :

☐ Je règle la somme de : _____ €

par : ☐ chèque à l'ordre de la SEE

☐ Prélèvement sur carte bancaire (Visa, Eurocard/Mastercard, American Express)

N° Carte _____ Date de validité _____

Date de souscription

--	--	--	--	--	--

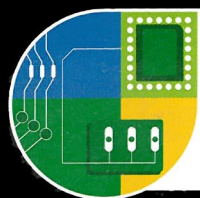
Date, signature, cachet (s'il y a lieu) :

RECUEILS DES JOURNÉES 3 E.I.

- 3 EI'95** Moteurs synchrones et leurs applications industrielles
- 3 EI'97** Convertisseurs statiques
- 3 EI'99** Contrôle et commande des systèmes électrotechniques
- 3 EI'03** L'éclairage et chauffage par induction (CD-Rom)

France : 30 € Prix unitaire Etranger : 35 € Prix unitaire

La série complète des 54 n°: 450 € (CEE) - 550 € (hors UE)
Avec copie du numéro "0"



FORUM DE
L'ÉLECTRONIQUE

Le salon des **composants**,
de la **production**,
de la **sous-traitance**
et du **test & mesure**

**Trouvez les solutions innovantes
pour accélérer vos projets !**



MESUREXPO



OPTO



VISION-SHOW

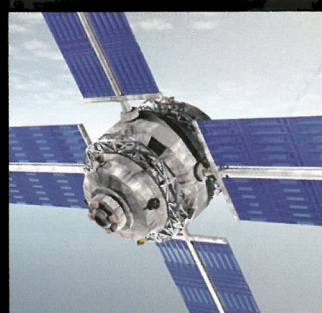
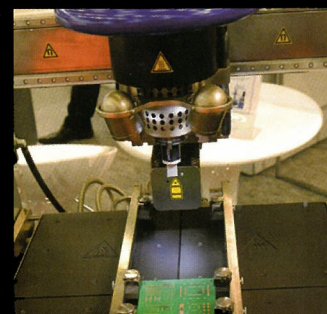
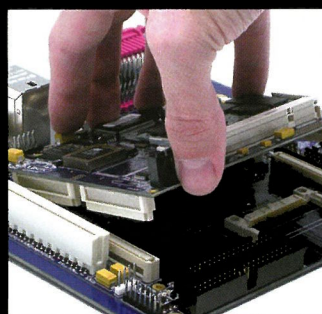
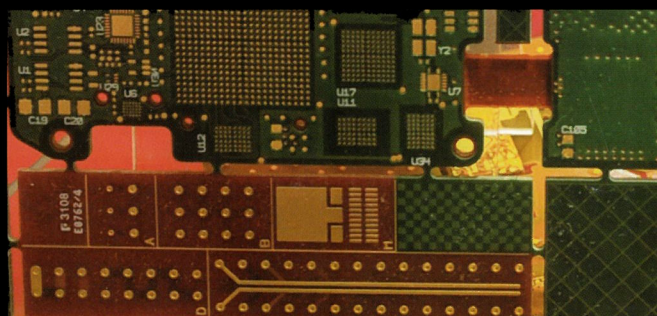


RF&HYPER
EUROPE



ESPACE LASER
PARIS

6-7-8
octobre 2009
PARIS-NORD
VILLEPINTE
HALLS 1 & 2



BADGE GRATUIT sur
www.forum4S.com



**Mot de passe
PUB**

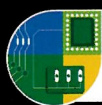
RF&HYPER EUROPE

Le salon des **radiofréquences**,
des **hyperfréquences**,
du **wireless**, de la **fibre optique**
et de leurs applications

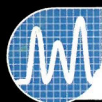
Optimisez votre temps !

Trouvez les solutions innovantes
pour la réalisation de vos projets

Même lieu, mêmes dates



FORUM DE
L'ÉLECTRONIQUE



MESUREXPO



OPTO

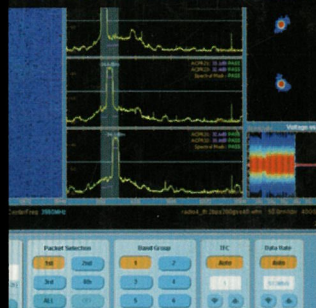
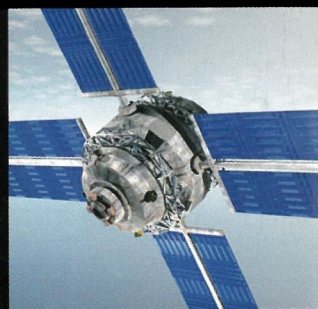
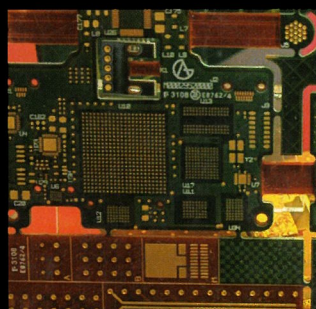


VISION-SHOW



ESPACE LASER
PARIS

6-7-8 octobre 2009 PARIS-NORD VILLEPINTE HALLS 1 & 2



BADGE GRATUIT sur
www.forum4S.com



Mot de passe
PUB