



La revue

3E.I

ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE



Société des Electriciens et des Electroniciens
Cercle Thématique 13.01



NUMERO 1 DECEMBRE 1994

ISSN (en cours)



Cercle Thématique 13.01 La Revue 3EI
Relations enseignement au sein du club 13
48 rue de la Procession 75724 Paris cedex 15

La Revue 3EI

Sommaire

Responsables de la publication:

Alain Cunière (Meaux)
Gérard Delavier (Nogent/Marne)

Equipe de rédaction:

Jean Louis Bianchi (Versailles)
François Boucher (Argenteuil)
Gilles Feld (IUFM Cachan)
M. Michèle Lebihan (Versailles)

Comité de lecture:

Jean Pierre Caron (ENSAM Lille)
François Forest (LESIR Cachan)
Michel Lavabre (ENS Cachan)
Jean Marie Peter (SEE)

Articles envoyés à:

La Revue 3EI
lycée Pierre de Coubertin
chaussée de Paris
77100 Meaux

La Revue 3EI n'est pas solidaire
des opinions émises par les
auteurs d'articles. Celles-ci
n'engagent que la seule
responsabilité de leurs
auteurs.

Abonnements pour l'année
scolaire 1994/1995:
120 F les 3 numéros.

Imprimerie IBC
78-83 rue des frères Lumière
ZI des Chanoux
93330 Neuilly sur Marne

p II Sommaire

p III Annonce

p IV Appel à articles

p 1 Editorial

par A. Cunière (Meaux) et G. Delavier (Nogent/Marne)

p 2 Calcul des machines électriques

*par F. Notelet et J. F. Brudny
(LSEE, faculté des sciences appliquées, Béthune)*

p 17 Modélisation d'une machine asynchrone

par G. Feld (IUFM de Créteil)

p 27 Machine asynchrone: détermination des éléments du schéma équivalent

par F. Boucher et P. Desné (lycée d'Argenteuil)

p 31 Les actionneurs électriques pour la voiture de l'an 2000

par C. Bergmann (LR2EP, IUT de Nantes)

p 40 Les problèmes liés aux moteurs à vitesse variable

par J. Enon et H. Simonet (CEGELEC Moteurs)

p 44 Etude d'une machine asynchrone triphasée à bagues alimentée par
un réseau à $U/F = \text{constante}$

par F. Boucher et P. Desné (lycée d'Argenteuil)

p 49 Machine asynchrone : commande en courant, autopilotage fréquentiel

par M. M. Lebihan (lycée de Versailles)

p 57 **FICHE TRAVAUX PRATIQUES**

Etude d'un semi-conducteur de puissance : l'IGBT
par J. P. Thauvin (lycée Raspail, Paris)

p 64 Service lecteurs

ANNONCE DES JOURNEES 3E.I

Les deuxièmes journées de l'Enseignement de l'Electrotechnique et de l'Electronique Industrielle, organisées par le club 13 de la SEE et les MAFPEN, se dérouleront les jeudi 30 et vendredi 31 mars 1995 dans les locaux de l'Ecole Supérieure d'Electricité. (SUPELEC à Gif sur Yvette 91)

Les objectifs de ces journées à caractère pédagogique sont doubles:

- formation des professeurs sur l'évolution de l'Electrotechnique et de l'Electronique Industrielle;
- favoriser l'échange de moyens pédagogiques afin de faire progresser l'enseignement de cette discipline.

Les séances de travail seront organisées en conférences plénières (dans le grand amphithéâtre Jamet de SUPELEC) et en sessions "POSTERS" où seront présentés des thèmes d'études expérimentales, logiciels de simulation ainsi que des stands industriels. Les conférences seront assurées par des Universitaires et des Industriels.

Liste provisoire des conférences:

J.P. CARON (LEEP, ENSAM de Lille)

Modélisation de la machine synchrone.

J.P. HAUTIER (LEEP, ENSAM de Lille)

Commande de la machine synchrone.

MM. GODFROID et POULIQUEN (CEGELEC de Belfort)

Exemples de réalisations industrielles d'entraînements par MS.

M. LAJOIE-MAZENC (INP de Toulouse)

Structures, alimentations et commandes des machines à aimants permanents.

B. MULTON et J.Y. LE CHENADEC (LESIR de Cachan)

Machines à réluctance variable et pas à pas.

M. FADEL (INP de Toulouse)

Présentation du logiciel POST MAC SYN (simulation de commande de machines synchrones).

J.F. HILAIRE (Société CROUZET AUTOMATISMES, Valence)

La M.S. monophasée et biphasée dans les automatismes.

Société AUXILEC

Machines synchrones dans l'aéronautique.

Société NUM (Groupe SCHNEIDER)

Commande d'axe par machine synchrone.

Société UGIMAG

Aimants permanents.

Exemples d'applications industrielles dans des domaines divers (machine outil, véhicule électrique, propulsion marine...).

En clôture, table ronde animée par Jean Marie PETER, Président du Club 13 de la SEE, sur le thème de l'enseignement lié aux sujets traités au cours de ces journées.

POSTERS : toute personne désirant participer à cette session pour exposer un thème de travail, voire du matériel expérimental concernant l'enseignement de la machine synchrone doit contacter avant le 03 mars 95 (ou pour tout autre sujet concernant ces journées)

Gérard DELAVIER, LT Louis ARMAND,

173 Bd de STRASBOURG 94736 Nogent sur Marne CEDEX FAX (1) 48 73 63 15

Inscriptions :

Par les MAFPEN pour les professeurs des lycées, entre le 05 janvier et le 03 mars 95.
Participation aux frais 150F réglés à la SEE le 30 mars, lors de la remise des documents.

Aucune inscription ne sera prise sur place.

Auprès de la SEE, 48 rue de la Procession 75 724 Paris CEDEX 15.

Pour toutes les autres inscriptions individuelles (tel 44 49 60 00)

Aucune inscription ne sera prise sur place.

APPEL A ARTICLE

Thèmes des trois premiers numéros :

Les numéros suivants porteront sur :

- 1 : La machine asynchrone.....décembre 1994
- 2 : Association convertisseur statique-machine asynchrone.....mars 1995
- 3 : La machine synchrone.....juin 1995

- 4 : Réseaux d'énergie (absorption sinus, filtrage actif, cos phi, protections, distribution,...) 12/95
- 5 : Electrothermie (chauffage par induction, par résistances, régulations,...) 03/96
- 6 : La commutation douce 06/96

La parution de numéros à thème constitue une entreprise périlleuse pour la recherche d'articles. Aussi, selon le volume d'articles collectés pour chaque numéro et, afin que chacun puisse s'exprimer sur le sujet qui lui est cher, nous proposons soit régulièrement, soit par numéro supplémentaire, d'éditer d'autres thèmes traités par les collègues souhaitant contribuer au développement de la revue, sans être nécessairement experts de ceux proposés.

Propositions d'articles :

Les numéros 1, 2, 3 sont "bouclés". Pour les numéros 4, 5, 6, quelques articles supplémentaires seront les bienvenus.

Les articles doivent être envoyés au plus tard deux mois précédant la parution à l'adresse suivante :

**lycée Pierre de Coubertin
la Revue 3E.I
chaussée de Paris
77109 Meaux**

Les articles devront être rédigés soit sur papier A4 (7 pages maximum) en laissant un contour libre de 15 mm; soit sur une disquette lisible par le logiciel Word sous Windows. La numérotation des pages sera faite par l'imprimeur.

Soucieux que la revue devienne un véritable outil de communication, nous sommes ouverts à toutes propositions dans l'esprit 3E.I.

EDITORIAL

Chers abonnés,

Nous sommes particulièrement enjoints d'avoir reçu un écho aussi considérable à cette idée de revue pour les enseignants de l'électrotechnique et de l'électronique industrielle. En effet, **quelques 500 collègues** se sont abonnés pour l'année 1994/1995.

Nous remercions tous les auteurs d'article, qui nous permettent par leur contribution de boucler les trois premiers numéros. Pour les numéros 4, 5, 6, quelques articles nous manquent encore, et toutes les propositions seront les bienvenues.

Dans un souci d'élargissement des centres d'intérêt de la revue, nous créons une rubrique "**FICHES TRAVAUX PRATIQUES**". L'objectif est de vous proposer des sujets d'expérimentation originaux, pour notre enseignement de l'électrotechnique. Dans ce numéro 1, vous trouverez un énoncé qui nous l'espérons intéressera certains d'entre vous et suggérera de nombreuses propositions pour les numéros à venir.

Se sont déroulées les 28/29/30 septembre, les journées EPF 94 (Electronique de Puissance du Futur) à l'ENS de Cachan. Cette manifestation bi-annuelle a la vocation de confronter les développements industriels et universitaires présents et à venir dans le domaine de l'électronique de puissance.

Organisées par le LESIR, avec pour thèmes, entre autres :

-) les matériaux magnétiques
-) futurs semi-conducteurs de puissance
-) nouvelles structures de convertisseur
-) etc.....

ces journées furent un moment privilégié pour découvrir ce que sera l'électronique de puissance de demain.

Pour les personnes intéressées, le rapport des communications (recueil EPF94) est encore en vente jusqu'à épuisement au prix de 300F. Pour se le procurer, il faut adresser un bon de commande à l'adresse suivante:

**ECOLE NORMALE SUPERIEURE
SERVICE FORMATION CONTINUE ET DEVELOPPEMENT
61 AVENUE DU PRESIDENT WILSON
94230 CACHAN**

CALCUL DES MACHINES ELECTRIQUES

Francis NOTELET, Jean François BRUDNY
Université d'ARTOIS
Pôle Universitaire de Béthune
Laboratoire "Systèmes Electrotechniques et Environnement"
LSEE, Faculté des Sciences Appliquées
1230 rue de l'Université
BP 819, 62408 BETHUNE CEDEX.

Actuellement il y a de plus en plus d'utilisateurs de l'Electrotechnique et de moins en moins de concepteurs de machines. De plus, les quelques fabricants utilisent des logiciels qui permettent d'obtenir très rapidement, à partir des spécifications d'une machine, son dimensionnement complet : géométrique, électrique et mécanique. C'est pour cela que le calcul des machines électriques a pratiquement disparu de nos enseignements d'Electrotechnique.

Néanmoins dès qu'il faut déterminer une machine spéciale ou un nouveau type de machine il faut avoir recours à la méthode traditionnelle où l'on avance pas à pas après vérifications et que certains ingénieurs connaissent bien. Les développements qui suivent n'ont pas pour but de rappeler cette méthode. En montrant les interférences entre tous les paramètres géométriques, électriques et mécaniques, ils seront utiles à l'Electrotechnicien débutant, lui faisant faire une synthèse de son cours de machines.

Cette analyse est la première d'une série où l'on passera en revue le calcul des différentes machines. Chaque étude sera décomposée en deux parties : la première sera une présentation générale, la seconde donnera un exemple numérique. Nous examinerons successivement le cas de la machine asynchrone, de la machine synchrone, du transformateur et de la machine à courant continu.

CALCUL D'UN MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE

Première partie : Présentation générale.

Ce sont les spécifications du moteur en fonctionnement nominal qui constituent le point de départ des calculs. Ce sont généralement :

- la tension d'alimentation composée U ou simple V ,
- la fréquence f des signaux d'alimentation qui définit la pulsation $\omega=2\pi f$,
- la puissance utile P_u ,
- la vitesse synchrone N ou le nombre de pôles $2p$ tel que $f=pN$,
- le facteur de puissance de la machine vu du réseau,
- le rendement η ,
- les conditions de refroidissement.

Parfois on impose des conditions sur le couple et le courant au démarrage ainsi que sur le couple maximum.

Les développements qui vont suivre supposent que l'induction dans l'entrefer est à répartition spatiale sinusoïdale. L'amplitude de cette onde, qui se déplace à la vitesse ω/p , sera notée B_{eM} . Les différentes relations seront données en considérant un couplage étoile des phases statoriques et rotoriques. On notera par conséquent V la tension aux bornes d'une phase et I le courant qui la traverse. Pour d'autres couplages il faudra veiller à adapter certaines relations (pour un couplage

triangle du stator il suffira de remplacer V par U et I par le courant polygonal J). Les variables seront, lorsque cela s'avèrera nécessaire, affectées d'un indice 1 ou 2 suivant qu'elles sont relatives respectivement au stator (primaire), au rotor (secondaire). Les unités à employer dans les différentes relations seront celles du système MKSA.

Remarque : Le courant primaire à vide I_{10} et le coefficient de dispersion σ déterminent le diagramme circulaire du moteur. Ce diagramme, dans le plan courant actif primaire $I_1 \cos \phi_1$ -courant réactif $I_1 \sin \phi_1$ où $\cos \phi_1$ représente le facteur de puissance primaire, est, sous sa forme simplifiée, présenté à la figure 1. Les spécifications du moteur imposent approximativement ce diagramme circulaire de centre C et donc les valeurs de I_{10} et σ . En effet, si on néglige les pertes actives primaires (pertes Joules, pertes fer) ainsi que les pertes mécaniques, I_{10} se confond avec sa composante réactive et donc $OM_0 = I_{10}$, $OM_\infty = OM_0 / \sigma$. M étant un point de fonctionnement quelconque, le facteur de puissance primaire maximum $(\cos \phi_1)_M$ est obtenu quand OM est tangent au cercle. On a alors :

$$(\cos \phi_1)_M = (1 - \sigma) / (1 + \sigma).$$

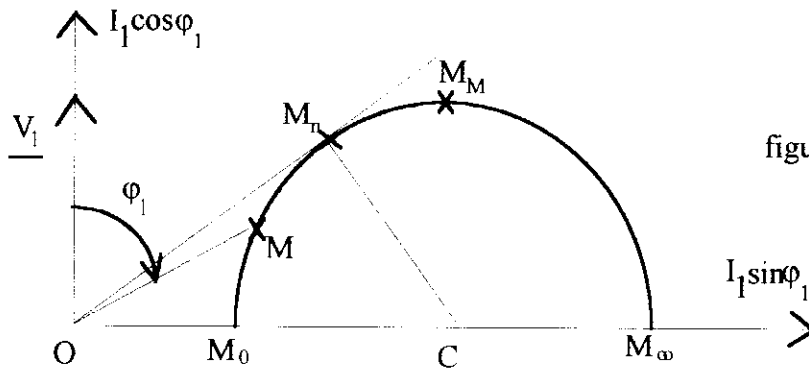


figure 1

Si ce facteur de puissance primaire maximum se présente, comme c'est parfois le cas, au fonctionnement nominal, le courant primaire nominal $I_1 = OM_n$ vaut alors $I_1 = I_{10} / \sqrt{\sigma}$ et le couple nominal $\Gamma = 3V_1 I_{10} (1 - \sigma) / 2\pi N \sqrt{\sigma} (1 + \sigma)$.

Le couple maximum Γ_M correspondant au point de fonctionnement M_M est :

$$\Gamma_M = 3V_1 I_{10} (1 - \sigma) / 4\pi N \sigma.$$

Le courant de démarrage I_{1d} vaut pratiquement OM_∞ donc I_{10} / σ .

I. DIMENSIONNEMENT DU STATOR.

I.1. Calcul du D^2L .

Cette quantité, définie en fonction de D et L qui représentent le diamètre de l'alésage et la longueur du stator, se déduit de la puissance apparente primaire $S_1 = 3V_1 I_1$. Cette puissance est peu différente de $3E_1 I_1$ où E_1 est la force électromotrice par phase primaire : $S_1 \approx 3K'_1 n_1 f \Phi I_1$. Dans cette expression les différents termes ont la signification suivante.

- n_1 , nombre de conducteurs en série par phase primaire.

- K'_1 , coefficient de Kapp du bobinage statorique. $K'_1 = 2.22K_1$ où K_1 est le coefficient de bobinage primaire.

- Φ , flux dans l'entrefer sous un pôle. Ce flux se calcule par la relation $\Phi = B_{emoy} S_p$ avec, en notant β la quantité $2/\pi$, $B_{emoy} = \beta B_{eM}$ et S_p la surface polaire. Comme $S_p = \pi DL / 2p$ il vient :

$$\Phi = \beta B_{eM} DL / p.$$

En définissant la charge périphérique statorique \mathfrak{A} , exprimée en ampères fils par mètre, par : $\mathfrak{A} = 3n_1 I_1 / \pi D$, il est possible d'exprimer S_1 en fonction de \mathfrak{A} et B_{eM} de sorte que le D^2L est donné par :

$$D^2L = S_1 / \pi K'_1 N B_{eM} \mathfrak{A} \beta$$

Cette quantité se détermine pour la puissance apparente nominale donnée par $P_u / \eta \cos \phi_1$.

- L'induction maximale B_{eM} dans l'entrefer varie de 0,6 à 0,65T pour les moteurs de petite puissance à 0,65 à 0,8T pour les moteurs de moyenne et grande puissance. Ce paramètre agit directement sur la valeur de I_{10} .
- La charge périphérique statorique \hat{A} croît avec la puissance, le diamètre et l'efficacité du refroidissement. Pour un moteur fonctionnant à la fréquence de 50Hz, l'ordre de grandeur de \hat{A} est donné dans le tableau 1.

D (m)	0,15	0,20	0,25	0,30	0,40	0,60	0,80	1	1,2
\hat{A} (Af/m)	$22 \cdot 10^3$	$27 \cdot 10^3$	$32 \cdot 10^3$	$35 \cdot 10^3$	$40 \cdot 10^3$	$46 \cdot 10^3$	$48 \cdot 10^3$	$49 \cdot 10^3$	$50 \cdot 10^3$

Tableau 1

\hat{A} et B_{eM} sont les deux paramètres fondamentaux. Plus ils sont grands plus le moteur est "poussé", c'est-à-dire petit, économique, difficile à refroidir età calculer.

1.2. Détermination de D et L.

Le rapport R_L de la longueur L du stator à la distance polaire $D_p = \pi D / 2p$, est d'ordinaire compris entre 0,8 et 1,2 mais peut s'en écarter nettement.

- Ce rapport est faible pour les machines de vitesse relative réduite, fort dans le cas contraire.
- La vitesse linéaire périphérique rotorique v_r ne doit pas excéder 40m/s pour une construction courante.
- Pour les petites machines, un trop faible diamètre conduit à un rotor difficile à refroidir et à des encoches trop petites ou trop peu nombreuses.
- La hauteur d'arbre, normalisée pour les moteurs de série, impose un maximum au diamètre.

La suite des calculs peut amener à réviser les valeurs de \hat{A} , B_{eM} et R_L initialement choisies.

II. LE BOBINAGE STATORIQUE.

II.1. Choix du bobinage à réaliser.

- **Nombre d'encoches statoriques.** Si m_1 désigne le nombre d'encoches par pôle et par phase il y a $6pm_1$ encoches statoriques. Pour les petites machines m_1 est souvent entier et les valeurs usuelles sont 2, 3 et 4. Avec des enroulements à deux côtés de section par encoche m_1 peut être fractionnaire. Dans le schéma de bobinage les phases doivent être identiques à 120° électriques près; toutes les voies en parallèle d'une même phase doivent être semblables et exactement décalées d'un nombre entier de paires de pôles.

- Le pas dentaire $t_1 = \pi D / 6pm_1$ guide le choix de m_1 . De 10mm pour les petites machines, il passe à 15 à 25mm pour les machines moyennes, il atteint 35 à 40mm pour les machines puissantes. A puissance donnée, l'augmentation de la tension d'alimentation augmente ce pas.

- Le choix de m_1 doit être coordonné à celui de m_2 , nombre d'encoches par pôle et par phase rotorique.

- **Choix du couplage des phases primaires.** Le plus souvent le moteur doit pouvoir fonctionner sous deux tensions; la plaque à bornes doit donc comporter les six bornes statoriques. Il faut alors préciser le couplage pour lequel les calculs sont effectués.

Pour les moteurs à cage on n'indique qu'une seule tension. Il est judicieux de choisir un couplage triangle car cela permet alors le démarrage étoile-triangle.

• **Valeur approximative du flux; nombre de conducteurs en série par phase n_1 .** V_1 est lié à Φ par la relation : $V_1 = K_1 n_1 f v_1 \Phi$. Connaissant B_{eM} et Φ on en déduit n_1 . v_1 est le coefficient d'Hopkinson primaire. On peut prendre provisoirement $v_1 = 1,03$.

Si a est le nombre de voies en parallèle par phase, n_1 doit être un multiple de $2p m_1 / a$. Ayant ajusté n_1 pour remplir cette condition, on peut alors calculer des valeurs plus exactes de Φ et B_{eM} .

• **Courant dans les conducteurs; nombre de voies a .** La valeur du courant par phase est $I_1 = Pu / 3 V_1 \eta \cos \phi_1$. Si la valeur relative de ce courant est élevée on est amené à choisir a voies en parallèle décalées d'un nombre entier de paires de pôles. a doit donc être un sous-multiple de $2p$. On peut alors calculer :

- le courant dans chaque conducteur,
- le nombre de conducteurs par encoche n'_1 ,
- une valeur plus exacte de \bar{A} qui ne doit pas trop s'éloigner de celle choisie.

• **Mode de bobinage.** On choisit le mode de bobinage : en sections, en bobines, par pôle, par pôles consécutifs, à un ou deux côtés de section par encoche et dans ce dernier cas, à pas diamétral ou raccourci; cela conduit au schéma de bobinage où l'on précise les bornes et les connexions.

II.2. Réalisation.

• **Intervalles de ventilation.** Si la longueur du stator L est supérieure à 15cm et si le moteur est ouvert on prévoit des canaux de ventilation. Leur largeur va de 8 à 12mm; leur écartement de 10 à 5 cm quand L augmente. Tenant compte de l'isolement des tôles et de leur foisonnement on peut alors déterminer la longueur utile du fer statorique L_u . Si il y a n intervalles de ventilation de largeur ϵ alors $L_u = 0,9(L - n\epsilon)$, 0,9 car 'il s'agit de tôles isolées.

• **Forme des encoches.** Elles sont très rarement fermées (fig.2a), généralement semi-ouvertes (fig.2b), parfois ouvertes (fig.2c). Cette dernière réalisation permet de réduire le flux de fuites mais augmente les harmoniques de denture. Si les côtés de section sont préparés à l'avance il faut des encoches ouvertes. Si l'on emploie des encoches semi-ouvertes et si l'isolement d'encoche exige un tube continu, le bobinage ne peut se faire que par enfilade ce qui suppose un faible nombre de conducteurs par encoche.

• **Isolement d'encoche.** Pour les faibles tensions d'alimentation on peut utiliser un \cup en carton pliable qui permet l'introduction des conducteurs un par un dans l'encoche (fig.3). Pour les tensions plus élevées on doit avoir un tube isolant fermé en micanite par exemple. Son épaisseur e_i et la longueur l_i dont il dépasse aux deux extrémités du stator dépendent de la tension (tableau 2).

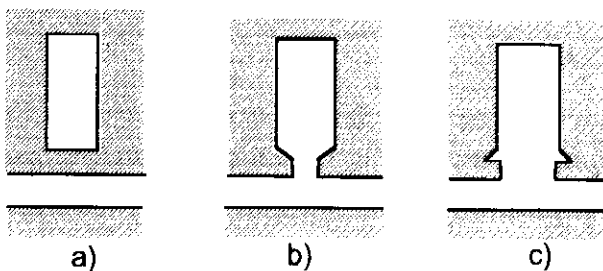


figure 2

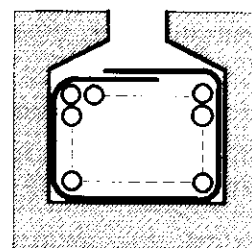


figure 3

tension (kV)	1	2	4	8	10	16
e_i (mm)	1,5	2	3	4,5	5,5	7
l_i (mm)	20	20	30	50	60	80

Tableau 2

- **Les conducteurs.** Pour les faibles intensités on utilise des fils cylindriques et pour les fortes des fils méplats. La densité de courant admissible dépend de l'intensité, de l'isolement des conducteurs, de l'isolement d'encoche, des intervalles de ventilation et de la longueur du stator. Elle va de 5A/mm² pour les fils de faible section à 2A/mm² pour les barres.

Après avoir disposé les conducteurs dans l'encoche en prévoyant du jeu il est nécessaire de vérifier que la tension entre conducteurs voisins est compatible avec leur isolement.

- **Vérifications.** Le rapport hauteur sur largeur d'encoche doit être compris entre 1,5 et 2,5. L'induction apparente dans la partie la plus rétrécie des dents doit être comprise entre 1,7 et 1,85T. Si l'encoche est ouverte on peut arriver à 2.3T.

Si ces deux vérifications conduisent à des valeurs trop faibles, le D²L est trop grand et inversement. Si une valeur est trop faible, l'autre trop grande, il faut modifier la forme des encoches.

III. DETERMINATION DE L'ENTREFER.

L'entrefer doit être d'autant plus réduit que l'on veut obtenir un meilleur facteur de puissance, mais il doit être mécaniquement réalisable. Sa réduction entraîne celle de I₁₀ mais aussi celle de Γ_M.

Le rapport de l'épaisseur e de l'entrefer à la distance polaire s'exprime en fonction de A et B_{eM}. Il est donné par kA/B_{eM} . k va de 2 à 4.10⁻⁵ pour les machines de petite puissance et de 1 à 2.10⁻⁵ pour les machines de moyenne et grande puissances. Ce rapport est d'autant plus faible que la vitesse de rotation est plus grande. On utilise souvent pour déterminer l'épaisseur de l'entrefer, la relation :

$$e=(D+0,2).10^{-3}$$

IV. LE BOBINAGE ROTORIQUE. CAS D'UN ROTOR BOBINE.

IV.1. Choix du bobinage à réaliser.

Les indications précédentes données quant au mode de bobinage sont, de façon générale, encore valables et conduisent au schéma de bobinage secondaire.

- **Nombre d'encoches rotoriques.** Le plus souvent, comme le stator, le rotor est triphasé. Le nombre d'encoches est donc 6p_{m2} ce qui permet de calculer le pas dentaire. Si N₁ et N₂ représentent les nombres d'encoches statoriques et rotoriques, les choix de m₁ et m₂ doivent être faits de façon à ce que les égalités suivantes ne soient pas vérifiées [1].

$$\begin{array}{ll} N_2 = N_1, & N_2 = N_1 \pm 2p, \\ N_2 = N_1 \pm 1 \pm 2p, & N_2 = N_1 \pm 2 \pm 4p \end{array}$$

(les quatre possibilités doivent être prises en considération pour chacune des deux dernières relations).

Lorsque ces conditions ne sont pas respectées la machine engendre, entre autres, des couples réticents pulsatoires de valeur élevée [2].

- **Couplage des phases, nombre de conducteurs en série par phase n₂.** Les phases rotoriques sont pratiquement toujours couplées en étoile. Si E₂ est la force électromotrice secondaire par phase, n₂ le nombre de conducteurs en série par phase et K₂ le coefficient de bobinage secondaire on a :

$$E_2 K_1 n_1 = V_1 K_2 n_2.$$

Le nombre de conducteurs par encoche est n'₂ tel que n₂=2pm₂n'₂. n'₂ est choisi pour que les tensions développées au secondaire n'y exigent qu'un faible isolement tout en évitant des valeurs trop élevées de courant car cela entraînerait des difficultés de réalisation du bobinage, des bagues et du rhéostat rotorique. Le nombre de voies étant généralement égal à 1, on choisit n'₂ de façon à ce que la tension secondaire aux bornes d'une phase en circuit ouvert V₂₀ ≈ E₂ ne dépasse pas 200V pour les machines destinées à être alimentées par le réseau basse tension.

• **Courant dans les conducteurs.** On obtient une valeur approximative du courant secondaire par phase I_2 en égalant les ampères-tours primaires et secondaires. Si q_2 est le nombre de phases rotoriques on a alors $3K_1n_1I_1 = q_2K_2n_2I_2$. Notons que généralement $q_2=3$.

La valeur exacte de I_2 , donnée par le diagramme circulaire, sera naturellement un peu plus faible. C'est pour cela que l'on peut prendre provisoirement une densité de courant un peu plus forte que celle préconisée lors de l'étude du primaire.

IV.2. Réalisation.

Le plan d'étude et les conseils quant à la réalisation sont les mêmes qu'au primaire. Il n'y a pas au rotor d'intervalle de ventilation. Les tôles n'étant pas isolées, on prendra pour longueur utile du rotor $L_u=0,95L$. Lors des vérifications, on s'attachera surtout à calculer l'induction dans la partie la plus rétrécie des dents que l'on admet un peu plus forte qu'au stator, et dans la couronne (ou anneau) rotorique pour laquelle il faudra se donner un diamètre approximatif de l'arbre. On pourra prendre pour ces calculs un coefficient d'Hopkinson $v_2=v_1=1,03$.

V. CALCUL DU COURANT MAGNETISANT.

V.1. Les couronnes statorique et rotorique.

On détermine la longueur par pôle de la ligne de champ moyenne dans ces couronnes, puis, à partir de l'induction maximale qui y règne et de la nature des tôles utilisées, le champ magnétique maximal. On en déduit les ampères-tours par pôle nécessaires AT_{CM1} et AT_{CM2} pour installer le flux dans ces éléments. L'induction maximale dans la couronne statorique, dont on déterminera le diamètre extérieur, va de 1 à 1,3T.

V.2. L'entrefer.

Dans la denture, comme dans l'entrefer, l'induction est à répartition spatiale sinusoïdale. En tenant compte de l'épanouissement longitudinal du flux et de la présence d'intervalles de ventilation au stator, la surface polaire corrigée S'_p est : $S'_p = \pi DL[(1 + 4e/L)(1 - k\epsilon/L)]/2p$. k est un coefficient expérimental que l'on peut prendre dans le tableau 3.

ϵ/e	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5	6	7	8	9	10
k	0,15	0,21	0,27	0,32	0,37	0,41	0,45	0,48	0,51	0,56	0,60	0,64	0,67	0,69

Tableau 3

On calcule alors l'induction maximale : $B_{eM} = \Phi / \beta S'_p$, puis les ampères-tours par pôle nécessaires pour installer le flux : $AT_{eM} = B_{eM} \mathfrak{K} e / \mu_0$. $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ est la perméabilité du vide donc, pratiquement, celle de l'air. \mathfrak{K} est un coefficient qui tient compte des encoches statoriques et rotoriques. Il est de la forme $\mathfrak{K} = k_1 + k_2 - 1$ où k_1 et k_2 sont les coefficients d'Arnold respectivement pour le stator et le rotor. On les détermine séparément dans l'hypothèse d'une seule surface encochée par l'expression : $k_{1ou2} = t/d + \chi e$. t et d représentent respectivement le pas de la denture et la largeur de dent au niveau de l'entrefer. χ est un coefficient expérimental dépendant de $(t-d)/e$ et dont la valeur peut être prise dans le tableau 4.

$(t-d)/e$	0,5	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
χ	0,44	0,82	1,38	1,77	2,06	2,29	2,49	2,66	2,8	2,93	3,04

Tableau 4

V.3. Les dentures statoriques et rotoriques.

Surtout si le diamètre D de l'alésage est petit, la largeur des dents varie d'une façon relativement importante de la base à leur sommet. Il en est de même de l'induction.

• Aux niveaux où le fer n'est pas saturé, on peut supposer que le flux s'établit totalement dans les dents et confondre l'induction apparente avec l'induction réelle. Au stator comme au rotor, donc sans mettre d'indice, on peut écrire que l'induction maximale, en notant Z le nombre de dents par pôle, est :

$$B_{dM} = B_{dmoy} / \beta = v\Phi / ZL_u d\beta.$$

d étant la largeur de la dent au niveau considéré.

• Aux niveaux où le fer est saturé, c'est à dire si l'induction apparente atteint ou dépasse $1,8T$, il faut tenir compte qu'une partie du flux s'établit dans l'encoche. Pour cela il faut que $B_{dM} = v\Phi / \beta$ et le champ magnétique maximal H_{dM} correspondant au type de tôles utilisées, satisfassent à la relation :

$$v\Phi / \beta = Z[B_{dM}Lud + \mu_0 H_{dM}(t-d)L]$$

t étant le pas dentaire au niveau considéré.

En général on fait ces calculs à trois niveaux; à la base ($B_{dM_b} - H_{dM_b}$), à mi-hauteur ($B_{dM_m} - H_{dM_m}$) et au sommet ($B_{dM_s} - H_{dM_s}$) de la dent. Par la règle de Simpson on déduit un champ magnétique maximum moyen :

$$H_{dMmoy} = (H_{dM_b} + 4H_{dM_m} + H_{dM_s}) / 6.$$

Connaissant la hauteur h_d de la denture on calcule les ampères-tours nécessaires pour installer le flux dans celle-ci : $AT_{dM} = H_{dMmoy} h_d$, soient AT_{dM1} et AT_{dM2} ces quantités relatives respectivement au stator, au rotor.

V.4. Le courant magnétisant.

L'expérience montre qu'il est nécessaire tout d'abord de corriger la valeur des inductions déterminées précédemment. Pour cela on établit le rapport $R = (AT_{dM1} + AT_{dM2}) / AT_{eM}$. A ce rapport correspond un coefficient α . Lorsque R va de 0,4 à 0,6, α passe de 0,91 à 0,88. Entre ces valeurs on peut interpoler linéairement. α multiplie les inductions précédentes. Les nouvelles valeurs permettent une détermination plus précise des champs magnétiques et des ampères-tours par élément du circuit magnétique.

• **La composante réactive du courant magnétisant.** Relativement à un pôle la force magnétomotrice maximale totale est :

$$AT_M = AT_{cM1} + AT_{dM1} + AT_{cM} + AT_{dM2} + AT_{cM2}$$

La valeur efficace de la composante réactive du courant magnétisant est $I_{1\mu_r}$. Parcourant une spire elle donne une force magnétomotrice d'axe fixe d'amplitude maximale $\sqrt{2}I_{1\mu_r}/2$. Le fondamental de cette onde a comme amplitude maximale $2\sqrt{2}I_{1\mu_r}/\pi$.

Parcourant les $n_1/2p$ spires de l'enroulement par phase et par paire de pôles, répartis dans plus d'une paires d'encoches (ou le courant précédent divisé par a parcourant a voies en parallèle de $n_1/2p$ spires chacune), il donne une force magnétomotrice d'axe fixe fondamentale maximale f_M égale à $\sqrt{2}K_1 n_1 I_{1\mu_r} / p\pi$.

L'ensemble des phases statoriques créent une force magnétomotrice tournante fondamentale d'amplitude $f_M = 3f_M/2 = AT_M$. D'ou la relation qui donne $I_{1\mu_r}$:

$$I_{1\mu_r} = 2p\pi AT_M / 3\sqrt{2}K_1 n_1.$$

• **Les pertes fer statoriques, la composante active du courant magnétisant.** Pour constituer le circuit magnétique on choisit des tôles de qualité φ : c'est le nombre de watts dissipés dans 1kg de tôles soumis à une induction fonction sinusoïdale du temps de valeur maximale 1T et de fréquence 50Hz. Cette qualité va de 2 à 2,6W pour les tôles statoriques.

Un élément de circuit magnétique de masse m soumis à une induction caractérisée par B_M et f , est siège de pertes égales à : $2\varphi m B_M^2 f / 50$. Dans cette relation 2 est le coefficient de travail des tôles.

Pour une denture on prend : $B_{dM}^2 = (B_{dMb}^2 + 4B_{dMm}^2 + B_{dMs}^2) / 6$.

La totalité des pertes fer p_f est obtenue en prenant en compte la couronne et la denture statoriques.

Dans le diagramme circulaire on néglige les pertes Joules dues au courant magnétisant si bien que sa composante active n'est liée qu'aux pertes fer supposées constantes quelle que soit la charge du moteur. On a donc : $I_{1\mu_a} = p_f / 3V_1$.

• **Le courant magnétisant.** On le détermine par la relation $I_{1\mu} = \sqrt{I_{1\mu_a}^2 + I_{1\mu_r}^2}$. Il diffère du courant primaire à vide par la composante active liée aux pertes mécaniques de sorte que $I_{1\mu} \approx I_{10}$. Aussi est-il bon de vérifier que le courant magnétisant n'excède pas 50, 35 ou 30% du courant primaire nominal suivant que le moteur est de petite, moyenne ou grande puissance.

VI. CALCUL DES RESISTANCES ET DES REACTANCES DE FUITES.

VI.1. Calcul des résistances par phase.

A partir d'un schéma mettant bien en évidence les têtes de bobines ou de sections on calcule les longueurs de fil puis les résistances par phase du stator r_1 et du rotor r_2 à la température de régime. On peut également déterminer les poids de cuivre nécessaire à la réalisation des bobinages.

Pour le bobinage en bobines le calcul de la longueur de fil est relativement aisé car la forme géométrique des bobines est simple. C'est un peu plus compliqué pour le bobinage en sections. On peut prendre comme longueur approximative d'une spire $2(L+2,2D/p)$. Une valeur plus exacte est obtenue en considérant la figure 4. Une demi-tête de section comprend une longueur l_i pour au moins la sortie de l'isolant d'encoche, un arc d'hélice d'angle générateur γ et une demi-boucle. L'angle γ s'obtient à partir de la relation : $\lambda + j = t \cos \gamma$ où λ est la largeur du faisceau (sans l'isolant d'encoche), j le jeu entre faisceaux sortant d'encoches voisines (0,5 à 1,5mm) et t le pas dentaire minimal. La longueur d'une spire est alors donnée par la relation :

$$2 \left[L + 2l_i + \frac{P_s}{\sin \gamma} + \pi \left(r + \frac{h_f}{2} \right) \right]$$

où P_s est le pas de la section, r le rayon minimum de la boucle (4 à 6mm) et h_f la hauteur radiale du faisceau.

VI.2. Calcul des réactances de fuites.

Au stator comme au rotor le bobinage de chaque phase est réalisé à partir de bobines élémentaires ou de sections de n' spires. La réactance de fuites se calcule, en utilisant les relations d'Arnold, à partir de celle d'encoches et de celle de têtes de bobines ou de sections [3].

• **Réactance de fuites d'encoche.** Pour une bobine élémentaire ou une section la réactance de fuites d'encoche est, en utilisant les notations de la figure 5, donnée par :

$$x_e' = n'^2 L_f \left[0,42 \frac{h_1}{a_1} + 1,25 \frac{h_2}{a_1} + 2,5 \frac{h_3}{a_3 + a_4} + 1,25 \frac{h_4}{a_4} + c \right] \omega \cdot 10^{-6}, \quad \text{avec } a_3 = (a_1 + a_4) / 2$$

Pour une spire, L_f est la longueur logée dans le fer, soit $2Lu$. ϵ tient compte des fuites de dent en dent qui ici, l'entrefer étant très étroit, correspondent à des lignes de champ qui se ferment par les dents de l'autre armature.

Pour le bobinage d'une phase la réactance de fuites d'encoches sera $x_e = pmx'_e / a$.

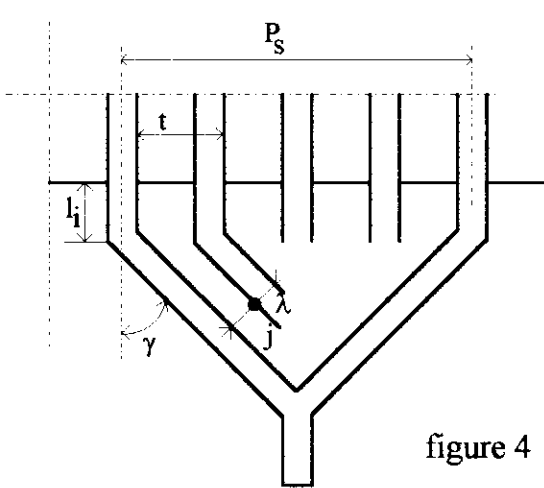


figure 4

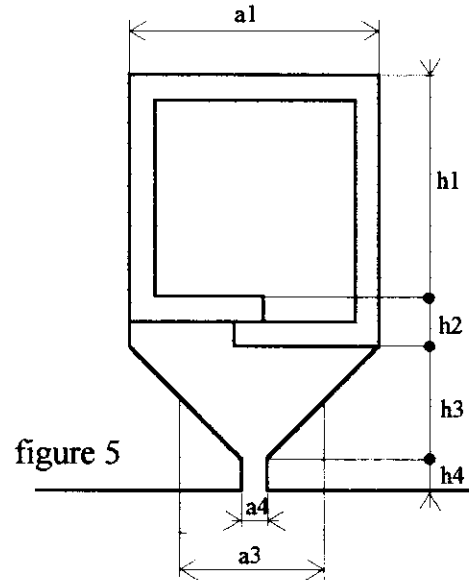


figure 5

• **Réactance de fuites de têtes de bobines élémentaires ou de sections.** Le flux de dispersion est dû aux mn' ou $mn'/2$ spires de chaque bobine suivant que l'enroulement est par pôles consécutifs ou par pôle. On a :

$$x'_t = 0,46 \frac{m^2 n'^2}{1 \text{ ou } 4} L_a \left(\log \frac{L_a}{\delta} - 0,1 \right) \omega \cdot 10^{-6}$$

Pour une spire, L_a est la longueur située dans l'air. δ est le diamètre d'une circonférence égale au périmètre abcd de la tête de bobine (figure 6) ou de section.

• Dans le cas d'un bobinage en bobines, certaines lignes de champ sont propres à chaque bobine élémentaire (région A de la figure. 6). On réduit donc x'_t en faisant intervenir le coefficient 0,90.

• Dans le cas d'un bobinage en sections, l'importance des lignes de champ propres est augmentée (figure 7). Le coefficient de réduction est 0,8.

Pour le bobinage d'une phase on aura : $x_t = p$ ou $2px'_t (0,9 \text{ ou } 0,8) / a$.

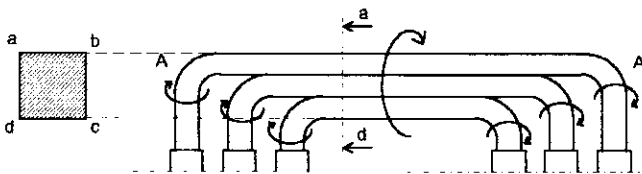


figure 6

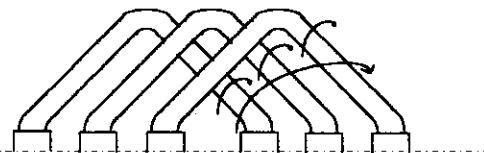


figure 7

• **Les réactances de fuites.** Au stator on calcule x_{e1} et x_{t1} dont on déduit $l_1 \omega = x_{e1} + x_{t1}$. De même au rotor x_{e2} et x_{t2} conduisent à : $l_2 \omega = x_{e2} + x_{t2}$.

La quantité ϵ de x'_e ne sera comptée qu'au primaire. On prend :

$$\epsilon = 1,5 \frac{(t - a_4)^2}{te} + 0,625.$$

et on choisit pour t et a_4 , la denture statorique ou rotorique qui conduit à la valeur de ϵ la plus élevée.

VI.3. Calcul du courant primaire à rotor calé et du coefficient de dispersion.

• **Courant primaire à rotor calé.** Les calculs précédents permettent la détermination de la résistance et de la réactance de fuites par phase vues du primaire :

$$\mathbf{R}_1 = r_1 + r_2 q_1 K_1^2 n_1^2 / q_2 K_2^2 n_2^2 \quad \text{et} \quad \mathbf{N}_1 \omega = I_1 \omega + I_2 \omega q_1 K_1^2 n_1^2 / q_2 K_2^2 n_2^2, \quad \text{avec } q_1 = q_2 = 3,$$

dont on déduit l'impédance de fuites par phase vue du primaire : $\mathbf{Z}_1 = \sqrt{\mathbf{R}_1^2 + \mathbf{N}_1^2 \omega^2}$. Le courant primaire par phase à rotor calé vaut alors : $I_{1c} = V_1 / \mathbf{Z}_1$.

• **Coefficient de dispersion.** Le coefficient de dispersion $\sigma = 1 - 1/v_1 v_2$ est donné par la formule expérimentale de Behn-Eschenbourg :

$$\sigma = \frac{4}{Z_m^2} + 6,25 \frac{e}{L} + \frac{e}{Z_m^2 a_{4m} D_p} 10^{-2}$$

- Z_m est le nombre moyen des encoches au stator et au rotor par pôle : $Z_m = (Z_1 + Z_2) / 2$,

- a_{4m} est la largeur moyenne de l'ouverture d'encoche sur l'entrefer : $a_{4m} = [(a_4)_1 + (a_4)_2] / 2$.

VII. TRACE DU DIAGRAMME CIRCULAIRE ET DES CARACTERISTIQUES.

• **Le diagramme circulaire.** Dans le système d'axes I_{1a}, I_{1r} , d'origine O, on positionne le point de fonctionnement A correspondant au synchronisme : $I_{1\mu} = OA(I_{1\mu_a}, I_{1\mu_r})$. Pour le diagramme simplifié (relatif aux moteurs de puissance supérieure à 15kW), le diamètre horizontal est donné par $AF = V_1 / \mathbf{N}_1 \omega$. On peut ainsi tracer le cercle [4].

On trace ensuite la droite des pertes Joules au stator AM_∞ de pente $r_1 / \mathbf{N}_1 \omega$, puis celle de l'ensemble des pertes Joule au stator et au rotor AD_c de pente $\mathbf{R}_1 / \mathbf{N}_1 \omega$. Après estimation des pertes mécaniques p_m , on peut positionner le point de fonctionnement à vide M_0 . La composante réactive du courant à vide I_{10} est telle que : $I_{10r} \approx I_{1\mu_r}$, sa composante active vaut : $I_{10a} = I_{1\mu_a} + p_m / 3V_1$.

Pour les moteurs de puissance inférieure à 15kW la méthode est identique mis à part que le centre du cercle se trouve sur une oblique issue de A et de pente $2r_1 I_{1\mu_r} / V_1$

On détermine également l'échelle de glissement.

• **Les caractéristiques.** On les trace en fonction de la puissance utile lorsque celle-ci évolue de 0 à 1,2 fois sa valeur nominale. On détermine ainsi les caractéristiques de courant primaire I_1 , de facteur de puissance primaire $\cos \varphi_1$, de glissement g , de couple utile Γ_u et de rendement η . On vérifie alors les spécifications du moteur.

VIII. VERIFICATION DES ECHAUFFEMENTS.

On a recours à des formules empiriques dont les coefficients numériques sont déduits de la pratique.

• **Echauffement du stator.** S'agissant d'une partie fixe la température de fonctionnement θ_1 est obtenue à partir de la relation : $\theta_1 = \zeta_1 p_1 / \mathcal{S}_1$.

- p_1 représente les pertes au stator; somme des pertes fer et des pertes Joule.

- \mathcal{S}_1 est la surface de refroidissement. Il faut prendre en compte les surfaces en contact avec l'air : surfaces externe et latérales du stator, une surface en regard de chaque intervalle de ventilation, une partie de la surface des têtes de bobines ou de sections.

ζ_1 est une constante qui va de 0,035 pour les machines totalement ouvertes à 0,055 pour celles mal ventilées.

• **Echauffement du rotor.** S'agissant d'une partie mobile la température de fonctionnement θ_2 est obtenue à partir de la relation $\theta_2 = \zeta_2 p_2 / S_2 (1 + 0,1 v_r)$.

- p_2 représente les pertes Joule au rotor.

- S_2 est la surface de refroidissement. On peut considérer les surfaces latérales du rotor et, en partie, la surface des têtes de bobines ou de sections.

- ζ_2 va de 0,04 à 0,05.

Remarque : Si la machine est à ventilation axiale on peut également compter dans S_2 la surface latérale des trous de ventilation.

• **Echauffement des machines fermées et ventilées.** L'expérience montre que le débit d'air doit être tel qu'il sort de la machine avec une augmentation de température moitiée de celle permise par les organes de la machine. En pratique on table sur un débit de $3\text{m}^3/\text{s}$ par 1000kW de puissance de la machine.

• **Echauffement des machines hermétiques.** Les calories développées dans les organes de la machine sont transportées par le brassage de l'air intérieur vers la carcasse qui forme échangeur de température avec l'extérieur. On calcule tout d'abord l'échauffement du bâti en fonction de la totalité des pertes Σp , somme des pertes fer, des pertes Joule statorique et rotorique et des pertes mécaniques par la relation : $\theta = 0,22 \Sigma p / [2S + S' (1 + 0,1 v_a)]$.

- S est la surface capable de transmettre les calories par conduction.

- S' est la surface du bâti exposé à l'air de ventilation. On peut d'ailleurs augmenter cette surface en munissant la carcasse d'ailettes de ventilation.

- v_a est la vitesse de l'air de ventilation.

Il faut ensuite vérifier, comme proposé aux paragraphes précédents, les échauffements du stator et du rotor.

Remarque : Il ne faut pas oublier que ces échauffements s'ajoutent à la température ambiante.

IX. CALCULS MECANIQUES.

Ces calculs concernent plus particulièrement l'arbre et les paliers.

IX.1. L'arbre.

Ayant déterminé sa longueur l entre paliers, on calcule son diamètre d .

1^{ère} formule. Le diamètre de l'arbre se calcule comme si celui-ci était soumis à un moment de flexion simple κ donné par la formule : $\kappa = 3M/8 + 5(M^2 + \Gamma^2)^{1/2}/8$.

• Γ , le couple de torsion vaut : $\Gamma = Pu/2\pi N\eta$.

• M , est le moment de flexion maximum. Si F est la résultante du poids du rotor et de l'attraction magnétique et si on suppose qu'elle s'applique exactement à mi-distance entre paliers, M est maximum et vaut : $M = Fl/4$.

-En ce qui concerne le poids du rotor il faut considérer le circuit magnétique et le bobinage.

-L'attraction magnétique est due à la flèche f de l'arbre. En supposant un décentrement relatif $x = f/e$ (par exemple 1/20), la force d'attraction magnétique sera : $B_{eM}^2 Sx / 4\mu_0$ avec $S = \pi DL$ (la relation qui donne cette force d'attraction magnétique sera justifiée dans la deuxième partie de cet article).

On déduit alors le diamètre d de la charge pratique à la flexion R_f (environ $4 \cdot 10^7 \text{N/m}^2$ pour un acier mi-dur) par la relation $R_f = d\kappa/2J$. J est le moment d'inertie de la section de l'arbre par rapport à un diamètre : $J = \pi d^4/64$. D'où $d = (32\kappa/\pi R_f)^{1/3}$.

2^{ème} formule. On peut utiliser la formule de Fisher-Hinnein : $d = 0,0117(Pu/\eta N)^{1/4}$.

En général on fait la moyenne des résultats obtenus par les deux formules mais il faut s'orienter vers la plus forte si l'entraînement est par poulie. On doit vérifier que la flèche maximale f

n'excède pas $e/15$. Pour la déterminer on additionne, dans le cas d'une transmission par poulie, la flèche f_1 due à F et la flèche f_2 due à l'action de la courroie sur la poulie : $f = f_1 + f_2$

Dans le cas le plus défavorable $f_1 = Fl^3/48EJ$ où E est le module d'élasticité de l'acier utilisé pour réaliser l'arbre. Compte tenu de l'expression qui donne J il vient (figure 8) : $f_1 = 4F\beta^3/3\pi Ed^4$.

Si d_p est le diamètre de la poulie, l'effort utile transmis par la courroie est $F_u = P_u/\pi d_p N$. On admet que l'effort F' qui tend à rapprocher les arbres du moteur et du récepteur est égal à 3 fois l'effort utile F_u : $F' = 3F_u$. On en déduit, dans les conditions les plus défavorables, $f_2 = F'l^2/16EJ$ ou $f_2 = 4F'l^2/\pi Ed^4$. l' est la distance de la poulie au palier B (figure 9).

Remarque : A partir de 100kVA trois paliers sont souvent nécessaires (figure 10). On calcule chacun des tronçons comme des arbres indépendants soumis au même couple de torsion Γ et respectivement aux forces de flexion F et F' .

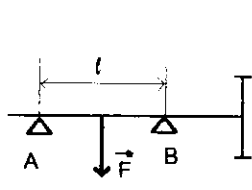


Figure 8

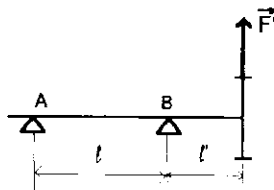


Figure 9

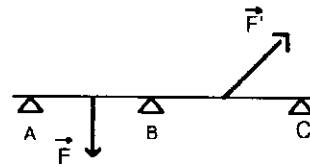


Figure 10

IX.2. Les paliers.

- Si les paliers sont constitués de roulements à billes ou à rouleaux, la connaissance des forces de réaction R_A et R_B aux paliers A et B et des conditions de fonctionnement (durée de vie, vitesse, charges axiale et radiale) est suffisante pour les déterminer. C'est cette technique de construction qui est pratiquement toujours utilisée car la faible épaisseur de l'entrefer nécessite un montage précis avec un jeu très réduit.

Le diamètre d_i des tourillons (diamètre de l'arbre au niveau des paliers) est en général choisi entre $d/1,1$ et $d/1,4$. Il est d'autant plus proche de d que la machine est puissante.

Dans le cas le plus défavorable on a (figure 11) :

$$R_A = \frac{Fl/2 + F''l'}{l}; \quad R_B = \frac{Fl/2 + F''(l+l')}{l}$$

Dans ce calcul on admet que $F'' = 2F_u$.

Remarque : Pour une machine à trois paliers (figure 12), en supposant les tronçons d'arbre indépendants et dans le cas le plus défavorable, il vient :

$$R_A = F/2, \quad R_B = (F + F'')/2, \quad R_C = F''/2.$$

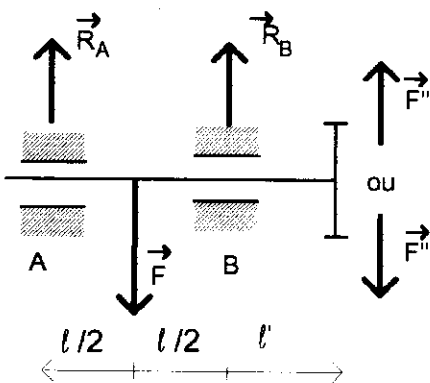


Figure 11

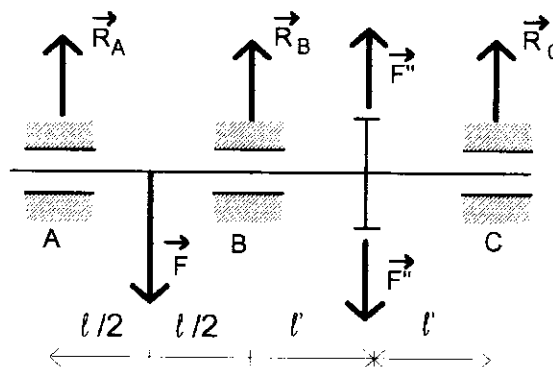


Figure 12

- Si les paliers sont des coussinets il faut déterminer d_t et la longueur l_t des tourillons. Pour cela il faut que la pression spécifique sur le rectangle d'appui que constitue le tourillon soit inférieure à la limite $p_s = 5 \text{ à } 10 \cdot 10^5 \text{ N/m}^2$.

Par exemple pour le palier A, $R_A / l_{tA} d_{tA} \leq p_s$, d'où : $l_{tA} \geq R_A / p_s d_{tA}$.

Le moment fléchissant en A, en considérant le tourillon comme encasté dans le corps de l'arbre, est

$M_{tA} = R_A l_{tA} / 2$. Si R_f est le taux de travail admissible à la flexion ($4 \text{ à } 5 \cdot 10^5 \text{ N/m}^2$) on doit donc avoir $M_{tA} / J \leq R_f$ où $x = d_{tA} / 2$ est la distance à l'axe de la fibre la plus éloignée et $J = \pi d_{tA}^4 / 64$, le moment

d'inertie de la section de l'arbre à ce niveau par rapport à un diamètre. L'inégalité précédente s'écrit

encore : $\frac{16 R_A l_{tA}}{\pi d_{tA}^3} \leq R_f$. La relation donnant l_{tA} à la limite (égalité) conduit à :

$$d_{tA} \geq 2(R_A^2 / \pi p_s R_f)^{1/4}$$

Ensuite on prend $l_{tA} \geq R_A / p_s d_{tA}$.

Pour le palier B le calcul est semblable en considérant $M_{tB} = \kappa$, le moment composé qui tient compte de la torsion de l'arbre.

Remarque : Pour les machines à trois paliers, figure 12, les tourillons en A et C se calculent comme le tourillon A de la machine à deux paliers (figure 11). Que la machine soit à deux ou trois paliers, la règle de calcul du tourillon en B est la même.

IX.3. Les pertes mécaniques p_m .

Ces pertes mécaniques comprennent les pertes par frottement aux paliers p_{fp} , celles dues au frottement balais-bagues p_{fbb} et celles par ventilation p_v et l'on a $p_m = p_{fp} + p_{fbb} + p_v$.

- **Pertes par frottement aux paliers.** Si R est la charge d'un palier, v' la vitesse périphérique de l'arbre à ce niveau et k_{f1} le coefficient de frottement, l'expression des pertes de ce palier est $p_{fp} = k_{f1} R v'$.

Pour les paliers lisses, d'après les essais expérimentaux de Touver-Dettmar, on peut, si la pression d'expulsion du lubrifiant n'est pas atteinte, prendre $k_{f1} = 0,02$. Pour les paliers à billes, les pertes sont beaucoup plus faibles : $k_{f1} = 0,0015$. Pour les paliers à rouleaux, $k_{f1} = 0,0025$.

- **Pertes par frottement balais-bagues.** Si P est la force pressante totale des balais sur les bagues, v_b la vitesse périphérique des bagues et k_{f2} le coefficient de frottement, l'expression de ces pertes est : $p_{fbb} = k_{f2} P v_b$.

Le coefficient de frottement est donné par le fabricant de balais, en fonction de la qualité et de la pression : $0,15 < k_{f2} < 0,30$; 0,15 pour le cuivre, 0,25 pour le graphite, 0,30 pour le carbone dur. La précision de ce calcul n'est pas très grande.

- **Pertes par ventilation.** Il est pratiquement impossible de prédéterminer ces pertes p_v qui dépendent de la vitesse de rotation, de l'importance des surfaces extérieures, de la disposition des organes tournants. On utilise parfois la formule : $p_v = C P v_r^2$. C est une constante qui va de $3 \cdot 10^{-6}$ pour les machines les plus longues à $7 \cdot 10^{-6}$ pour les plus courtes.

X. CAS D'UN MOTEUR A CAGE.

La méthode de calcul est identique à celle d'un moteur à rotor bobiné sauf en ce concerne, en partie, les paragraphes IV et VI.

- **Choix du nombre d'encoches.** L'enroulement rotorique est à $m_2 = 1$ encoche par pôle et par phase. Le rotor n'a pas de nombre de pôles défini; il prend automatiquement la polarité du stator. Le nombre de phases q_2 est donc tel que $N_2 = 2p q_2$. Comme pour le moteur à rotor bobiné, N_1 et N_2 ne doivent pas vérifier certaines relations déjà citées.

• **Intensité dans les conducteurs ou barres rotoriques.** On suppose le coefficient de bobinage rotorique égal à 1. En égalant les ampères-tours primaire et secondaire : $3K_1 n_1 I_1 = N_2 I_2$, on déduit I_2 . Comme on l'a déjà expliqué cette valeur de I_2 est surestimée.

• **Réalisation.** Les encoches rotoriques sont rondes ou rectangulaires. La fente d'ouverture a une largeur de 1 à 2,5mm. Le jeu entre barre et encoche est de 0,2 à 0,5mm environ. La densité de courant va de 5 à 7A/mm².

• **Courant dans les anneaux de court-circuit.** Les courants des diverses barres se superposent dans les anneaux de court-circuit. En tenant compte de leur déphasage la valeur efficace du courant résultant est : $I_c = N_2 I_2 / 2p\pi$. La densité de courant dans les anneaux peut aller de 3 à 6A/mm².

• **Résistance vue par phase du stator.** On désigne par r_b la résistance d'une barre et par r_c celle du segment d'anneau compris entre deux conducteurs rotoriques successifs. Les pertes Joule correspondant à une barre et aux deux segments d'extrémité sont : $r_b I_2^2 + 2r_c (N_2 I_2 / 2p\pi)^2$. La résistance apparente d'une barre r_2 est celle qui, traversée par I_2 , conduirait aux mêmes pertes Joule, d'où : $r_2 = r_b + 2r_c (N_2 / 2p\pi)^2$ et les pertes Joule rotoriques $p_{J2} = N_2 r_2 I_2^2$.

Si on désigne par r'_2 la résistance rotorique ramenée par phase du stator, de l'égalité des pertes Joule rotoriques on déduit :

$$r'_2 I_1^2 = \frac{1}{3} N_2 r_2 I_2^2 = \frac{1}{3} N_2 r_2 \left(\frac{3K_1 n_1 I_1}{N_2} \right)^2 \quad \text{d'où} \quad r'_2 = \frac{3(K_1 n_1)^2}{N_2} r_2 \quad \text{et} \quad \mathbf{R}_1 = r_1 + r'_2$$

• **Réactance de fuites vue par phase du stator.** Pour une barre et ses deux segments d'extrémité, la réactance de fuites par barre est :

• • pour les barres rondes (figure 13)

$$x_2 = \frac{1}{4} \left[L_f \left(1,25 \frac{h_4}{a_4} + 0,80 \right) + 0,05 \frac{N_2}{p} d_c \right] \omega 10^{-6}$$

d_c étant la distance polaire à mi-hauteur des anneaux (figure 14).

• • pour les barres rectangulaires (figure 15)

$$x_2 = \frac{1}{4} \left[1,25 L_f \left(\frac{h_1}{3a_1} + \frac{h_4}{a_4} \right) + 0,05 \frac{N_2}{p} d_c \right] \omega 10^{-6}$$

La réactance de fuites ramenée par phase du stator est :

$$l'_2 \omega = 3(K_1 n_1)^2 x_2 / N_2 \quad \text{et} \quad \mathbf{N}_1 \omega = l_1 \omega + l'_2 \omega$$

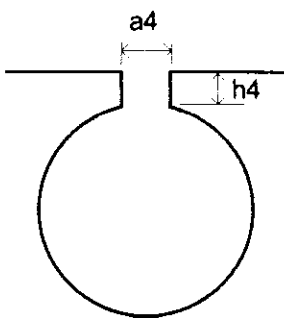


Figure 13

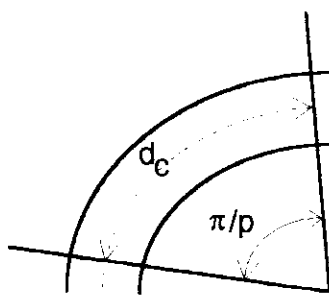


Figure 14

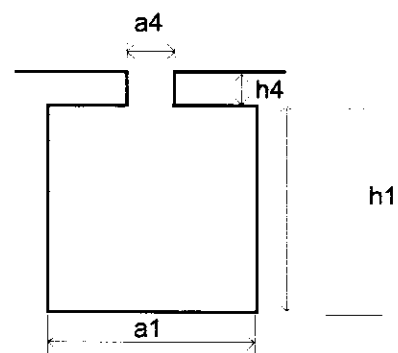


Figure 15

BIBLIOGRAPHIE.

Ouvrages généraux.

- A. MAUDUIT. "MACHINES ELECTRIQUES". Dunod Edit., 1922.
- H. de PISTOYE. "ETUDE MECANIQUE ET USINAGE DES MACHINES ELECTRIQUES". Librairie J.B. Bailliére et Fils, 1924.
- P.L. ALGER. "THE NATURE OF INDUCTION MACHINES". John Wiley and Sons édit., New York, 1965.

Ouvrages ou articles référencés dans le texte.

- [1] G. KRON. "Induction motor slot combinations : Rules to predetermine Crawling, Vibrations, Noise and Hools in the speed torque curve". Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, 1931, Vol.50, pp. 757-768.
- [2] J.F. BRUDNY. "Etude quantitative des harmoniques du couple du moteur asynchrone triphasé d'induction". Mémoire joint au dossier de demande d'habilitation à diriger des recherches en sciences, Lille, Octobre 1991. N° d'ordre H 29.
- [3] J.L. KOTNY, F. NOTELET. "Calcul de la réactance de fuites des machines synchrones à pôles saillants et à induit simple et double étoile". Rapport interne, Université de Lille - Jeumont Schneider - I.R.T., 1989.
- [4] G. SEGUIER, F. NOTELET. "ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE". Technique et Documentation édit., Paris, 1977.

MODELISATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

Gilles FELD
IUFM CRETEIL

Le but de cette étude est:

- d'établir le schéma bloc d'une machine asynchrone
- de simuler le fonctionnement de celle ci
- de valider le modèle par des essais

1) MODELE DE LA MACHINE

1.1) Equations de la machine

Hypothèses simplificatrices

On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé (les flux sont proportionnels aux courants qui les produisent)

On néglige les pertes autres que les pertes par effet Joule

On suppose que les résistances sont constantes ,(indépendantes de la température et de la fréquence)

Les équations de la machine dans le plan (d,q) lié au champ tournant s'écrivent:

$$\begin{aligned}v_{ds} &= R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \psi_{qs} \cdot \omega_s & v_{qs} &= R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \psi_{ds} \cdot \omega_s \\v_{dr} = 0 &= R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - \psi_{qr} \cdot \omega_r & v_{qr} = 0 &= R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + \psi_{dr} \cdot \omega_r \\ \psi_{ds} &= L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} & \psi_{qs} &= L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \\ \psi_{dr} &= L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} & \psi_{qr} &= L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \\ C_e &= \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot (\psi_{dr} \cdot i_{qs} - \psi_{qr} \cdot i_{ds}) & \text{ou} & C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\psi_{ds} \cdot i_{qs} - \psi_{qs} \cdot i_{ds}) \\ J \cdot \frac{d\Omega}{dt} &= C_e - C_r & p \cdot \Omega &= \omega_s - \omega_r\end{aligned}$$

avec

R_s et R_r :résistances des enroulements d'une phase statorique et rotorique

L_s et L_r :inductances cycliques statorique et rotorique

M :mutuelle inductance cyclique stator rotor

J :moment d'inertie

ω_s et ω_r :pulsations des grandeurs électriques statoriques et rotoriques

Ω : vitesse de rotation angulaire du rotor

p :nombre de paires de pôles

1.2) Etablissement du schéma bloc

A partir du jeu d'équations précédents, plusieurs schémas blocs apparaissent possibles. En vue de l'étude d'une simulation d'une commande vectorielle avec un référentiel attaché au flux rotorique, on utilisera l'expression du couple suivante:

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M}{L_r} (\Psi_{dr} \cdot i_{qs} - \Psi_{qr} \cdot i_{ds}) \quad \text{avec } \Psi_{qr} = 0$$

Les grandeurs devant apparaître dans le schéma bloc sont donc les suivantes:

- grandeurs de commande: V_{ds} et V_{qs}
- grandeurs de contrôle mesurables: I_{ds} et I_{qs}
- grandeurs à contrôler non mesurables: Ψ_{dr} et Ψ_{qr}

En remplaçant dans les équations précédentes:

$$\Psi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr}$$

$$\Psi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr}$$

$$i_{dr} = \frac{\Psi_{dr} - M \cdot i_{ds}}{L_r}$$

$$i_{qr} = \frac{\Psi_{qr} - M \cdot i_{qs}}{L_r}$$

On obtient: avec : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r}$ Coefficient de Blondel

$$V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \sigma \cdot L_s \cdot S \cdot I_{ds} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{qs} + \frac{M}{L_r} \cdot S \cdot \Psi_{dr} - \omega_s \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Psi_{qr}$$

$$V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \sigma \cdot L_s \cdot S \cdot I_{qs} + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{ds} + \frac{M}{L_r} \cdot S \cdot \Psi_{qr} + \omega_s \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Psi_{dr}$$

$$\Psi_{dr} \left(1 + \frac{L_r}{R_r} \cdot S\right) = M \cdot I_{ds} + \frac{L_r}{R_r} \cdot \omega_r \cdot \Psi_{qr}$$

$$\Psi_{qr} \left(1 + \frac{L_r}{R_r} \cdot S\right) = M \cdot I_{qs} - \frac{L_r}{R_r} \cdot \omega_r \cdot \Psi_{dr}$$

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M}{L_r} (\Psi_{dr} \cdot i_{qs} - \Psi_{qr} \cdot i_{ds})$$

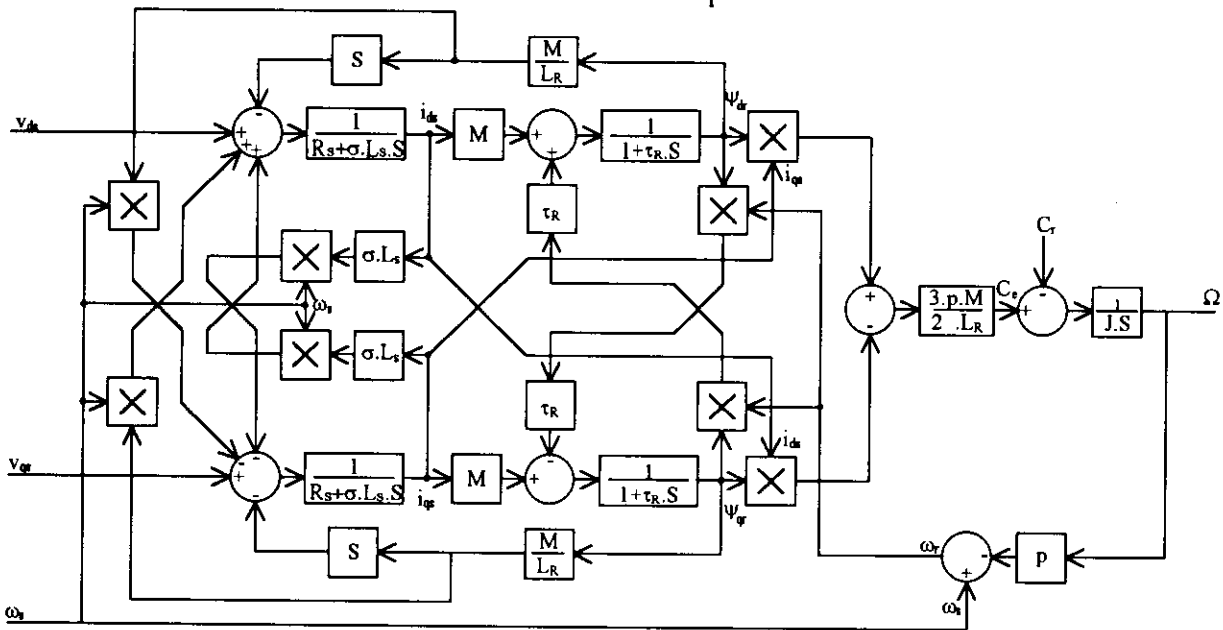
$$J \cdot S \cdot \Omega = C_e - C_r$$

$$p \cdot \Omega = \omega_s - \omega_r$$

S représente l'opérateur dérivation par rapport au temps et non l'opérateur de Laplace car le système d'équations est un système non linéaire (multiplication par ω_r)

Le schéma bloc traduisant les équations précédentes est le suivant:

$$\text{avec : } \tau_R = \frac{L_r}{R_r}$$



Les différents paramètres intervenant dans ce schéma sont mesurables sur une machine asynchrone à rotor bobiné (mesures d'inductances cycliques et de résistances)

Par contre dans le cas d'une machine asynchrone à cage il est impossible d'accéder directement aux grandeurs rotoriques, il faut donc modifier le schéma précédent de façon à faire intervenir des grandeurs mesurables

1.3) Schéma bloc d'un moteur asynchrone à cage

Les grandeurs mesurables sur un moteur asynchrone à cage sont les éléments du schéma équivalent statique

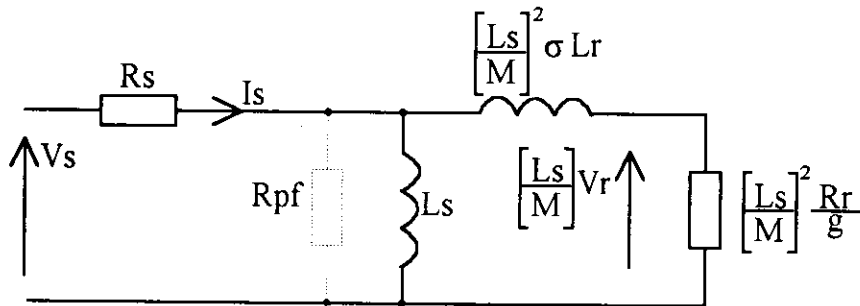


Schéma avec inductance de fuite aval

Les essais à réaliser pour déterminer les éléments sont:

- essai en courant continu: détermination de R_s
- entraînement à la vitesse de synchronisme :détermination de L_s et R_{pf} (fonction de la fréquence)
- essai à vide :détermination des pertes mécaniques

- essai en charge avec mesure précise du glissement:

détermination de $\left(\frac{L_S}{M}\right)^2 \cdot \sigma \cdot L_R$ et $\left(\frac{L_S}{M}\right)^2 \cdot R_R$

- évolution de la tension de déclenchement

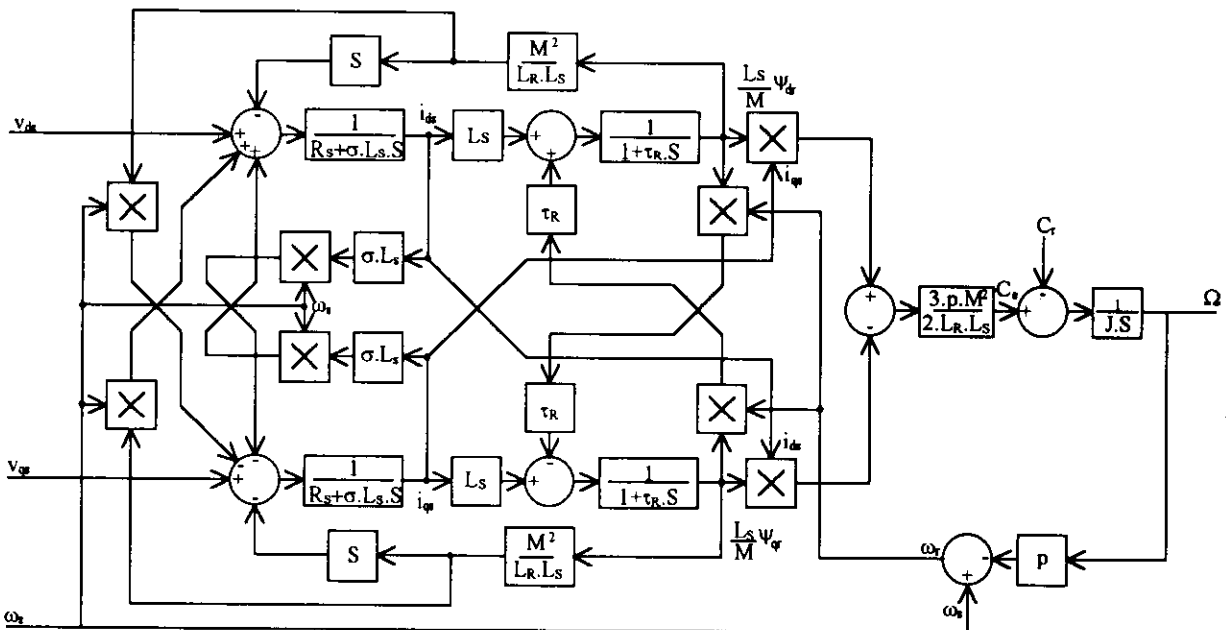
La décroissance de la tension aux bornes du stator lors d'une coupure réseau permet de

déterminer la constante de temps rotorique $\tau_R = \frac{L_R}{R_R}$

Les deux derniers essais permettent de déterminer le coefficient de Blondel

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_R \cdot L_S} \text{ et d'en déduire le rapport } \frac{M^2}{L_R \cdot L_S}$$

La manipulation du schéma bloc précédent permet d'obtenir:



NB Les grandeurs rotoriques Ψ_{dr} et Ψ_{qr} apparaissent multipliées par le coefficient $\frac{L_S}{M}$ comme dans le schéma équivalent statique (équivalent d'un rapport de transformation)

1.4) Résultats de mesure

Machine utilisée: Moteur à bagues Leroy Sommer 4 ch 380 V

$$\begin{aligned} R_s &= 0.85 \Omega \\ R_r &= 0.16 \Omega \\ J &= 50 \cdot 10^{-3} \text{ Kg.m}^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} L_s &= 160 \text{ mH} \\ L_r &= 23 \text{ mH} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} M &= 58 \text{ mH} \\ \sigma &= 0.086 \end{aligned}$$

2) PRESENTATION DU LOGICIEL DE SIMULATION MATLAB SIMULINK

MATLAB est un logiciel de calcul numérique avec un langage spécifique de programmation.

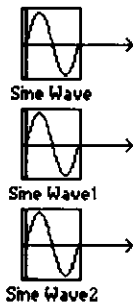
SIMULINK est une application graphique de MATLAB permettant de simuler des systèmes dynamiques (systèmes multivariables continus, échantillonnés linéaires ou non linéaires)

La description du système se fait sous forme de schémas blocs et l'évolution des différentes grandeurs est visible sur des blocs appelés "scope"

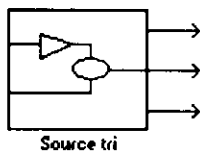
Des blocs décrivant des systèmes complexes peuvent être créés à partir de la bibliothèque standard de SIMULINK

2.1) Création d'un bloc source de tension triphasé

Etape 1: Schema bloc de la fonction à réaliser à partir de la bibliothèque standard de SIMULINK



Etape 3 :Utilisation de l'option "GROUP" de SIMULINK



Etape 2 :Définitions des masques de chaque bloc sous forme littérale ou non

The screenshot shows the 'Sine Wave' mask definition dialog box. It has a title bar 'Sine Wave' and contains the following fields and buttons:

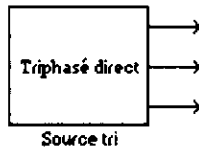
- Block name: Sine Wave
- Block type: Sine Wave
- Mask Block Definition: $Amp * \sin(Freq * Time + Phase)$
- Buttons: OK, Cancel, Help
- Amplitude: $V * \sqrt{2}$
- Frequency (rads/sec): $2 * \pi * f$
- Phase (rads): $x * \pi / 180$

Etape 4 :Définition du masque du nouveau bloc

The screenshot shows the 'UnNamed' mask definition dialog box. It has a title bar 'UnNamed' and contains the following fields and buttons:

- Block name: Source tri
- Block type: UnNamed
- Mask Block Definition: (empty)
- Buttons: OK, Cancel, Help
- New block type: SOURCE
- Dialog strings separated by | : Source de tension triphasé|Tension efficace V [en Volt]|F
- Initialization commands: $V=@1;f=@2;x=@3$
- Drawing commands: Triphasé direct
- Help string: message d'aide

Bloc Triphasé



Masque obtenu par l'utilisateur en "cliquant" sur le bloc précédent

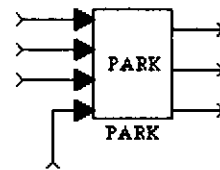
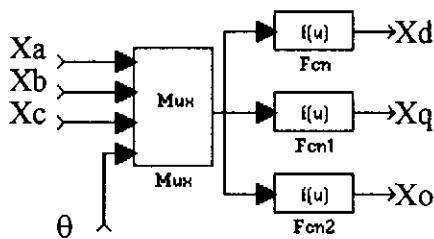
2.2) Création d'un bloc transformation de PARK

La matrice de passage s'écrit:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

Etape 1

Bloc Transformation de PARK



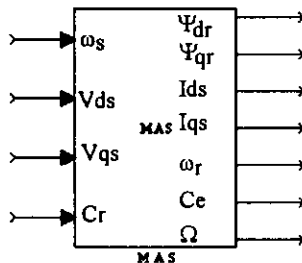
La grandeur de sortie du multiplexeur est considérée par MATLAB comme un vecteur à quatre dimensions

La fonction Fcn correspond à la première ligne de la matrice de la transformation de PARK

On procède de la même façon pour créer le bloc transformation inverse

2.3) Création du bloc machine asynchrone

A partir du schéma bloc défini précédemment ne faisant appel qu'à des éléments de la bibliothèque standard, on réalise le bloc machine asynchrone et son masque associé



MAS (Mask)

Block name: M A S	OK
Block type: MAS (Mas	Cancel
Toutes les inductances sont des inductances cycliques . Système SI	Help

Mutuelle : M =

58e-3

Inductance rotor : Lr =

23e-3

Sigma* L_s : l_s =

14e-3

Cste de temps rotor : tr

140e-3

Résistance stator : Rs

0.85

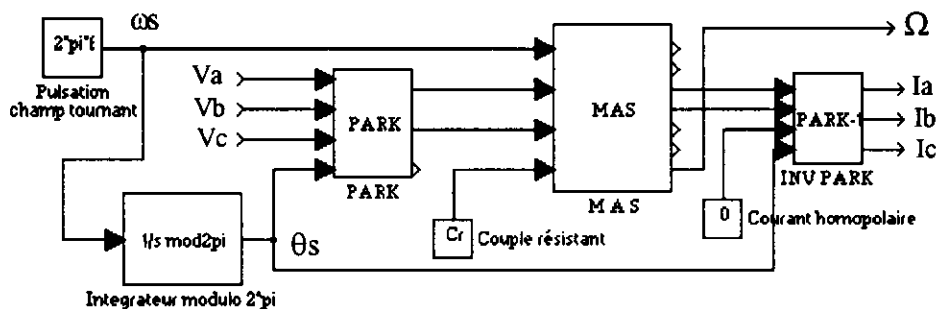
Moment d'inertie : J =

50e-3

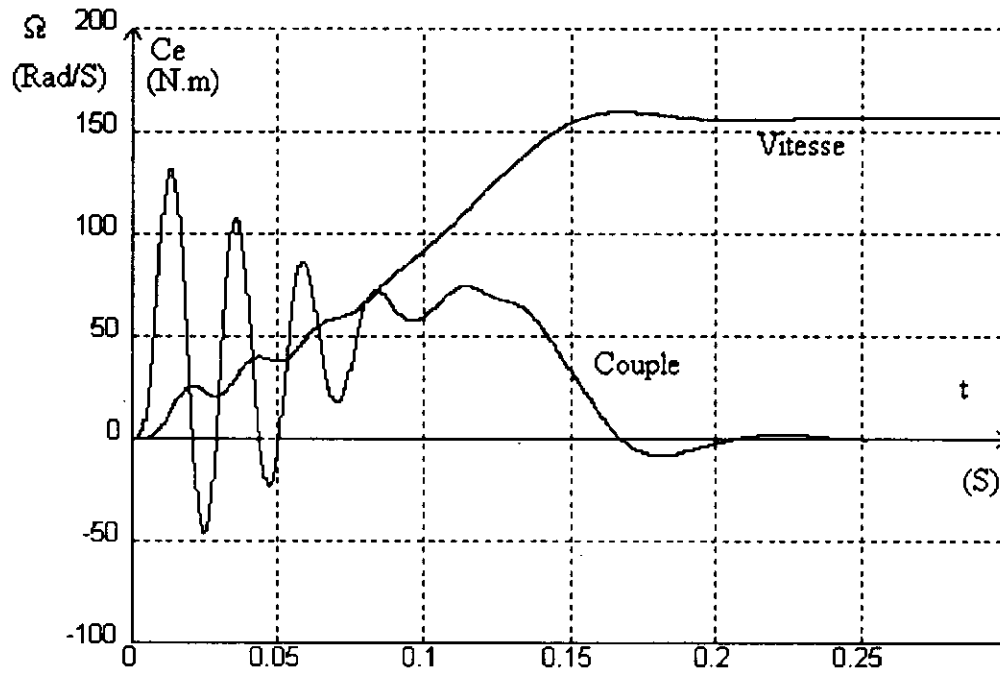
2.4) Machine asynchrone dans le plan (a,b,c)

Pour simuler le fonctionnement de la machine asynchrone dans le plan (abc) il suffit d'appliquer les transformations directe et inverse de PARK

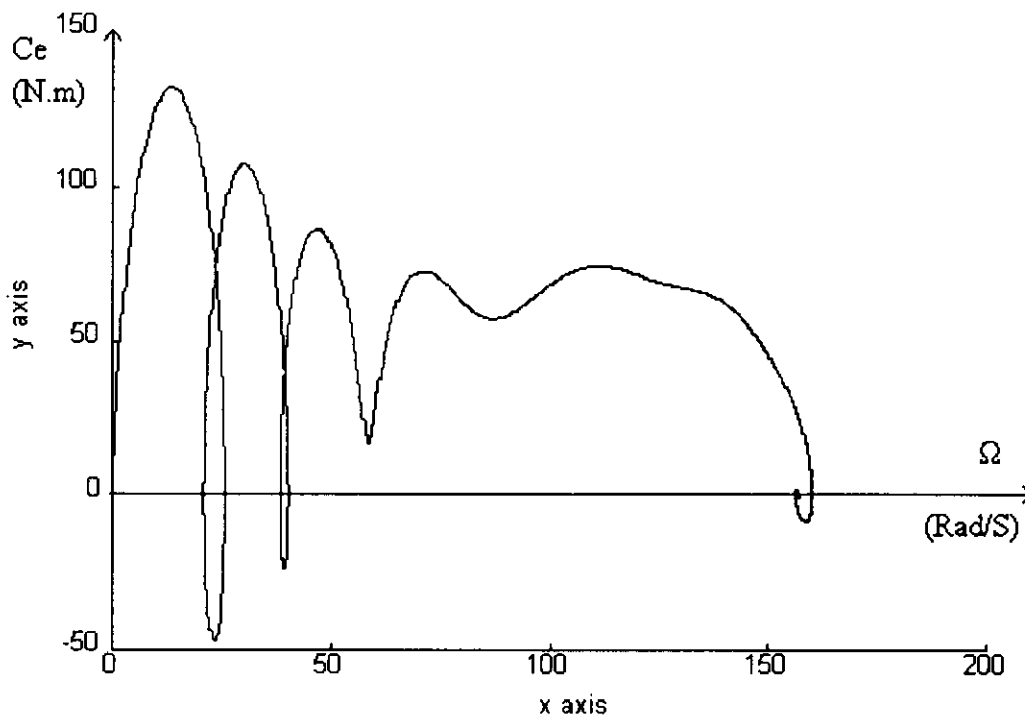
avec
$$\theta_s = \left(\int_0^t \omega_s \cdot dt \right) \text{ modulo } 2\pi$$



Evolution de la vitesse et du couple durant la phase de démarrage (à vide)



Caractéristique couple fonction de la vitesse

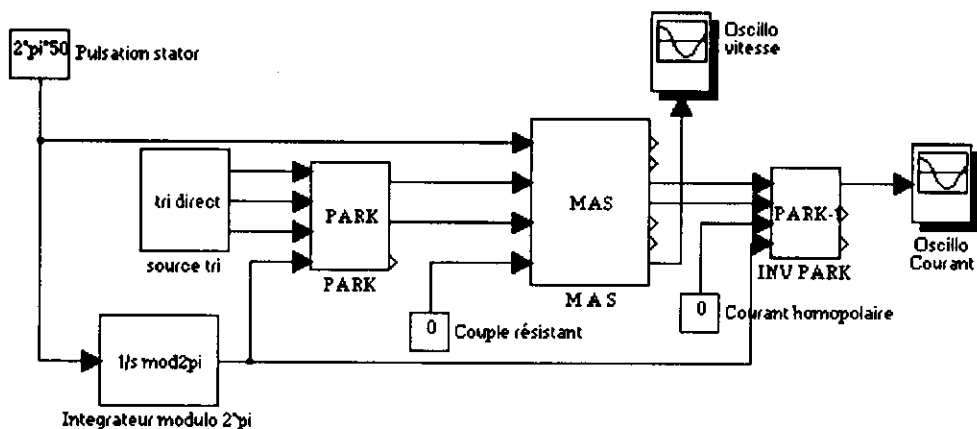


La caractéristique couple vitesse est très différente de la caractéristique obtenue en régime permanent

3) SIMULATION

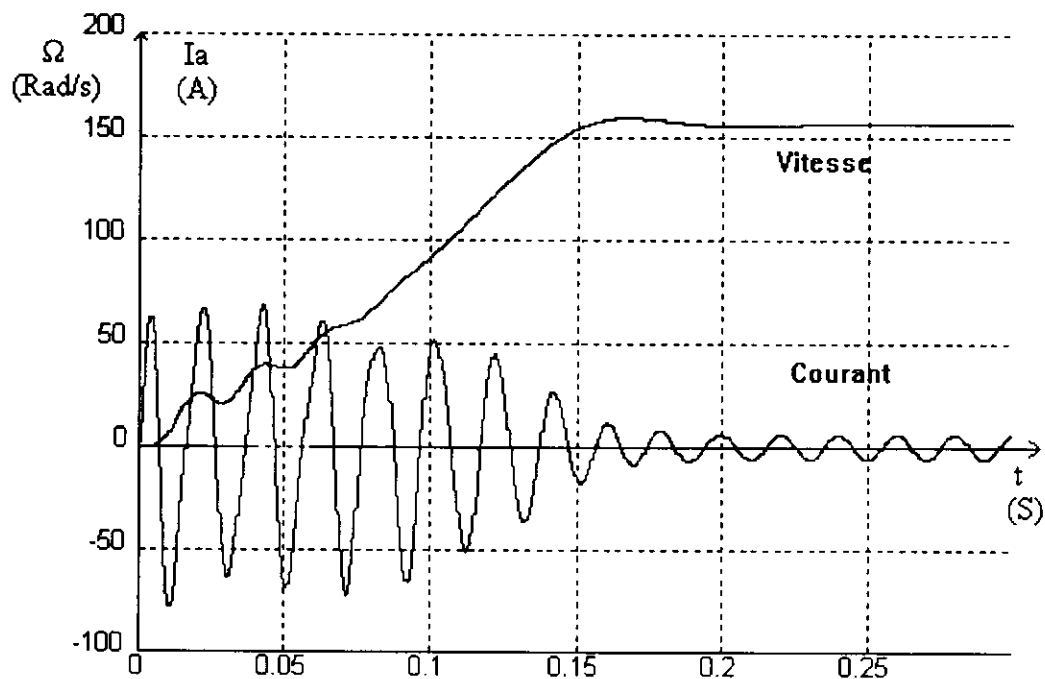
Le but de cette simulation est d'étudier l'évolution de la vitesse, du couple et du courant lors de la mise sous tension d'une machine asynchrone alimentée par le réseau, ce qui permettra de valider le modèle de la machine en enregistrant la vitesse et le courant au démarrage

3.1) Schéma de simulation



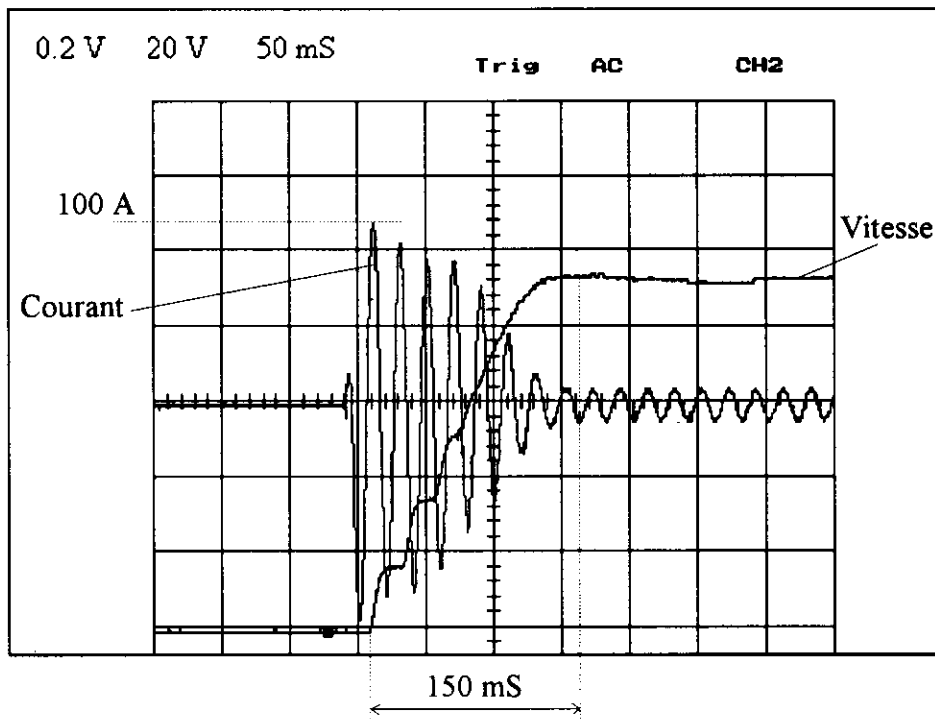
3.2) Résultats de simulation

Evolution de la vitesse et du courant lors d'un démarrage (à vide)



4) RESULTATS EXPERIMENTAUX

Evolution de la vitesse et du courant lors d'un démarrage (à vide)



5) CONCLUSION

Les courbes de la vitesse en fonction du temps obtenues expérimentalement et par simulation sont semblables

Les courbes du courant en fonction du temps obtenues expérimentalement et par simulation sont différentes en amplitude. (100 A max expérimental et 80 A max en simulation)

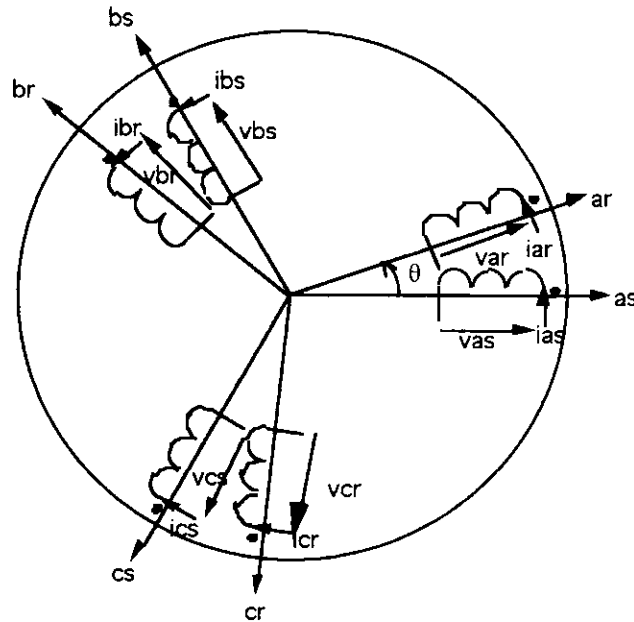
Cette différence peut provenir de la saturation du circuit magnétique qui n'a pas été prise en compte dans le modèle

6) BIBLIOGRAPHIE

J.CHATELAIN : Machines électriques .Tome1.DUNOD

G.PIERRON : Moteurs asynchrones et commandes associées .Polycopié de SUPELEC

**MACHINE ASYNCHRONE :
DETERMINATION DES ELEMENTS DU SCHEMA EQUIVALENT.**



Θ représente la position du rotor par rapport au stator (angle électrique).
On notera L_{as} l'inductance propre d'une phase stator, M_{as} mutuelle entre deux phases stator, respectivement L_{ar} et M_{ar} pour le rotor, M_{rs} mutuelle entre une phase rotor et une phase stator (à $\Theta=0$); on peut écrire une relation matricielle entre les flux et les courants:

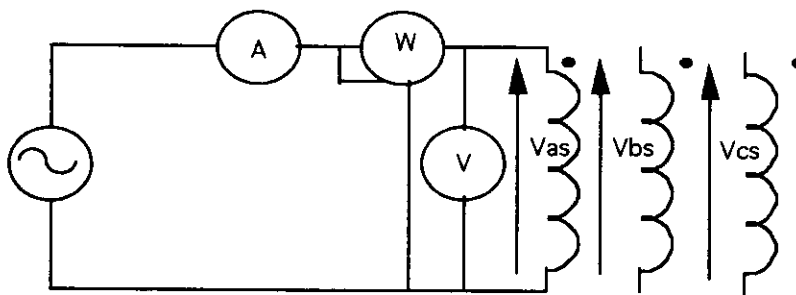
Φ_{as}		L_{as}	M_{as}	M_{as}	$M1$	$M3$	$M2$		i_{as}
Φ_{bs}		M_{as}	L_{as}	M_{as}	$M2$	$M1$	$M3$		i_{bs}
Φ_{cs}	=	M_{as}	M_{as}	L_{as}	$M3$	$M2$	$M1$	*	i_{cs}
Φ_{ar}		$M1$	$M2$	$M3$	L_{ar}	M_{ar}	M_{ar}		i_{ra}
Φ_{br}		$M3$	$M1$	$M2$	M_{ar}	L_{ar}	M_{ar}		i_{rb}
Φ_{cr}		$M2$	$M3$	$M1$	M_{ar}	M_{ar}	L_{ar}		i_{rc}

avec $M1 = M_{rs} \cos(\Theta)$, $M2 = M_{rs} \cos(\Theta - 2\pi/3)$, $M3 = M_{rs} \cos(\Theta - 4\pi/3)$.
On notera $L_s = L_{as} - M_{as}$ inductance cyclique statorique, $L_r = L_{ar} - M_{ar}$ inductance cyclique rotorique, $M = 3M_{rs}/2$ mutuelle cyclique d'une phase stator par rapport aux trois phases rotor(ou vice versa).
D'où une écriture matricielle :
 $(V_s) = (R_s)(I_s) + d/dt((L_s)(I_s) + (M_{sr})(I_r))$ et $(V_r) = (R_r)(I_r) + d/dt((M_{rs})(I_s) + (L_r)(I_r))$.

1 Mesure des inductances

1.1: Mesure de l'inductance propre d'une phase stator :

Il faut annuler les courants i_{bs} et i_{cs} ainsi que les courants rotoriques, une seule phase stator alimentée, le rotor étant ouvert, de plus on doit se placer dans les conditions où l'influence de R_s et celle de R_f (résistance fer) sont négligeables : vérifier au wattmètre que $P \ll Q$ (critère retenu $P < 0,14 S$).
Le schéma de mesure est le suivant :



D'où $L_{as} = V_{as}/(I_{as}\omega)$ et $M_{as} = V_{bs}/(I_{as}\omega)$; remarquer que si V_{as} et V_{bs} sont en phase alors $M_{as} > 0$, en opposition de phase $M_{as} < 0$

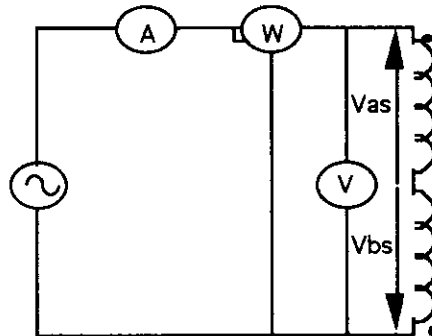
Exemple: machine asynchrone $p=2$, 220/380V, 2,3 KW.

$V_{as} = 74, 8V$, $I_{as} = 1A$, $P = 10W$, $S = 74, 8VA$, $V_{bs} \neq V_{cs} = 28, 8V$.

d'où $L_{as} = 238mH$ et $M_{as} = -92mH$.

1.2 : Mesure de l'inductance cyclique propre d'une phase stator :

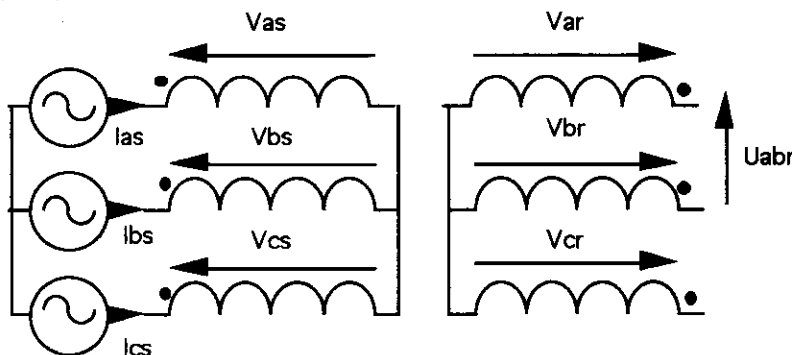
Il faut alimenter deux phases stator en série, la troisième non alimentée, le rotor étant ouvert .Le schéma de mesure est le suivant :



Résultats: $I_{as} = I_{bs} = 1A$, $V_{as} = V_{bs} \neq 104V$, $P = 10W$ d'où $L_s = V_{as}/(\omega I_{as}) \neq 332mH$.

1.3 : Mesure en triphasé : l'alimentation du stator se fait en triphasé, le rotor étant ouvert on mesure les trois courants et les trois tensions (en vérifiant leur égalité) d'où

$L_s = V_{as}/(\omega I_{as})$.



1.4 : Mesures au rotor : le neutre de l'étoile n'étant pas accessible, les méthodes utilisables sont similaires au 1.2 et 1.3 .Résultat: $L_r \neq 20mH$.

1.5 : Mesure de la mutuelle d'une phase stator par rapport à une phase rotor :

Alimentons une phase stator, cherchons l'indication maximale d'un voltmètre branché entre deux bagues du rotor en faisant tourner l'arbre à la main (extremum si les deux axes stator et rotor d'une même phase coïncident). D'où $M_{rs} = U_{abr}/(I_{as}\sqrt{3})$

ici $I_{as} = 1A$, $U_{abr} = 28V$ d'où $M_{rs} = 52mH$; on peut en déduire $M = 3M_{rs}/2 \neq 78mH$.

1.6 : Mesure directe de la mutuelle cyclique M :

On alimente le stator en triphasé d'où $L_s = V_{as}/(I_{as}\omega)$ et $M = U_{abr}/(I_{as}\omega\sqrt{3})$

résultat : $I_{as} = 1A$, $V_{as} = 105V$, $U_{abr} = 43V$.

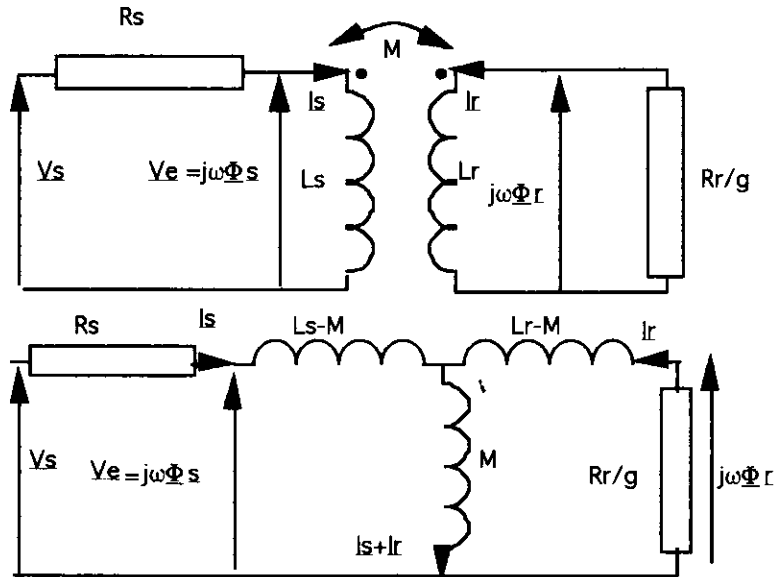
On peut aussi alimenter le rotor en triphasé d'où $L_r = U_{abr}/(I_{ar}\omega\sqrt{3})$ et $M = V_{as}/(I_{ar}\omega)$.

Résultat: $I_{ar} = 2A$, $V_{as} = 49, 5V$.

Dans les essais précédents ne pas oublier de mesurer m le rapport de transformation (#0, 24).

2 Schémas équivalents :

Ayant déterminé L_s , L_r , M il est facile d'obtenir le schéma équivalent par phase suivant:



Les équations de maille sont:

$$\underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + jL_s \omega \underline{I}_s + jM \omega \underline{I}_r \text{ et } 0 = R_r/g(\underline{I}_r) + jL_r \omega \underline{I}_r + jM \omega \underline{I}_s \text{ ou encore}$$

$$\underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + j(L_s - M) \omega \underline{I}_s + j(\underline{I}_s + \underline{I}_r) M \omega \text{ et } 0 = R_r/g(\underline{I}_r) + j\omega(L_r - M) \underline{I}_r + jM \omega(\underline{I}_r + \underline{I}_s)$$

Les équations de flux(propres) sont $\Phi_s = L_s \underline{I}_s + M \underline{I}_r$ et $\Phi_r = L_r \underline{I}_r + M \underline{I}_s$

2.1 : Schéma équivalent aux inductances de fuites partielles :

En posant $\underline{I}'_r = m \underline{I}_r$ avec m rapport de transformation, on peut écrire:

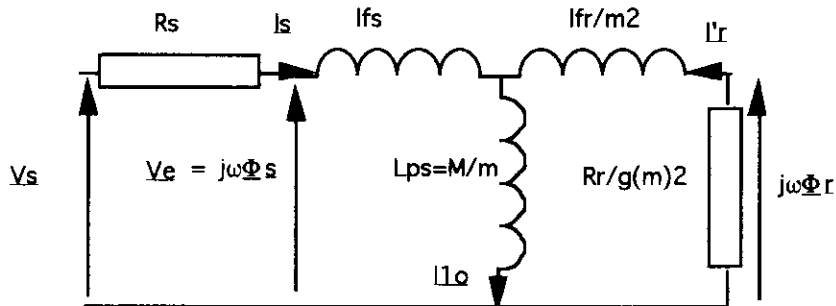
$$\underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + jL_s \omega \underline{I}_s + jM \omega \underline{I}'_r / m = R_s \underline{I}_s + jL_s \omega \underline{I}_s - jM \omega / m (\underline{I}_s - \underline{I}'_o) \text{ avec } \underline{I}_s + \underline{I}'_r = \underline{I}'_o$$

d'où $\underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + j\omega \underline{I}_s (L_s - M/m) + j\omega M/m \underline{I}'_o$, de même on peut écrire:

$$0 = R_r/g \underline{I}'_r / m + j\omega(L_r/m - M) \underline{I}'_r + jM \omega \underline{I}'_o \text{ ou } -jM \omega / m \underline{I}'_o = R_r \underline{I}'_r / (m^2 g) + j\omega \underline{I}'_r (L_r/m^2 - M/m)$$

d'où le schéma équivalent avec $l_{fs} = L_s - M/m$ inductance de fuites partielles au stator, $l_{fr} = L_r - mM$

inductance de fuites partielles au rotor et $L_{ps} = M/m$ inductance magnétisante (lui ajouter en parallèle R_p résistance fer)



Résultat : avec les valeurs mesurées plus haut : $L_s = 332\text{mH}$, $L_r = 20\text{mH}$, $M = 78\text{mH}$ et $m = 0,24(?)$

$l_{fs} = 7\text{mH}$, $l_{fr} = 1,28\text{mH}$, $l_{fr}/m^2 = 22\text{mH}$ et $L_{ps} = 325\text{mH}$ cependant si $m = 0,235$ cela entraîne

$l_{fs} = 0\text{mH}$, $l_{fr} = 1,67\text{mH}$, $l_{fr}/m^2 = 30\text{mH}$ et $L_{ps} = 332\text{mH}$.

R_r/m^2 est compris entre 2,257 et 2,354 Ω suivant la valeur de m.

En conclusion seule une mesure très précise de m peut donner des valeurs correctes de l_{fs} et de l_{fr} .

2.2 : Schéma à fuites totalisées au rotor ramené au stator.

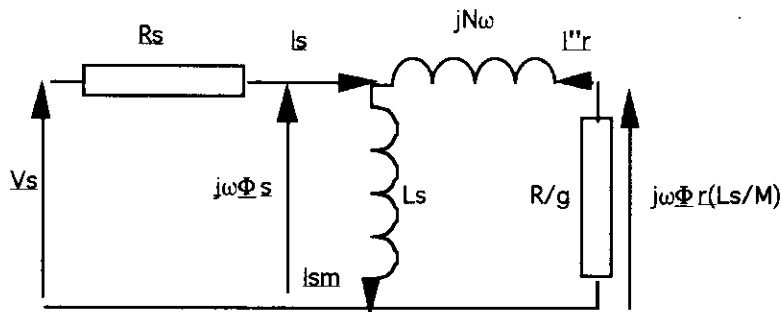
Introduisons $\underline{I}_{sm} = \underline{I}_s + M/L_s(\underline{I}_r)$ d'où $\underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + jL_s \omega \underline{I}_s + jM \omega \underline{I}_r = R_s \underline{I}_s + jL_s \omega \underline{I}_{sm}$

appelons $\underline{I}'_r = M/L_s(\underline{I}_r)$, l'équation du rotor $0 = R_r/g \underline{I}_r + jL_r \omega \underline{I}_r + jM \omega \underline{I}_s$ devient

$$0 = (R_r/g + jL_r \omega) L_s / M \underline{I}'_r + jM \omega (\underline{I}_{sm} - \underline{I}'_r) \text{ ou}$$

$$jL_s \omega \underline{I}_{sm} = -\underline{I}'_r (-jL_s \omega + (L_s/M)^2 (R_r/g + jL_r \omega)) \text{ en posant } R/g = R_r/g / (M/L_s)^2 \text{ et}$$

$$N = L_r (L_s/M)^2 - L_s = (L_s/M)^2 (L_r - (M/L_s)^2) = \sigma L_r (L_s/M)^2 \text{ d'où le schéma équivalent :}$$



Résultat : $L_s = 332\text{mH}$, $L_r = 20\text{mH}$, $M = 78\text{mH}$ d'où $L_s/M = 4,25$, $\sigma = 1 - (M)^2/L_r L_s = 0,00837$
 $N = \sigma L_r (L_s/M)^2 = 30,34\text{mH}$, $R = R_r / (M/L_s)^2 = 2,355\Omega$;
 La bonne connaissance de N et de R exige une mesure précise de M , L_s , L_r .

2.3 : Schéma avec inductance de fuites totalisée au stator $N_s = \sigma L_s$

C'est le modèle introduisant le mieux la commande vectorielle.

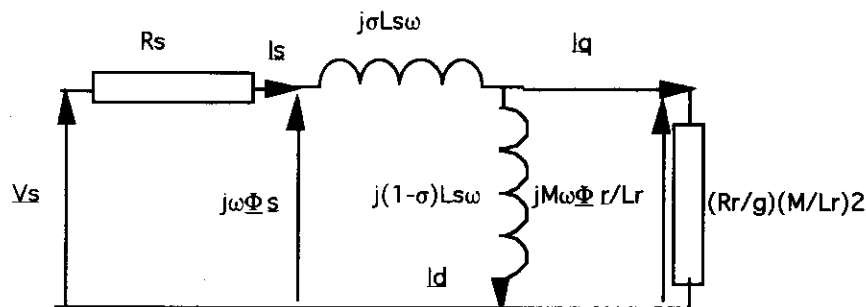
$\underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + jL_s \omega \underline{I}_s + jM \omega \underline{I}_r = R_s \underline{I}_s + j\sigma L_s \omega \underline{I}_s + j(1-\sigma)L_s \omega \underline{I}_s + jM \omega \underline{I}_s$;

introduisons I_d et I_q tels que $\underline{I}_s = \underline{I}_d + \underline{I}_q$ et $\underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + j\sigma L_s \omega \underline{I}_s + j(1-\sigma)L_s \omega \underline{I}_d$ d'où

$\underline{I}_d = \underline{I}_s + M \underline{I}_r / ((1-\sigma)L_s) = \underline{I}_d + \underline{I}_q + M \underline{I}_r / ((1-\sigma)L_s)$ d'où $\underline{I}_q = -M \underline{I}_r / ((1-\sigma)L_s) = -L_r \underline{I}_r / M$;

l'équation $0 = R_r \underline{I}_r / g + jL_r \omega \underline{I}_r + jM \omega \underline{I}_s$ devient $-M \underline{I}_q / L_r (R_r/g + jL_r \omega) + jM \omega (\underline{I}_d + \underline{I}_q)$

d'où $j\omega \underline{I}_d = \underline{I}_q R_r / (g L_r)$ donc I_d et I_q sont en quadrature, et $j(1-\sigma)L_s \omega \underline{I}_d = R_r \underline{I}_q (M/L_r)^2 / g$.



Avec les valeurs précédentes $N_s = \sigma L_s = 27,8\text{mH}$, $(1-\sigma)L_s = 304\text{mH}$, $R_r (M/L_r)^2 = 1,977\Omega$.

Ici aussi la précision des mesures influe grandement sur ces valeurs.

De plus les déterminations des inductances et des mutuelles ont été faites à courants inférieurs aux courants nominaux (en supposant la machine non saturée).

3 Détermination de la constante de temps rotorique.

Cette méthode permet de mesurer $L_r/R_r = \tau_r$; elle s'applique donc aux machines à cage.

Principe : ouvrons un interrupteur triphasé disposé entre le réseau et le stator, enregistrons la tension statorique (oscilloscope à mémoire et sonde atténuatrice);

nous observons une sinusoïde amortie en quelques centaines de ms d'où τ_r .

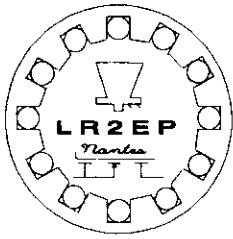
Explication : $i_{sa} = 0$, $i_{sb} = 0$, $i_{sc} = 0$, (stator ouvert); $v_{ra} = 0$, $v_{rb} = 0$, $v_{rc} = 0$, (rotor en court-circuit)

L'équation rotorique de la phase a devient: $0 = R_r(i_{ra}) + L_r(d i_{ra}/dt)$; en intégrant cela nous donne :

$i_{ra} = I_{ra0} e^{(-t/\tau_r)}$ avec $\tau_r = L_r/R_r$ et I_{ra0} pouvant être connu en écrivant la conservation du flux à l'instant de l'ouverture.

L'équation statorique de la phase a est $v_{sa} = d\Phi_{sa}/dt = M r_{sd}/dt (\cos\Theta i_{ra} + \cos(\Theta - 4\Pi/3) i_{rb} + \cos(\Theta - 2\Pi/3) i_{rc})$; en supposant que la vitesse de la machine varie peu pendant le temps de décroissance des courants rotoriques, avec $\Theta = \omega t + \gamma$, $v_{sa}(t)$ sera une sinusoïde amortie.

BOUCHER.F et **DESNE.P** D'après une contribution de **G.FELD** aux journées 3.E.I.93 et en utilisant la conférence de **J.P.CARON** et **J.P.HAUTIER** : Modélisation de la machine asynchrone (aux mêmes journées) Leur ouvrage traitant de la machine asynchrone et de ses commandes doit paraître sous peu.



GE44 - LR2EP

LABORATOIRE DE RECHERCHE d'ELECTROTECHNIQUE ET
d'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE
I.R.E.S.T.E. - I.U.T.

Claude BERGMANN professeur des universités
Université de Nantes (I.U.T.)

Extrait de l'exposé fait pour le Club E.E.A. Cachan le 24 Mars 1994

Les Actionneurs Electriques pour la voiture de l'an 2000

Le monde des équipements automobiles se limite à quatre leaders mondiaux : Nippondenso, Bosh, Magnéti marelli et Valéo pour lesquels nous trouvons un dénominateur commun, l'effort de recherche-développement qui représente respectivement : 6,3 ; 5,9 ; 5 et 4 % de leur chiffre d'affaire. Si la traction reste l'apanage des constructeurs automobiles, l'équipement automobile est totalement délégué à l'équipementier. Cette délégation passe par une intégration totale du fournisseur au constructeur, tant sur le plan de la production que sur le plan de la recherche-développement. Un équipementier comme Valéo, représente un effectif de 28000 personnes organisé autour d'un siège central de 100 personnes et dix branches industrielles, pour un chiffre d'affaire de 25 milliards de francs. Quand on a plusieurs métiers, la logique serait d'avoir un centre de recherche central, et bien non, la recherche est organisée dans chaque branche, aujourd'hui 2000 personnes font de la recherche chez Valéo.

La rationalisation de l'outil industriel ne suffit pas et les équipements actuels subissent d'importantes mutations, aussi bien les embrayages, les essuie glaces, les alternateurs démarreurs que la climatisation. Ces mutations sont liées à l'intégration de l'électronique dans les actionneurs. L'embrayage, un produit qui au départ semblait mature, évolue vers une fonction intégrant un micro calculateur associé à un moteur couple qui viennent se greffer sur un embrayage classique. Cette enrichissement de la fonction permet de passer automatiquement les vitesses dans un temps record (1/10 de seconde). L'électronique supprime les lenteurs des embrayages assistés actuels, limite l'usure des disques et facilite son montage sous le capot. Le gros avantage de cette solution pour Valéo, c'est la conservation de la boîte de vitesse traditionnelle, pour les constructeurs européens l'embrayage électronique est une solution deux fois plus économique que la boîte automatique et son adoption évite la transformation des usines de boîtes manuelles des constructeurs.

Une autre révolution dans le domaine de l'automobile, c'est la direction assistée électrique. Aujourd'hui les directions assistées sont hydrauliques et équipent surtout les véhicules de haut de gamme, alors que les petites voitures, généralement conduites par les femmes et principalement en circuit urbain, en auraient bien besoin pour faciliter les manoeuvres de parking. Cette fonction qui ne peut se séparer de sa transmission mécanique (la colonne de direction) pour des raisons de sécurité, se voit enrichie d'un capteur de couple associé à un micro calculateur et un moteur électrique piloté en couple par un convertisseur de puissance.

La révolution se prolonge également sans le capot moteur, la diminution des entrées d'air et la forme des capots plongeants influent sur la taille des radiateurs et pousse les constructeurs vers une solution diphasique du moteur thermique. C'est à dire l'application du 2ème principe de la thermo dynamique au liquide de refroidissement (passage en phase vapeur au voisinage des cylindres) dans ces conditions, la fonction radiateur devient condenseur, la pompe à eau source de pertes d'énergie importantes (débit de 8000 l/heure) devient un petit actionneur électrique (puissance mécanique de 30 W) associé à une régulation de température, précise et intégrant les différentes phases du cycle thermique du liquide de refroidissement.

L'électronique qui est le moteur de ces évolutions touche également la fonction de l'essuyage. L'arrivée des moteurs à butées électroniques va permettre de supprimer les encombrantes tringleries que les constructeurs intègrent très difficilement sous le pare brise. Cette

fonction va intégrer la mise au parking (décollement des balais au repos) le lave glace, la pompe et le gicleur.

Toutes ces mutations de fonctions existantes augmentent considérablement le nombre d'actionneurs électriques. On dénombre actuellement plus de 90 actionneurs électriques pour un véhicule haut de gamme dont 17 pour la fonction climatisation. L'aspect économique est de loin le critère prioritaire de toutes les fonctions de l'automobile, compte tenu de l'effet de nombre (un démarreur est produit à 16000 exemplaires par jours chez Valéo). Cette priorité est prise en compte dans les centres de recherche et conduit à des solutions originales et totalement dédiées à une fonction. Par contre les concepts et les matériaux mis en oeuvre sont souvent communs à plusieurs actionneurs, on recherche une synergie maximale entre tous les actionneurs électriques pour mener une politique d'achat efficace qui passe par la réduction du nombre de fournisseurs, leurs intégrations à l'équipe de recherche et souvent des études-développements effectuées chez les fournisseurs.

Il n'est matériellement pas possible de donner ici une liste complète de tous les actionneurs électriques et encore moins d'en faire une étude poussée. Nous présenterons dans cet exposé deux applications liées à la voiture de l'an 2000. La première montre un actionneur synchrone qui pourrait être dédié à la fonction embrayage ou bien une direction assistée électrique par son concept, il reste à adapter les formes et les dimensions aux cahiers des charges. La deuxième application concerne la climatisation (pulseur d'air) ou bien le refroidissement moteur (groupe moto propulseur). Il s'agit d'un actionneur asynchrone inversé (le rotor est extérieur et peut être intégré directement à l'hélice). Le concept n'est pas nouveau, par contre l'aspect économique influe considérablement sur la structure du convertisseur de puissance et conduit à une modélisation originale de l'association convertisseur moteur. Il faudra également adapter les formes et les diminutions aux exigences spécifiques de la fonction.

I Etude d'un ensemble machine asynchrone convertisseur piloté par une commande numérique directe et dédié à la fonction ventilation pour l'automobile

Cette étude décrit le concept d'un ensemble machine asynchrone convertisseur avec une commande numérique directe. Ce moteur possède un stator diphasé et une cage d'écureuil externe (c'est un moteur inversé avec le stator à l'intérieur et le rotor à l'extérieur).

Cette application est dédiée à la fonction ventilation pour l'automobile. Ce moteur peut remplacer le célèbre moteur à courant continu à aimants ferrites produit depuis de nombreuses années.

Le premier paramètre du cahier des charges est le bas coût de production pour l'ensemble des composants incluant la commande numérique qui est assez sophistiquée. Le convertisseur de puissance est très performant avec un excellent rendement. Les caractéristiques principales de l'actionneur doivent être:

Vitesse de rotation	:	300 to 2500 tr/mn
Couple mécanique	:	supérieur à 1 mN
Rendement	:	supérieur à 65%
Tension d'alimentation	:	12V

Nous ne devons pas entendre la fréquence de découpage et nous devons respecter la norme de compatibilité électromagnétique standard V.D.E. 879.

Le calcul de cet actionneur est fait à partir d'un logiciel éléments finis "Maxwell" permettant de calculer les éléments du schéma électrique vu du stator.

Le dessin du moteur à la figure 1 est maillé par 20.000 triangles et le solveur est un solveur magnétodynamique qui prend en compte l'effet de peau dans les conducteurs du rotor par contre le maillage doit être adapté à la gamme de fréquence de fonctionnement du moteur. Les contraintes du solveurs sont:

- Toutes les sources de courant ont une composante unique sur l'axe oz perpendiculaire au plan d'étude oxy.
- Le champ électromagnétique n'a pas de composante sur l'axe oz (2D)
- Toutes les sources de courant ont la même fréquence et sont sinusoïdales

I-1 Equations locales pour la résolution des courants induits.

La variation des courants induits dans un conducteur du stator ou du rotor produit un champ électromagnétique dans le plan perpendiculaire aux conducteurs. Ce champ électromagnétique induit dans les conducteurs sources et dans les autres conducteurs parallèles (cage d'écureuil) des courants induits. Le solveur "Eddy currents" calcule les courants induits en résolvant le potentiel vecteur A and ϕ à partir des équations locales suivantes:

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \times A = (\sigma + j\omega\epsilon)(-j\omega A - \nabla\phi)$$

$$\text{et } \int_{\Omega} \frac{1}{\mu} (\sigma + j\omega\epsilon)(-j\omega A - \nabla\phi) \cdot d\Omega = I_t$$

où

- A le potentiel vecteur magnétique
- ϕ le potentiel vecteur électrique
- μ la perméabilité magnétique
- ω la fréquence d'oscillation de toutes les sources
- σ la conductivité
- ϵ la perméabilité
- I_t le courant total circulant dans les conducteurs

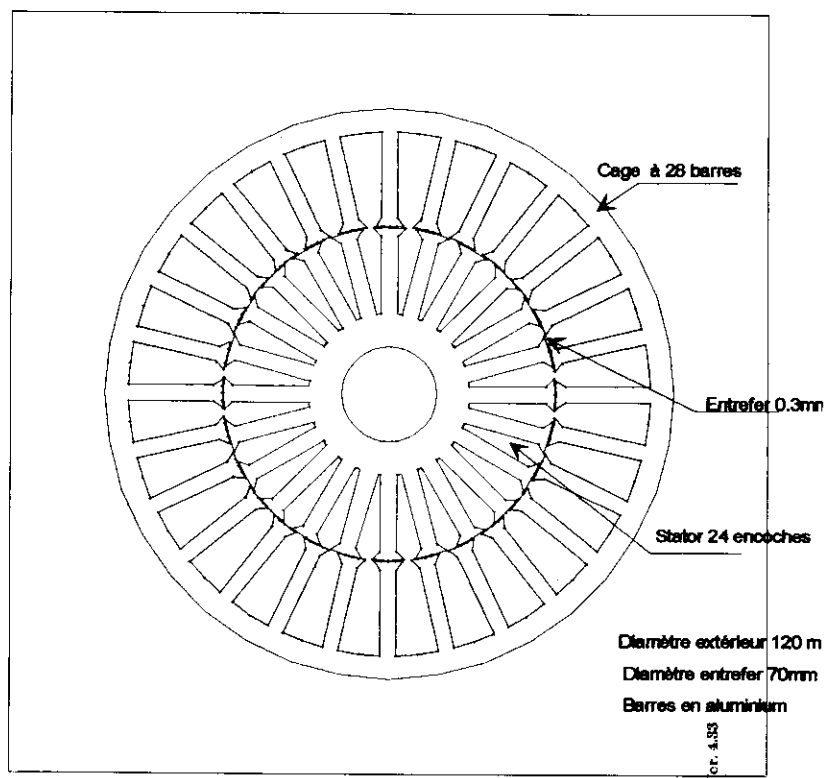


figure 1 structure du moteur asynchrone (inversé)

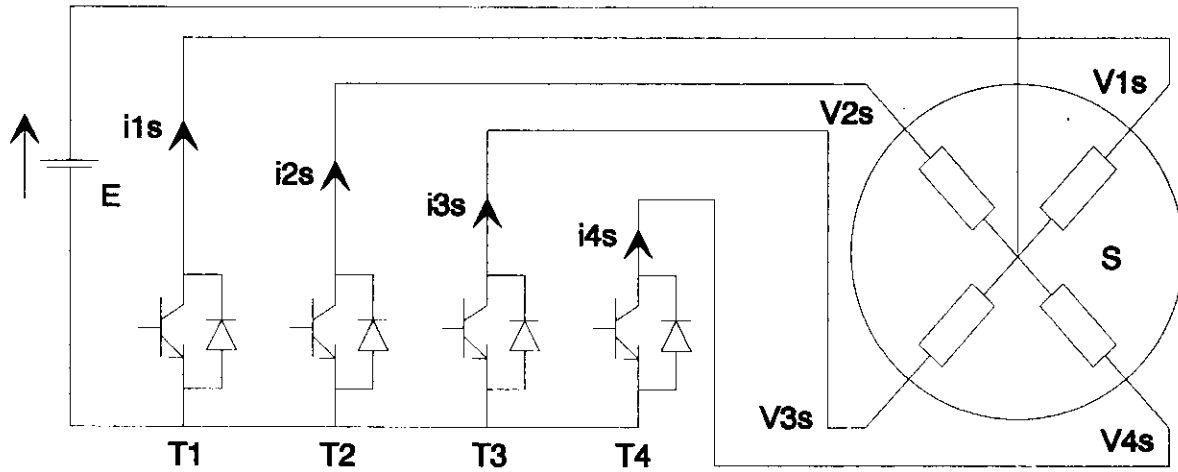


figure 2 Schéma électrique du convertisseur de puissance

Le stator est alimenté par une source de tension diphasée sinusoïdale

$$[V]_s = \begin{bmatrix} V_{1s} \\ V_{2s} \\ V_{3s} \\ V_{4s} \end{bmatrix} = V \cdot \sqrt{2} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t - \varphi_s) \\ \sin(\omega_s t - \varphi_s) \\ \cos(\omega_s t - \varphi_s) \\ \sin(\omega_s t - \varphi_s) \end{bmatrix}$$

Les tensions et courants équivalents diphasés du rotor vu du stator sont:

$$[V]_r = \begin{bmatrix} V_{1r} \\ V_{2r} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [I]_r = \begin{bmatrix} I_{1r} \\ I_{2r} \end{bmatrix} \quad [I]_s = \begin{bmatrix} I_{1s} \\ I_{2s} \\ I_{3s} \\ I_{4s} \end{bmatrix}$$

Avec ces hypothèses, le flux statorique est :

$$[\varphi]_s = L_{ps} \begin{bmatrix} P(0) & 0 \\ 0 & P(0) \end{bmatrix} [I]_s + M_{ps} \begin{bmatrix} 0 & P(0) \\ P(0) & 0 \end{bmatrix} [I]_s + M_{rs} \begin{bmatrix} P(\theta) \\ P(\theta) \end{bmatrix} [I]_r$$

et le flux rotorique: $[\varphi]_r = L_R \cdot P(0) \cdot [i]_R + M_{sr} \{P(-\theta), P(-\theta)\} [i]_s$

$P(\theta)$ est la matrice de rotation entre stator et rotor:

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Dans ces équations la matrice $P(\theta)$ est la transformation de Park :

$$[V]_s = V \cdot \sqrt{2} \cdot \begin{bmatrix} P(\omega_s t - \varphi_s) \\ P(\omega_s t - \varphi_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Nous pouvons changer de repère à l'aide de cette transformation :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \varphi_s \\ I_s \end{bmatrix} &= P_4(\theta_s) \begin{bmatrix} \varphi_{dqs} \\ i_{dqs} \end{bmatrix} \\ \text{avec } P_4(\theta_s) &= \begin{bmatrix} P(\theta_s) & 0 \\ 0 & P(\theta_s) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} \varphi_{dqs} \\ i_{dqs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{1ds} \\ \varphi_{1qs} \\ \varphi_{2ds} \\ \varphi_{2qs} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

et pour le rotor

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \varphi_r \\ I_r \end{bmatrix} &= P(\theta_r) \begin{bmatrix} \varphi_{dqr} \\ i_{dqr} \end{bmatrix} \\ \text{avec } \begin{bmatrix} \varphi_{dqr} \\ i_{dqr} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

En utilisant les conventions classiques, nous pouvons écrire les équations de tension du moteur:

$$\begin{aligned} P_4(\theta_s) [V_{dqs}] &= R_s \cdot P_4(\theta_s) [I_{dqs}] + \frac{d}{dt} [P_4(\theta_s) [\varphi_{dqs}]] \\ P(\theta_r) [V_{dqr}] &= R_r \cdot P(\theta_r) [I_{dqr}] + \frac{d}{dt} [P(\theta_r) [\varphi_{dqr}]] \end{aligned}$$

En multipliant les deux membres de l'équation de tension par $P_4(-\theta_s)$ pour le stator et par $P(-\theta_r)$ pour le rotor, nous trouvons:

$$\begin{aligned} [\varphi_{dqs}] &= L_{ps} [I_{dqs}] + M_{ps} \begin{bmatrix} 0 & P(0) \\ P(0) & 0 \end{bmatrix} [I_{dqs}] + M_{rs} \begin{bmatrix} P(\theta_s - \theta_r) & \\ & P(\theta_s - \theta_r) \end{bmatrix} [I_{dqr}] \\ [\varphi_{dqr}] &= L_{pr} [I_{dqr}] + M_{rs} [P(\theta_s - \theta_r) P(\theta_s - \theta_r)] [I_{dqs}] \\ [V_{dqs}] &= R_s \cdot [I_{dqs}] + \theta'_s \begin{bmatrix} P(\pi/2) & 0 \\ 0 & P(\pi/2) \end{bmatrix} [\varphi_{dqs}] + [\varphi'_{dqs}] \\ [V_{dqr}] &= R_r \cdot [I_{dqr}] + \theta'_r [P(\pi/2)] [\varphi_{dqr}] + [\varphi'_{dqr}] \end{aligned}$$

Le couple électromagnétique est donné par:

$$\Gamma = \varphi_{1ds} \cdot i_{1qs} - \varphi_{1qs} \cdot i_{1ds} + \varphi_{2ds} \cdot i_{2qs} - \varphi_{2qs} \cdot i_{2ds}$$

III-2 Simulation de la variation de vitesse

Pour réduire l'écriture des équations, nous les présentons sous forme d'état et nous incluons l'équation mécanique. Nous avons choisi le référentiel statorique et un rotor en court circuit.

$$\begin{bmatrix} U_{dqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \theta_s = 0 \text{ où } \theta = -\theta_r \quad \text{et} \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega_r$$

Avec ces hypothèses, nous obtenons les équations suivantes:

$$\begin{cases} [V_s] = R_s [i_{dqs}] + [\varphi_{dqs}] \\ [0] = R_r [I_{dqr}] + \theta'_r [P(\pi/2)] [\varphi_{dqr}] + [\varphi'_{dqr}] \\ J \frac{d\omega_r}{dt} = \varphi_{1ds} \cdot i_{1qs} - \varphi_{1qs} \cdot i_{1ds} + \varphi_{2ds} \cdot i_{2qs} - \varphi_{2qs} \cdot i_{2ds} - Tr \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega_r \end{cases}$$

Ce système peut être écrit sous une forme plus condensée:

$$[A] \cdot \vec{X} = \vec{B}$$

$$[A] = \begin{bmatrix} Lps & 0 & Mps & 0 & Msr & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Lps & 0 & Mps & 0 & Msr & 0 & 0 \\ Mps & 0 & Lps & 0 & Msr & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Mps & 0 & Lps & 0 & Msr & 0 & 0 \\ Msr & 0 & Msr & 0 & Lpr & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Msr & 0 & Msr & 0 & Lpr & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & J/p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \vec{X} = \begin{bmatrix} i_{1ds} \\ i_{1qs} \\ i_{2ds} \\ i_{2qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ \omega_r \\ \theta \end{bmatrix}$$

$$\vec{B} = \begin{bmatrix} V \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega_s t - \varphi_s) - R_s \cdot i_{1ds} \\ V \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_s t - \varphi_s) - R_s \cdot i_{1qs} \\ V \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega_s t - \varphi_s) - R_s \cdot i_{2ds} \\ V \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_s t - \varphi_s) - R_s \cdot i_{2qs} \\ -R_s \cdot i_{dr} - \omega_r (L_{pr} \cdot i_{qr} + M_{sr} \cdot i_{1qs} + M_{sr} \cdot i_{2qs}) \\ -R_s \cdot i_{qr} + \omega_r (L_{pr} \cdot i_{dr} + M_{sr} \cdot i_{1ds} + M_{sr} \cdot i_{2ds}) \\ M_{rs} [i_{dr} \cdot i_{1qs} - i_{qr} \cdot i_{1ds} + i_{dr} \cdot i_{2qs} - i_{qr} \cdot i_{2ds} - T_r] \\ \omega_r \end{bmatrix}$$

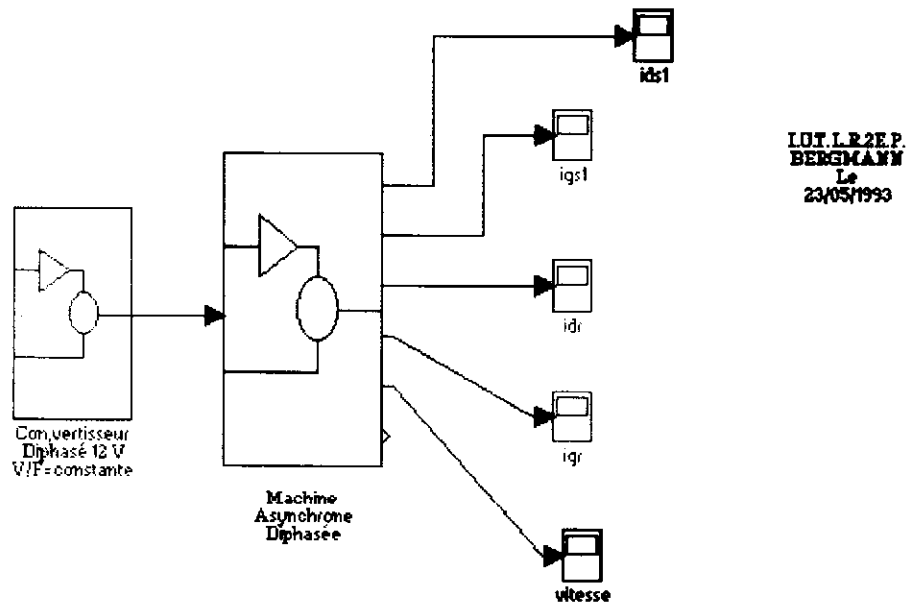


Figure 3 simulation démarrage de la machine asynchrone avec le logiciel Matlab.

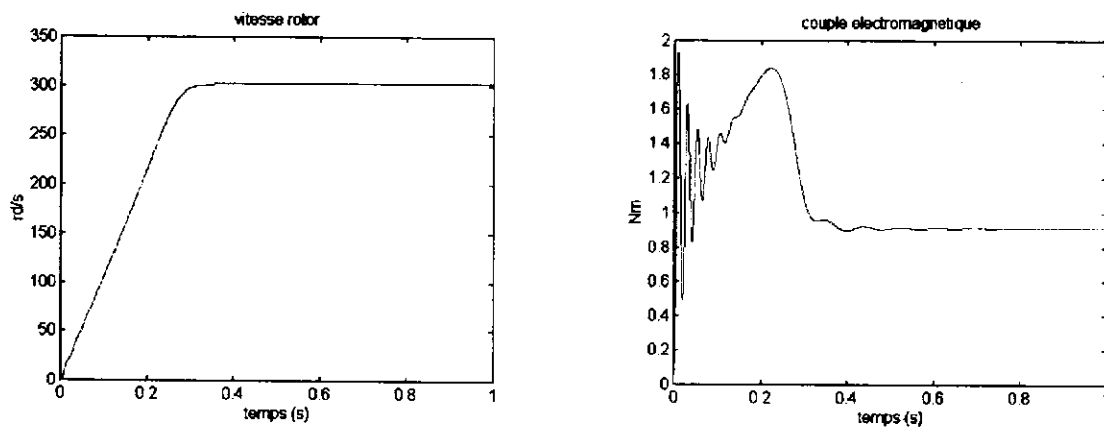


figure 4 Simulation d'un démarrage avec une fréquence de 50hz

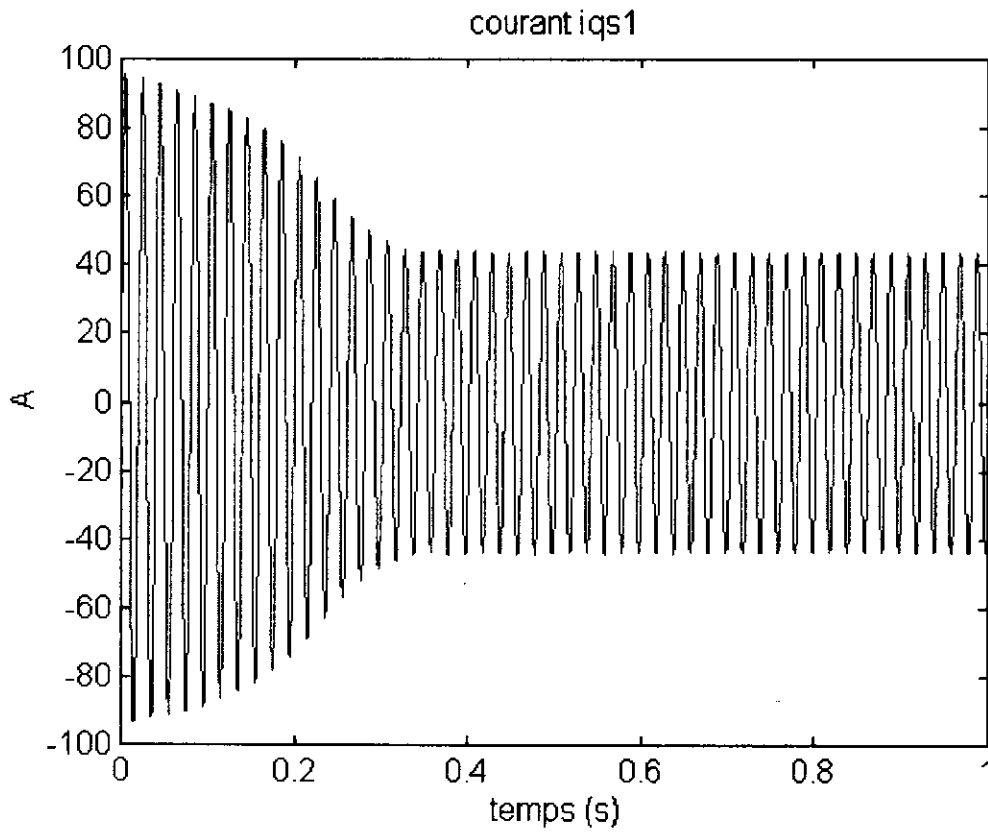


Figure 5 Simulation du courant IQS1 démarrage avec une fréquence de 50hz

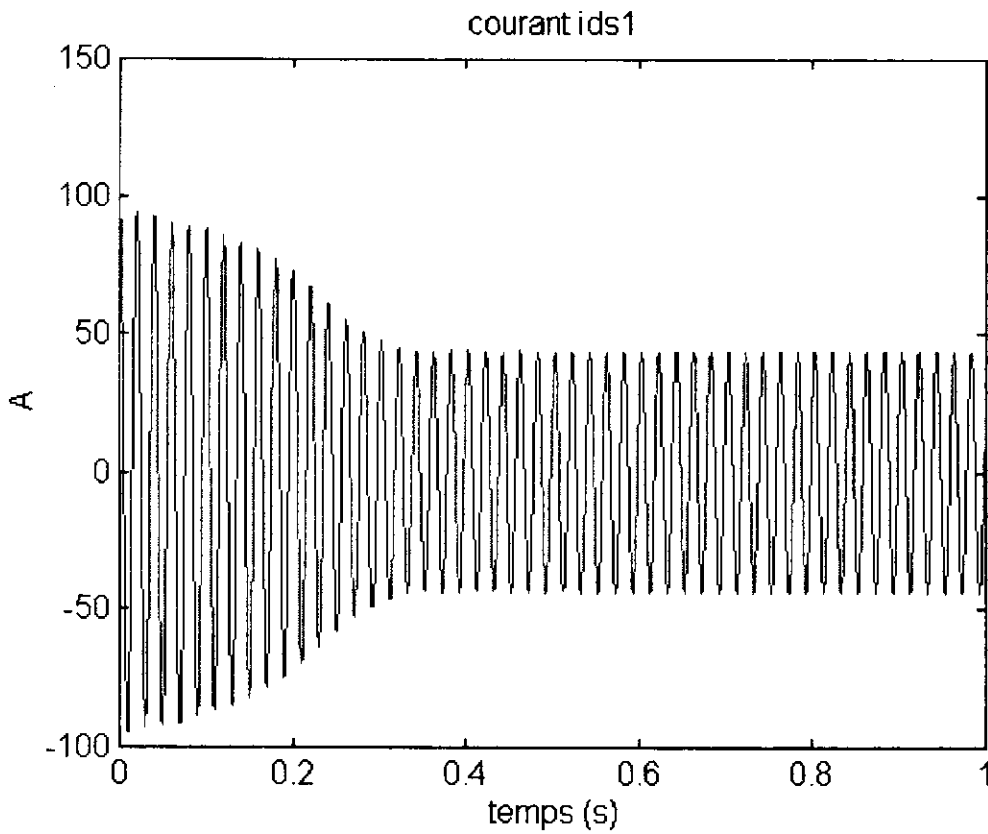


Figure 6 Simulation du courant IDS1 démarrage avec une fréquence de 50hz

Conclusion

Le projet présenté est un projet appelé P2 par les équipementiers (moteurs sur étagère...). C'est à dire qu'il montre la faisabilité de l'étude et permet de mesurer leurs performances réelles. Maintenant, il faut passer à une étude de type P1, c'est à dire fixer tous les objectifs liés à la fonction (Position du produit par rapport à la concurrence, quantité à industrialiser dans les 5 années à venir, prix de revient usine, moyens de production, synergie des moyens et des matériaux avec les autres productions, recherche de fournisseurs multi source, influence des outils de production grande série sur toutes les performances (électriques, mécaniques acoustiques, C.E.M., fiabilité, ...). La durée d'une étude P1 est de l'ordre de 3 années avant de commencer en petite production. et 5 années avant de sortir en grande production (20.000 pièces par jour pour un moteur d'essuie glace). Avec le projet P2, l'aventure commence, il faut souhaiter pouvoir la vivre jusqu'à la phase finale....

Bibliographie

- (1) Modules universels de logique rapide pour commande numérique de machines à courant alternatif.
A. SOUBIE - E.N.S.A.M. - CONUMEL 1983.
 - (2) Performances d'un modulateur à microprocesseur pour onduleur M.L.I..
P.MATHYS, G.MAGGETTO, J.L. VAN ECK -Université Libre de BRUXELLES CONUMEL 1983.
 - (3) Application of a programmable high-speed controller (PHSC) to the simulation of a direct self controlled VSI-FED induction motor.
A. RUFFER, Brown-Boveri E.P.E. vol 2 1987.
 - (4) On park's models for the simulation of the slip power recovery drive.
G.D. MARQUES - IST/INIC - LISBOA CODEX - PORTUGAL - I.M.A.C.S. 1987
 - (5) Modélisation des machines au sens du premier harmonique.
Cours de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan- 1988/1989.
 - (6) Première approche du cahier des charges applicables à la motorisation à vitesse variable des lave linges.
SOCIETE SELNI - NEVERS - 1987.
 - (7) Brevet industriel N° 8907674. "motorisation d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur diphasé".
Inventeurs C. BERGMANN, J GUIGUI, F. FORREST, HURON.
-

LES PROBLEMES LIES AUX MOTEURS A VITESSE VARIABLE

LE POINT DE VUE D'UN CONSTRUCTEUR DE MOTEURS

J. ENON, H. SIMONET
Société CEGELEC Moteurs



Résumé

La vitesse variable à l'aide de moteurs à courant alternatif élargit son champ d'application dans l'industrie. Parallèlement, l'évolution des convertisseurs rend possible l'utilisation de moteurs asynchrones à cage pour des puissances et des tensions croissantes. L'alimentation par convertisseur génère des pertes supplémentaires dans les conducteurs et dans les tôleries magnétiques. Après une brève analyse des mécanismes de création de ces pertes, l'article fait état des adaptations de dimensionnement pour réduire ces pertes et limiter le déclassement du moteur.

Symboles

n =rang de l'harmonique
in/if =courant harmonique de rang n rapporté au courant à la fréquence fondamentale
un/uf =tension harmonique de rang n rapportée à la tension à la fréquence fondamentale

1. INTRODUCTION

Dans un moteur électrique, certaines pertes augmentent avec la fréquence d'alimentation. La richesse harmonique des ondes synthétiques de courant et de tension délivrées par les convertisseurs statiques de fréquence tend donc à augmenter ces pertes.

L'échauffement supplémentaire de la machine qui en résulte justifie ce qu'on appelle un déclassement (< 1) ou un surdimensionnement (> 1).

Le déclassement (derating en anglais) s'exprimant par :

$$K = 1 - \frac{P_1}{P_2}$$

avec P_1 = puissance délivrée en alimentation non sinusoïdale

P_2 = puissance délivrée en alimentation sinusoïdale

P_1 et P_2 étant définis à même classe d'échauffement des bobinages.

Summary

- Problems related to variable speed motors -
A motor manufacturer's point of view.

Variable speed drives using alternative current motors are becoming more widely used in industry. Especially, due to the evolution in converters, squirrel cage induction motors with increasingly higher output and voltage can be used for this application.

When fed from a converter, motor winding and iron core losses increase. After a brief survey of the causes of these losses, this article explains the sizing adaptation necessary to reduce these losses and limit motor derating.

En considérant des moteurs asynchrones catalogue, il apparaît que ce déclassement tend à augmenter avec la puissance des moteurs (ref [1]). Avec l'évolution des convertisseurs et l'accroissement des puissances en vitesse variable, il est intéressant de rappeler quelques principes et dégager quelques réflexions simples.

Pour cela, il convient de passer en revue les principales sources de pertes liées aux alimentations non sinusoïdales.

2. PERTES DANS LES CONDUCTEURS STATOR DUES A L'EFFET PELLICULAIRE

La présence d'un champ transversal variable sur la hauteur des encoches est à l'origine d'une répartition de la densité de courant non homogène sur la hauteur des conducteurs. La figure 1 donne par exemple l'allure de la densité de courant dans un enroulement avec 2 barres par encoche.

Ce phénomène se manifeste extérieurement comme une augmentation de la résistance du conducteur, donc une augmentation des pertes Joule.

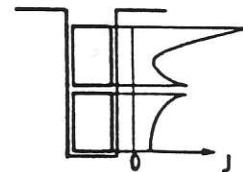


Fig. 1

Répartition de la densité de courant J sur la hauteur d'une encoche remplie de 2 conducteurs.

3. PERTES DANS LES CONDUCTEURS STATOR DUES AUX COURANTS DE CIRCULATION

Lorsque dans une encoche il y a des conducteurs en parallèle disposés les uns au dessus des autres, il se produit en plus le l'effet pelliculaire dans chaque conducteur des courants de compensation entre les conducteurs.

Vu de l'extérieur, l'influence est identique à celle qui dérive du pur effet pelliculaire ou d'une augmentation de pertes par courants de Foucault, c'est-à-dire une augmentation apparente de la résistance en courant continu.

4. MOYENS DE REDUIRE LES PERTES DANS LES CONDUCTEURS STATOR

En fonction de la géométrie et du remplissage d'encoche, il est possible de calculer un coefficient d'augmentation de résistance pour chaque fréquence harmonique (K_n) et d'en déduire un coefficient global appliqué à l'ensemble du spectre de courant considéré.

$$K = \sum K_n (i_n/i)^2$$

Des bobinages spéciaux (conducteurs très subdivisés torsadés ou Roebel) permettent de réduire considérablement ces pertes mais sont économiquement injustifiés pour les fréquences industrielles (< 100 Hz). Les techniques de bobinage usuelles peuvent être conservées en tenant compte des remarques suivantes :

- Jusqu'à certaines limites technologiques, il est possible de diminuer l'effet pelliculaire en subdivisant les conducteurs dans l'encoche.

- Par contre, le meilleur moyen pour réduire les courants de circulation consiste à augmenter le nombre de spires en série, de façon en quelque sorte à rallonger le chemin qu'ils ont à parcourir. Malheureusement, le nombre de spires d'un bobinage ne peut être augmenté à volonté, puisqu'à puissance et tension assignées, il détermine au travers de quelques autres paramètres le flux magnétique de la machine, grandeur clé dans le dimensionnement d'un moteur.

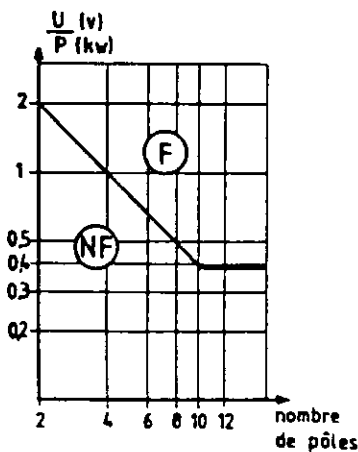


Fig. 2

Diagramme $\frac{U}{P}$ mini en fonction de la polarité (base 50 Hz)

Zone F = zone favorable pour l'optimisation du bobinage stator

Zone NF = zone non favorable pour l'optimisation du bobinage stator

U = tension (V)

P = puissance (kW)

Ainsi la minimisation de ce type de pertes supplémentaires est possible lors de la définition du bobinage, à condition qu'une certaine liberté soit rendue possible quant au choix du nombre de spires.

Ce degré de liberté peut d'une manière assez grossière s'exprimer par la fig. 2.

Les moteurs basse tension fabriqués en série mettent en oeuvre des bobinages constitués de fils ronds de petite section, donc bien subdivisés et se trouvent dans la zone favorable de la fig. 2. Par contre, le problème se pose pour de gros moteurs mettant en oeuvre des bobines préformées réalisées à partir de conducteurs rectangulaires.

Le tableau I montre l'importance de ce seul paramètre bobinage dans le bilan thermique de tels moteurs.

Moteur	A	A	B	
Alimentation	Sinusoidale	M.L.I.	M.L.I.	
Pertes principales :	PF	7,2 kW	7,7 kW	7,7 kW
	PJ1	3,9 kW	11,3 kW	7,9 kW
	PJ2	3,7 kW	4,1 kW	4,1 kW
TOTAL pertes	21,2 kW	30 kW	26,6 kW	
Echauffement Bobinage stator	60°C	100°C	82°C	
Glissement %	0,67	0,75	0,73	

Tableau I.

Tableau de comparaison portant sur un moteur à cage 4 pôles 550 kW/50 Hz/500 V. (situé dans la zone NF de la fig. 2)

A - Moteur de référence

B - Moteur différent du moteur A, uniquement par une plus grande subdivision des cuivres du bobinage stator.

PF = pertes fer

PJ1 = pertes Joule stator

PJ2 = pertes Joule rotor.

5. PERTES FER

Les pertes fer résultent de 2 phénomènes :

- des pertes par hystérésis qui représentent l'énergie, transformée en chaleur, nécessaire à l'aimantation cyclique alternative du fer.

- des pertes par courants de Foucault, résultant des FEM induites dans le fer sous l'effet de cette aimantation cyclique alternative.

Bien que ces 2 phénomènes soient de nature différente, le coefficient global de majoration à appliquer aux pertes calculées à la fréquence fondamentale vaut sensiblement :

$$K = \sum \frac{1}{n^{0,4}} (u_n/uf)^2$$

D'une manière générale, l'augmentation des pertes fer est faible devant l'augmentation des pertes Joule. Cependant pour des moteurs spéciaux haute vitesse, il peut s'avérer nécessaire d'utiliser de la tôle faibles pertes (tôle au cobalt) de faible épaisseur.

6. PERTES SUPPLEMENTAIRES DANS LE ROTOR

L'action de l'effet pelliculaire se manifeste au rotor comme au stator par une augmentation de la résistance de la cage rotorique, résultant de la concentration du courant en haut de barres aux fréquences élevées (voir fig. 3).

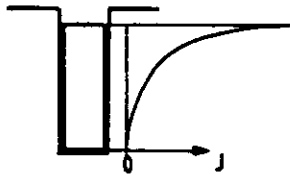


Fig. 3

Répartition de la densité de courant J sur la hauteur d'une barre rotor

La figure 4 montre cependant que tous phénomènes considérés, l'allure de la loi d'augmentation de résistance avec la fréquence est différente de celle des conducteurs stator.

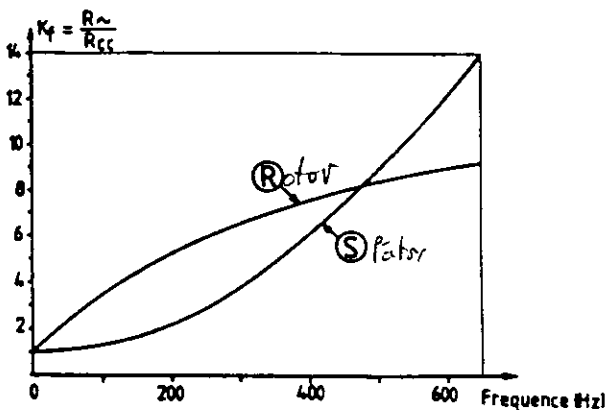


Fig. 4

Coefficient d'augmentation de résistance des conducteurs en fonction de la fréquence.
Les valeurs numériques correspondent au cas du tableau I moteur B.

- R_{\sim} = résistance en courant alternatif
- R_{cc} = résistance en courant continu
- R = courbe relative au rotor
- S = courbe relative au stator

Si dans le cas des moteurs classiques alimentés par le réseau, on utilise volontiers des barres rotor profondes voire des doubles cages pour profiter de cet effet pelliculaire et augmenter le couple de démarrage, le raisonnement est inverse pour des moteurs à fréquence variable. On réalisera au contraire des barres larges et peu profondes afin de réduire les pertes et d'augmenter le couple maximum (dit aussi de décrochage).

Mais d'autres observations méritent d'être faites :

- Le spectre harmonique du courant rotor est sensiblement déformé par rapport au spectre du courant stator. Par exemple les harmoniques 5 et 7, caractéristiques des alimentations par ondes pleines rectangulaires, créent des flux harmoniques qui tournent tous les deux mais en sens inverse à 6 fois la vitesse de synchronisme par rapport au rotor et induisent ensemble un courant à 6 fois la fréquence d'alimentation du moteur.

- L'échauffement du rotor ne constitue pas un paramètre de dimensionnement aussi contraignant que l'échauffement du stator, puisque non limité par la tenue thermique d'un matériau isolant. D'ailleurs les pertes étant localisées en haut de barres sont particulièrement bien évacuées par le fluide de refroidissement.

D'une manière générale, en alimentation à fréquence variable, l'utilisation de rotor à cage peu profonde permet donc de limiter le supplément de pertes rotoriques à un niveau modéré. Les essais que nous avons réalisés sur de tels moteurs n'ont pas révélé, en alimentation non sinusoïdale, de suréchauffement du rotor permettant de voir augmenter le glissement de manière significative.

7. INFLUENCE DU CONVERTISSEUR

Les principaux types de convertisseurs utilisés pour l'entraînement des moteurs asynchrones sont : (fig. 5)

- les convertisseurs de courant à onde quasi-rectangulaire
- les convertisseurs de tension à onde quasi-rectangulaire
- les convertisseurs de tension MLI (modulation de largeur d'impulsion)

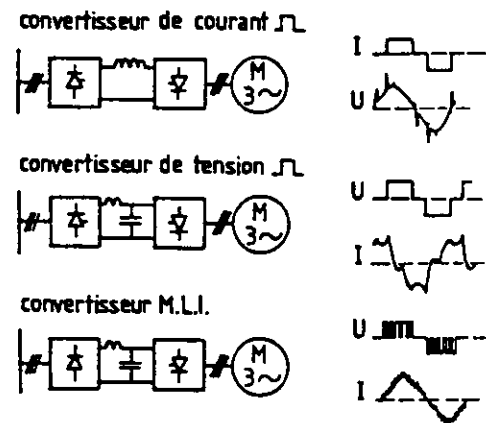


Fig. 5

Types de convertisseurs

Vu du constructeur de moteur, les observations suivantes peuvent être faites :

- les convertisseurs de courant présentent l'inconvénient de générer des pics de tension lors des commutations pouvant aller jusqu'à 3 à 4 fois la tension nominale. La bonne règle veut donc que les bobinages soient surisolés à moins que d'accepter une réduction de leur durée de vie.

- Dans le cas d'un convertisseur de tension, les courants harmoniques peuvent, moyennant quelques approximations, être évalués par

$$i_n / i_f \approx (u_n / u_f) \cdot \frac{1}{n} \cdot \frac{1}{X}$$

avec X = réactance de fuite du moteur (p.u) $\approx 1 / \frac{I_d}{I_n}$

I_d = appel de courant en démarrage
 I_n sous pleine tension à la fréquence f .

Lors du dimensionnement du moteur, l'augmentation de la réactance de fuite peut donc permettre d'obtenir un spectre de courant légèrement plus favorable que le spectre imposé des convertisseurs de courant.

- Cependant parmi les convertisseurs de tension, les convertisseurs MLI sont susceptibles de présenter des spectres harmoniques de tension assez variables.

On note que pour les grandes puissances, les nouvelles gammes de convertisseurs MLI moyenne tension s'accompagnent de spectres favorables. (cf réf [4]).

8. AUTRES ASPECTS DU DIMENSIONNEMENT

En plus du problème des pertes supplémentaires, d'autres particularités de conception sont à considérer dans le cas d'entraînement sur une large plage de vitesse particulièrement à puissance constante.

- Les moteurs ne sont plus auto-ventilés mais moto-ventilés pour assurer le refroidissement à basse vitesse.

- Par ailleurs, la connaissance des différents régimes de fonctionnement en fonction de la vitesse est nécessaire pour réaliser l'optimisation économique de l'ensemble convertisseur-moteur.

Le tableau II par exemple est relatif à 3 variantes de dimensionnement d'un moteur d'entraînement d'enrouleuse.

Le moteur est alimenté à basse vitesse à flux constant (U/f constant) puis au delà d'une certaine vitesse dite "vitesse de base" à tension constante, c'est-à-dire à flux décroissant.

Le tableau fait apparaître les points suivants :

- Le bon choix de la vitesse de base permet de réduire la puissance de dimensionnement du convertisseur. L'exemple montre qu'un defluxage débutant à 700 tr/mn plutôt qu'à 1000 tr/mn permet de réduire le dimensionnement du convertisseur sans affecter la loi de couple.

- Le nombre de pôles qui constitue pour les moteurs à fréquence variable un paramètre interne de dimensionnement peut être optimisé. L'exemple montre qu'en 8 pôles, l'échauffement du stator est plus faible qu'en 6 pôles. Le gain peut donc être mis à profit pour réduire la taille du moteur.

9. CONCLUSION

Cet exposé avait pour objectif d'évoquer quelques points importants sur le dimensionnement des moteurs asynchrones à vitesse variable, en particulier pour des puissances élevées.

Les principales réflexions qu'il convient de retenir sont les suivantes :

- Le déclassement lié à l'alimentation par convertisseur tend à augmenter avec la taille des machines et peut atteindre 30 %, si le moteur n'a pu faire l'objet d'un dimensionnement adapté.

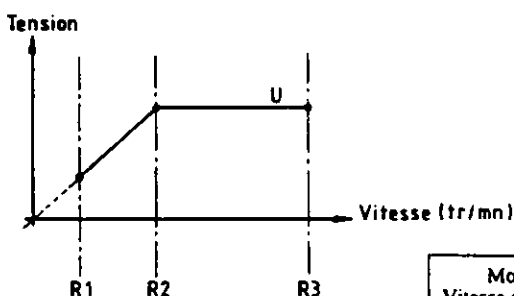
- L'essentiel des pertes supplémentaires résulte des pertes Joule stator et rotor.

- Au stator le bobinage peut être optimisé à condition que le rapport tension/puissance ne soit pas trop faible.

- Au rotor la présence d'encoques profondes n'est pas favorable.

- Pour prévoir les performances en particulier thermiques d'un moteur, la connaissance d'un taux global de distorsion ne suffit pas. La bonne adaptation du moteur au convertisseur nécessite la connaissance du type de convertisseur et le spectre harmonique associé.

- Enfin, dans le cas de grande variation de vitesse, la connaissance des différents régimes en fonction de la vitesse est nécessaire pour optimiser le dimensionnement de l'ensemble convertisseur-moteur.



Régimes	Moteur 6 pôles Vitesse de base : 1000 tr/mn			Moteur 6 pôles Vitesse de base : 700 tr/mn			Moteur 8 pôles Vitesse de base : 700 tr/mn		
	R1	R2	R3	R1	R2	R3	R1	R2	R3
Puissance (kW)	200	200	200	200	200	200	200	200	200
Vitesse (tr/mn)	400	1000	1600	400	700	1600	400	700	1600
Tension (V)	264	660	660	377	660	660	377	660	660
Couple maximum du moteur rapporté au couple nominal au régime considéré	2,5	6,6	3,3	2,7	4,9	1,8	2,9	5,2	1,8
Echauffement stator °C	65	38	40	62	34	45	43	35	50
Courant absorbé (A)	540	270	230	381	242	214	381	253	267
Puissance de dimensionnement du convertisseur $S = U_{max} \times I_{max} \times \sqrt{3}$	617 kVA			436 kVA			436 kVA		

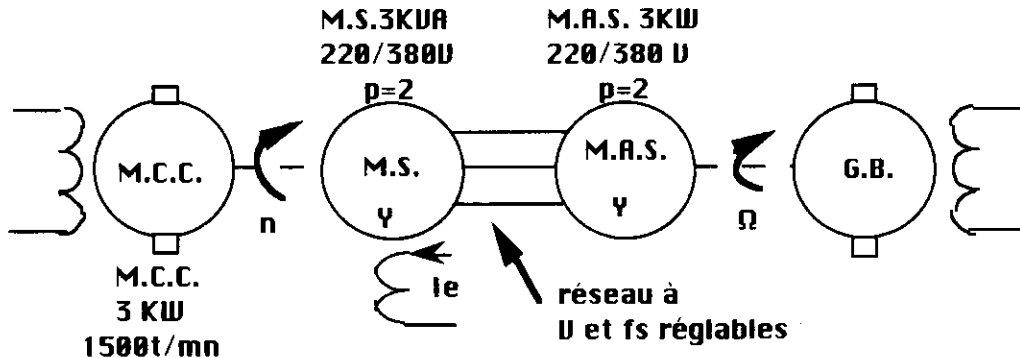
Tableau II

Tableau de comparaison de 3 variantes d'entraînement à puissance constante (200 kW)

ETUDE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE A BAGUES ALIMENTEE PAR UN RESEAU A U/F=CTE

Cet essai nous semble interessant pour la bonne comprehension du fonctionnement d'une M.A.S. associee a un convertisseur de frequence : ALTIVAR par exemple .
Le reseau triphase sera cree a l'aide d'un alternateur entraine par une machine a courant continu , la machine asynchrone sera accouplee a une generateur balance.

Schéma :



Hypothèses simplificatrices : on négligera les pertes statoriques et les pertes mécaniques.

1.Préparation

1.1: Ecrire la relation entre f_s et Ω_s (s pour synchronisme) ?

Ecrire la relation de Boucherot entre V et Φ_m par pôle ?

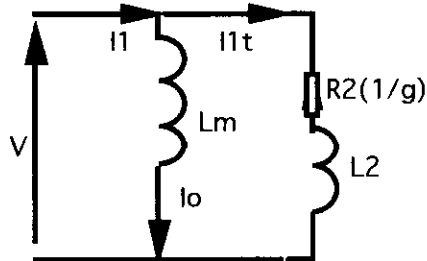
Ecrire la relation entre P_a , V et $I_{cos\phi}$?

Ecrire la relation entre T_e (couple), P_e , Ω_s ?

En déduire que T_e est proportionnel à Φ_m et $I_{cos\phi}$?

correction : $f_s = p\Omega_s/2\pi$; $V = kN_s f_s \Phi_m$; $P_a = 3VI_{cos\phi}$; $T_e = P_e/\Omega_s = 3VI_{cos\phi}/\Omega_s = 3I_{cos\phi} k N_s \Phi_m / 2\pi$

1.2 : Le schéma simplifié de la machine asynchrone par phase est le suivant :



-que représente la puissance dissipée dans $R2/g$?

-exprimer $I1t$ en fonction de V , $R2$, $L2$, g , ω_s ?

-exprimer alors T_e en fonction de V , ω_s , g , $R2$, $L2$?

-en posant $\Delta\Omega = \Omega_s - \Omega$: Ω_s vitesse angulaire de synchronisme, Ω celle du rotor

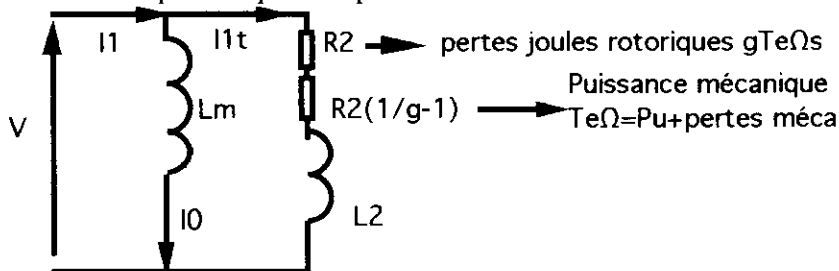
exprimer T_e en fonction de $(V/\omega_s)^2$ et de $\Delta\Omega$.

-en déduire que T_e est proportionnel à $(V/\omega_s)^2$ et ne dépend que de $\Delta\Omega$

correction

$P_a = P_e = 3R2(I1t)^2/g$ avec $(I1t)^2 = (V)^2 / ((R2/g)^2 + (L2\omega_s)^2)$ d'où $P_e = T_e\Omega_s$
 $= 3V^2(R2/g) / ((R2/g)^2 + (L2\omega_s)^2)$ d'où $T_e = 3V^2 p(R2/g) / \omega_s((R2/g)^2 + (L2\omega_s)^2)$
 or $\Delta\Omega = \Omega_s - \Omega = g\Omega_s = g\omega_s/p$ d'où $T_e = 3V^2 p^2 (R2 \Delta\Omega) / (\omega_s)^2 ((R2)^2 + (\Delta\Omega p L2)^2)$

Nota : le schéma équivalent peut être présenté ainsi



dans la résistance $R2(1/g-1)$ on retrouve la puissance mécanique $Te\Omega = Pu + \text{pertes mécaniques}$; dans la résistance $R2$ les pertes joules rotoriques $gTe\Omega s = Te\Delta\Omega$

1.3: Écrire la relation entre I_0 et $V/\omega s$?

Écrire la relation entre I_{1t} , $V/\omega s$ et $\Delta\Omega$?

correction: $I_0 = V/Lm\omega s = (V/\omega s)1/Lm$

$$(I_{1t})^2 = (V)^2 / ((R2\Omega s/\Delta\Omega)^2 + (L2p\Omega s)^2) = (V/\omega s)^2 (p\Delta\Omega)^2 / ((R2)^2 + (L2p\Delta\Omega)^2)$$

1.4: La machine asynchrone étant alimentée à $V/fs = cte$

montrer que dans ces conditions pour tout ωs , $\Phi_m = cte$ et $I_0 = cte$, Te et I_{1t} ne dépendent que de $\Delta\Omega$?

correction: $V = kNsfs\Phi_m$, $V/fs = cte$ entraîne que $\Phi_m = cte$;

$I_0 = V/(2\Pi fsLm)$; $V/fs = cte$ entraîne que $I_0 = cte$;

$$(I_{1t})^2 = (Vp\Delta\Omega/2\Pi fs)^2 / ((R2)^2 + (L2p\Delta\Omega)^2)$$
; $V/fs = cte$ entraîne que I_{1t} n'est fonction que de $\Delta\Omega$;

$$Te = 3(Vp/2\Pi fs)^2 (R2\Delta\Omega) / ((R2)^2 + (\Delta\Omega L2p)^2)$$
; $V/fs = cte$ entraîne que Te n'est fonction que de $\Delta\Omega$;

Nota : $\Delta\Omega = g\omega s/p = \omega r/p$ avec ωr pulsation des courants rotoriques

ou $\Delta\Omega = 2\Pi fr/p$ avec fr fréquence des courants rotoriques .

Simplification : si de plus on reste dans la partie linéaire (stable) de la caractéristique de couple à $\Delta\Omega$

faible de façon à ce que $R2\omega s/p\Delta\Omega \gg L2\omega s$ ou $R2 \gg pL2\Delta\Omega$ ou $\Delta\Omega \ll R2/pL2$ alors $Te \#$

$$3(Vp/2\Pi fs)^2 \Delta\Omega / R2 = 3(Vp/\omega s)^2 \Delta\Omega / R2 \text{ et } I_{1t} \# (pV/2\Pi fs)\Delta\Omega / R2 \text{ ou } Te \# 3(pV/2\Pi fs)I_{1t} .$$

2 Expérimentation

2.1: -Sur quelles grandeurs faut-il agir pour régler fs , V ?

-En faisant une approximation "grossière" expliquer comment on peut maintenir

$V/\omega s = cte$? (action sur n ? sur le ?)

-Proposer une méthode de démarrage souple et simultanée des deux bancs (machine frein non excitée, non chargée)

- Donner le schéma du montage .

correction: -en réglant n vitesse de la machine à courant continu on règle $fs = pn$

-en réglant n et le on règle V ou plutôt $Ev = Kn\Phi_m$ de la machine synchrone

-en maintenant $I_e = cte$ on obtient $V/\omega s \# cte$ aux chutes de tension dans les inductances cycliques synchrones près pour une vitesse quelconque .

-procédé de démarrage : disposer entre la machine synchrone et la machine asynchrone un interrupteur triphasé (avec appareils de mesure voltmètre , ampèremètre , double wattmètre) ; l'interrupteur étant ouvert , entraîner la machine synchrone par la machine à courant continu à ns , régler I_e tel que $V/fs = 220/50 = 4,4$, arrêter la machine à courant continu , fermer l'interrupteur , démarrer progressivement M.C.C. (en jouant sur sa tension d'induit) à la valeur de I_e réglée précédemment , la M.A.S. démarrera ainsi progressivement et $V/fs = cte = 4,4$.

Nota : En fait si l'on charge la M.A.S. à l'aide de la G.B. , V et fs vont varier (chute de vitesse de la M.C.C. , réactance synchrone de la M.S.) , on rectifiera la vitesse de la M.C.C. par sa tension d'induit pour que n reste constante (donc fs) et I_e tel que V/fs reste constante.

exemple : à $ns = 1500/\text{mn}$ il faudra rectifier I_e pour conserver $U = 380v$ quelle que soit la charge.

Nota : on pourrait aussi démarrer la M.C.C. , l'interrupteur étant fermé , $I_e = 0$ et exciter très progressivement la M.S., alors la M.A.S. va démarrer brutalement avec un appel de courant important (attention aux appareils de mesure ...).

2.2: Pour trois valeurs de fs : 20Hz, 40Hz, 60Hz et $V/fs = cte$ prédéterminer $Te = f(\Omega)$,

$I_{1t} = f(\Omega)$, $Pa = f(\Omega)$ en tenant compte des hypothèses simplificatrices, puis relever les courbes réelles , comparer , conclure .

correction : voir les courbes sur la page suivante .

Les relevés ont été faits à l'aide d'un tachymètre mesurant $n1$ de M.C.C. (d'où Ωs),

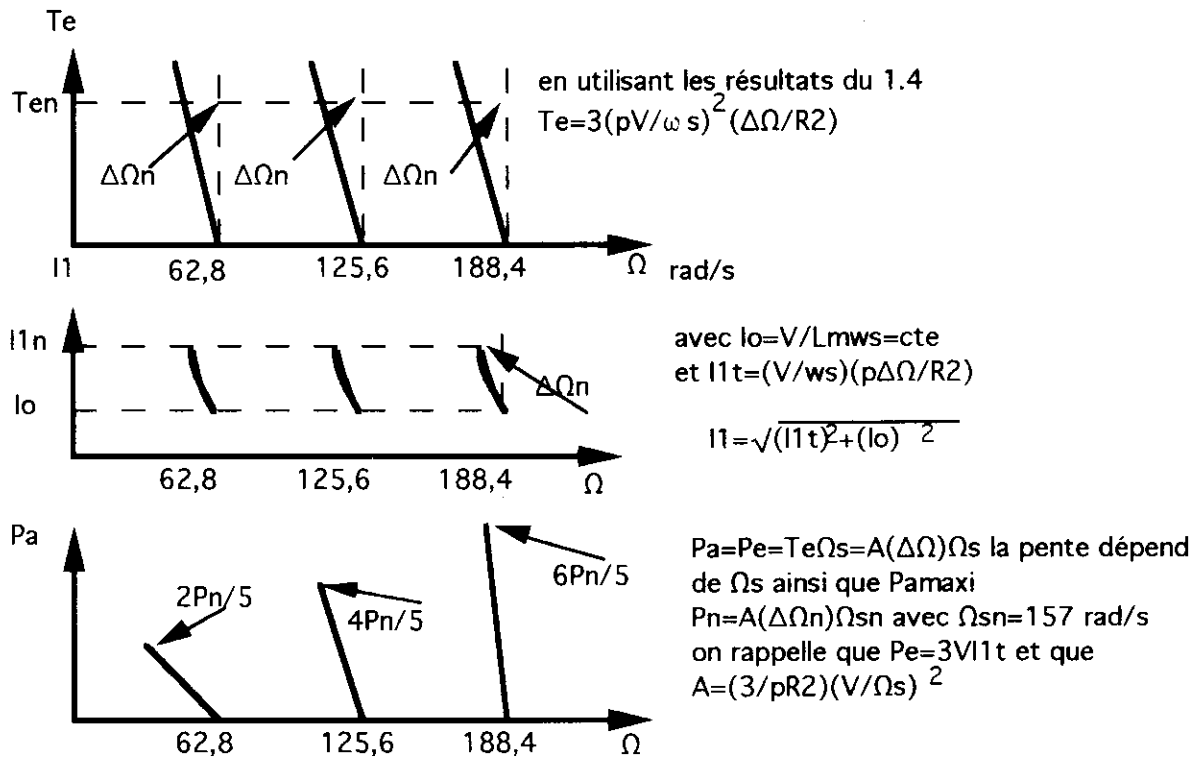
$n2$ de M.A.S. (d'où Ω), en rectifiant à l'aide de I_e de façon à ce que $V/fs = 4,4$; I_{1t} à l'ampèremètre, Pa au double wattmètre, Tu à l'aide de la G.B.

Nota : Si on veut travailler à faible fréquence ($fs < 10\text{Hz}$) nos hypothèses simplificatrices ne sont plus acceptables : influence de la résistance statorique qui ne permet plus de rester à $\Phi_m = cte$ si $V/fs = cte$, influence des pertes joules statoriques, pour retrouver une caractéristique $Te = f(\Omega)$ parallèle aux autres il faut renforcer le quotient V/fs .

2.3: Si nous négligeons $L2$ dans le schéma équivalent, imaginons un système permettant de maintenir $\Delta\Omega = cte$ d'où $Lm\omega s/(R2\omega s/p\Delta\Omega) = cte$ donc $I_0/I_{1t} = cte$, en remarquant que

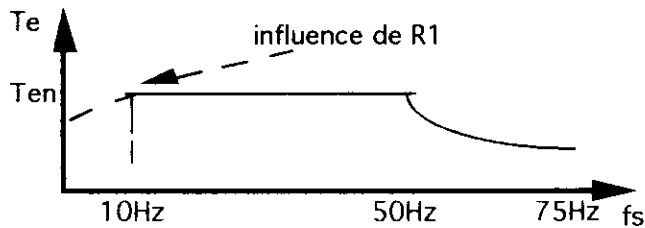
$Te = k\Phi I_{1t} \# k'(I_0 I_{1t}) \# k''(I_{1t})^2$ alors si nous pilotons le courant I_{1t} nous pilotons le couple. Nous avons mis en oeuvre cette technique dans un projet B.T.S.1994: Kart entraîné par une M.A.S. associée à un onduleur triphasé, alimentation par batteries.

Voir article dans un prochain bulletin.



2.4: Relever $T = f(\Omega)$ pour $I_1 = I_{1n}$, f_s variant de 10Hz à 50Hz en maintenant $V/f_s = 4,4$, puis pour 75Hz $> f_s > 50$ Hz avec $V = 220$ v. Que représente cette courbe ? Justifier son allure ; estimer $\Delta\Omega$ pour $f_s = 75$ Hz.

correction : $10 < f_s < 50$ Hz si $I_1 = cte$ alors $\Delta\Omega = cte$ alors $T_e = cte$, si $f_s > 50$ Hz et $V = cte$ I_0 diminue quand f_s augmente ; en négligeant I_0 devant I_{1t} $I_1 = cte$ alors $I_{1t} = cte$ alors $\Delta\Omega/\Omega_s = cte$, alors $T_e \Omega_s = cte = 3/pR2(V)^2 \Delta\Omega/\Omega_s$ d'où $P_e = cte$ et $p_{jrotor} = cte = p_{jrotor}$; allure hyperbolique, fonctionnement dit à puissance constante .



exemple: $f_s = 75$ Hz, $f_{sn} = 50$ Hz alors $\Delta\Omega = \Delta\Omega_n * (1,5)$ et $T_{emaxi} = T_{en} / 1,5$.

BOUCHER. F et DESNE. P L.Y.T. JEAN JAURES 95100 ARGENTEUIL
D'après une idée de J.P.HUGELE.(sujet B.T.S. 1984)

MACHINE ASYNCHRONE

COMMANDE EN COURANT ; AUTOPILOTAGE FREQUENTIEL

Mme Le Bihan Lycée Jules Ferry 78000 Versailles 

On souhaite dans beaucoup d'applications contrôler le couple délivré par une machine, dans un premier temps en régime statique , puis en régime dynamique .

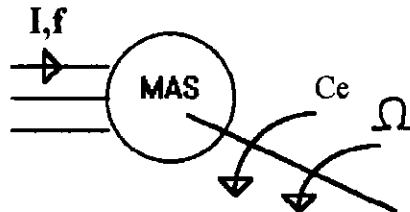
Pour ce faire , il est nécessaire de choisir une commande de la machine en déterminant les grandeurs permettant d'assurer ce contrôle.

Prenons pour exemple la machine à courant continu; pour imposer son couple électromagnétique dont l'expression est $C_e = k\Phi I$, il faut imposer le flux inducteur Φ et le courant d'induit I .

Posons-nous maintenant la question : savons nous contrôler le couple d'une machine asynchrone ?

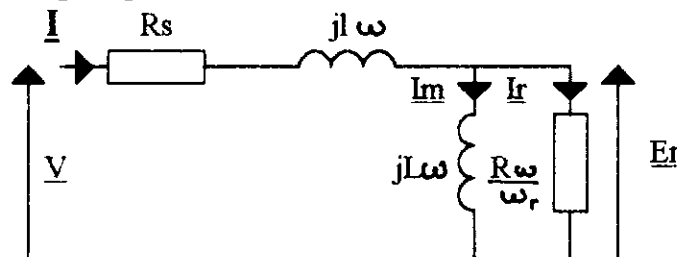
I Commande en courant

Dans un premier temps on peut proposer pour contrôler le couple une commande en courant , c'est à dire que l'on impose les courants de ligne sinusoïdaux triphasés de valeur efficace I et de fréquence f constantes .



Les grandeurs de commande sont donc I et f .

Le schéma équivalent approprié pour faire cette étude est le schéma équivalent avec fuites globalisées ramenées au stator ; ce schéma équivalent ne comporte aucune approximation mais suppose le circuit magnétique de la machine linéaire :



Rappel : R_s est la résistance statorique par phase . l est l'inductance de fuites et vaut σL_s , L est l'inductance magnétisante et vaut $(1-\sigma)L_s$; R est la résistance rotorique ramenée au stator. ω_r est la pulsation des grandeurs rotoriques. La constante de temps rotorique est τ_r et $\tau_r = L/R = L_r/R_r$; σ est le coefficient de Blondel ; L_s = inductance cyclique statorique ; L_r = inductance cyclique rotorique; R_r est la résistance rotorique par phase.

a) caractéristique de couple $C_e = f(\Omega)$ à I et f constants

En exprimant la puissance électromagnétique $P_e = 3R \frac{\omega}{\omega_r} I_r^2$ sachant que $P_e = C_e \omega / p$

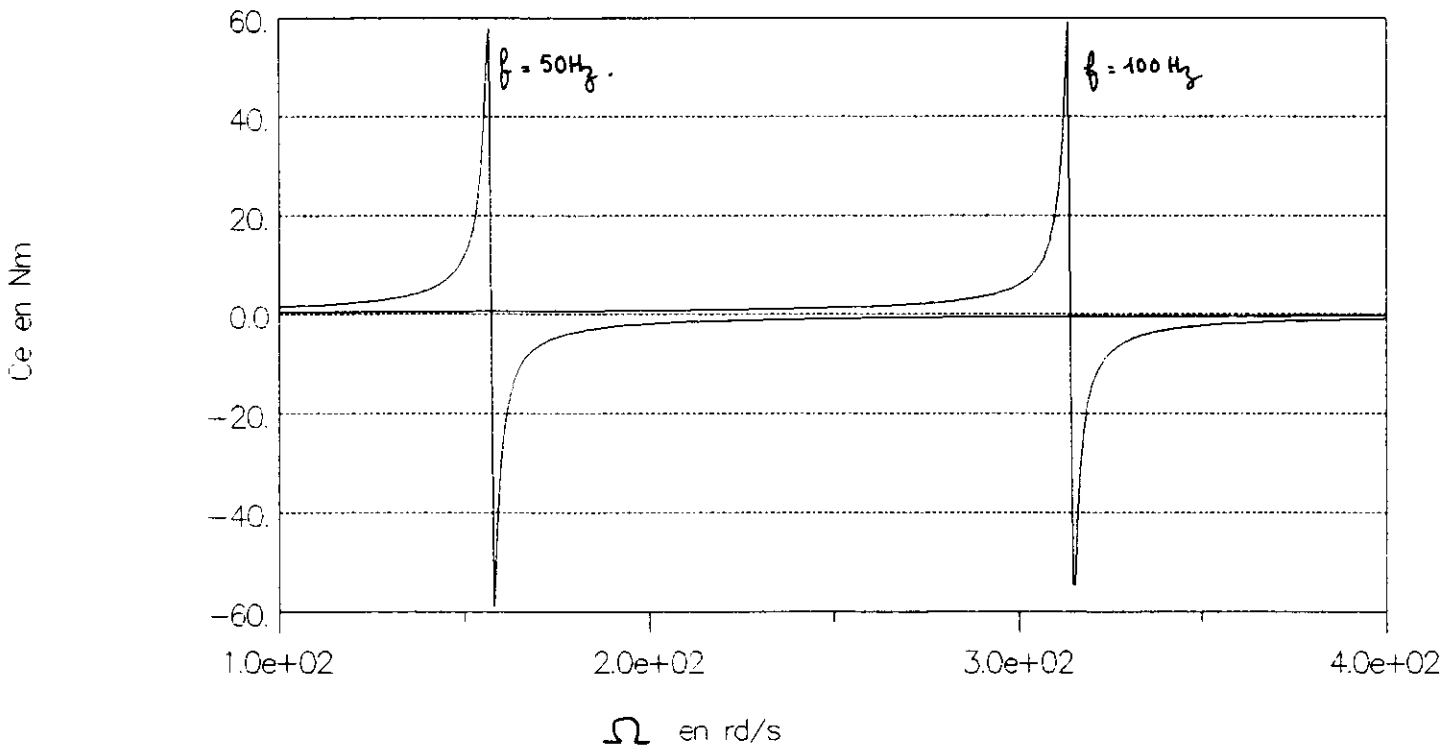
(p étant le nombre de paires de pôles), on trouve :

$$C_e = 3pI^2L^2 \frac{R\omega_r}{R^2 + L^2\omega_r^2}$$

Traçons deux courbes correspondant à $I=50A$ $f=100Hz$ et $I=50A$ $f=50Hz$ avec les valeurs suivantes: $p=2, L=7.916mH$, $l=199\mu H$, $R_s=11.35m\Omega$, $R=11.28m\Omega$ et $\omega = \omega_r + p\Omega$

$$C_e = f(\Omega)$$

$I=50A$ $f=100Hz$ et $50Hz$



Conclusion: La commande en courant qui consiste à imposer la valeur efficace des courants ainsi que leur fréquence ne permet pas d'imposer le couple

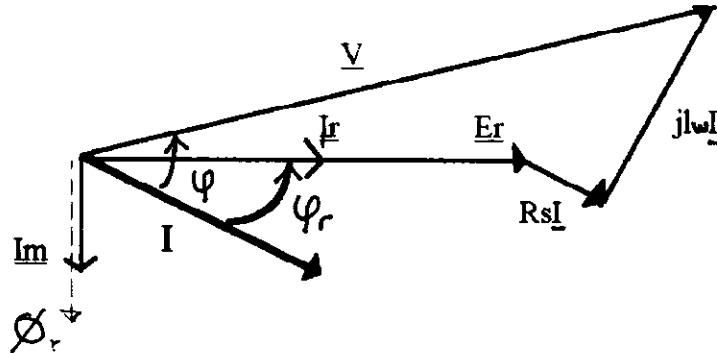
Remarque : Lorsqu'on impose I , la tension V est imposée par le point de fonctionnement c'est à dire par la machine et sa charge mécanique. On a indiqué sur une caractéristique quelques valeurs de V .

On constate que le couple ne prend des valeurs non négligeables que lorsque I_m et I_r existent simultanément c'est à dire dans un intervalle de vitesse réduit. Ce type de commande impose I mais laisse évoluer librement I_m et I_r . I se partage en I_m et I_r suivant les valeurs des deux impédances $L\omega$ et $R\omega/\omega_r$ dont la valeur dépend de ω_r , donc de Ω .

II Contrôle du couple

a) mise en évidence des grandeurs de contrôle

D'après ce qui précède, pour imposer le couple d'une machine asynchrone en régime permanent il faut imposer les valeurs de Φ_r et I_r et il est équivalent de dire : il faut imposer les valeurs de I_m et I_r . Représentons le diagramme vectoriel de la machine correspondant au schéma équivalent choisi :



A partir de là deux présentations sont possibles, rigoureusement équivalentes:

1) On raisonne sur les expressions des courants I_m et I_r et sur la première expression du couple:

$$I_m = I \frac{R}{\sqrt{R^2 + L^2 \omega_r^2}} ; I_r = I \frac{L \omega_r}{\sqrt{R^2 + L^2 \omega_r^2}} ; C_e = 3pL^2 I^2 \frac{R \omega_r}{R^2 + L^2 \omega_r^2}$$

Les valeurs de C_e , I_m et I_r ne dépendent que de I et ω_r .

Imposer le couple est équivalent à imposer I et ω_r

2) On introduit l'angle φ_r représenté sur le diagramme et tel que $\tan \varphi_r = I_m / I_r$.

Les expressions de I_m , I_r , $\tan \varphi_r$ et C_e deviennent :

$$I_m = I \sin \varphi_r ; I_r = I \cos \varphi_r ; \tan \varphi_r = \frac{1}{\omega_r \tau_r} ; C_e = 3pLI^2 \sin 2\varphi_r$$

Les valeurs de I_m , I_r et C_e ne dépendent que de I et φ_r . Ces résultats rejoignent l'étude précédente car à une valeur de φ_r correspond une valeur de ω_r . Faire intervenir l'angle φ_r permet de faire un rapprochement avec la machine synchrone dont on contrôle le couple en imposant par exemple le courant I comme ici, le flux inducteur Φ et l'angle ψ par autopilotage. Imposer ω_r c'est à dire φ_r revient à faire un autopilotage.

Imposer le couple est équivalent à imposer I et φ_r

b) explications

Revenons à l'expression du couple. En exprimant la puissance électromagnétique sous une autre forme $P_e = 3E_r I_r$ on obtient une nouvelle expression du couple : $C_e = 3p \frac{E_r}{\omega} I_r$.

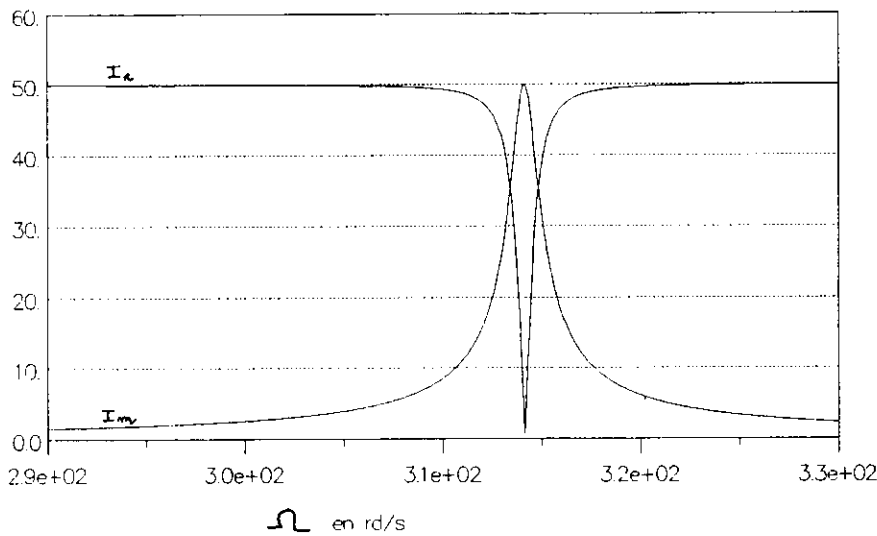
Nous savons d'autre part qu'il existe une relation entre E_r et le flux résultant rotorique Φ_r , $E_r = j\omega\Phi_r$, et d'autre part que ce flux résultant est lié à I_m par la relation $\Phi_r = LI_m$ ce qui donne une nouvelle expression du couple:

$$C_e = 3p\Phi_r I_r = 3pLI_m I_r$$

L'existence d'un couple est lié à l'existence simultanée du flux Φ_r et du courant I_r , c'est à dire aux valeurs des courants I_m et I_r .

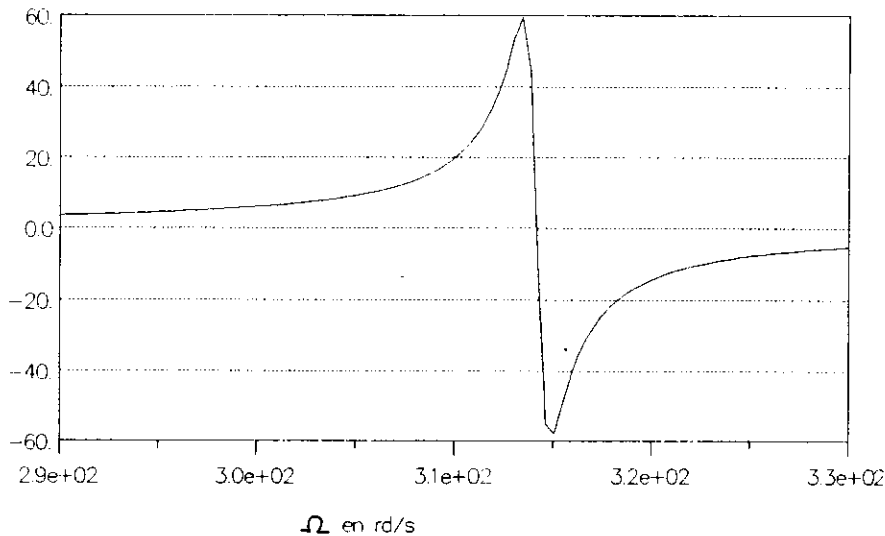
Façons les graphes des fonctions donnant ces deux courants en fonction de Ω et comparons-les à celle qui donne le couple en fonction de Ω .

Im et Ir en A



courants I_m et I_r
 $I = 50A$ $f = 100Hz$

Ce en Nm



$C_e = f(\Omega)$
 $I = 50A$ $f = 100Hz$

Si l'on choisit la valeur de $\omega_r = 1/\tau_r = 1,42$ rd/s conduisant au courant minimal la valeur de la tension V est trop élevée de l'ordre de 600V. Si l'on souhaite une tension de 220V, on sera conduit à choisir une valeur ω_r de 12.9 rd/s

**V et I ne sont pas minimales pour la même valeur de ω_r
un compromis sera nécessaire**

c3) La valeur de $\cos \varphi$

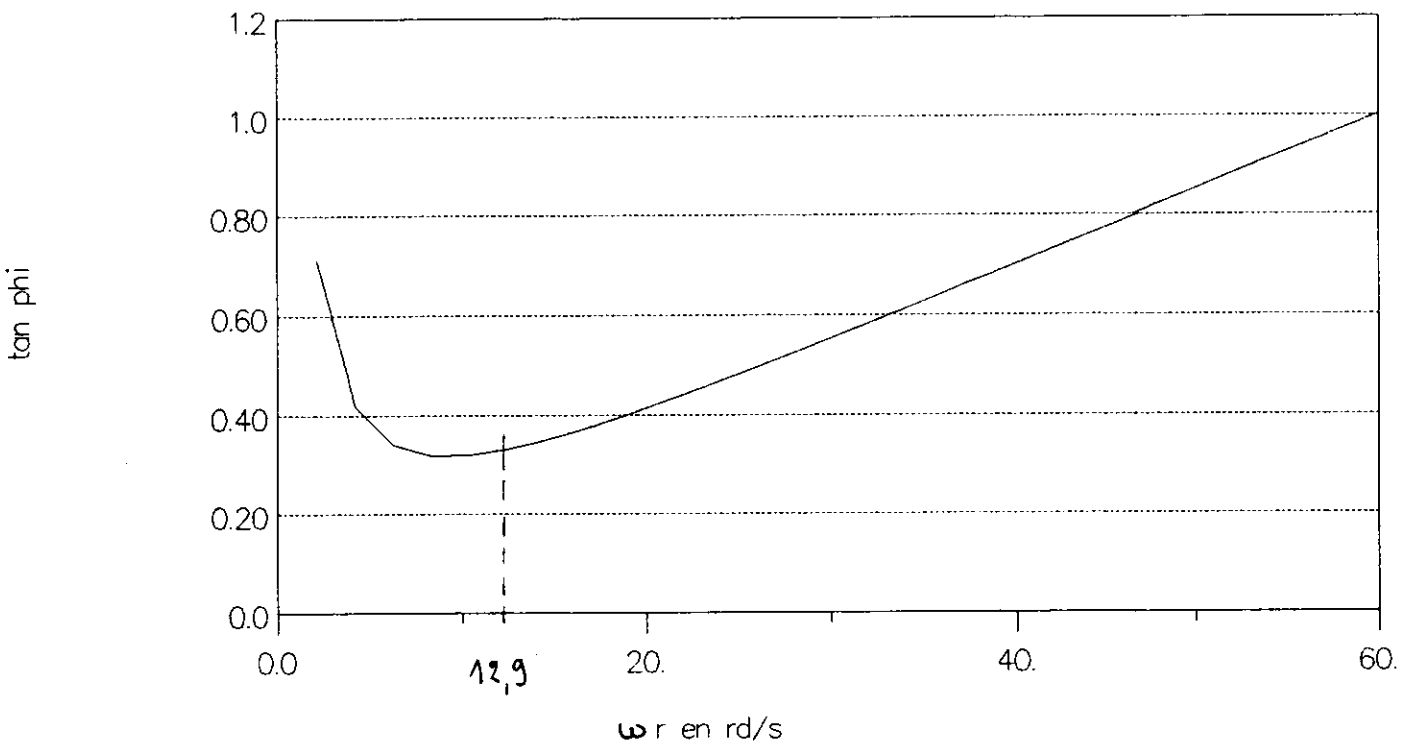
Afin de réduire le dimensionnement du convertisseur, on souhaite travailler à $\cos \varphi$ le plus grand possible ; en effet les valeurs imposées de C_e et Ω correspondent à une valeur de puissance que le convertisseur devra fournir (aux pertes près) et les valeurs de V et I seront d'autant plus faibles que $\cos \varphi$ sera grand. Traçons le graphe de $\tan \varphi$ en fonction de ω_r dont l'expression est :

$$\tan \varphi = \frac{L\omega(1 - \cos 2\varphi_r) + 2l\omega}{L\omega \sin 2\varphi_r + 2R_s}$$

et $\omega = \omega_r + p\Omega$

$$\tan \varphi = f(\omega_r)$$

$$C_e = 563 \text{ Nm} \quad \Omega = 351 \text{ rd/s}$$



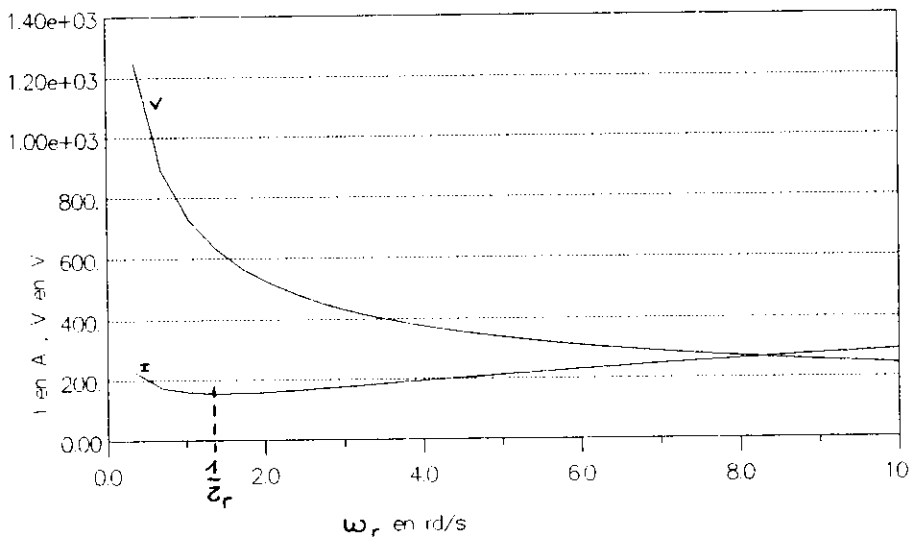
c2) La valeur de V

La valeur de V, valeur efficace d'une tension simple, dépend des valeurs de I, ω_r et de la vitesse Ω . On détermine la valeur de V en calculant la valeur de l'impédance du schéma équivalent ; on trouve :

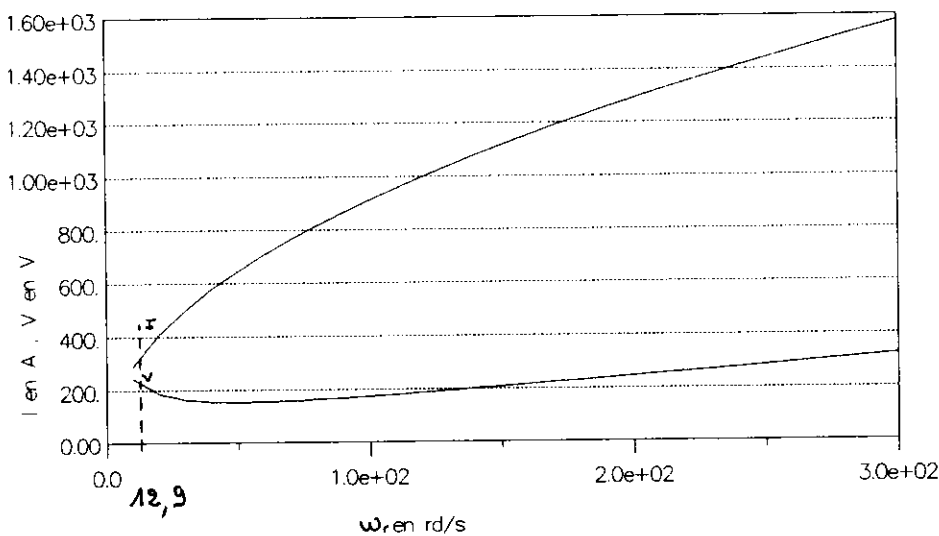
$$V(\omega_r) = I(\omega_r) \sqrt{\frac{(RR_s - L\omega\omega_r)^2 + (R_sL\omega_r + R\omega(L+1))^2}{R^2 + L^2\omega_r^2}}$$

avec $\omega = \omega_r + p \Omega$

Traçons les graphes de V(ω_r) et I(ω_r) pour une valeur de couple $C_e = 563 \text{ Nm}$ et pour une vitesse $\Omega = 351 \text{ rd/s}$



I, V fonction de ω_r
 $C_e = 563 \text{ Nm}$ $\Omega = 351 \text{ rd/s}$



I, V fonction de ω_r
 $C_e = 563 \text{ Nm}$ $\Omega = 351 \text{ rd/s}$

b) réalisation

On doit donc pour imposer le couple, imposer les valeurs de I et ω_r . La pulsation des grandeurs statoriques n'est plus une grandeur de commande, mais est élaborée à partir des grandeurs ω_r et Ω (vitesse angulaire de rotation qui doit être captée). Etablissons une relation entre ces grandeurs :

$$\omega_r = |g| \omega \text{ avec } |g| = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \text{ pour un fonctionnement moteur } (g > 0)$$

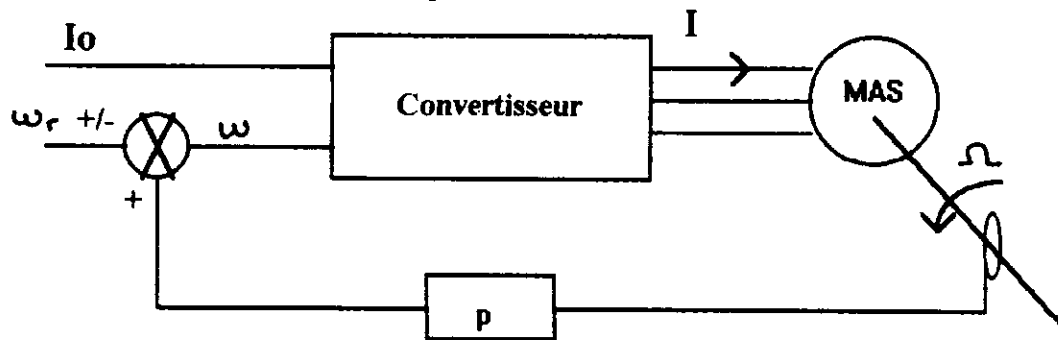
$$|g| = \frac{\Omega - \Omega_s}{\Omega_s} \text{ pour un fonctionnement génératrice } (g < 0)$$

$$\text{et } \omega = p\Omega_s$$

on obtient : $\omega = \omega_r + p\Omega$ pour un fonctionnement moteur

$\omega = -\omega_r + p\Omega$ pour un fonctionnement génératrice

On réalise ainsi un autopilotage fréquentiel. Il se fait grâce à un convertisseur qui est un onduleur de courant. Le schéma est représenté en suivant:



La grandeur de sortie du convertisseur n'est pas sinusoïdale, on raisonne sur le fondamental que l'on note I

I_0 et les commutations du convertisseur fixent la valeur de I .

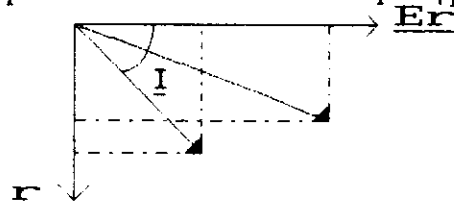
ω_r et Ω fixent la valeur de ω .

c) stratégie de commande

Pour une valeur de couple souhaité à une valeur de Ω imposée par la charge, il existe plusieurs couples de valeurs I, ω_r . Examinons les différentes grandeurs qui permettront d'élaborer une stratégie pour faire ce choix.

c1) La valeur de I

En reprenant la relation $C_e = 3pLI^2 \sin 2\varphi_r$ on constate que pour un couple donné, I est minimal lorsque $\sin 2\varphi_r$ est maximal c'est à dire lorsque $\varphi_r = \pi/4$ alors $\tan \varphi_r = 1$ et $\omega_r = 1/\tau_r$



Pour un couple donné, le courant I est MINIMAL lorsque $\omega_r = 1/\tau_r$

On pourrait également énoncer ceci en disant : pour une valeur de I , le couple est maximal lorsque $\omega_r = 1/\tau_r$.

De même que pour V , un compromis est nécessaire; la valeur de $\omega_r=12,9$ rd/s conduit à une valeur de $\cos\varphi$ pratiquement maximal.

**Le choix de I et $\cos\varphi$ ne sont pas optimaux pour la même valeur de ω_r
un compromis sera nécessaire**

c4) La fréquence f

Elle est égale à $\omega/2\pi$ et dépend de ω_r et de Ω . A une valeur de Ω donnée, le choix d'une valeur élevée de ω_r conduit à une fréquence élevée.

III Différences entre modèle et réalité

Le modèle utilisé ne tient pas compte de la saturation. Si le circuit magnétique de la machine n'est pas linéaire, le flux Φ_r n'est plus proportionnel au courant I_m ; l'inductance L n'est plus constante. Il sera donc inutile d'augmenter I_m au delà de la valeur correspondant à la saturation.

La résistance rotorique dépend de la température de fonctionnement. La résistance R du schéma équivalent est donc variable. Lorsque la température augmente la résistance augmente et le couple diminue. Si l'on veut faire une prédétermination correcte, il faut tenir compte de cette variation.

IV Conclusion

Cette commande en courant avec autopilotage fréquentiel est utilisée en traction sur les automotrices à deux niveaux Z20500 du RER de la région parisienne. Les valeurs numériques de l'article correspondent aux machines asynchrones de cette application et dans un article d'un prochain numéro de la revue 3EI, on étudiera l'association machine - convertisseur de cette application.

La commande de couple ainsi réalisée convient à des systèmes dont les constantes de temps sont grandes devant les constantes de temps électromagnétiques de la machine asynchrone, par exemple devant la constante de temps rotorique. Dans ce cas on a pratiquement une suite de régimes statiques. Dans le cas contraire, il serait nécessaire de contrôler le couple en régime dynamique et d'utiliser une commande vectorielle.

Sur le plan pédagogique, l'étude de cette commande est très intéressante, en l'état actuel des connaissances de nos élèves, car elle permet :

- de montrer la nécessité d'autopilotage pour contrôler le couple d'une machine alternative
- de déterminer les grandeurs dont dépend le couple d'une machine asynchrone, c'est à dire deux courants en quadrature, l'un, I_m , "générateur" de flux et l'autre, I_r , "générateur" de couple.
- d'introduire des grandeurs (comme la constante de temps rotorique) qui seront utilisées dans la commande vectorielle.

V Bibliographie

Problème d'agrégation interne de physique appliquée Sept 94

ETUDE D'UN SEMICONDUCTEUR DE PUISSANCE : L' IGBT

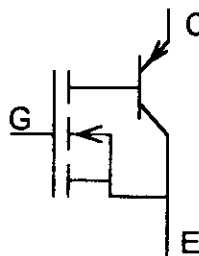
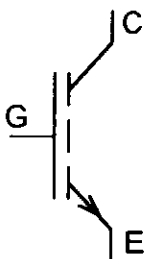
0 - Introduction

L'évolution des convertisseurs d'énergie pour la commande des machines électriques est liée pour beaucoup aux progrès réalisés dans le domaine des semiconducteurs de puissance.

- On demande des composants "rapides", capables par exemple de commuter plusieurs dizaines d'ampères à 25 kHz.
- On cherche à réduire au maximum les pertes dans ces composants.
- On cherche des composants faciles à commander (la commande en tension est préférable).
- On veut des composants robustes admettant des pointes de courant et rendant possible la protection rapprochée contre les courts circuits.

L'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) est un composant nouveau qui semble répondre à toutes ces exigences. Il résulte d'une combinaison des technologies MOS et bipolaire et a su prendre les avantages de chacun des composants de base, le transistor MOSFET et le transistor bipolaire.

- Il se commande comme un MOSFET (commande en tension et pas de temps de stockage).
- Son circuit de puissance a des caractéristiques proches de celles du transistor bipolaire.



- La densité de courant permise dans un IGBT est couramment supérieure à celle d'un bipolaire et toujours supérieure à celle d'un MOS pour une même chute de tension directe.

- La tenue en tension de l'IGBT est semblable à celle d'un transistor bipolaire base en l'air.

I - Objectifs

A partir d'une structure de commutation de type hacheur abaisseur :

- Evaluer les pertes par conduction dans l'IGBT et dans la diode de roue libre.
- Observer les courant et tension de grille de l'IGBT et l'effet de la résistance de grille sur la rapidité de commutation.
- Observer le blocage et la saturation de l'IGBT et l'effet du I_{RM} de la diode.
- Evaluer les pertes par commutation.

II - Manipulation

Voir description de la maquette figures 3 et 4.

1- Avertissement: L'IGBT est protégé par son circuit intégré de commande l'IR2121 contre les courts circuits. Cette protection n'agit pas en cas d'erreur de manipulation; mauvais câblage, faute de masse, court circuit avec sonde de l'oscilloscope etc...

Par conséquent il vous est demandé:

- d'effectuer un câblage soigné.
- de faire attention à la polarité des alimentations continues.
- de laisser en permanence l'unique masse de l'oscilloscope reliée au point test "GND" de la maquette
- de couper les alimentations avant de déplacer les sondes de l'oscilloscope.
- de ne pas dépasser 15 ampères dans la charge.

2- Evaluation des pertes par conduction.

a- Dans la diode

Câbler le montage de la figure 1 et relever V_F pour $I_F = 5$ A puis 15 A dans la diode de roue libre.

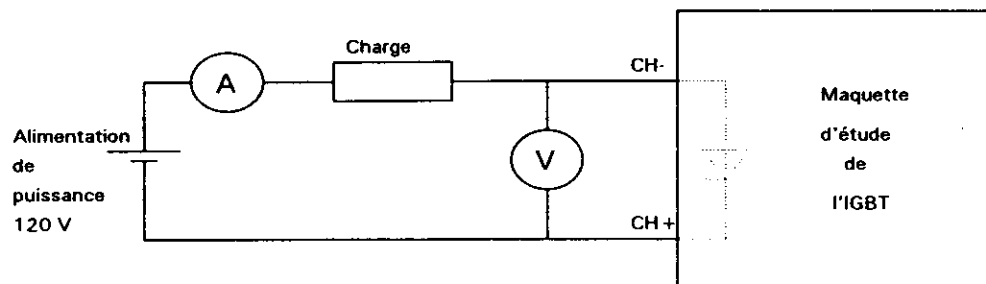


Figure 1

b- Dans l'IGBT

Câbler le montage de la figure 2 et relier V_{IN} à V_{CC} de façon à saturer en permanence l'IGBT. Mesurer la tension entre CH- et HT-. En déduire V_{CESAT} (Le shunt vaut 0.1Ω).

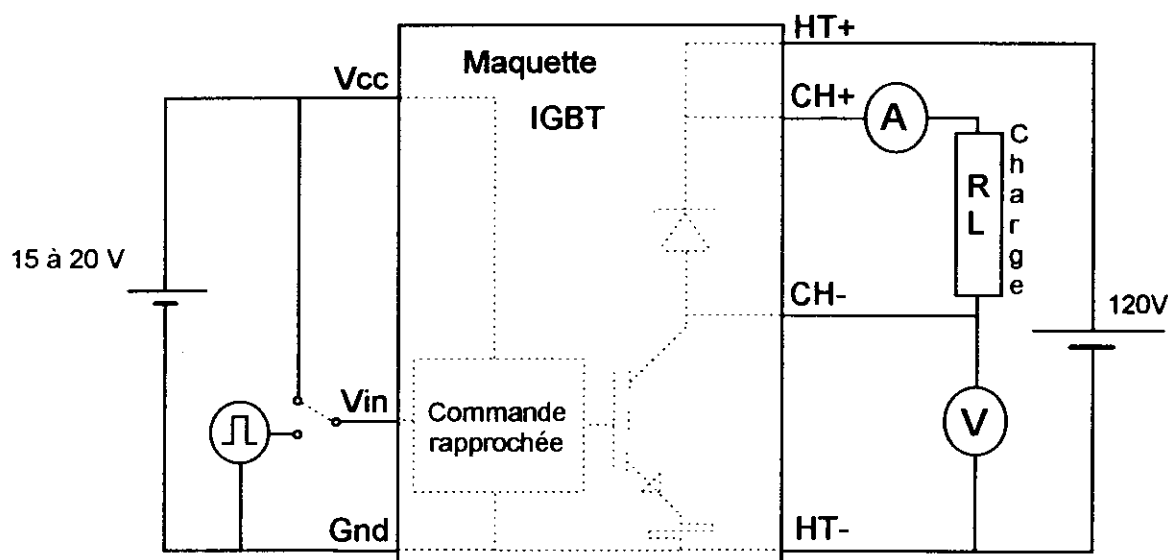


Figure 2

3- Commande de l'IGBT.

L'entrée V_{IN} est maintenant raccordée au générateur de signaux rectangulaires (montage figure 2) et aucun cavalier n'est présent sur la maquette ($R_g = 1k\Omega$). Régler le courant dans la charge à 10 A environ.

Visualiser les tensions aux points I_{G+} et I_{G-} (bornes de la résistance de grille); Faire apparaître l'image du courant de grille en utilisant la fonction différence sur l'oscilloscope. Commenter les résultats. Pour expliquer l'origine du palier sur V_{GE} , on pourra visualiser ces graphes avec le circuit de puissance hors tension (la capacité C_{GC} de l'IGBT n'a alors plus d'influence).

4- Commutation de l'IGBT ($R_g = 1k\Omega$)

Visualiser la tension en CH- (assimilable à V_{CE}) ainsi que l'image de I_C . Pour faciliter l'enregistrement des commutations, l'oscilloscope pourra être déclenché par le signal V_{IN} (synchro externe).

- Pour la saturation puis le blocage de l'IGBT, tracer l'allure du produit $V_{CE} \cdot I_C$ puis évaluer ses pertes par commutation. On fera un calcul d'aire approximatif en assimilant les relevés à une suite de segments de droite (On fera le calcul pour $f = 20$ kHz).
- Expliquer l'origine de la surintensité du courant I_C à la saturation de l'IGBT. A partir des caractéristiques de la diode utilisée, on justifiera les valeurs obtenues.

5- Diminution de la résistance de grille

Placer sur la maquette le cavalier qui permet d'avoir une résistance de grille de 100Ω en série avec la grille.

Visualiser à nouveau les commutations de l'IGBT et commenter les modifications observées.

On pourra par exemple comparer:

- Les temps de retard à la commutation ($t_{d_{on}}$, $t_{d_{off}}$).
- La rapidité de commutation (t_r , t_f)
- Les pertes par commutation.
- Les contraintes sur les composants.
- Les perturbations sur l'environnement (rayonnement).

6- Schéma structurel de la maquette d'étude de l'IGBT.

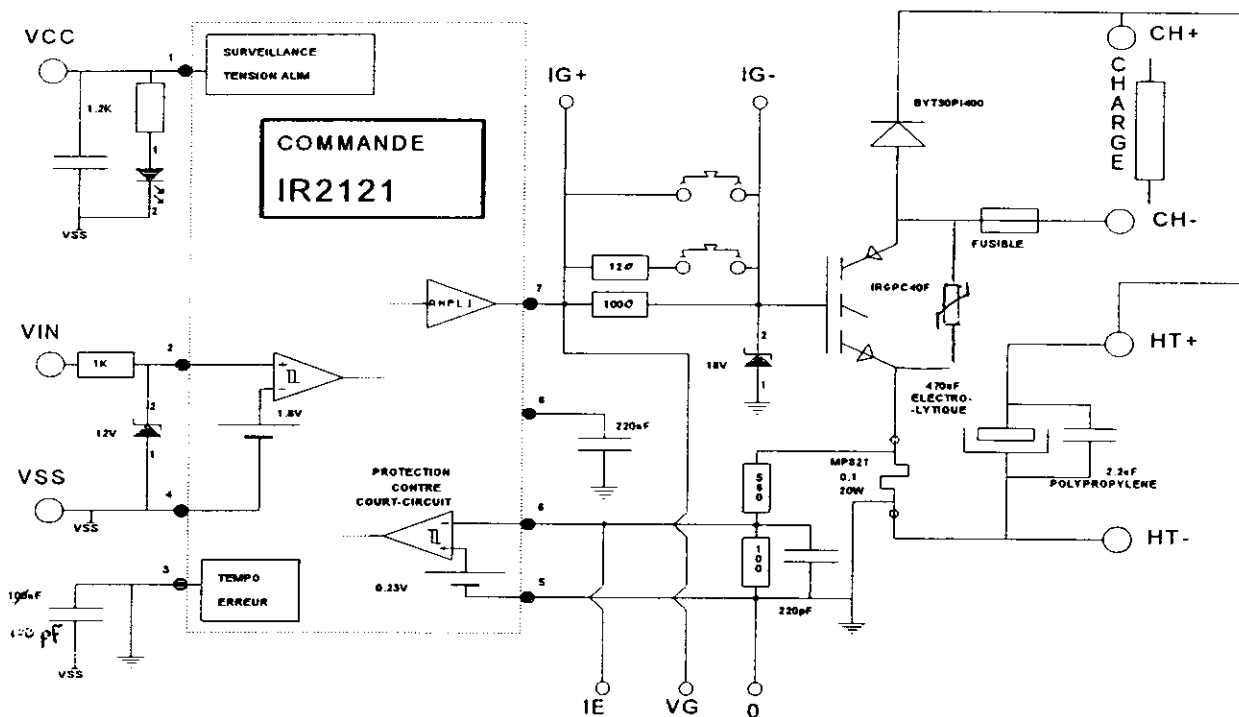
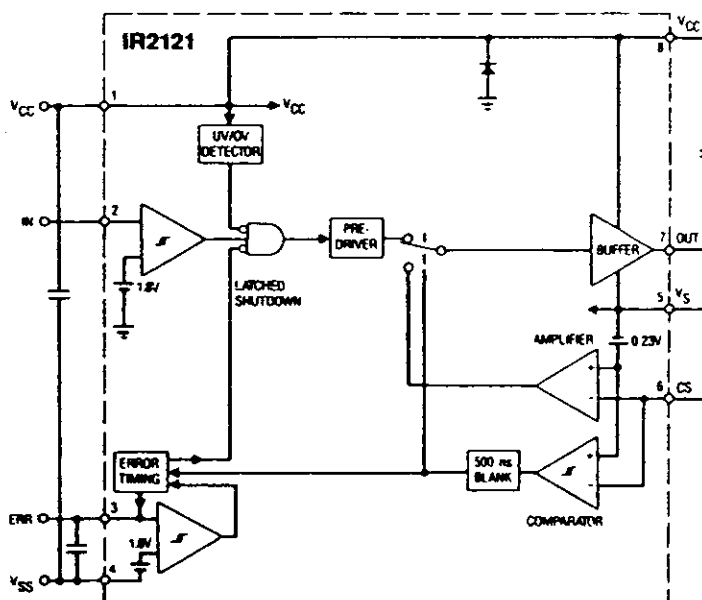


Figure 3

7- Principales caractéristiques du circuit de commande rapproché: L'IR2121.



- Current detection and limiting loop to limit driven power transistor current
 - Trip point at 230 mV with 30 mV hysteresis
 - Leading edge blanking time of 500 ns
- Error pin indicates fault conditions and programs shutdown time
 - Latched shutdown threshold at 1.8V
 - Source current of $100\ \mu\text{A}$ to charge timing capacitor
 - Filter time of $1\ \mu\text{s}$ for noise immunity
- Wide gate drive supply range from 10 to 20V
- Under and over-voltage lockout with hysteresis
- Output driver designed to drive MOS-gated power devices
 - $R_{(on)}$ of pull-up driver typically at 9 ohm
 - $R_{(on)}$ of pull-down driver typically at 3 ohm
 - Switching time of 43/27 ns typical t_r/t_f into 3300 pF load
- Propagation delay time of 140 ns typical

8- Repérage des bornes et points de mesure sur la maquette d'étude de l'IGBT.

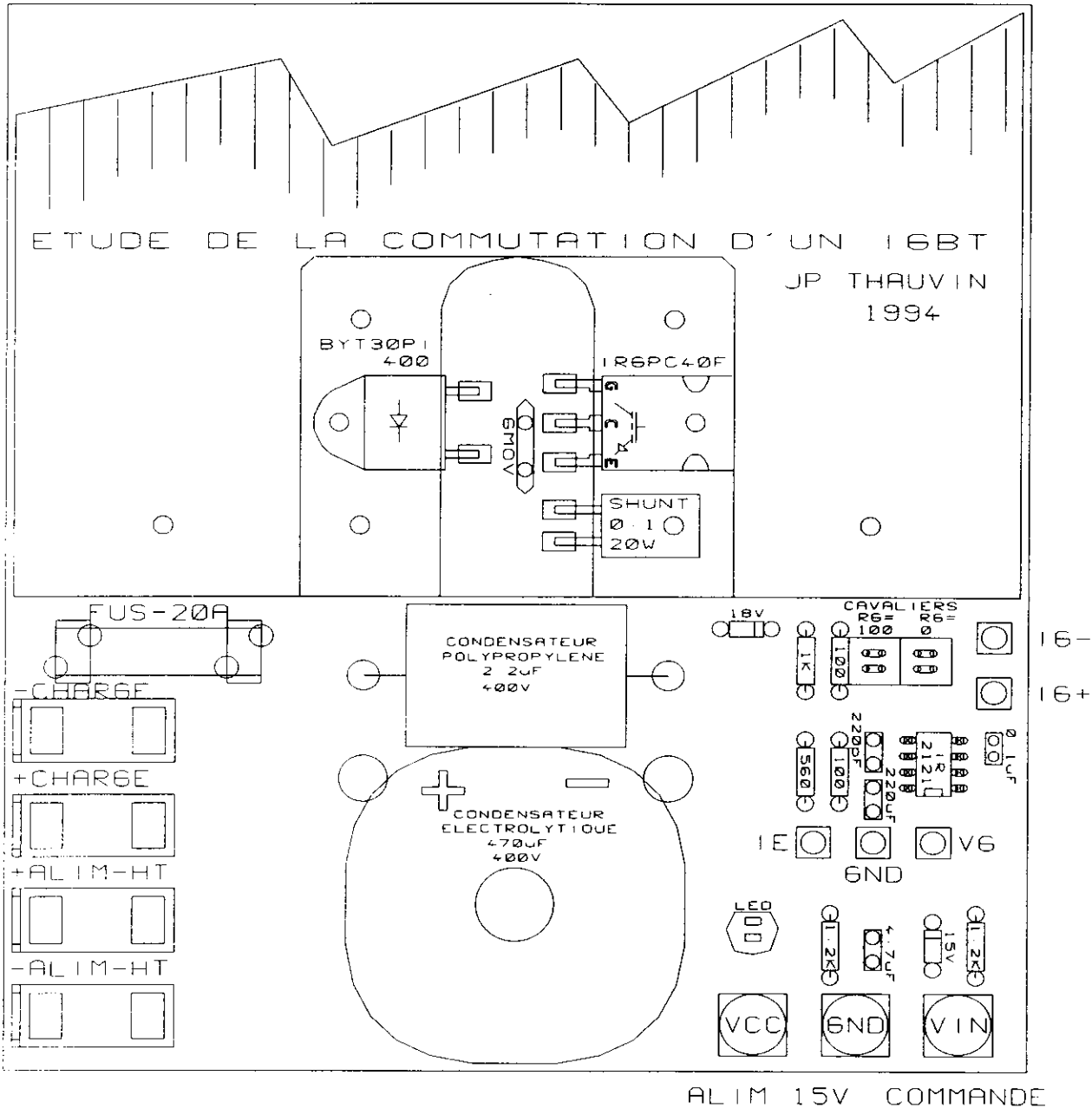


Figure 4

Le shunt porte la référence MP821, fabricant Caddock, fournisseur Radiospares, prix 90F pièce, boîtier TO-220, 0.1Ω, 20W. Ce composant est non inductif (jusqu'à 500 Mhz) et permet d'observer la véritable image du courant dans l'IGBT.

Le condensateur au polypropylène (découplage haute fréquence) est indispensable pour éviter les surtensions qui seraient engendrées par les inductances parasites du câblage.

ETUDE D'UN SEMICONDUCTEUR DE PUISSANCE. Eléments de corrigé.

2-a- Tension directe diode.

$$I_F = 8 \text{ A} \implies V_F = 1.2 \text{ V}$$

(A comparer avec doc. sur diode BYT30PI400: fig. 15)

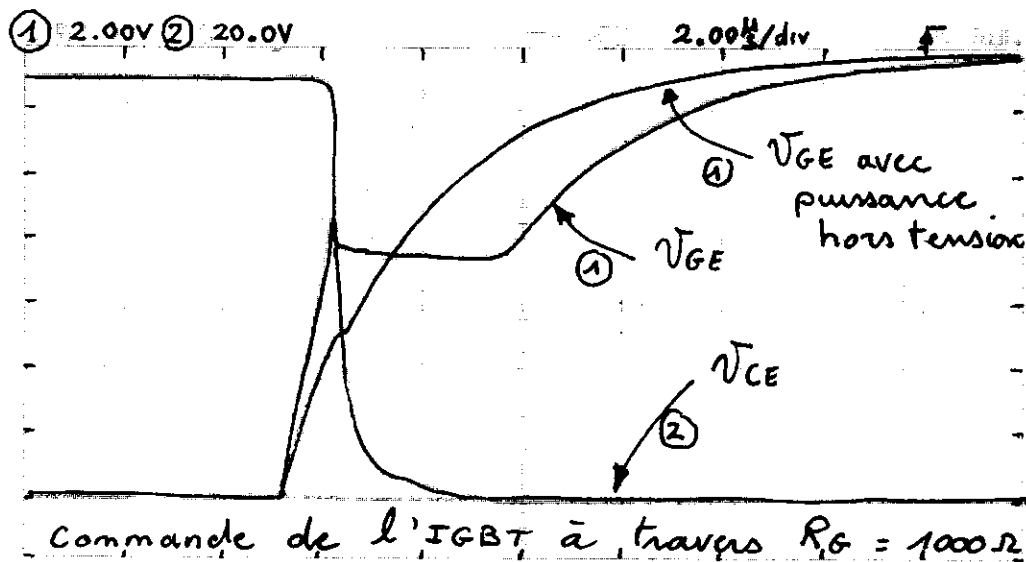
2-b- Tension de saturation IGBT.

$$I_C = 5 \text{ A} \implies V_{CEsat} = 1.1 \text{ V}$$

$$I_C = 8 \text{ A} \implies V_{CEsat} = 1.3 \text{ V}$$

(A comparer avec doc. sur IGBT: fig. 1,2 et 4)

3- Commande de l'IGBT.



La commutation débute pour $V_{GE} \approx 8 \text{ V}$. On explique le palier observé sur la tension V_{GE} par la contre réaction produite par la capacité C_{GC} (ou charge Q_{GC}). C'est l'effet Miller.

On mesure sur le relevé la charge totale fournie à la grille : 34 nC jusqu'à la fin du palier (fin de commutation). Ceci correspond à la donnée constructeur (environ 30 nC).

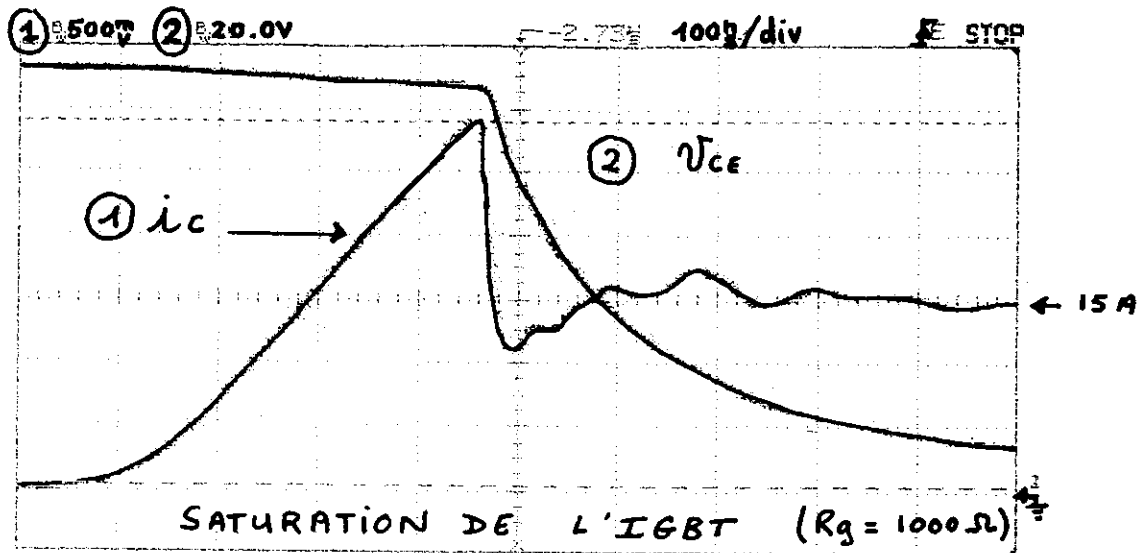
Quand le circuit de puissance est coupé, le couplage collecteur-grille n'a plus aucun effet et le circuit grille-émetteur est assimilable à un condensateur d'environ 3 nF.

4- Commutation de l'IGBT.

Le premier relevé montre la saturation de l'IGBT pour un courant dans la charge de 15 A et une résistance de grille de 1000 Ω . On observe dans l'IGBT le courant inverse de la diode au blocage. Comparons les données obtenues à celles fournies par le constructeur.

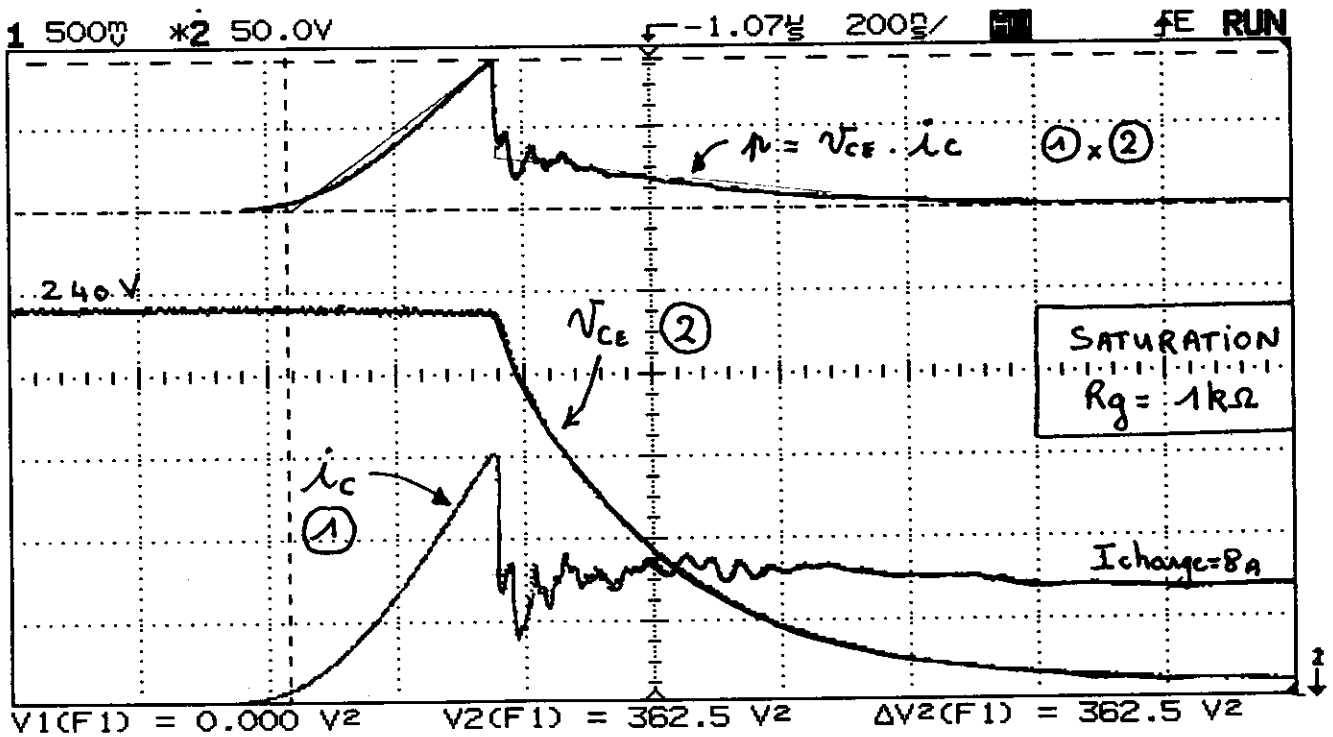
On relève: $I_F = 15 \text{ A}$
 $dI_F/dt = 90 \text{ A}/\mu\text{s}$
 $I_{RM} = 14 \text{ A}$
 $t_{rr} \# t_{fr} = 200 \text{ ns}$

On constate sur la doc. de la diode: $I_F = 30 \text{ A}$
 $dI_F/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$
 $I_{RM} = 8 \text{ A}$
 $t_{fr} = 500 \text{ ns}$
 $T = 100 \text{ }^\circ\text{C}$



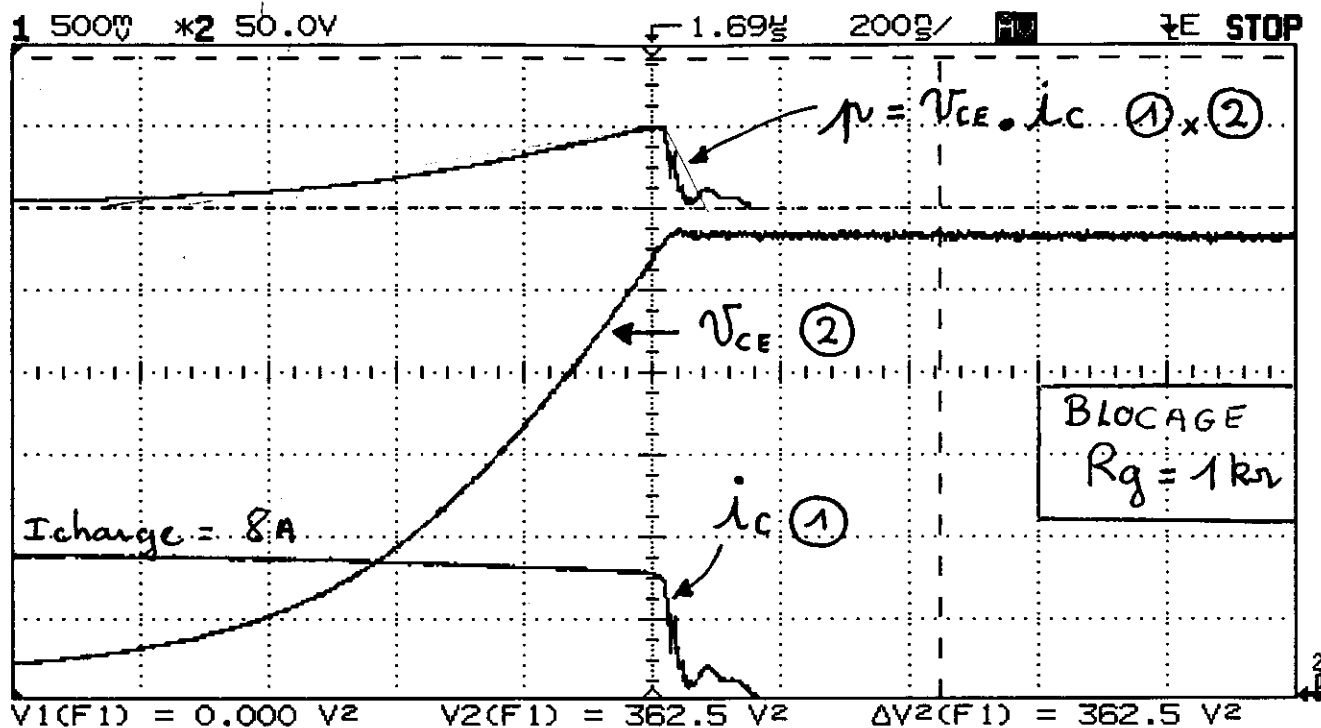
Le relevé ci dessous fait apparaître une saturation de l'IGBT pour 8 A dans la charge et 240 V de tension de puissance. La courbe du haut correspond à la puissance instantanée dans l'IGBT. On peut donc calculer l'énergie dissipée pendant cette saturation:

$$W_{ON} \# (3625W \times 360 \text{ ns})/2 + (1400W \times 700\text{ns})/2 = 1142 \mu\text{J}.$$



Le bloquage de l'IGBT sous 8 A et 240 V a permis le relevé suivant. Comme précédemment, il est possible d'estimer l'énergie perdue lors du blocage:

$$W_{OFF} \# (1000W \times 780 \text{ ns})/2 + (1000W \times 80\text{ns})/2 = 430 \mu\text{J}.$$



Pour un hacheur fonctionnant à 25 kHz, sous 8A et 240V, les calculs précédents conduisent à :

Pertes totales par commutation = $(W_{ON} + W_{OFF}) * f = 40W$.

Pertes totales par conduction < $V_{CEsat} * I_C = 10.4W$

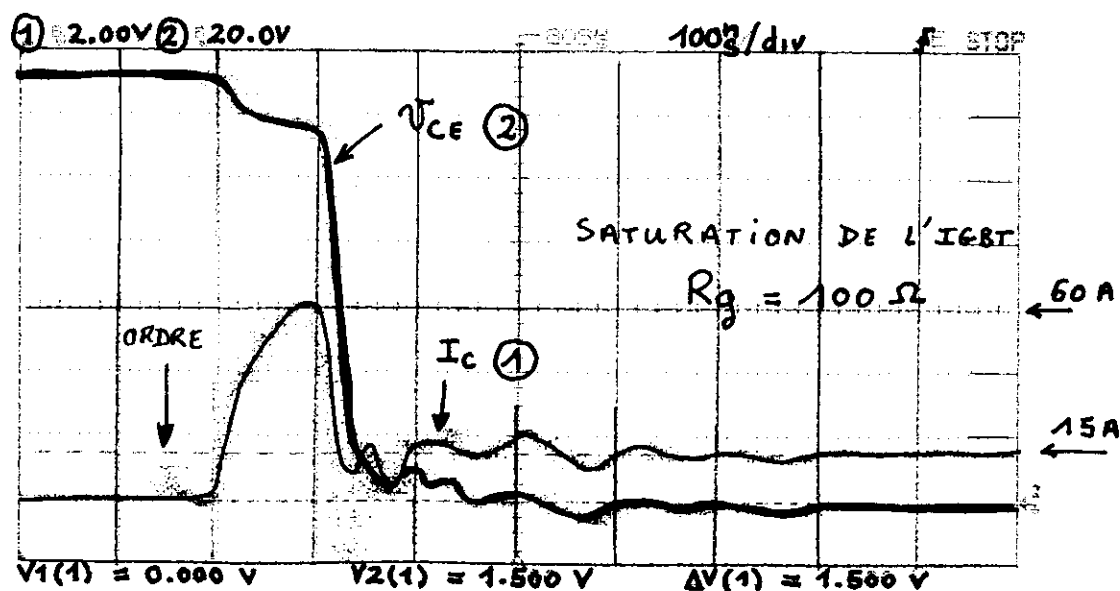
Au blocage de l'IGBT, on observe une « queue de courant », phénomène de traînage qui imposera une augmentation des temps morts dans les montages en demi-pont.

5- Diminution de la résistance de grille ($R_g = 100\Omega$).

Sur le graphe ci-dessous, on observe une saturation de l'IGBT pour 15 A dans la charge. Le dI_F/dt imposé à la diode (environ 800 A/ μs) entraîne un courant inverse dans celle-ci important ($I_{RM} = 45 A$) et une pointe de courant de 60 A dans l'IGBT.

La commutation est beaucoup plus rapide et le temps de retard à la fermeture (t_{dON}) passe d'environ 2 μs à 200 ns. Les pertes par commutation seront un peu plus faibles.

Ces variations rapides (2000V/ μs pour V_{CE}) seront certainement à l'origine de perturbations sur l'électronique environnante.



SERVICE LECTEURS

Notre collègue C. H. Vigouroux, professeur de physique appliquée en terminale STI option électrotechnique, propose contre l'envoi d'une disquette vierge, de fournir deux programmes de sa conception à celles et ceux qui en feraient la demande.

Le premier programme permet aux élèves de tracer les caractéristiques courant et couple en fonction de la vitesse pour un moteur asynchrone dans deux configurations:

- 1) par variation de la résistance d'un rhéostat rotorique.
- 2) par variation de fréquence.

Le tracé des courbes permettra certainement aux élèves de se persuader des avantages et inconvénients de ces techniques. Le logiciel permet également le calcul de nombreuses grandeurs à partir des données essentielles de la machine.

Le second programme permet le tracé de l'onde de tension redressée d'un pont mixte triphasé. Le choix de l'angle de retard à l'amorçage et du nombre d'harmoniques pour reconstituer l'onde, favorisera certainement l'assimilation des séries de Fourier par les élèves.

La prise en main immédiate et le menu bien ciblé évitent la dispersion des élèves dans l'application. Toute demande devra être adressée à:

**LYCEE CARNOT
MR C. H. VIGOUROUX
PROFESSEUR DE PHYSIQUE APPLIQUEE
42300 ROANNE**