



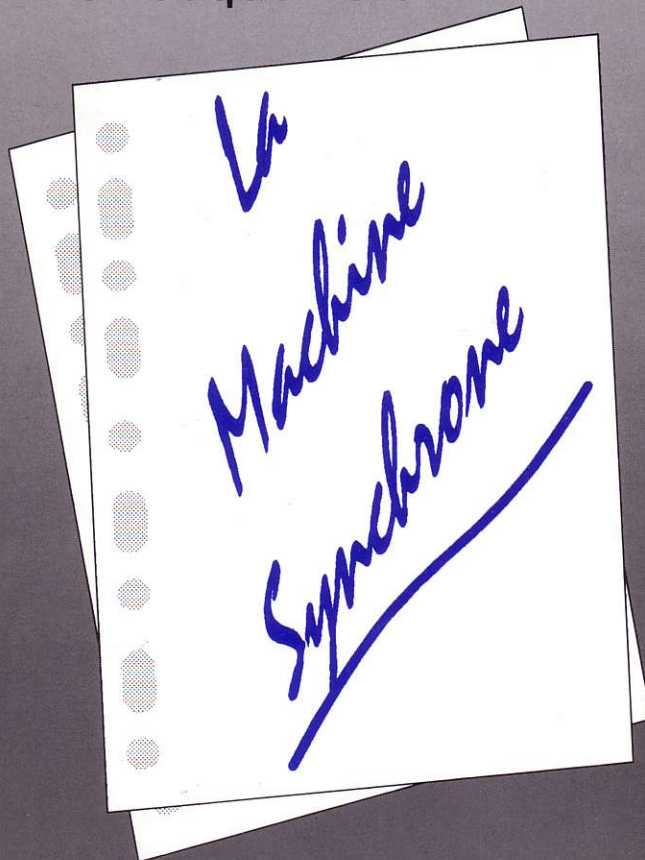
La revue

# 3E.I

ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE



Société des Electriciens et des Electroniciens  
Cercle Thématique 13.01



NUMERO 3

JUIN 1995

ISSN 1252 - 770X



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 **Abonnement**

p IV **Appel à article**

p 1 **Editorial**

p 2 **Bilan des journées 3EI 95**

p 3 **Historique des machines électromagnétiques et plus particulièrement  
des machines à réluctance variable**  
*par B. Multon (LESIR, ENS de CACHAN)*

p 9 **Calcul des machines électriques**  
*par J. F. Brudny et F. Notelet  
(LSEE, Faculté des sciences appliquées de BETHUNE)*

p 21 **Identification paramétrique d'une bobine couplée magnétiquement  
à une cage conductrice**  
*par J. P. Caron (L2EP, ENSAM de LILLE)*

p 29 **Moteur électrique et sa commande pour un treuil d'équipement  
de forage pétrolier**  
*par J. Courault, G. Doussau, G. Gazel, M. Meunier*

p 42 **Forces magnétomotrices, champs tournants**  
*par G. Delavier (lycée de NOGENT sur MARNE)*

p 50 **FICHE TRAVAUX PRATIQUES**  
**Mise en oeuvre et essais d'un entraînement à vitesse variable  
d'une charge visqueuse par machine asynchrone**  
*par A. Cunière et S. Viollin (lycée de MEAUX)*

Chères, chers collègues,

Avec ce numéro trois, nous clôturons déjà la première année d'existence de la revue 3EI. Nous remercions les quelque **680 collègues** de la confiance qu'ils nous ont attribuée en s'abonnant à la revue.

Nous espérons vous retrouver plus nombreux encore en septembre, pour partager avec nous le plaisir de lire des articles aussi originaux que

- la voiture électrique du futur
- la stabilité du réseau de transport
- la compensation de puissance réactive
- l'induction dans le domestique
- l'enseignement de l'électrothermie
- la commutation douce
- etc...

Il est nécessaire pour l'année à venir, de renforcer les échanges pédagogiques pour lesquels la revue a été créée. En effet, sans être alarmistes, si dans l'avenir le cercle des auteurs d'articles ne s'élargit pas, nous risquons de mettre la revue en péril. Or, au vue du nombre régulièrement croissant d'abonnés cette année, l'on peut croire que ce n'est le souhait de personne.

Donc, mobilisons nous! et que chacun prenne sa plume...

Pour tous ceux qui seront sensibles à notre message, nous annonçons déjà les thèmes des numéros 7, 8, 9.

Pour le numéro 7 de décembre 96, nous avons retenu un sujet un peu oublié aujourd'hui et pourtant ô combien passionnant soit **la machine à courant continu**.

Pour le numéro 8 de mars 97, nous passerons en revue **la grande famille des semi-conducteurs de puissance**.

Enfin, le numéro 9 de juin 97 traitera **des composants magnétiques et capacitifs** utilisés en électronique de puissance.

Bien que les cotisations fondées sur nos prévisions initiales d'un 48 pages et largement repoussées au profit d'un 64 pages, nous maintiendrons pour l'an prochain les conditions d'abonnement de cette année. Vous pouvez vous réabonner dès aujourd'hui. En procédant ainsi, vous nous permettez le travail de saisie informatique pendant les congés d'été et nous vous en remercions.

**Bonnes vacances à toutes et à tous.**

## **JOURNEES 3EI 95 des 30 et 31 mars 95 à SUPELEC**

Ces journées consacrées à l'étude des moteurs synchrones et leurs applications industrielles ont rassemblées plus de 400 personnes chaque jour venant de la France entière, y compris des Antilles-Guyanne. (notons que la première journée marquée par une grève générale des transports a donné de grosses difficultés à certains pour rejoindre SUPELEC!. Nous les remercions de leur obstination et les félicitons pour leur courage)

Les conférences tenues par des universitaires et industriels ont permis de traiter de la constitution, de la modélisation, de la commande mais aussi des problèmes rencontrés industriellement et ceci aussi bien dans le domaine des très faibles puissances (automatismes) que dans celui des très grosses puissances (propulsion navale, laminage, etc...)

Les sessions "POSTERS" (24 stands) donnèrent lieu à des échanges de moyens pédagogiques entre professeurs enseignant en BTS, IUT et écoles d'ingénieurs et aussi de présentation de matériels industriels pouvant être exploités lors de séances expérimentales avec les élèves.

De nombreux thèmes de manipulations et de projets furent présentés qui ont donné lieu à des publications de grande qualité.

L'ensemble des communications des conférences et sessions "POSTERS" (près de 300 pages) sont disponibles à la SEE au prix de 200 F TTC (frais de port compris)

Contacter Madame LE BRUN, à la SEE,  
48 rue de la Procession 75724 PARIS CEDEX 15  
TEL 16 (1) 44 49 60 15, FAX 16 (1) 44 49 60 44

## ABONNEMENT

### " LA REVUE 3EI"

#### BULLETIN D'ABONNEMENT pour l'année scolaire 1995 / 1996

adresser ce bulletin accompagné d'un chèque de 120F, libellé à l'ordre de :

SEE-LA REVUE 3EI  
à  
lycée Pierre de Coubertin  
SEE La Revue 3EI  
chaussée de Paris  
77100 Meaux

Nom:..... Prénom:.....

#### Adresse d'expédition de la revue:

Rue :.....

Code postal :..... Ville :.....

Etablissement d'exercice :.....

Fonction:.....

Cet abonnement concerne les numéros 4 (décembre 95), 5 (mars 96), 6(juin 96)

*Il est toujours possible pour les nouveaux abonnés, de recevoir les numéros 1, 2, 3, au prix de 120F les trois.*

## **APPEL A ARTICLE**

### **Thèmes des trois numéros pour l'abonnement 1995/1996.**

- 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 (commutation, onduleurs à résonance, interrupteurs ZCS, ZVS,...) 06/96

### **Propositions d'articles :**

Pour les numéros 4, 5, 6, quelques articles supplémentaires sont 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**

Ceux-ci 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 soit un véritable outil de communication, nous sommes ouverts à toutes propositions dans l'esprit 3E.I.

Nous vous rappelons qu'une rubrique "FICHES TRAVAUX PRATIQUES" vous est proposée. Nous attendons avec impatience vos propositions pour les numéros à venir.

La revue se veut un outil de communication le plus diversifié possible. Aussi, nous vous rappelons que le "SERVICE LECTEURS" est toujours à votre disposition.

### **Thèmes des trois numéros pour l'abonnement 1996/1997.**

- 7 : La machine à courant continu (constitution, applications, avenir, commande,...) 12/96  
8 : Les semi conducteurs de puissance (technologie, commande rapprochée, protections,...) 03/97  
9 : Les composants magnétiques et capacitifs en électronique de puissance 06/97

# HISTORIQUE DES MACHINES ÉLECTROMAGNÉTIQUES ET PLUS PARTICULIÈREMENT DES MACHINES À RÉLUCTANCE VARIABLE

Bernard MULTON

LÉSIR (URA CNRS D1375), École Normale Supérieure de Cachan

## I- INTRODUCTION

Après avoir passé un certain nombre d'années à travailler à comprendre le fonctionnement des machines électriques, il m'est apparu nécessaire, afin de contribuer à leur amélioration, de mieux connaître l'histoire de l'électrotechnique et, plus particulièrement, celle des machines électriques. Aussi, je souhaiterais relater quelques-unes des principales étapes de cette aventure, en l'orientant, plus spécifiquement, vers les machines à réluctance variable. Si la présentation qui suit reste anecdotique, son traitement n'en est pas moins délicat : en effet, bien que cette histoire soit relativement récente, il y règne quelques incertitudes que les épistémologues ne sont pas toujours parvenus à éclaircir. Si certaines relèvent de l'anecdote ou de la pure polémique, comme la question de la paternité de l'invention de l'induit en anneau de la machine à courant continu de Zéno **GRAMME**, d'autres sont de caractère plus scientifique. Ainsi, pour certains, les premiers moteurs électriques effectifs (le moteur électromagnétique **DE JACOBI** inventé en 1834, par exemple) utilisaient l'attraction de pièces en fer doux par des électroaimants (à réluctance variable pure) [1, 2], alors que pour d'autres, il s'agissait de moteurs mettant en œuvre l'attraction puis la répulsion d'électroaimants inducteurs (ou encore d'aimants permanents) par d'autres électroaimants (dispositif d'induit). En fait, il semble que Jacobi ait réalisé successivement les deux types de moteurs [28], découvrant ainsi les vertus de l'excitation directe de l'inducteur (en comparaison avec l'inducteur "passif" des moteurs à réluctance pure).

Ce bref rappel historique nous conduira aussi à prendre conscience, le recul aidant, de la modeste contribution du laborieux travail produit par le "scientifique moyen". Les machines électriques (nous devrions dire électromagnétiques pour être plus précis : nous avons, en effet, fini par occulter les nombreux principes de conversion électromécanique qui réémergent actuellement !) ont à ce jour plus de 150 ans. L'essentiel de leur théorie (machines à courant continu à collecteur, synchrones et asynchrones) est bien assis depuis plus de 90 ans [3]. Il existait alors une certaine "philosophie" de leur enseignement que l'on peut encore prendre en modèle aujourd'hui ! Et pourtant, grâce aux avancées continues des matériaux [9, 10] et, plus récemment, à l'électronique de puissance (thyristors années 1960, transistors de puissance années 1970), aux moyens puissants de contrôle (microprocesseurs..., années 1970) et à l'ingéniosité des chercheurs et des ingénieurs, de grands progrès ont été accomplis quant aux performances, mais toujours à petits pas !

L'aventure de l'électricité –et de la physique d'ailleurs– commence, d'après les historiens [1, 8, 30, 32], aux alentours de 585 av. J.C., avec les travaux du philosophe grec **THALÈS** de Millet (Grèce Ionienne), lors de l'étude sur l'attraction des corps

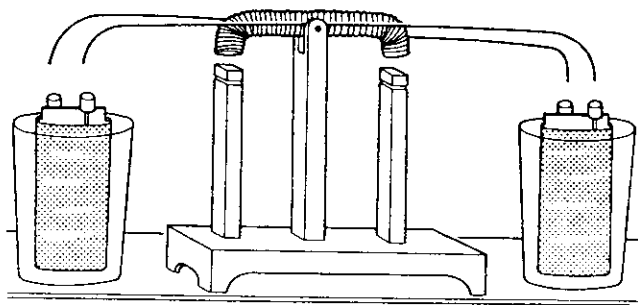
légers par l'ambre frotté (le nom "électron" (ἤλεκτρον) signifiant, en grec, ambre). Après une longue période d'oubli, mais probablement non passive (le français Pierre **DE MARICOURT** publie en 1269 sa "Lettre sur les aimants" [32]), le médecin de la reine d'Angleterre William **GILBERT** publie, en 1600, un remarquable ouvrage sur les observations des propriétés des aimants et de l'électricité statique : "*De magnete*". Il considère alors que l'ambre électrisé est une variété d'aimant, c'est peut-être la première fois qu'électricité et magnétisme sont autant rapprochés. Puis, en 1660, en Allemagne à Magdebourg, Otto **VON GUERICKE** "invente" la génératrice électrostatique ; il s'agit sans doute de la première machine électrique, dont toutefois la réversibilité ne semble pas avoir été imaginée. Jusque là, les travaux effectués ne concernaient que l'électrostatique. L'étude expérimentale des phénomènes électriques et magnétiques (traités indépendamment) va connaître durant le XVIII<sup>e</sup> siècle un développement prodigieux. En 1733, Charles-François **DE CISTERNAY DU FAY** découvre la polarité de l'électricité statique. Citons deux autres acteurs importants de cette phase : l'abbé Jean-Antoine **NOLLET** [29] et l'Américain Benjamin **FRANKLIN** [30]. Tous deux s'intéressèrent à la foudre et à l'électricité : ils découvrirent que la foudre était une décharge électrique identique à celles qu'ils savaient produire durant leurs expériences. Ils firent aussi, tous deux, une découverte fondamentale, sans cependant y prêter attention. Ils observèrent une relation entre électricité et magnétisme : ils remarquèrent, en effet, que la foudre pouvait démagnétiser les aimants ou inverser leur polarité [29]. **FRANKLIN** réalisa même l'expérience avec de l'électricité "artificielle" [30]. Les inventions électrotechniques (ce mot n'était pas usité à cette époque, il n'est apparu que vers 1892 [8]) vont alors se succéder : en 1745, la bouteille de Leyde (ville des Pays-Bas, son inventeur est **MUSSCHENBROEK**) –premier condensateur–, la première pile de l'Italien Alexandre **VOLTA** en 1799. Cette dernière découverte sera à l'origine des premières applications industrielles de l'électricité : l'électrolyse. Cependant les piles étaient très coûteuses et dégageaient des "vapeurs" désagréables et nocives [1]. Les premières machines électriques à vocation industrielle seront des génératrices vouées au remplacement des générateurs électrochimiques. Remarque importante, l'énergie électrique, au début du XIX<sup>e</sup> siècle, n'est disponible qu'en courant continu.

## 2- GENÈSE DES MACHINES ÉLECTROMAGNÉTIQUES (XIX<sup>e</sup> siècle)

L'histoire des machines électromagnétiques débute véritablement à la fin de 1819, à Copenhague, par la mise en évidence de l'action à distance de la circulation d'un courant électrique sur une aiguille aimantée. Rappelons que l'Abbé **NOLLET** ainsi que **FRANKLIN** avaient remarqué qu'un courant

électrique pouvait magnétiser ou démagnétiser les aimants environ 80 ans auparavant ; ils n'avaient, cependant, pas eu la chance de voir une aiguille de boussole se mouvoir lorsqu'ils produisaient des décharges électriques. Malgré tout, les très nombreuses expériences réalisées un peu partout en Europe et en Amérique au XVIII<sup>e</sup> siècle ont constitué les germes de la révolution de l'électricité du XIX<sup>e</sup> siècle. L'expérience, effectuée par le Danois Hans-Christian **OERSTED** allait susciter, lors de la publication de ses résultats en juillet 1820, une intense activité de recherche dans le monde entier. Ainsi, dès septembre 1820, le Français André-Marie **AMPÈRE** énonce la "règle du bonhomme d'Ampère" ; en novembre 1820, Dominique François **ARAGO** annonce qu'il a réussi à aimanter un morceau de fer avec un solénoïde ; c'est aussi à cette époque qu'en Angleterre, Humphrey **DAVY** fait la même découverte : le principe de l'électroaimant était établi ...

Désormais, du fait de cette rapidité d'évolution et de l'engouement de tous, il sera de plus en plus difficile d'attribuer, à tel ou tel, toute découverte ou invention nouvelle. Ces réserves faites, nous donnerons toutefois des noms et des dates. En 1821, l'Anglais Michael **FARADAY** réalise le premier moteur électromagnétique : en 1822, Peter **BARLOW** lui adjoint une roue dentée. C'est sous le nom de "roue de BARLOW" que cette machine est connue en France (les Anglo-Saxons la nomment "moteur de FARADAY"). Rappelons toutefois que ce premier moteur était inapte à toute application industrielle et qu'il n'a jamais tourné que sur les tables de démonstration des laboratoires et des salles de cours. En 1831, FARADAY énonce les principes de l'induction électromagnétique : pendant cette période, le Russe Friedrich Emil **LENZ** et l'Américain Joseph **HENRY** ont, de leur côté, effectué des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène.



"Moteur" électromagnétique de Joseph HENRY : 1831

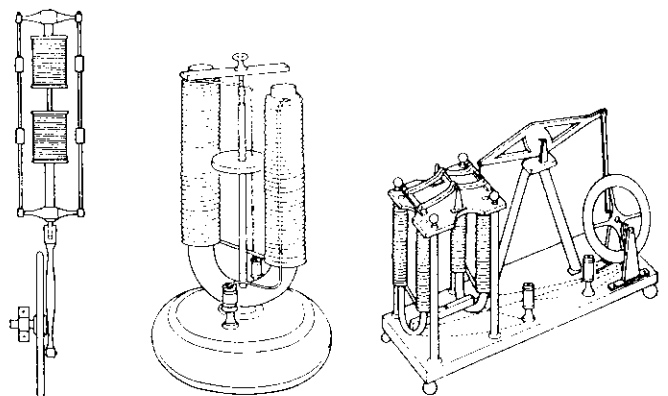
Figure -1-

En 1831, tous les principes qui allaient permettre de réaliser les moteurs électromagnétiques se trouvaient donc établis. HENRY conçut alors, cette année là, un électro-aimant qui, alimenté par une pile, pouvait soulever 50 fois son propre poids. Il construisit aussi un "actionneur" de laboratoire [4] (figure) qui peut être considéré comme l'ancêtre des moteurs à réluctance variable. Les oscillations verticales connectent alternativement les 2 bobinages aux bornes des 2 piles placées de part et d'autre de l'appareil [4].

En 1832, AMPÈRE fait réaliser, par le constructeur français Hippolyte **PIXII**, la "première" génératrice à courant continu : il s'agit en fait d'une machine comprenant un aimant tournant entraîné par une manivelle et deux bobines fixes dans lesquelles sont induites des tensions alternatives ; celles-ci devant être redressées pour délivrer un courant continu, un redresseur

mécanique est inventé pour l'occasion. De son côté, en 1836, l'Anglais Hyde **CLARKE** conçoit une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de PIXII/AMPÈRE : ceci permet d'avoir un commutateur redresseur entraîné directement par l'arbre. On peut dire qu'il s'agit là de l'ancêtre de la machine à courant continu. Toutes ces machines génératrices d'électricité posent toutefois le problème fondamental de la commutation mécanique de courants inductifs ! De nombreux chercheurs travaillent à cette amélioration : l'Allemand Werner von **SIEMENS** construit peu avant 1856 une magnéto (ce terme est employé lorsque le champ inducteur est généré par un aimant permanent) dans laquelle le rotor est un cylindre en fer doux comportant un bobinage en forme de navette [8] ; en 1856, l'inducteur devient un électro-aimant. En 1865, l'Italien Antonio **PACCINOTTI** [2, 4, 8] construit un prototype de machine à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement est très amélioré, cependant ses travaux passent inaperçus. C'est seulement en 1869 que le célèbre Belge Zénobe **GRAMME**, employé de la compagnie française "l'Alliance" spécialisée dans la fabrication de génératrices de "courant continu", dépose un brevet sur l'induit en anneau que PACCINOTTI avait inventé auparavant et qu'il tenta vainement de contester. Tels sont les débuts, très résumés, de l'histoire de la machine à courant continu. La même année (1969), James-Clark **MAXWELL**, élève et continuateur de FARADAY, publie sa théorie unifiée des phénomènes électromagnétiques.

Mais, bien avant que la machine à courant continu n'arrive à maturité et surtout qu'elle n'occupe une place très importante parmi les machines électromagnétiques tant comme moteur que comme génératrice, bien d'autres structures furent inventées, leur exploitation connaissant des fortunes diverses. De nombreuses machines que nous dirions aujourd'hui "à réluctance variable" furent proposées. Parmi les inventeurs, citons le savant physicien russe **DE JACOBI** [1, 21] qui, dans un rapport qu'il présenta à l'académie des sciences de Saint Pétersbourg en 1834, proposa d'appliquer l'électromagnétisme aux machines et décrivit une structure tournante à réluctance variable. Citons aussi le professeur et physicien américain Charles Grafton **PAGE** qui réalisa [4, 17] plusieurs dispositions originales "à fer tournant" entre 1835 et 1840. La figure 2 (issue de [4]) montre trois moteurs de PAGE. On remarquera que les courants des bobines étaient commutés par des interrupteurs mécaniques en synchronisme avec le mouvement ; il s'agissait, pour employer un terme contemporain, d'un autopilotage.

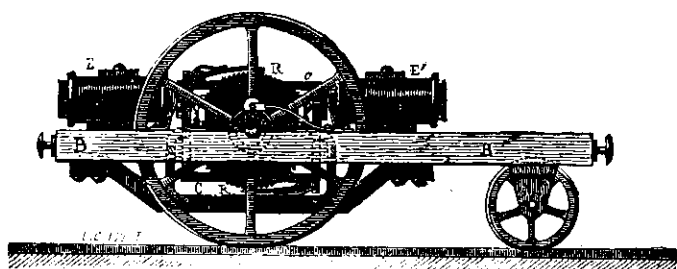


Moteurs de Charles G. PAGE (années 1835 à 1840)

Figure -2-

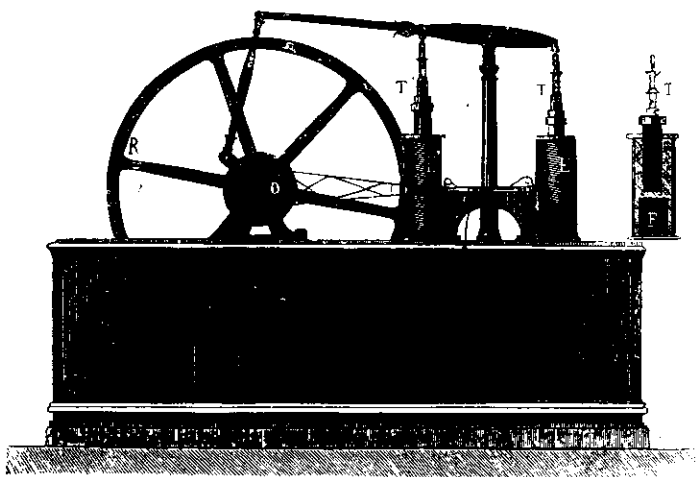


En France, vers 1840, l'ingénieur **GAIFFE** [1] construit un moteur de démonstration (figure 3), lui aussi autopiloté mécaniquement. Il comportait, d'après ce que les dessins laissent entrevoir, des électro-aimants attirant des noyaux plongeurs et reproduisant ainsi le fonctionnement des moteurs à vapeur à pistons, le mouvement linéaire étant transformé en rotation par un système mécanique.



Moteur de **GAIFFE** (1840 environ)  
Figure -3-

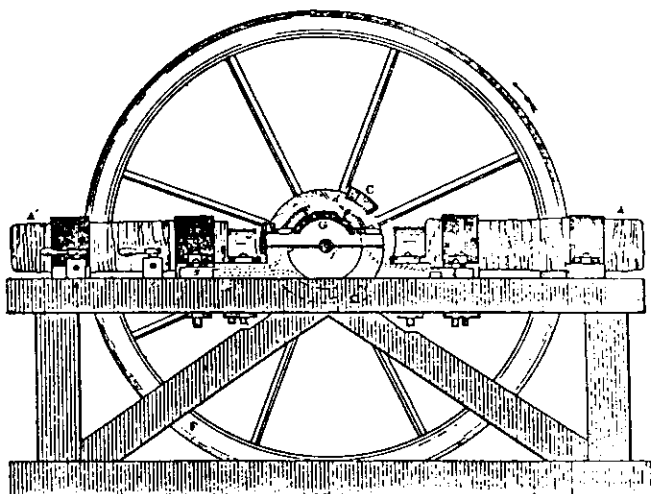
D'autres moteurs similaires furent conçus, en 1837, par l'Américain **DAVENPORT** (actionneur de presse d'imprimerie) et par l'Écossais Robert **DAVIDSON** en 1839 pour l'entraînement d'un tour. À cette époque, le Français Gustave **FROMENT**, ancien élève de l'École Polytechnique, réalise un moteur de grandes dimensions [21] constitué de deux électro-aimants. Ce moteur reprenait la disposition des machines à vapeur. La figure 4 en montre la structure : la partie 0 représente le commutateur mécanique excentrique. En 1865, **BOURBOUZE** avait aussi élaboré un moteur électrique à deux noyaux plongeurs [4] dont la structure se rapprochait de celle d'une machine à vapeur à cylindres verticaux.



Moteur à "pistons électromagnétiques" de Gustave **FROMENT**  
Figure -4-

En 1842 **DAVIDSON**, utilise un des premiers moteurs tournants [17] (figure 5) à réluctance variable pour entraîner à 4 miles/heure (soit environ 6 km/h) un véhicule ferroviaire de 6 tonnes entre Edinburgh et Glasgow ; il s'agit sans doute de la première locomotive électrique. D'après [21 et 28], Davidson a équipé une locomotive d'un moteur **PATTERSON** conçu à Paris en 1840. Le stator de ce moteur est constitué de deux électro-aimants en forme de U qui attirent, à tour de rôle, 3 barres situées

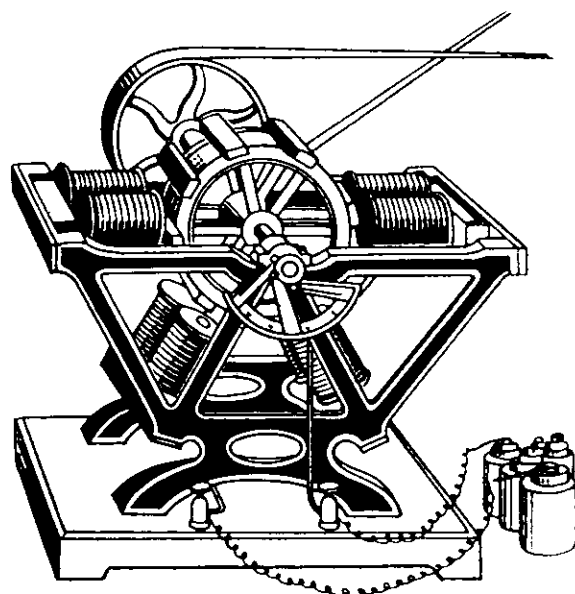
sur le rotor. Un commutateur mécanique, entraîné par l'axe, réalise la connexion successive des bobines aux batteries.



Moteur de **DAVIDSON** ou **PATTERSON** (1842)  
Figure -5-

En 1845, Gustave **FROMENT** réalise un moteur tournant performant, ancêtre des moteurs à réluctance variable à double saillance [33]. Ce moteur servait à entraîner des machines à tracer des divisions [1] sur des règles, cadrans, etc.

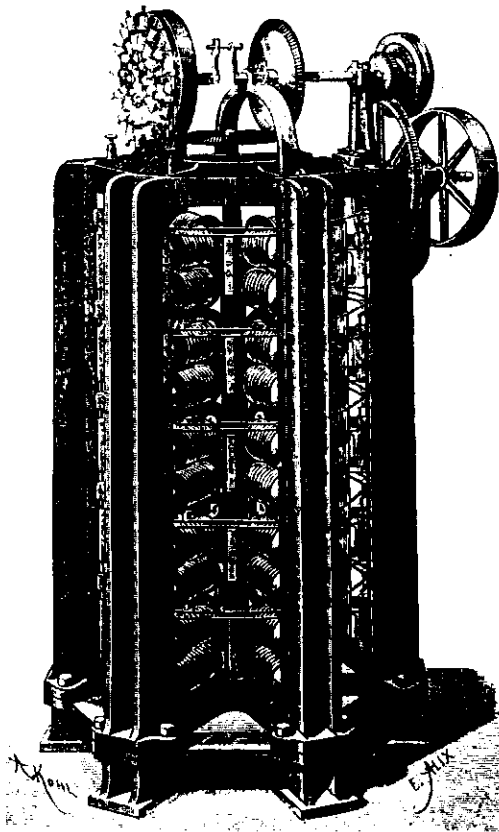
La figure 6 [4] montre un moteur à 4 phases : on observera la disposition astucieuse des bobines d'une même phase qui permet de minimiser la longueur des trajets du flux dans les circuits de retour. Ce moteur fut utilisé, entre autres applications, pour remonter des poids d'horloge [4] et pour entraîner une meule à chanvre [27].



Moteur élémentaire de **FROMENT** (1845)  
Figure -6-

La figure 7 présente un autre dispositif plus puissant constitué d'un empilage de 5 structures élémentaires [6, 28] comprenant chacune 4 électro-aimants à deux pôles bobinés ; on remarquera, en haut, le commutateur mécanique permettant

l'autopilotage. Le couple de ce moteur atteignait 500 N.m environ. Les moteurs de FROMENT furent probablement les premiers à être utilisés pour des applications industrielles. Toutes ces machines à réluctance variable n'ont, semble-t-il, été utilisées que pour des fonctionnements en moteur. Leur apparence "passive" n'a pas laissé immédiatement entrevoir leur réversibilité.



**Moteur composé de FROMENT**  
Figure -7-

D'autres types de machines furent fabriqués pour constituer des générateurs. À partir de 1860, la compagnie "l'Alliance" fabriquait industriellement des génératrices de structures complexes qui comprenaient, au stator, un grand nombre d'aimants inducteurs en fer à cheval (jusqu'à 80 sur un même bâti) et, au rotor, le même nombre d'électro-aimants induits : il y avait un nombre double de coquilles redresseuses. Ces engins étaient complexes, bruyants, peu fiables et générateurs d'étincelles [8]. Ce sont, entre autres, ces raisons qui ont poussé GRAMME, employé de la société, à réaliser une meilleure génératrice à courant continu.

Au début des années 1880, de nombreux moteurs à courants alternatifs avaient été mis au point en partant du principe de réversibilité des générateurs précédemment inventés [7] : l'obstacle majeur résidait dans la difficulté de leur démarrage ou dans la fragilité de leur commutateur mécanique qui s'usait très rapidement [28] à cause des coupures inductives.

Ce fut en 1878, alors qu'il était étudiant à l'école polytechnique de Graz en Autriche, que le Yougoslave Nikola TESLA suggéra, pour la première fois, à ses enseignants que l'on pouvait fabriquer un moteur sans aucun commutateur, ceci pendant qu'il observait une dynamo de GRAMME étincelante [5] ! En 1883, alors employé par Continental Edison (à Paris) et séjournant à Strasbourg, il construisit le "premier" prototype grossier de machine asynchrone. Parallèlement, entre 1879 et

1883 en Italie, Galileo FERRARIS réalisait des expériences sur le sujet et établissait la théorie du champ tournant. Il publia la théorie du moteur asynchrone en 1888 et montra, en particulier, que le couple était proportionnel au glissement [7]. Pendant ce temps, TESLA partait aux USA pour tirer un meilleur parti de son invention. Là bas, il rencontra Thomas EDISON qui, quant à lui, était un partisan convaincu du courant continu. Aussi, ce dernier embaucha TESLA pour améliorer la commutation des machines à courant continu. En 1888, TESLA déposa quantité de brevets pour tout son système polyphasé (générateurs, transformateurs, moteurs synchrones et asynchrones...), en particulier pour un moteur asynchrone à induit en anneau. Ces brevets furent aussitôt achetés par la société Westinghouse. La même année, la société Westinghouse acheta aussi à FERRARIS sa découverte pour breveter des dispositifs la mettant à profit. A la fin du XIXe siècle, de nombreuses "usines" de production d'électricité en courant continu étaient déjà implantées, en particulier aux USA. Ce fut alors le début de la célèbre lutte entre EDISON et TESLA au sujet du choix courant continu ou alternatif pour la production, l'utilisation et donc la consommation de l'énergie électrique. L'issue de cette polémique est bien connue aujourd'hui ! Le premier moteur asynchrone triphasé [20] fut réalisé par l'Allemand Michael DOLIVO-DOBROWOLSKI en 1889 et, en 1893, il concevait, en même temps que le Français BOUCHEROT, le moteur à double cage.

### 3- ÉVOLUTIONS DU XX<sup>e</sup> SIÈCLE

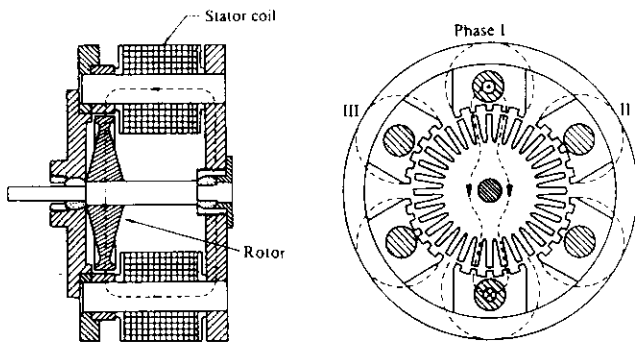
Ces fondements historiques généraux étant établis, nous nous consacrerons maintenant exclusivement aux moteurs à réluctance variable. Après avoir actionné très probablement les premiers moteurs électromagnétiques, le principe de la réluctance variable est resté très marginal. Il fut surpassé par les machines synchrones permettant la réalisation des plus grands générateurs [9], par les machines asynchrones (seuls moteurs pouvant se mettre en marche sans dispositif auxiliaire et fonctionner sur le réseau alternatif) et par les machines à courant continu à collecteur. Ces dernières possèdent les mêmes qualités sur une alimentation en courant continu et permettent aussi la variation de vitesse la plus aisée et la mieux contrôlable.

Si le moteur à réluctance variable, par principe fortement inductif, se trouvait considérablement handicapé par la commutation mécanique de ses courants –celle-ci constituant un facteur évident de limitation de la puissance– il n'a cependant jamais complètement disparu. A cette époque déjà, son intérêt résidait dans ses qualités de simplicité et de robustesse. Ainsi, il a actionné des systèmes d'horlogerie [4] (horloge Froment, 1854), des jouets (petits moteurs Froment monophasés) vers 1900-1910, des dispositifs de transmission électrique [11, 23] (1920, synchro-machines dans les bateaux de guerre), des rasoirs (Remington) ou encore, des tourne-disques 78 tr/mn (moteurs à rotor extérieur construits par les Etablissements Ragonot) [13]. Ces moteurs étaient soit de type pas à pas, soit autopilotés mécaniquement, soit synchrones selon les contraintes de fonctionnement et le principe d'alimentation retenu.

Le principe de réluctance variable a été également choisi pour la génération de courants hautes fréquences (de quelques kHz à 20 kHz) dans l'alimentation de fours à induction et dans l'émission des ondes radio [4]. On bénéficiait, dans ce dernier cas, d'une part, de la facilité d'obtenir un grand nombre de pôles grâce

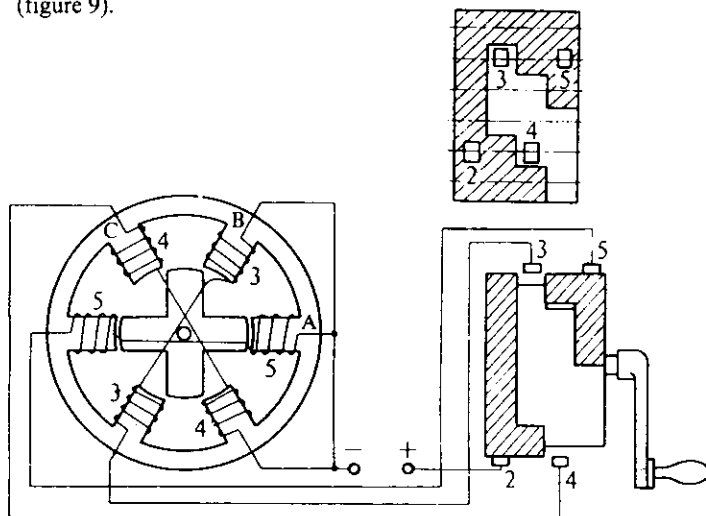
à un rotor denté passif et, d'autre part, de l'absence de collecteur. Les premiers alternateurs "à fer tournant" apparurent dans les années 1888 ; une structure remarquable, de type homopolaire, fut conçue et commercialisée à cette époque par la société OERLIKON [4], sa puissance était de 70 chevaux. Au XX<sup>e</sup> siècle, d'autres alternateurs à réductance variable, homopolaires [13, 14], ou hétéropolaires (structures de Lorentz-Schmitt et Guy) [26] furent réalisés et utilisés.

Les premiers moteurs pas à pas furent employés, naturellement, dans les systèmes d'horlogerie (années 1850), mais c'est seulement dans les années 1910 qu'ils furent appliqués à des entraînements différents. Une invention originale de l'ingénieur écossais C.L. WALKER fit l'objet d'un dépôt de brevet au Royaume-Uni en 1919 [23]. La structure proposée est présentée à la figure 8.



**Moteur pas à pas (32 dents rotoriques) breveté par C.L. WALKER en 1919**  
Figure -8-

Il semble que les premières structures à double saillance, telles que nous les connaissons aujourd'hui, soient apparues dans les années 1920 [23]. Un article de 1927 sur les applications de l'électricité dans les bateaux de guerre décrit un moteur de type 6/4 pareil à ceux que nous étudions actuellement. Il était utilisé comme transmetteur de mouvement entre deux points éloignés (figure 9).



**Un des premiers moteurs à réductance variable à double saillance (années 1920)**  
Figure -9-

En ce qui concerne la théorie qui, dans ce domaine, a souvent suivi les premières applications, un article de 1927 [12]

décrit le principe physique de la génération d'efforts dans les machines à réductance variable.

Dans les années 1930, les "moteurs synchrones à pôles saillants non excités" (synchrones à réductance variable) [24] ont commencé à être étudiés. On avait besoin, pour certaines applications, d'une vitesse précise et constante mais aussi d'un démarrage autonome. Ainsi, le moteur synchrone (à champ tournant) à pôles saillants mais dépourvu d'excitation, à condition qu'il soit muni d'une cage d'écuriel de démarrage, pouvait satisfaire à ces exigences. Ces moteurs furent d'un emploi assez restreint car leur facteur de puissance et leur rendement restaient faibles, la structure électromagnétique (stator à pôles lisses et présence de la cage) ne permettait pas un rapport de saillance suffisant (grande variation d'inductance). Dans les années 1960, en Angleterre, on s'intéressa de nouveau à ces moteurs [15] ; ce fut probablement le point de départ des travaux des équipes de plusieurs universités anglaises, notamment celles de Leeds (Professeur Peter J. LAWRENSON ...) et Nottingham. Ensuite, sont apparus les moteurs synchrones à réductance variable à rotor segmenté [18], à barrières de flux et à rotor axialement laminé [19] : ces techniques avaient pour but d'augmenter le rapport de saillance et, par là, le facteur de puissance et les performances. À la même époque, naissait en France, avec les frères JARRET, un nouvel engouement pour les moteurs à réductance variable Vernier à grand nombre de dents et fort couple massique [16] : ces moteurs semblaient particulièrement adaptés à la réalisation d'entraînements directs à basse vitesse, par exemple, pour des roues de véhicules électriques... Quant au moteur à réductance variable à double saillance autocommuté, le terme équivalent anglo-saxon : "Switched Reluctance Motor" semble être apparu en 1969 [31] ; c'est aujourd'hui le terme employé dans la littérature scientifique internationale pour qualifier ces machines. Plusieurs laboratoires universitaires français, dont le LÉSIR, ont travaillé récemment dans le domaine des machines à réductance variable à double saillance à alimentation électronique. En 1994, plusieurs industriels en commercialisent, ce sont Allenwest Ltd. au Royaume Uni, Sicme-Motori en Italie. Les applications envisagées aujourd'hui sont les entraînements industriels à vitesse variable, et celles potentielles sont certains accessoires automobiles et électroménagers, les démarreurs-alternateurs de turbines (aéronautiques)...

Notons enfin, que, durant ce siècle, les performances des machines électriques se sont considérablement améliorées grâce aux progrès des matériaux (surtout isolants et magnétiques), à une meilleure optimisation permise par l'accroissement des moyens de calcul et, enfin, par l'utilisation de fréquences plus élevées (électronique de puissance).

## 5- RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] *L'étincelle électrique, son histoire, ses applications*, Paul LAURANCIN, Librairie d'Education, PARIS 1870 (environ), 228 p., 103 gravures, Chapitres XIII (La mécanique électrique ou l'électricité mécanicienne) et XIV (Transformation du mouvement en électricité).
- [2] *La science, ses progrès, ses applications*, 2 tomes, publiés sous la direction de G. URBAIN et M. DOLL, Librairie Larousse, PARIS 1933, 808 p. 2360 gravures, Chapitre VIII (L'électricité et le magnétisme) pp. 283-320.

- [3] **Electromoteurs**,  
G. ROESSLER, traduit de l'allemand par E. SAMITCA,  
Dunod 1902, tome 1 : courant continu 152 p., tome 2 : courants  
alternatifs et triphasés 235 p.
- [4] **Histoire générale des techniques**,  
publiée sous la direction de M. DUMAS,  
Presses Universitaires de France.  
Tome III : "L'expansion du machinisme", les appareils  
de l'industrie de construction électrique, pp. 435-436, 1968.  
Tome IV : "Les techniques de la civilisation industrielle.  
Energie et matériaux" 1978.
- [5] **L'aventure de l'électricité**,  
Louis LEPRINCE-RINGUET,  
l'Odysée-Flammarion, 1983.
- [6] **La fée électricité**,  
Alain BELTRAN,  
Découvertes Gallimard, sciences et techniques, 1991.
- [7] **Histoire de l'électricité en France**,  
sous la direction de François CARON et Fabienne CARDOT,  
Tome premier 1881-1918, 12 auteurs, 999 p., FAYARD, 1991.
- [8] **"L'électrotechnique : des premiers balbutiements à  
l'âge mûr ou la croissance d'une alerte septuagénaire (1832 -  
1906)"**,  
Robert BONNEFILLE, article non daté.
- [9] **Matériaux (tome 1) : Propriétés et applications**,  
M.F. ASHBY, D.R.H. JONES, Pergamon Press, 1980,  
traduit de l'anglais par Yves BRECHET, Joël COURBON, Michel  
DUPREUX, Dunod 1991.
- [10] **"Evolution of the Synchronous Machine"**,  
G. J. NEIDHOFER,  
SM100 Zürich, August 1991, part II, pp. A1-A6.
- [11] **Les actionneurs électriques pas à pas**,  
Michel KANT,  
Traité des nouvelles technologies, série automatique, Hermès  
1989.
- [12] **"Mechanical Forces between Electric Current and  
Saturated Magnetic Fields"**, KARAPETOFF,  
IEE Trans. 46, 1927, pp. 563-569.
- [13] **Machines synchrones**,  
A. GUILBERT,  
Dunod 1965, pp. 76-99 (Alternateurs à réductance variable).
- [14] **"Les convertisseurs rotatifs à moyenne fréquence"**,  
A. BAFFREY,  
RGE tome 74, n°11 (novembre 1965), pp. 904-911.
- [15] **"Theory and Performance of Polyphase Reluctance  
Machines"**,  
P.J. LAWRENSON,  
proc. IEE, Vol.111, August 1964, pp. 1435-1445.
- [16] **"Machines électriques à réductance variable à dents  
saturées"**,  
J. BAJER,  
La technique moderne, février 1967.
- [17] **"Discussion on «Variable-Speed Switched Reluctance  
Motors»"**,  
M.R. HARRIS, H.R. BOLTON, P.A. WARD, J.V. BYRNE,  
G.B. SMITH, J. MERRETT, F. DEVITT, R.J.A. PAUL,  
K.K. SCHWARTZ, M.F. MANGAN, A.F. ANDERSON,  
R. BOURNE, P.J. LAWRENSON, J.M. STEPHENSON,  
N.N. FULTON,  
proc. IEE, Vol 128, Pt.B, N°5, September 1981, pp. 260-276.
- [18] **"Development in the Performance and Theory of  
Segmental Rotor Reluctance Machines"**,  
P.J. LAWRENSON, AGU,  
proc. IEE, Vol 114, May 1967, pp. 645-653.
- [19] **"Axially Laminated Anisotropic Rotors for Reluctance  
Motors"**,  
A.J.O. CRUICKSHANK, R.W. MENZIES,  
proc. IEE, Vol.113, 1966, pp.2058-2060.
- [20] **Fundamentos de maquinas electricas rotativas**  
Luis Serrano IRIBARNEGARAY,  
Universidad Politecnica de Valencia, Marcombo Boixareu  
Editores 1989.
- [21] **Tout par l'électricité**,  
Georges DARIS,  
A. MAME & fils éditeurs, 1883 (deuxième édition).
- [22] **Brevets d'invention français 1791-1902**,  
Ministère de l'Industrie et du Commerce, Paris 1958.
- [23] **Stepping Motors and their Microprocessor Controls**,  
Takashi KENJO,  
Oxford Science Publications, 1992 (première édition : 1984).
- [24] **Les moteurs électriques à puissance fractionnaire**,  
Cyril G. VEINOTT (Westinghouse Electric Corp.), traduit par G.  
SOULIER (ets. Ragonot), Dunod 1954.
- [25] **"Théorie générale comparative des machines  
électriques établie à partir des équations du champ  
électromagnétique"**,  
C. RIOUX,  
R.G.E. - mai 1970 - t.79, N°5, pp. 415-421.
- [26] **Technologie d'électricité, tome 5, premier livre :  
Machines électriques - Traction électrique - Générateurs  
électrochimiques**,  
P. HEINY, R. NAUDY, L. MARTEL,  
Editions Foucher 1967, pp. 104-111(alternateurs pour fréquences  
élevées).
- [27] **Le transport de force par l'électricité**,  
Edouard JAPING et Marcel DEPREZ,  
deuxième édition, 1890, Bernard TIGNOL Editeur.
- [28] **Le règne de l'électricité**,  
Gaston BONNEFONT,  
Alfred Mame & fils éditeurs, 1895.
- [29] **Leçons de physique expérimentale (tome 6)**,  
Abbé Jean-Antoine NOLLET, 1764.
- [30] **Le feu du ciel - Histoire de l'électricité et de ses  
principales applications**,  
Arthur MANGIN,  
Alfred Mame & fils éditeurs, 1874.
- [31] **"D C Switched Reluctance Motor"**,  
S.A. NASAR,  
Proc. IEE, Vol.116, N°6, June 1969, pp.1048-1049.
- [32] **"Petite histoire de la physique"**,  
Jean-Pierre MAURY,  
Larousse, 1992.
- [33] **"Principe et éléments de dimensionnement des  
machines à réductance variable à double saillance autopilotées"**,  
Bernard MULTON,  
Journées électrotechniques du club EEA, 25 et 26 mars 1993,  
Belfort, 19 p.

Le texte de cet article correspond partiellement à un  
extrait du rapport d'habilitation à diriger des recherches de l'auteur  
(17 mai 1994).

# 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  
Technoparc Futura - 62400 BETHUNE.

## CALCUL D'UN ALTERNATEUR TRIPHASE A POLES SAILLANTS

### Première partie : Présentation générale.

Ce sont les spécifications de l'alternateur en fonctionnement nominal qui constituent le point de départ des calculs. Ce sont généralement : la puissance apparente  $S$ , le facteur de puissance  $\cos\phi$  arrière (AR) minimum, la tension composée  $U$ , la fréquence  $f$ , la vitesse de rotation  $N$  (en tr/s), le nombre de paires de pôles  $p$ , le rendement  $\eta$ , mais également :

- le coefficient de court-circuit  $K_{\infty}$  qui traduit l'importance relative de la réaction d'induit,
- le mode d'excitation (source auxiliaire, excitatrice ou alternateur en bout d'arbre).

Si la vitesse de rotation et la fréquence sont imposées, le nombre de pôles  $2p$  est  $2f/N$ . Si la vitesse de rotation n'est pas imposée, on prend, à  $f=50\text{Hz}$ ,  $2p=4p_0$  pour les petits alternateurs,  $2p=6$  à 8 pôles pour ceux d'une centaine de kVA.

Pour cette présentation nous utiliserons parfois des résultats relatifs au calcul des machines asynchrones, article publié dans le N° 1 de la revue 3EI. Chaque fois que nous ferons appel à ces notions celles-ci seront repérées par le numéro du paragraphe correspondant. Les différentes relations seront présentées en considérant un couplage étoile des phases statoriques, donc en utilisant les variables  $V$  et  $I$  qui caractérisent respectivement la tension aux bornes d'une phase et le courant en ligne. Pour un couplage triangle, il faudra veiller à adapter certaines relations.

### D) DIMENSIONNEMENT DE L'INDUIT.

#### 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 de l'induit, se déduit des spécifications et de quelques paramètres. Les notations utilisées sont les suivantes :

- $B_{\text{emoy}}$ , induction moyenne dans l'entrefer sous la pièce polaire,
- $R_p$ , le rapport de l'arc polaire  $a_p$  à la distance polaire  $D_p$ ,
- $q$ , ici égal à 3, le nombre de phases,
- $I$ , le courant dans une phase,
- $n_c$ , le nombre de conducteurs en série par phase,
- $\phi$ , le flux en charge dans l'entrefer sous la pièce polaire :  $\phi = R_p B_{\text{emoy}} \pi DL / 2p$ ,
- $A$ , la charge périphérique telle que  $A = q n_c I / \pi D$ ,
- $K_K$ , le coefficient de Kapp du bobinage de l'induit,
- $E$ , la force électromotrice résultante par phase telle que  $E = K_K n_c f \phi$ ,
- $V$ , la tension aux bornes d'une phase telle que  $V = y E$ .

On a alors  $S = qVI = qyEI = qyK_K n_c f \phi I = qyK_K n_c f R_p \pi DL B_{\text{emoy}} I / 2p$ , soit :

$$S = \pi^2 y K_K R_p N B_{\text{emoy}} A D^2 L / 2 \text{ donc } D^2 L = 2S / \pi^2 y K_K N R_p A B_{\text{emoy}}$$

Dans cette expression :

- $y$  va de 0.96 à 0.90 suivant l'importance de la réaction d'induit,
- $R_p$  va de 0.5 à 0.75 suivant qu'on a peu ou beaucoup de pôles; d'ordinaire on prend  $R_p$  voisin de  $2/3$ ,
- $K_K$  est généralement compris entre 2.20 et 2.60 en triphasé; on prendra une valeur provisoire en s'aidant de tableaux donnant les valeurs de  $K_K$  en fonction de  $R_p$ , des caractéristiques du bobinage et parfois du profil de l'entrefer (exemple tableau 1),

Nombre d'encoches par pôle et par phase	1	2		3		plus de 3		
	(inusité)							
Nombre de phases	1-2-3	1-2	1-3	1-2	1-3	1	2	3
épaisseur de bobine distance polaire		1/4	1/6	1/3	2/9			
$K_K$ pour $R_p = \frac{2}{3}$	2.46	2.18	2.30	2.16	2.26	1.49	2.13	2.23
$K_K$ pour $R_p = \frac{1}{2}$	2.86	2.45	2.59	2.36	2.54	1.64	2.32	2.50

Tableau 1

- A et  $B_{emoy}$  sont les deux paramètres fondamentaux qui déterminent les caractéristiques de l'alternateur.
- A est de l'ordre de  $15010^2$  AF/m pour les alternateurs de très petite puissance, il va jusqu'à  $60010^2$  AF/m pour ceux de grand diamètre. Pour des machines de quelques centaines de kVA, A va de  $25010^2$  à  $35010^2$  AF/m. Une valeur élevée conduit à une forte réaction d'induit.
  - $B_{emoy}$  va de 0.65 à 0.80T pour les alternateurs de petite et moyenne puissances. Sa valeur n'atteint 1T que pour les fortes puissances. Une trop forte valeur de  $B_{emoy}$  conduit à la saturation du circuit magnétique et à une puissance d'excitation élevée.

## I.2. Détermination de D et L.

Le rapport  $R_L$  de la longueur L de l'induit à la distance polaire  $D_p = \pi D / 2p$  est d'ordinaire compris entre 0.8 et 1.1 mais peut s'écarter beaucoup de ces valeurs. Ce rapport est faible pour les machines ayant relativement à leur puissance une vitesse élevée; il est fort dans le cas contraire. Pour les machines de grand diamètre on est limité par la vitesse périphérique du rotor  $v_r$  qui ne doit pas dépasser 35 à 40m/s pour une construction courante. Pour les petites machines un trop petit diamètre conduit à un inducteur difficilement réalisable et à des encoches trop étroites ou trop peu nombreuses. La suite des calculs amènera le plus souvent à réviser les valeurs de A,  $B_{emoy}$ , D et L initialement choisies.

## II. BOBINAGE DE L'INDUIT.

### II.1. Choix du bobinage à réaliser.

- **Nombre d'encoches.** Si m désigne le nombre d'encoches par pôle et par phase il y a  $2pqm$  encoches. Pour les machines de petite et moyenne puissances m est entier et va de 2 à 5. On choisit souvent  $m=3$ . Le pas dentaire  $t = \pi D / 2pqm$  guide le choix de m. Ce pas va de 20 à 35mm suivant que l'alternateur est de petite ou moyenne puissance. Si la tension V est relativement élevée, ce pas doit être plutôt grand. Le choix  $m=2$  ne doit être qu'exceptionnel, il n'est utilisé que pour des petites machines ou pour des machines de vitesse réduite. Une grande valeur de m donne à la tension une forme d'onde qui s'approche davantage de la forme sinusoïdale.
- **Choix du couplage des phases.** Des problèmes de point neutre, d'harmonique, de composante homopolaire de courant, peuvent imposer un couplage. Sinon on prévoit un couplage étoile si la tension est relativement élevée, un couplage triangle dans le cas contraire.

- **Nombre de conducteurs en série par phase  $n_c$ .** On a  $E=V/y=K_K n_c f \phi = K_K n_c f R_p \pi D L B_{emoy} / 2p$ . On en déduit que  $n_c = 2V / \pi y K_K R_p N D L B_{emoy}$ . Ce nombre doit être un multiple du nombre d'encoches par phase  $2pm$ . Si la tension est très basse et donc si l'on est amené à réaliser chaque phase à partir de  $a$  voies en parallèle,  $n_c$  doit alors être multiple de  $2pm/a$ .
- **Nombre de voies  $a$ .** Connaissant le courant dans chaque phase, on peut être amené, si sa valeur relative est très grande, à mettre 2, 3, ...,  $a$  circuits en parallèle.  $a$  doit donc être un sous multiple de  $2p$ . On déduit alors :
  - le courant dans chaque conducteur,
  - le nombre de conducteurs par encoche  $n_e$ ,
  - la valeur exacte de  $A$  qui ne doit pas trop s'éloigner de celle choisie,
  - une valeur plus exacte de  $\phi$ .
- **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.

En ce qui concerne les intervalles de ventilation, la forme des encoches, l'isolement d'encoche, les conducteurs, on se reportera à la présentation générale faite pour la machine asynchrone (cf. MAS II.2). On définit en particulier la longueur utile  $L_u$ . Si il y a  $n$  intervalles de ventilation de largeur  $\epsilon$ ,  $L_u = 0.9(L - n\epsilon)$ , 0.9 car il s'agit de tôles isolées. Les vérifications sont également du même type. Précisons simplement que :

- le rapport hauteur sur largeur d'encoche doit être compris entre 2 et 2.5 et même 3.5,
- l'induction apparente dans la partie la plus rétrécie des dents doit être comprise entre 1.7 et 1.9T. Si l'encoche est ouverte, à l'endroit de la cale on peut arriver à 2.3T. Pour ce calcul on prendra une valeur probable de l'arc polaire virtuel  $a_v$  qui prend en compte l'épanouissement latéral du flux :  $a_v = k_e a_p$  où  $k_e$  est le coefficient d'épanouissement latéral du flux compris entre 1.05 et 1.1.

## III. RESISTANCE ET REACTANCE DE FUTES PAR PHASE DE L'INDUIT.

### III.1. Calcul de la résistance $r$ par phase.

On trace le plan d'une bobine (formée de bobines élémentaires ou de sections) en évitant les coudes de trop faible rayon et les intervalles trop réduits aux endroits où les bobines de phases différentes se chevauchent. On calcule comme pour la machine asynchrone, la longueur de la spire moyenne puis la résistance d'une phase  $r$  à la température de fonctionnement (85 à 90°C). On tiendra compte, éventuellement, de l'augmentation apparente de résistance due aux courants de Foucault. Cette augmentation est surtout sensible si on a des conducteurs en forme de barre de section  $a \times b$ . Si un enroulement a un volume de cuivre logé dans le fer  $V_e$ , les pertes par courants de Foucault  $p_{fc}$  qui s'y développent ont pour valeur :

$$p_{fc} = \frac{a^2 b^2}{a^2 + b^2} B_{emoy}^2 f^2 V_e 10^8$$

C'est comme si l'enroulement, traversé par  $I$ , avait une résistance supplémentaire  $p_{fc} / I^2$ .

On calcule également le poids de cuivre.

### III.2. Calcul de la réactance de fuites par phase.

Le bobinage de chaque phase est réalisé à partir de bobines élémentaires ou de sections de  $n_e$  spires. La réactance de fuites, que l'on note pour une machine synchrone  $\lambda$ , est la somme de celle d'encoches et de celle de têtes de bobines élémentaires ou de sections.

- **Réactance de fuites d'encoches  $x_e$ .** Pour une bobine élémentaire (ou section) la réactance de fuites d'encoches est, en utilisant les notations de la figure 1 et en posant  $a_3 = (a_1 + a_4) / 2$ , donnée par :

$$x'_e = n_e^2 L_f \left[ 0.42 \frac{h_1}{a_1} + 1.25 \frac{h_2}{a_1} + 1.25 \frac{h_3}{a_3} + 1.25 \frac{h_4}{a_4} + c \right] \omega 10^{-6}$$

$$c = 1.25 \left[ \log \frac{D_p - a_p}{a_4} + \frac{D_p^2}{\pi^2 t e_m} K_{diff} + \frac{(t - a_4)^2}{8 t e_m} \right]$$

Les 4 premiers termes de  $x'_e$  sont dus aux flux de dispersion  $\phi_{f1}$  à  $\phi_{f4}$  représentés à la figure 1. Le 5<sup>ème</sup> terme de  $x'_e$  est dû au flux de dispersion  $\phi_{f5}$  dans l'entrefer et au flux différentiel.

Le 1<sup>er</sup> terme de  $c$  est dû aux flux de fuites de dent à dent, le second au flux différentiel de phase quand au 3<sup>ème</sup> il est lié aux flux de fuites zig-zag ou flux différentiel d'encoche.

En triphasé la constante  $K_{diff}=0.0025$ .  $e_m$  représente l'épaisseur moyenne d'entrefer que nous définirons par la suite. Pour une spire,  $L_f$  est la longueur logée dans le fer, soit  $2L_u$ .

*Remarque* : Si l'enroulement est à pas raccourci, il faut multiplier  $x'_e$  par le coefficient de réduction  $k_s = \frac{1}{2} [1 + \cos(1 - \Delta)\pi]$ .  $\Delta$  est le pas d'enroulement c'est à dire le quotient de l'ouverture réelle d'une bobine par l'ouverture diamétrale.

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

- **Réactance de fuites de têtes de bobines ou de sections  $x_t$** . Le calcul de  $x_t$  se conduit comme pour une machine asynchrone (cf. MAS VI.2).
- **Valeur de la réactance de fuites  $\lambda$** .  $\lambda = x_e + x_t$ . Le rapport  $\lambda/r$  doit être d'autant plus élevé que la tension  $V$  est relativement plus grande. Il passe de 1 pour  $V=220V$  à 7 ou 8 pour  $V=10000V$ .

## IV. CIRCUIT MAGNETIQUE.

### IV.1. Dimensionnement.

- **Epaisseur moyenne d'entrefer  $e_m$** . La valeur moyenne  $e_m$  se déduit de l'expression :

$$e_m \# 5K_{cc} A D_p 10^{-7} / B_{emoy}$$

L'importance relative de la réaction d'induit demandée impose la valeur de  $K_{cc}$ . Si celle-ci n'est pas précisée dans les spécifications on peut prendre  $K_{cc} \# 1$ . Par ailleurs l'entrefer doit être mécaniquement réalisable.

- **L'anneau d'induit**. Calculé à partir de la longueur utile  $L_u$  et de  $\phi/2$ , sa hauteur radiale doit être telle que l'induction qui y règne soit de l'ordre de 1.2T.

- **Les pièces polaires**. On y trouve le flux total  $\phi_t = v\phi$ .  $v$  est le coefficient d'Hopkinson compris entre 1.05 et 1.15. Leur longueur est  $L$  et leur développement est donné par la valeur de  $R_p$  choisie. On arrondit les cornes polaires et on augmente progressivement l'entrefer à leur approche afin que la force électromotrice ne contienne pas trop d'harmoniques. L'induction dans les pièces polaires est toujours faible excepté si elles portent des amortisseurs.

- **Les noyaux polaires**. On y trouve également le flux total  $\phi_t$ . On calcule la section à donner aux noyaux afin que l'induction soit comprise entre 1.5 et 1.7T. La longueur axiale est égale à  $L$  si le rotor est constitué à partir de tôles ordinaires. Elle peut être inférieure à  $L$  s'il est en acier coulé. Pour déterminer la hauteur il faut avoir une idée des ampères-tours inducteurs par pôle  $AT_b$ . Pour cela on calcule tout d'abord une valeur provisoire des ampères-tours d'entrefer  $AT_e = e_m B_{emoy} / \mu_0$ ,  $\mu_0$  étant la perméabilité magnétique de l'air égale à  $4\pi 10^{-7}$ . Suivant l'importance de la réaction d'induit les ampères-tours inducteurs par pôle  $AT_b$  sont compris entre 2 et 3  $AT_e$ . La section d'encombrement de la bobine inductrice sera  $AT_b / \mathcal{G}_b \delta_b$ .  $\mathcal{G}_b$  est le coefficient d'occupation des conducteurs. Il va de 0.5 pour les petits fils à 0.7 ou 0.8 pour les conducteurs méplats.  $\delta_b$  est la densité de courant. Elle va de 4 à

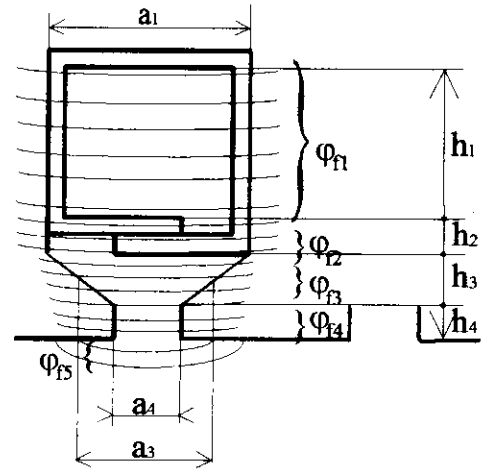


figure 1



2A/mm<sup>2</sup> suivant la section des conducteurs et l'épaisseur de la bobine. Il faut prévoir assez de place pour avoir ensuite des intervalles entre bobines inductrices voisines d'une part, et un intervalle d'isolement entre bobine et circuit magnétique du noyau d'autre part, suffisants.

- **L'anneau rotorique.** On y trouve le flux  $\phi_r/2$ . La longueur axiale est généralement supérieure à L. Sa hauteur radiale est le plus souvent dictée par des considérations mécaniques; par exemple de masse importante si on veut un rotor de grande inertie, arrivant jusqu'à l'arbre pour des alternateurs de petite puissance. L'induction ne doit guère y dépasser 1.4T.

- **Schéma.** En utilisant une échelle suffisante on fait le schéma du circuit magnétique limité à un angle de  $2\pi/4p$  à partir de l'axe d'un pôle. On trace la ligne de champ moyenne et on détermine, pour chaque élément du circuit magnétique, la longueur de la partie de cette ligne.

- **Remarque.** De façon générale, l'augmentation des inductions conduit à accroître la réaction d'induit.

#### IV.2. Détermination de la réluctance de l'entrefer.

En utilisant une échelle suffisante et dans l'angle  $2\pi/4p$  à partir de l'axe d'un pôle, on fait le schéma de l'entrefer limité par l'alésage de l'induit et le profil de la pièce polaire. La construction de Lehmann permet alors de déterminer la réluctance par unité de longueur de l'induit correspondant d'une part à l'arc polaire réel  $a_p$  :  $\mathfrak{R}_1$ , et d'autre part à tout l'entrefer  $\mathfrak{R}_2$ . Ceci nous permet de vérifier que les valeurs de l'épaisseur moyenne  $e_m$  de l'entrefer :  $e_m = \mu_0 a_p \mathfrak{R}_1$  et de l'arc polaire virtuel  $a_v = e_m / \mu_0 \mathfrak{R}_2$  choisies précédemment conviennent. On obtient la réluctance par unité de longueur de l'induit  $\mathfrak{R}_3$  de l'entrefer prenant en compte la denture statorique en multipliant la valeur de  $\mathfrak{R}_2$  par le coefficient d'Arnold  $k_a$  :  $\mathfrak{R}_3 = k_a \mathfrak{R}_2$ . Pour la détermination de  $k_a$  on se reportera à l'étude de la machine asynchrone (cf. MAS V.2). On détermine ensuite la longueur virtuelle  $L_v$  de l'entrefer par la relation :

$$L_v = L \left( 1 + \frac{4e_m}{L} \right) \left( 1 - \frac{k\epsilon}{L} \right)$$

La quantité entre parenthèses fonction de  $e_m$  permet de tenir compte de l'épanouissement longitudinal du flux.

$k$  est un coefficient expérimental, fonction de  $\epsilon/e_m$ , donné lors de l'étude de la machine asynchrone (cf. tableau 3, MAS V.2).

La réluctance d'entrefer est donc  $\mathfrak{R}_e = \mathfrak{R}_3 / L_v$ . On en déduit les ampères-tours d'entrefer  $AT_e = \mathfrak{R}_e \phi / \mu_0$  et l'induction moyenne dans l'entrefer  $B_{emoy} = \mu_0 AT_e / e_m$ .

La construction de Lehmann consiste à tracer dans l'entrefer des lignes de champ de façon à mettre en évidence des tubes de flux et des équipotentielles ce qui conduit à faire apparaître des carrés curvilignes comme indiqué à la figure 2. Soit une unité de longueur de l'induit. Si un tube de flux ne correspond qu'à un seul carré curviligne de côté  $\ell$ , la réluctance correspondante est  $\ell / \mu_0 \ell \times 1 = 1 / \mu_0$  et la perméance  $\mu_0$ . Si un tube de flux correspond à  $x$  carrés curvilignes, pour l'un de ces carrés de côté  $\ell'$ , la réluctance correspondante s'exprime par :  $\ell' / \mu_0 \ell' \times 1 = 1 / \mu_0$ . Pour les  $x$  carrés qui constituent le tube, la réluctance est  $x / \mu_0$  et la

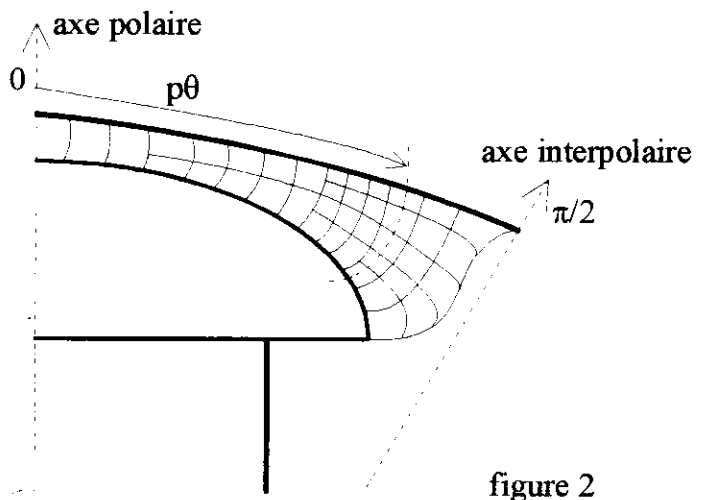


figure 2

perméance  $\mu_0 / x$ . On obtient la perméance d'entrefer par unité de longueur d'induit  $P_e$  en faisant la somme des perméances des différents tubes de flux et en tenant compte de la symétrie par rapport à l'axe polaire. En notant  $n^1$ , le nombre de tubes de flux constitués d'un seul carré curviligne, ...,  $n^x$  le nombre de tubes de flux constitués de  $x$  carrés curvilignes, ..., il vient :

$$P_e = 2\mu_0 \left( n^1 \frac{1}{x} + n^2 \frac{1}{2} + \dots + n^x \frac{1}{x} + \dots \right)$$

### IV.3. Caractéristiques magnétiques.

Pour des flux valant  $k\phi$ ,  $k$  prenant respectivement les valeurs 0.5, 0.75, 1 et 1.25, on calcule les ampères-tours  $AT_{eda}$  exigés par l'induit (entrefer, denture et anneau). Pour la denture on ne confondra l'induction réelle et l'induction apparente que si celle-ci n'excède pas 1.7T. En cas de dépassement, le fer de la denture est saturé et une partie du flux s'établit dans les encoches. Il faut alors utiliser la méthode préconisée lors de l'étude de la machine asynchrone et déterminer l'induction réelle aux différents niveaux (base, milieu et sommet) des dents (cf. MAS V.3). On trace la caractéristique magnétique partielle de l'induit  $\phi = f(AT_{eda})$ .

Pour les flux totaux  $\phi_t$  correspondants, donc valant  $kv\phi$ , on calcule les ampères-tours  $AT_r$  exigés par le rotor (pièce polaire, noyau et anneau). On trace la caractéristique partielle de l'inducteur  $\phi_t = f(AT_r)$ . Pour chaque valeur de  $k$  on détermine la totalité des ampères-tours consommés à vide par pôle  $AT_p$ .

### IV.4. Calcul du coefficient d'Hopkinson $v$ .

On calcule le flux de fuites  $\phi_f$  par l'une des formules de Roth :

$$\phi_f = \mu_0 \left[ 2h_p \left( \frac{L_p}{d_p} + 1 \right) + h_n \left( \frac{L_n}{d_n} + 0.75 \right) \right] AT_p$$

$$\phi_f = \mu_0 \left[ 5h_p \left( \frac{L_p}{4h_p} + 1 \right) + 2h_n \left( \frac{L_n}{d_n} + 1 \right) \right] AT_p$$

avec, figure 3,

$L_p=L$ ,  $h_p$  : longueur et hauteur de la pièce polaire dans son axe,

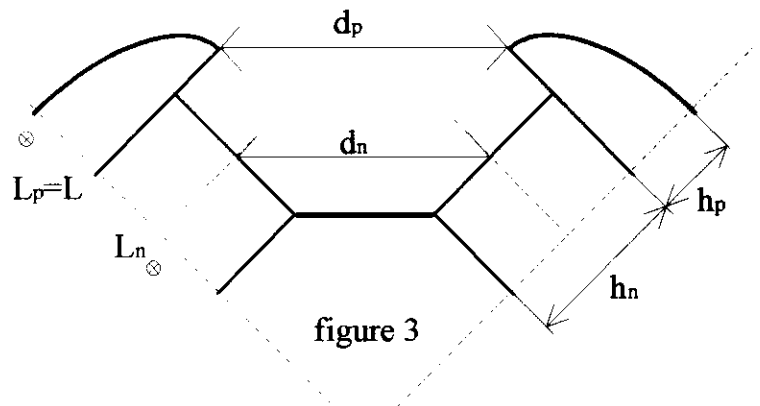
$L_n$ ,  $h_n$  : longueur et hauteur du noyau,

$d_p$  : distance entre cornes polaires,

$d_n$  : distance moyenne entre noyaux.

En fait, on effectue ce calcul avec les 2 relations et l'on définit  $\phi_f$  comme la valeur moyenne des deux quantités ainsi déterminées.

A partir de la valeur de  $\phi_f$  on déduit  $v = \phi_t / \phi = (\phi + \phi_f) / \phi$ .  $v$  dépend quelque peu de  $AT_p$  mais en général on retient la valeur correspondant à  $k=1$ .



## V. CALCUL DE L'INDUCTEUR.

### V.1. Calcul des ampères-tours nécessaires à pleine charge.

#### V.1.1. Valeur du coefficient de Kapp $K_K$ .

• **Répartition de l'induction le long de l'entrefer :  $b(p\theta)$ .** La différence de potentiel magnétique entre la surface externe d'une pièce polaire et la surface interne de l'induit est  $AT_e$ . Soit un tube de flux caractérisé par son abscisse angulaire électrique  $p\theta$  (figure 2). Considérant toujours une unité de longueur de l'induit, il correspond à un flux  $\phi$  et à une réluctance  $x/\mu_0$ . On a  $AT_e = x\phi / \mu_0$ . Si le dernier carré curviligne (celui dont un des côtés est constitué par la surface interne de l'induit) a pour côté  $\ell$ , la surface d'entrée du flux dans l'induit est  $\ell \times 1 = \ell$  et l'induction à ce niveau est  $b$  telle que  $\phi = b\ell$ . D'où  $AT_e = xb\ell / \mu_0$  et  $b = \mu_0 AT_e / x\ell$ . Considérant les divers tubes de flux existant dans l'angle  $\pi/2$  on calcule ainsi l'induction  $b$  à leurs différents niveaux. Utilisant la symétrie par rapport à l'axe polaire, on trace, point par point, la courbe  $b(p\theta)$  dans l'intervalle  $[-\pi/2, \pi/2]$ . C'est par exemple l'alternance

positive correspondant à un pôle Nord. Rappelons que la courbe  $b(p\theta)$  a une forme d'onde identique à celle de la force électromotrice  $e(\omega t)$  induite dans une bobine élémentaire (ou section) statorique.

• **Forme d'onde de la force électromotrice induite dans une bobine de l'induit.** Précisons tout d'abord qu'à caractéristiques numériques ( $m$ ,  $2p$  et  $q$ ) données, quel que soit le type de bobinage, la force électromotrice créée est la même. On considère donc, dans ce qui suit, un enroulement en sections par pôles consécutifs. Une bobine est alors constituée de  $m$  sections décalées les unes par rapport aux autres d'un angle  $t'$  correspondant à un pas dentaire, soit, en valeur électrique,  $pt' = \pi/qm$ . On trace donc  $m$  courbes  $b(p\theta)$  décalées les unes par rapport aux autres de  $pt'$ . La forme d'onde de l'induction résultante  $B(p\theta)$  est identique à celle de la force électromotrice induite dans la bobine. On détermine le coefficient  $K'$  :  $K' = \text{valeur efficace de } B/m \times \text{valeur moyenne de } b$ .

• **Détermination du coefficient de Kapp  $K_K$ .** Si  $\phi$  est le flux qui sort d'une pièce polaire pour aller à l'induit, quelle que soit sa répartition, l'induction moyenne à travers une bobine est la même :  $K'$  est proportionnel à la valeur efficace de  $B$ . En particulier si la répartition est sinusoïdale et si les  $m$  bobines élémentaires ou sections sont dans la même paire d'encoches, en notant dans ces conditions  $K'_1$  la valeur de  $K'$ , on aurait :

$$K'_1 = \frac{B_M}{\sqrt{2}} / m \frac{2}{\pi} b_M$$

$B_M$  et  $b_M$  sont respectivement les valeurs maximales de  $B$  et  $b$  avec ici  $B_M = mb_M$ .

D'où :  $K'_1 = \pi / 2\sqrt{2}$ .

Les valeurs efficaces des f.e.m. sont proportionnelles à celles des inductions. Si  $E_1$  et  $E$  désignent les valeurs efficaces des f.e.m. dans le cas d'une répartition sinusoïdale et dans le cas réel on a :  $E/E_1 = K'/K'_1$ . Par ailleurs nous avons  $E = K_K n_c f \phi$  et  $E_1 = \pi n_c f \phi / \sqrt{2}$ . On a donc aussi :

$E/E_1 = \sqrt{2} K_K / \pi$  et par suite :  $K'/K'_1 = \sqrt{2} K_K / \pi$  et  $K_K = \pi K' / \sqrt{2} K'_1$ . Soit :

$K_K = 2 \times \text{valeur efficace de } B/m \times \text{valeur moyenne de } b$ .

Pratiquement, de la courbe  $B(p\theta)$  on déduit la courbe  $B^2(p\theta)$ , d'où la valeur efficace de  $B$ . De la courbe  $b(p\theta)$  on déduit la valeur moyenne de  $b$ . On calcule ensuite  $K_K$ .

• **Relation entre force électromotrice et flux utile.** La connaissance de  $K_K$  permet d'établir la relation entre force électromotrice et flux utile :  $E = K_K n f \phi$ . On peut ainsi graduer l'axe vertical des caractéristiques magnétiques en volts.

### V.1.2. Ampères-tours nécessaires à pleine charge.

On trace le diagramme de Potier, figure 4.

• A vide :

$OA = \underline{V}$  : tension nominale,

$OB = vOA$ ,

$OC + OD = AT_0$  : ampères-tours à vide.

• En charge : Pour une certaine valeur du courant  $I$  et son déphasage  $\phi$  par rapport à la tension  $\underline{V}$ , on trace  $\underline{E} = \underline{V} + rI + j\lambda I$ .  $OC'$  donne les ampères-tours exigés par l'induit,  $C'C''$  ceux exigés par la réaction d'induit et  $OD''$  ceux exigés par le rotor.  $OC'' + OD''$  donne la totalité des ampères-tours  $AT_b$  pour la charge considérée caractérisée par  $I$  et  $\phi$ . On fait en général cette construction pour  $\cos\phi = 1$  et  $\cos\phi$  nominal,  $I$  étant égal à 0.25, 0.5, 0.75, 1 et  $1.25I_n$ . La

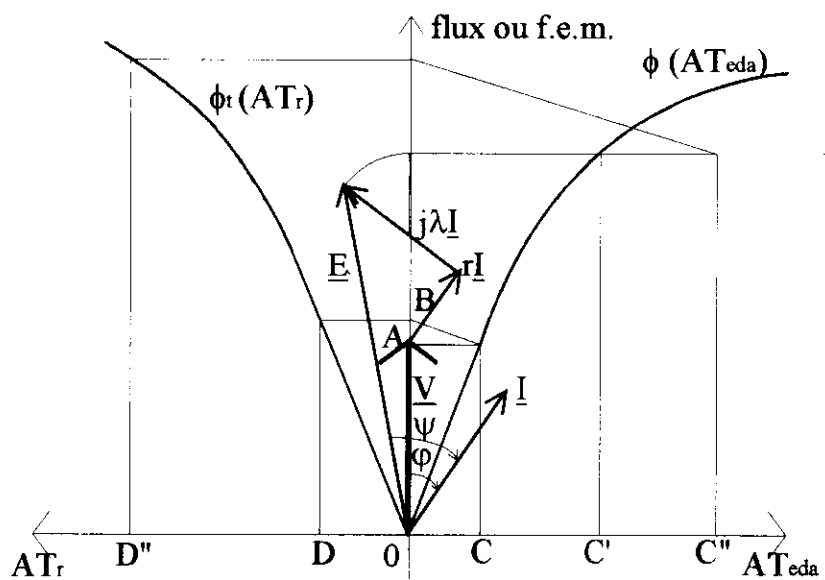


figure 4

détermination de  $C'C''$  représentant les ampères-tours exigés par la réaction d'induit nécessite la connaissance du coefficient d'équivalence entre induit et inducteur  $\alpha$ .

Si  $n_{si}$  est le nombre de spires du bobinage de l'induit par phase et pour une double distance polaire et  $n_{sj}$  le nombre de spires du bobinage inducteur relatif à deux pôles, en écrivant que, dans l'entrefer, l'induit et l'inducteur créent la même force magnétomotrice à répartition sinusoïdale, on obtient, en égalant leurs valeurs maximales :  $qK_{bi}n_{si}I_M / 2 = K_{bj}n_{sj}J_e = K_{bj}n_{sj}\alpha I$ .  $I_M$  étant la valeur maximale du courant d'induit et  $J_e$  le courant d'excitation on a  $\alpha = qK_{bi}n_{si} / \sqrt{2}K_{bj}n_{sj}$ .

$K_{bi}$  et  $K_{bj}$  sont les coefficients de bobinage de l'induit et de l'inducteur.  $K_{bj}$  est un peu inférieur à 1 pour les alternateurs à pôles saillants, inférieur à 1 pour ceux à rotors lisses car les spires sont réparties à la périphérie du rotor. Le tableau 2 donne un ordre de grandeur de  $\alpha$ .

alternateur	rotor lisse	pôles saillants
monophasé (2/3 encoches occupées)	$0.70n_{si}/n_{sj}$	$0.58n_{si}/n_{sj}$
diphasé	$1.56n_{si}/n_{sj}$	$1.28n_{si}/n_{sj}$
triphase	$2.44n_{si}/n_{sj}$	$2.00n_{si}/n_{sj}$

Tableau 2

Pour les alternateurs triphasés à pôles saillants on peut utiliser la formule de Kapp :

$$\alpha = 1.68 \frac{\sin R_p \pi / 2}{R_p} \frac{n_{si}}{n_{sj}}$$

$\psi$  étant le déphasage de  $I$  par rapport à  $E$ ,  $I \sin \psi$  est la composante réactive du courant. Elle est à l'origine d'un flux de réaction longitudinale qui se superpose directement au flux inducteur.  $\alpha I \sin \psi$  représente donc la variation du courant d'excitation et  $C'C'' = n_{sj} \alpha I \sin \psi$  la variation des ampères-tours d'excitation nécessaire pour compenser la réaction d'induit. En particulier pour un alternateur triphasé à pôles saillants :  $C'C'' = n_{sj} \alpha I \sin \psi = 1.68 \frac{\sin R_p \pi / 2}{R_p} n_{si} I \sin \psi$ .

## V.2. Réalisation du bobinage inducteur.

Le courant d'excitation  $J_e$  qui se répartit dans les différentes bobines qui enroulent chaque noyau polaire, peut être fourni :

- par une source extérieure,
- par une excitatrice ou un alternateur d'excitation, monté en bout d'arbre.

On doit se fixer la tension  $U_e$  à appliquer à la roue polaire pour que cette machine soit facile à construire. Celle-ci est d'ordinaire comprise entre 80 et 250V.

- On désigne par :
- $AT_b$  les ampères-tours d'une bobine d'excitation,
  - $U_b$  la tension aux bornes de celle-ci,
  - $s_b$  la section du fil,
  - $\rho_b$  sa résistivité à la température de régime,
  - $n_b$  le nombre de spires,
  - $l_b$  la longueur de la spire moyenne,
  - $J_b$  le courant parcourant la bobine,
  - $\delta_b$  la densité de courant.

• **Relations générales.**  $AT_b = n_b J_b$ ;  $U_b = \rho_b n_b l_b J_b / s_b$  soit  $U_b = \rho_b l_b AT_b / s_b$ . On en déduit donc que :  $s_b = \rho_b l_b AT_b / U_b$ . Comme :  $J_b = \delta_b s_b$ , il vient :  $n_b = AT_b / \delta_b s_b$ . Plus  $\delta_b$  est fort, moins il faut de cuivre, mais plus les pertes Joule sont fortes et le refroidissement difficile.

• **Conduite des calculs.** On choisit le groupement des bobines. Si on les met toutes en série, ce qui facilite la protection contre la coupure d'une bobine et évite de travailler avec un ou plusieurs enroulements hors service, on a :  $J_e = J_b$  et  $U_b = U_e / 2p$ . Toutefois pour des facilités de construction on peut être amené à adopter un groupement des bobines en parallèle. Alors :  $J_b = J_e / 2p$  et  $U_b = U_e$ . On peut également réaliser un groupement mixte série-parallèle. On prévoit l'encombrement probable de la section des bobines, d'où  $l_b$ . Ayant calculé  $s_b$ , on choisit  $\delta_b$  d'où  $n_b$ . On répartit ces  $n_b$  spires en un certain nombre de couches et on vérifie que  $l_b$  a une valeur voisine de celle prévue.

*Remarques.* En fait on fera les calculs en utilisant 1.05 à 1.10  $AT_b$  pour se donner une possibilité de surexcitation. La densité  $\delta_b$  dépend de la section du fil, de l'épaisseur de son isolant, de la section des bobines, de leur refroidissement et de la vitesse périphérique. Lors de la disposition des spires autour du noyau il faut prévoir l'isolement, le refroidissement, la tenue mécanique des bobines.

• **Autres calculs.** On calcule également la résistance de l'ensemble du bobinage inducteur et le poids de cuivre nécessaire à sa réalisation.

### V.3 Caractéristiques.

Connaissant  $n_b$ , les caractéristiques à vide  $E_0(J_e)$ , en court-circuit  $I_{cc}(J_e)$  et en charge  $I(J_e)$  à tension  $V$  constante pour  $\cos\phi=1$  et  $\cos\phi$  nominal se déduisent des résultats du paragraphe V.1.2. La première et la deuxième de ces caractéristiques permettent le calcul de  $K_{cc}$ .

## VI. CALCUL DES PERTES, RENDEMENT.

On distingue les pertes mécaniques, les pertes dans le fer, les pertes Joule de l'induit, les pertes par excitation et les pertes supplémentaires.

### VI.1 Les pertes mécaniques $p_m$ .

Elles sont indépendantes de la charge et comprennent les pertes par frottement aux paliers ou au pivot à patin  $p_f$  et les pertes par ventilation  $p_v$  :  $p_m = p_f + p_v$ .

#### • Pertes par frottement.

□ *Paliers pour arbre horizontal.* Si  $R$  est la charge d'un palier,  $v$  la vitesse périphérique de l'arbre à ce niveau et  $k_f$  le coefficient de frottement, l'expression des pertes de ce palier est  $p_f = k_f R v$ . Le coefficient de frottement est donné par  $k_f = 3.2 \sqrt{v_i \Omega / R'}$ .  $v_i$  est la viscosité de l'huile utilisée,  $\Omega$  la vitesse angulaire. Si  $d_p$  est le diamètre du palier et  $l_p$  sa longueur,  $R'$  est la charge par unité de surface :  $R' = R / (d_p l_p)$ . Pour les petites machines on utilise une huile de viscosité Engler 3 à 4 et  $v_i = 0.0018$  à 0.0025. Pour les machines puissantes (turbo-alternateur),  $v_i = 0.0016$ .

Pour les roulements à billes  $k_f = 0.0015$  à 0.002 et à rouleaux  $k_f = 0.0025$ .

□ *Pivot à patin pour arbre vertical.* Les relations donnant  $p_f$  et  $k_f$  sont identiques mais  $R$  représente le poids total du rotor, de la turbine qui l'entraîne et de la poussée axiale de l'eau sur la turbine.  $v$  est la vitesse moyenne au milieu de la surface d'appui  $S_a$ . Si le patin a des diamètres extérieur  $D_{pe}$  et intérieur  $D_{pi}$ ,  $S_a = \pi(D_{pe}^2 - D_{pi}^2) / 4$ . Pour le calcul de  $R'$  on applique à cette surface un coefficient de réduction 5/6, de sorte que  $R' = 6R / 5S_a$ .

On utilise des huiles de viscosité élevée, 5 à 9 degrés Engler, pour lesquelles  $v_i = 0.0030$  à 0.0045.

• **Pertes par ventilation.** Elles sont difficiles à évaluer. On peut utiliser, comme pour les machines asynchrones, la relation  $p_v = C p_u v_r^2$  où  $C$  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. On peut également utiliser la relation  $p_v = Q h_a / \eta_v$  où  $Q$  est le débit,  $h_a$  la pression et  $\eta_v$  le rendement du ventilateur. Le débit  $Q$  dépend des pertes à évacuer et de l'échauffement  $\Delta\theta$  de l'air entre l'entrée et la sortie :  $Q = \text{pertes} / 1.1 \Delta\theta$ . Le coefficient 1.1 est valable pour l'air, à 40°C, sous 101396 Pa (760 mm de mercure). La pression  $h_a$  est calculée à partir des pertes de

charge le long du trajet de l'air. Elle est très difficile à évaluer. Le rendement du ventilateur  $\eta_v$  va de 0.7 pour un ventilateur à hélice, à 0.2 pour un ventilateur à ailettes radiales.

**Remarques :**

- l'hydrogène est parfois substitué à l'air dans les machines puissantes. Il donne une diminution des pertes par frottement. La réduction est de 1/3 car ces pertes sont proportionnelles à la densité,
- la conductibilité calorifique de l'hydrogène est plus grande que celle de l'air ( $1.47 \cdot 10^{-3}$  W/cm $\times$ degréC au lieu de  $0.22 \cdot 10^{-3}$ ) pour l'air),
- l'hydrogène circule en circuit fermé.

• **Remarques.**  $\diamond$  La difficulté de calcul des pertes mécaniques a conduit les constructeurs à établir des courbes de pertes à partir d'alternateurs construits puis à déduire celles d'un alternateur à calculer par des formules simples. Par exemple  $p_m = p'_m D^3 \sqrt{L}$ .

On a donc établi la courbe  $p'_m(N)$  pour un alternateur caractérisé par  $D=1m$  et  $L=0.3m$ , figure 5.

Pour un alternateur à calculer dont on a déjà déterminé  $D$  et  $L$  et devant tourner à la vitesse  $N$ , on déduit  $p'_m$  de la courbe  $p'_m(N)$

puis on calcule  $p_m = p'_m D^3 \sqrt{\frac{L}{0.3}}$ .

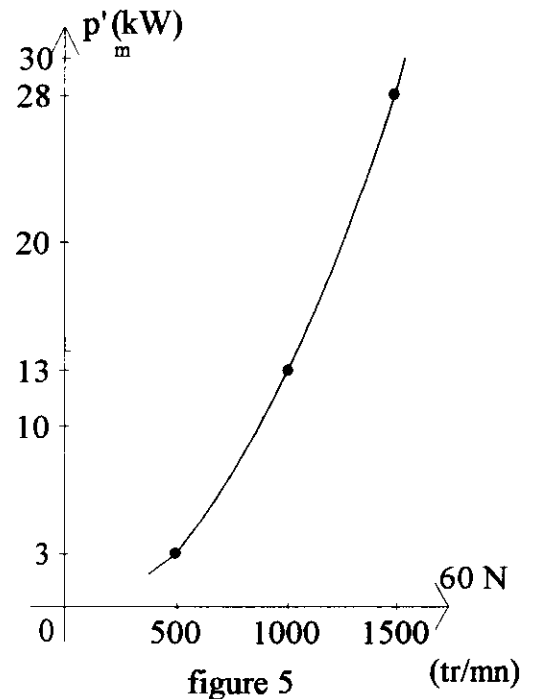
$\diamond$  L'ordre de grandeur des pertes mécaniques en fonction de la puissance utile est le suivant.

Machines de petite puissance :

- paliers coussinets : 2 à 5%,
- paliers roulements 0.7 à 1.5%.

Machines de puissance moyenne : 1 à 2%.

Machines de forte puissance : 0.5 à 1%.



### VI.2. Les pertes fer $p_f$

Pour constituer le circuit magnétique de l'induit on choisit des tôles de qualité  $\phi$ . Ces tôles ont une assez forte teneur en silicium. On utilise surtout des tôles à 3.6, 3 et 2.6W de 0.5mm d'épaisseur et celles de 2.2, 1.7 et 1.45W de 0.4mm d'épaisseur. Pour le calcul de ces pertes on se référera à l'article sur la machine asynchrone (cf. MAS V.4).

### VI.3. Pertes dans le cuivre de l'induit $p_{jI}$ , pertes par excitation.

• **Pertes dans l'induit.** C'est la somme des pertes Joule et, éventuellement, des pertes par courants de Foucault. Si  $r$  est la résistance d'une phase à la température de régime les pertes Joule sont  $qrI^2$ . La procédure utilisée pour tenir compte des courants de Foucault est précisée au paragraphe III.1.

• **Pertes par excitation.** Si  $r_j$  est la résistance du circuit inducteur et  $J_e$  le courant d'excitation,  $p_{JR} = r_j J_e^2$ . Il faut également tenir compte du rendement du système générant le courant  $J_e$  variable.

### VI.4. Caractéristiques de rendement, échauffements.

• **Rendement.** On calcule le rendement  $\eta$  pour diverses valeurs du courant d'induit  $I$  et pour  $\cos\phi=1$  et  $\cos\phi$  nominal. Les valeurs usuelles du rendement sont données au tableau 3.

$P_u$ en kVA	20	100	200	400	1000	>1000
$\eta$ pour $\cos\phi=1$	0.87	0.90	0.92	0.94	0.96	0.97
$\eta$ pour $\cos\phi=0.8$	0.82	0.86	0.89	0.92	0.94	0.96

Tableau 3

• **Echauffements.** On procède comme pour la machine asynchrone (cf. MAS VIII). On vérifie que les surfaces d'évacuation des pertes sont suffisantes pour l'induit et pour l'inducteur.

## VII. CALCULS MECANIQUES.

Le dimensionnement de l'arbre et des paliers se fait comme pour une machine asynchrone. On fait ces calculs en tenant compte du poids du rotor, de l'attraction magnétique en supposant un décentrement du rotor par rapport au stator entraînant une flèche égale au 20<sup>ème</sup> de la valeur minimale de l'épaisseur de l'entrefer et, éventuellement, de la traction exercée par la courroie. Particulièrement à l'alternateur on détermine éventuellement la section à donner au bras de la roue polaire et la section à donner aux vis de fixation des pôles.

### VII.1. Section à donner aux bras de la roue polaire.

La longueur du moyeu  $L_m$  est 1 à 1.5 fois celle de l'inducteur, figure 6. Les longs moyeux sont chambrés pour faciliter l'usinage. La longueur de la chambre  $L_c$  est 0.9 à 0.5  $L_m$ . Le diamètre extérieur  $d_m$  du moyeu peut être égal à  $1.7d_a + 10^{-2}$  où  $d_a$  est le diamètre de l'arbre.

Les clavettes ne doivent pas avoir une longueur supérieure à 250mm car au delà la portée n'est plus satisfaisante. Les bras de la roue polaire se calculent en vérifiant la relation  $I/V = Fl_{rp}/c_s$  où :

- $F$  est la force à l'extrémité de chaque bras,
- $l_{rp}$  est la longueur d'un bras,
- $c_s$ , la charge de sécurité admise; par exemple  $c_s$  va de  $5 \cdot 10^6$  pour la fonte à  $10^7 \text{N/m}^2$  pour l'acier coulé.
- $I/V$  est le module d'inertie de la section d'un bras; par exemple :

- $I/V \approx 0.8a^3$  pour une section circulaire de rayon  $a$ , figure 7,

- $I/V \approx 0.8a_1 a_2^2$  pour une section elliptique de demi-petit axe  $a_1$  et de demi-grand axe  $a_2$ , figure 8,

(l'axe représenté sur la figure 8 est parallèle à l'axe de la machine).

Si  $\Gamma_M$  est le couple maximum de la machine on a  $\Gamma_M = P/\Omega = S \cos\phi / 2\pi N$  et, au maximum

donc pour  $\cos\phi$  valant 1,  $\Gamma_M = S/2\pi N$ . Par ailleurs,  $d_r$  étant le diamètre extérieur de la roue polaire et  $\ell$  le nombre de bras,  $\Gamma_M = \ell F d_r / 2$ . De ces deux expressions de  $\Gamma_M$  on déduit  $F = S / \pi N \ell d_r$ . On a  $d_r = d_m + 2l_{rp}$ . Le nombre de bras  $\ell$  est obtenu à partir de la formule empirique  $\ell \approx 8\sqrt{d_r}$ . La relation initiale qu'il faut vérifier en agissant sur la géométrie de la section ( $I/V$ ) et la longueur des bras  $l_{rp}$  est donc :

$$I / V = S l_{rp} / 8 \pi c_s N (d_m + 2 l_{rp})^{3/2}$$

Ayant  $l_{rp}$ , on calcule ensuite  $d_r$  puis  $\ell$ .

### VII.2. Section à donner aux vis de fixation des pôles.

Chaque pôle supporte deux forces, figure 9.

1) La masse totale  $M$  d'un pôle inducteur (pièce polaire, noyau polaire et bobinage inducteur) conduit à une force d'inertie centrifuge  $f_1 = M\Omega^2 R_r$ ,  $R_r$  étant le rayon extérieur du rotor.

2) Le couple de la machine est à l'origine d'un effort tangentiel  $\vec{F}$  qui tend à faire pivoter le pôle autour de l'arête A. On a  $P=S$  si  $\cos\phi=1$  et  $P=S=\Gamma_M \Omega = 2pFR_r 2\pi N$ . D'où  $F = S/4p\pi NR_r$ . A l'effort  $F$  correspond

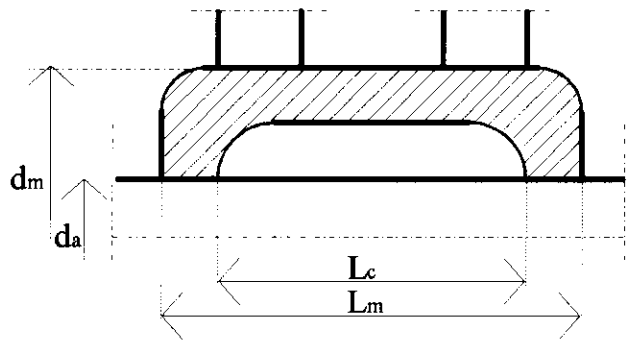


Figure 6

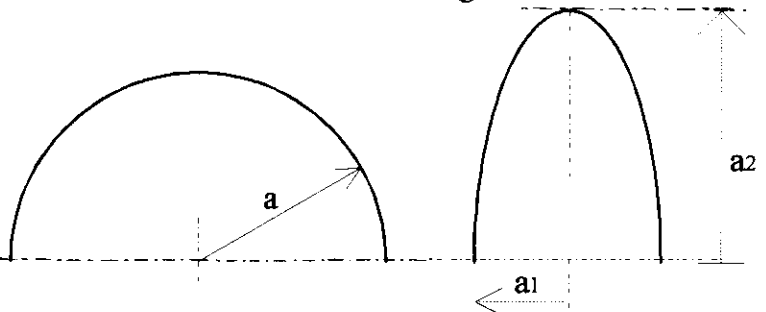


figure 7

figure 8

la force  $f_2$  suivant l'axe polaire telle que  $f_2[MA]=F[MN]$ . La force totale  $f_1+f_2$  permet de calculer le nombre de vis de fixation et leur diamètre.

## VIII. REMARQUES DIVERSES.

### VIII.1. Alternateur monophasé.

Toutes les encoches statoriques ne sont pas occupées. Pour les alternateurs de petite puissance, on choisit un nombre d'encoches par pôle multiple de 3, on n'en occupe que les 2/3. On prend des valeurs de charge périphérique A plus réduites. Un circuit amortisseur est généralement indispensable.

### VIII.2. Le circuit amortisseur.

On le prévoit pour les alternateurs monophasés (pour réduire la réaction d'induit), pour les moteurs synchrones triphasés (pour le démarrage en asynchrone), et, si nécessaire, pour les alternateurs triphasés (pour réduire les champs tournants harmoniques). Leur importance dépend du rôle et des conditions de fonctionnement de la machine. On place en général 5 à 6 barres par pièce polaire. Si  $d_b$  est le diamètre d'une barre, l'écartement entre barres voisines est environ  $1.5d_b$ .

### VIII.3. L'excitatrice.

Elle est généralement placée en bout d'arbre de l'alternateur. Pour éviter qu'elle ne soit trop encombrante on lui donne un diamètre plus grand et une longueur plus faible qu'une dynamo ordinaire et cela d'autant plus que la vitesse de rotation est faible.

On la calcule pour une puissance supérieure d'au moins 10% à celle exigée par l'excitation de l'alternateur à pleine charge sous le  $\cos\phi$  le plus bas. Etant donné qu'on règle l'excitation de l'alternateur par celle de l'excitatrice, cette machine fonctionne à tension très variable. Elle doit donc posséder des pôles de commutation. Le réglage ci-dessus ne sera facile que si la caractéristique magnétique de l'excitatrice présente une certaine courbure dès l'origine, sinon la moindre variation de son rhéostat de champ produirait une grande variation de la tension de sortie. On obtient cette courbure en introduisant dans le circuit magnétique un élément de faible section qui sera donc très vite saturé. On le place de préférence dans le circuit inducteur pour éviter des pertes fer. On peut, par exemple, intercaler entre les noyaux et la culasse, des tôles ne recouvrant que les 4/10 de la surface du noyau polaire, figure 10.

## IX. BIBLIOGRAPHIE.

### Ouvrages généraux.

A. MAUDUIT. "MACHINES ELECTRIQUES". Dunod Edit., 1922.

H. de PISTOYE. "ETUDE MECANIQUE ET USINAGE DES MACHINES ELECTRIQUES". Librairie J.B. Baillièrre et Fils, 1924.

G. SEGUIER, F. NOTELET. " ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE". Technique et Documentation Edit., Paris, 1977.

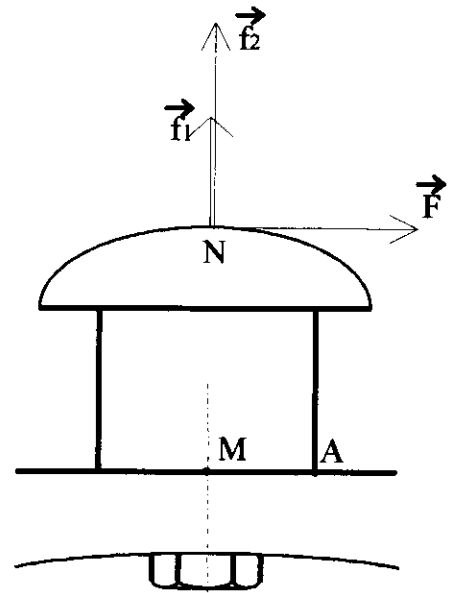


Figure 9

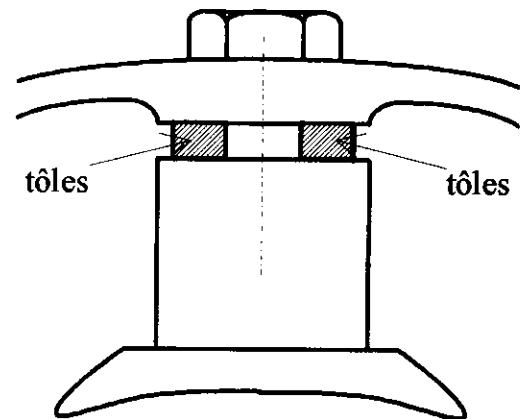


Figure 10



# IDENTIFICATION PARAMETRIQUE D'UNE BOBINE COUPLEE MAGNETIQUEMENT A UNE CAGE CONDUCTRICE

**Jean-Pierre CARON**

**L2EP-Groupe ENSAM, 8 Bd Louis XIV, 59046 LILLE**

La construction des machines à courant alternatif met en oeuvre des circuits électriques constitués de barres conductrices logées dans des encoches et reliées en leurs extrémités par des arcs ou des anneaux de court-circuit formant ainsi des portions de cage ou des cages complètes. Qu'elles soient destinées d'une part à atténuer les effets d'à-coups de fonctionnement ou de composantes harmoniques de champs tournants dans le cas des machines synchrones, et d'autre part à remplacer l'enroulement triphasé bobiné au rotor des machines asynchrones; ces cages conductrices ne sont pas accessibles à une expérimentation directe.

Basée sur des hypothèses classiques de linéarisation des matériaux ferromagnétiques et de répartition spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer, la modélisation physique consistant à définir des inductances propres et mutuelles se heurte à l'impossibilité de les mesurer. La transformation de Park, [1], [2], a montré que le modèle de connaissance de ces machines, indispensable à l'organisation de leur commande, faisait émerger de nouveaux paramètres; il s'agit, toujours dans le contexte d'un couplage magnétique entre deux circuits respectivement statorique et rotorique, des constantes de temps et du coefficient de dispersion de Blondel ou encore de son complément à l'unité.

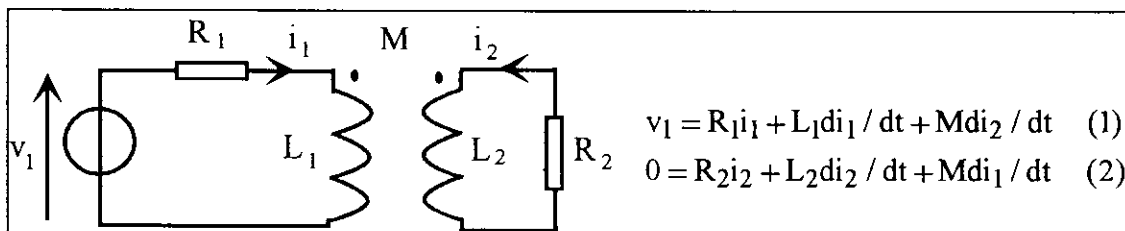
## 1. Modèle de connaissance

Quelle que soit la configuration considérée :

.couplage entre une phase statorique et la cage rotorique d'une machine asynchrone triphasée ou diphasée (annexe 1),

.couplage entre une phase de l'induit et l'amortisseur longitudinal ou transversal d'une machine synchrone (annexe 2),

.couplage entre l'inducteur et l'amortisseur longitudinal d'une machine synchrone (annexe 3),  
l'analyse physique conduit à un premier modèle (figure 1) constitué d'un circuit primaire (résistance  $R_1$ , inductance  $L_1$ ) couplé par la mutuelle inductance  $M$  à un circuit secondaire fermé sur lui-même (résistance  $R_2$ , inductance  $L_2$ ), et qui est ensuite transformé dans le modèle de connaissance de la figure 2.



**FIG.1** Modèle physique

Le nombre de paramètres à identifier passe de cinq à quatre :

$$\boxed{R_1, \sigma, \tau_1, \tau_2}$$

ce qui a pour effet la réduction de la connaissance du courant  $i_2$  à son image  $i_2' = (L_2 / M) i_2$ .

La résistance  $R_1$  est mesurée par une méthode voltampèremétrique en courant continu;  $\sigma$ ,  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  sont déduits du relevé expérimental de l'établissement du courant  $i_1$  lorsque la tension primaire est un échelon [3]. L'enregistrement de la tension  $v_1$ , à l'ouverture du circuit primaire initialement parcouru par le courant continu  $I_1$ , peut être aussi exploité pour trouver  $\tau_2$ , et confirmer ainsi les résultats de la première méthode.

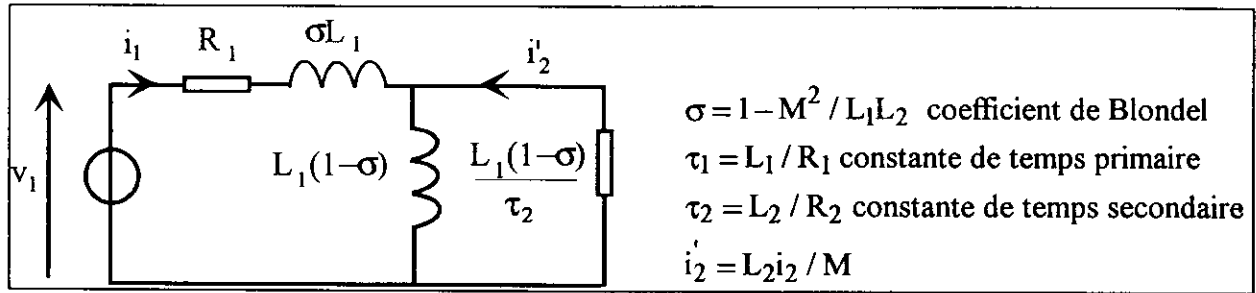


FIG.2 Modèle de connaissance

## 2. Réponse indicielle en courant du circuit primaire couplé.

Les deux circuits étant énergétiquement au repos, on applique au primaire un échelon de tension  $v_1(t)$  d'amplitude  $V_1$  et noté  $V_1U(t)$ ; l'expression de la réponse  $i_1(t)$  est recherchée à l'aide de la transformation de Laplace dont l'opérateur est noté "s".

$$\frac{I_1(s)}{V_1(s)} = Y(s) = \frac{1}{R_1 + \sigma L_1 s + L_1(1-\sigma)s / (1 + \tau_2 s)} \quad (3)$$

$$\frac{I_1(s)}{V_1(s)} = \frac{1}{R_1} \frac{1 + \tau_2 s}{1 + (\tau_1 + \tau_2)s + \sigma \tau_1 \tau_2 s^2}$$

Les pôles de l'admittance  $Y(s)$  sont réels, et le dénominateur est donc factorisable sous la forme :

$$(1+Bs)(1+Cs)$$

$$\text{avec : } BC = \sigma \tau_1 \tau_2 \text{ et } B+C = \tau_1 + \tau_2 \quad (4)$$

En constatant que B et C jouent des rôles symétriques, on peut supposer par la suite que B est supérieur à C.

Après avoir posé  $\tau_2 = A$  et  $V_1 / R_1 = I_1$ , l'expression  $I_1(s)$  devient :

$$I_1(s) = I_1 \frac{1 + As}{s(1 + Bs)(1 + Cs)} \quad (5)$$

dont la décomposition en éléments simples s'écrit :

$$I_1(s) = I_1 \left[ \frac{1}{s} - \frac{(A-B)}{(B-C)} \frac{1}{(s+(1/B))} - \frac{(A-C)}{(C-B)} \frac{1}{(s+(1/C))} \right] \quad (6)$$

Sachant que la fonction originale de  $1/[s+(1/\tau)]$  est égale à  $e^{-t/\tau}U(t)$ , on obtient finalement :

$$i_1(t) = I_1 [1 - \alpha e^{-t/B} - \beta e^{-t/C}] U(t) \quad (7)$$

avec  $\alpha = (A - B) / (C - B)$  et  $\beta = (C - A) / (C - B)$ ;  $\alpha, \beta > 0$ ;  $\alpha + \beta = 1$ . (8)

### 3. Méthode d'identification des constantes de temps et du coefficient de dispersion [3]

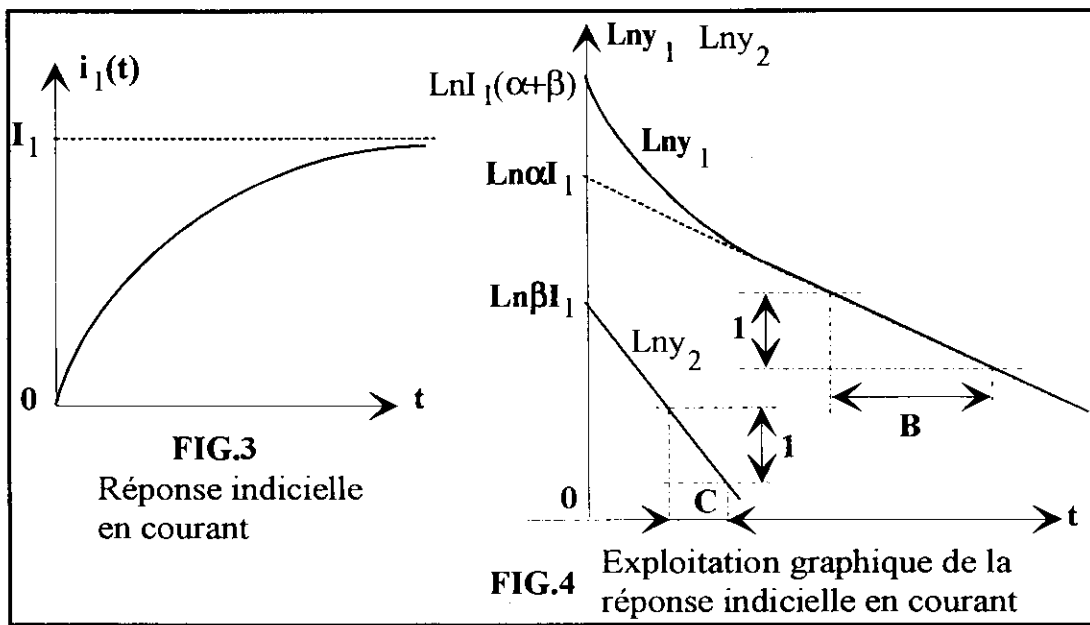
#### 3.1 Mesurage graphique de $\alpha$ et $B$

Le chronogramme de  $i_1(t)$ , tracé à la figure 3, permet de construire un premier graphe (fig.4), celui de la fonction  $y_1(t) = I_1 - i_1(t) = I_1 \left[ \alpha e^{-t/B} + \beta e^{-t/C} \right]$  dans un système de coordonnées semilogarithmiques : échelle linéaire pour le temps, échelle logarithmique népérienne pour l'ordonnée. La fonction ainsi représentée admet pour expression :

$$\text{Lny}_1(t) = \text{Ln} \alpha I_1 - \frac{t}{B} + \text{Ln} \left[ 1 + \frac{\beta}{\alpha} e^{-t((1/C)-(1/B))} \right] \quad (9)$$

dans laquelle on distingue :

- un terme caractéristique d'une droite affine :  $\text{Ln} \alpha I_1 - (t / B)$
  - et un terme  $\text{Ln} \left[ 1 + \frac{\beta}{\alpha} e^{-t((1/C)-(1/B))} \right]$  tendant asymptotiquement vers 0 lorsque  $t$  tend vers l'infini, puisque le coefficient de  $t$  dans l'exposant de  $e$  est négatif.
- de sorte que sur le graphe on peut mesurer la pente  $(-1 / B)$  de la droite asymptote ainsi que son ordonnée à l'origine  $\text{Ln} \alpha I_1$ .



#### 3.2 Mesurage graphique de $\beta$ et $C$

A partir de la connaissance de  $I_1$ ,  $\alpha$  et  $B$ , on définit la fonction  $y_2(t) = I_1 - i_1(t) - I_1 \alpha e^{-t/B}$ , encore égale à  $I_1 \beta e^{-t/C}$ , et dont le graphe (figure 4) peut être tracé point par point dans le système de coordonnées semi-logarithmiques cité précédemment :

$$\text{Lny}_2(t) = \text{Ln} I_1 \beta - (t / C) \quad (10)$$

La droite affine ainsi obtenue conduit naturellement à la déduction de la constante de temps C et de l'amplitude  $\beta I_1$ .

### 3.3 Résultats

Les paramètres recherchés sont déductibles des relations (4) et (8) dans lesquelles les éléments  $\alpha$ ,  $\beta$ , B et C sont remplacés par leurs valeurs numériques obtenues graphiquement; on trouve ainsi :

$$\begin{aligned} \tau_2 &= A = B + \alpha(C - B) \text{ ou } C + \beta(B - C) \\ \tau_1 &= B + C - A \\ \sigma &= BC / A(B + C - A) \end{aligned} \quad (11)$$

### 4. Analyse de l'ouverture du circuit primaire

On considère les circuits couplés dans l'état stationnaire caractérisé par :

$$v_1 = V_1 = \text{cte}, \quad i_1 = I_1 = \text{cte}, \quad i_2 = 0$$

A l'instant  $t=0$ , l'ouverture du circuit primaire engendre la succession de deux phénomènes transitoires qui peuvent être décrits de la manière suivante :

de  $t=0$  à  $t=T_c$  : le courant  $i_1$  s'annule, passant de la valeur  $I_1$  à 0, alors que le courant  $i_2$  croît de 0 à  $i_2(T_c)$ ; ces évolutions très rapides ( $T_c \cong 0$ ) s'accompagnent de l'apparition d'une surtension négative ( $\sigma L_1 di_1 / dt$ ) due à la libération dans l'interrupteur de l'énergie magnétique emmagasinée dans l'inductance de fuite totalisée au primaire  $\sigma L_1$ .

La valeur atteinte par  $i_2$  à l'instant  $T_c$  est déterminée à l'aide du bilan énergétique qui ne tient pas compte de l'effet Joule dans  $R_2$  :

$$\text{énergie (à } t = 0^-) \Rightarrow L_1 I_1^2 / 2$$

$$\text{énergie (à } t = T_c) \Rightarrow L_2 i_2^2(T_c) / 2$$

$$\text{énergie perdue à l'ouverture} \Rightarrow \sigma L_1 I_1^2 / 2$$

d'où l'égalité :

$$\frac{1}{2} L_1 I_1^2 = \frac{1}{2} L_2 i_2^2(T_c) + \frac{1}{2} \sigma L_1 I_1^2 \quad (12)$$

soit :

$$i_2(T_c) = \frac{M}{L_2} I_1 \quad (13)$$

Une autre démonstration consiste à écrire que le courant dans l'inductance  $(1-\sigma)L_1$  reste constant pendant la durée  $T_c$ , soit :  $i_1 + L_2 i_2 / M = \text{cte} = I_1$ , ou encore à intégrer sur l'intervalle  $[0, T_c]$  l'équation différentielle (2) du circuit secondaire tout en négligeant l'influence de  $R_2$  :

$$0 = R_2 \int_0^{T_c} i_2 dt + L_2 \int_0^{i_2(T_c)} di_2 + M \int_{I_1}^0 di_1 \cong L_2 i_2(T_c) - M I_1$$

Au delà de  $T_c$  :

$$i_1=0$$

$$i_2 \text{ est solution de l'équation (2) réduite à : } 0 = R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} \Rightarrow i_2(t) = i_2(T_c) e^{-(t-T_c)/\tau_2}$$

$$v_1 \text{ est défini par l'équation (1) réduite à : } v_1 = M \frac{di_2}{dt} \Rightarrow v_1(t) = -\frac{M}{\tau_2} i_2(T_c) e^{-(t-T_c)/\tau_2}$$

soit aussi :

$$v_1(t) = -\frac{M^2}{L_2 \tau_2} I_1 e^{-(t-T_c)/\tau_2} = -\frac{(1-\sigma)L_1}{\tau_2} I_1 e^{-(t-T_c)/\tau_2} \quad (14)$$

Le chronogramme de la tension  $v_1$ , enregistré à l'ouverture du circuit primaire (figure 5), présente la forme d'une exponentielle dont il est facile d'extraire la constante de temps  $\tau_2$ .

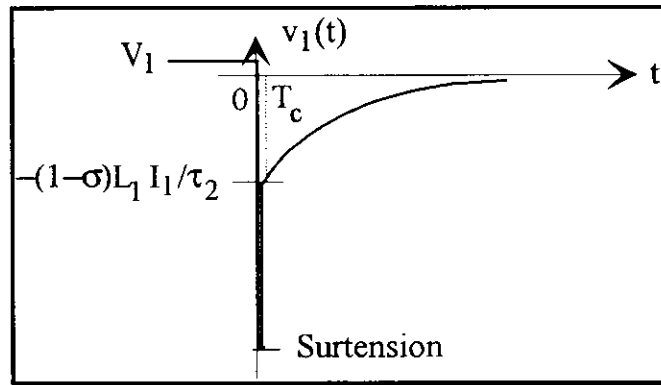


FIG.5 Tension primaire à l'ouverture.

## ANNEXE 1

### *Couplage entre une phase statorique et la cage rotorique d'une machine asynchrone triphasée*

#### Hypothèses :

La cage est assimilée à trois enroulements identiques triphasés d'espace, en court-circuit et dont la somme des courants  $i_{ra} + i_{rb} + i_{rc}$  est nulle. Le rotor à cage étant à l'arrêt, et ne présentant pas de direction privilégiée (isotropie), l'axe de la phase rotorique  $\bar{R}a$  est déclaré arbitrairement aligné avec l'axe de la phase statorique  $\bar{S}a$ , (figure 6).

#### Notation :

- $\ell_s, R_s$  : inductance propre et résistance d'une phase statorique,
- $\ell_r, R_r$  : inductance propre et résistance d'une phase rotorique équivalente,
- $M_r$  : mutuelle inductance entre deux phases rotoriques,
- $M_{sr}$  : maximum de la mutuelle inductance entre une phase rotorique et une phase statorique.

#### *Equation du flux d'induction totalisé dans la phase Sa :*

$$\varphi_{sa} = \ell_s i_{sa} + M_{sr} i_{ra} + M_{sr} \cos(2\pi/3) \cdot (i_{rb} + i_{rc}) = \ell_s i_{sa} + 3M_{sr} i_{ra} / 2$$

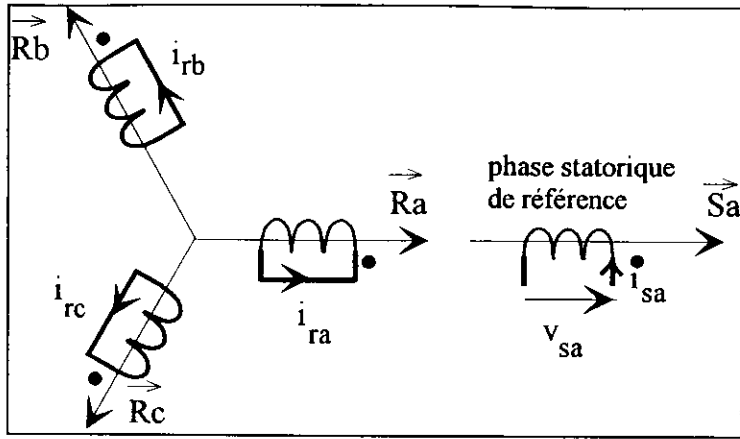


FIG.6 Représentation d'une phase statorique et de la cage rotorique

Equation du flux d'induction totalisé dans la phase Ra :  $\varphi_{ra} = \ell_r i_{ra} + M_r (i_{rb} + i_{rc}) + M_{rs} i_{sa}$   
ou  $\varphi_{ra} = (\ell_r - M_r) i_{ra} + M_{sr} i_{sa}$   
avec  $L_r$ , inductance cyclique rotorique.

Equation des circuits couplés :

$$v_{sa} = R_s i_{sa} + \ell_s \frac{di_{sa}}{dt} + \frac{3}{2} M_{sr} \frac{di_{ra}}{dt}$$

$$0 = R_r i_{ra} + L_r \frac{di_{ra}}{dt} + M_{sr} \frac{di_{sa}}{dt}$$

L'inductance mutuelle cyclique  $M = 3M_{rs}/2$  est introduite dans la deuxième équation en multipliant tous ses membres par  $3/2$ , d'où finalement le système d'équations :

$$v_{sa} = R_s i_{sa} + \ell_s \frac{di_{sa}}{dt} + M \frac{di_{ra}}{dt}$$

$$0 = \frac{3}{2} R_r i_{ra} + \frac{3}{2} L_r \frac{di_{ra}}{dt} + M \frac{di_{sa}}{dt}$$

représenté par le modèle de la figure 7.

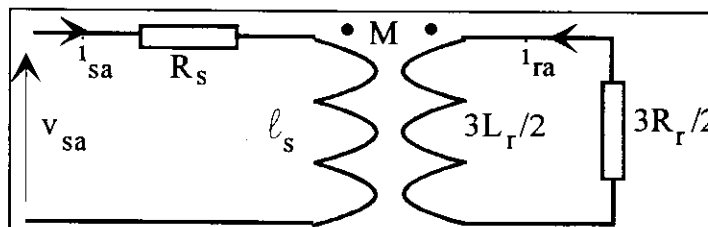


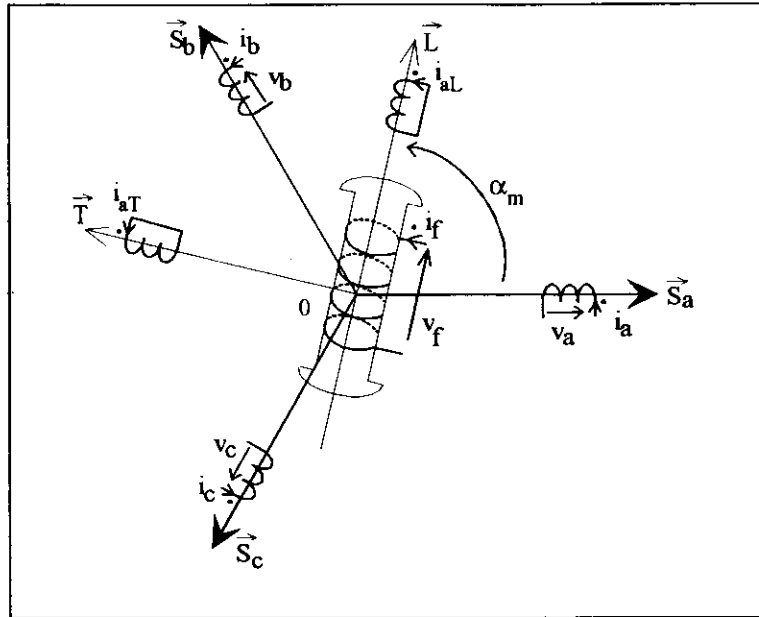
FIG.7 Modèle physique du couplage d'une phase statorique à la cage rotorique

Remarque : Le cas de la machine diphasée [4] est très simple, car le couplage est nul entre les phases en quadrature d'espace; par conséquent, la phase auxiliaire et la phase principale sont couplées à l'arrêt avec une seule phase rotorique.

## ANNEXE 2

### *Couplage entre une phase statorique et les amortisseurs rotoriques d'une machine synchrone*

Dans l'espace électrique (figure 8), les amortisseurs sont assimilés à deux enroulements en court-circuit et en quadrature d'espace, respectivement centrés sur l'axe longitudinal  $\vec{L}$  et sur l'axe transversal  $\vec{T}$ .



**FIG.8** Représentation des enroulements de la machine synchrone dans l'espace électrique

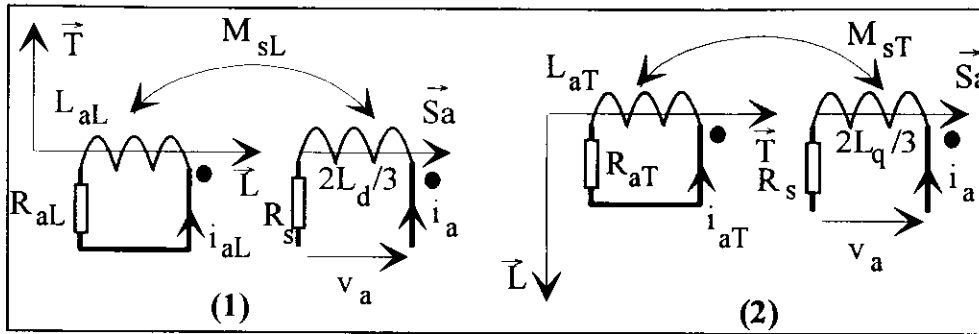
Chacune des expérimentations nécessite l'alignement d'une part de l'axe  $\vec{L}$  sur l'axe de la phase statorique de référence  $\vec{S}_a$ , et d'autre part de  $\vec{T}$  sur  $\vec{S}_a$ . L'alignement de  $\vec{L}$  sur  $\vec{S}_a$  s'effectue automatiquement grâce à la création d'un couple de rappel du rotor obtenu en alimentant dans un sens convenable l'inducteur rotorique et la phase  $S_a$  par une source de tension constante.

On procède d'une manière similaire pour aligner  $\vec{T}$  sur  $\vec{S}_a$ , mais ce sont les deux autres phases statoriques qui sont parcourues par un même courant continu de sorte que l'axe de l'induction magnétique qu'elles engendrent, soit calé perpendiculairement à l'axe  $\vec{S}_a$ ; ainsi sous l'effet du couple électromagnétique de rappel, l'axe  $\vec{L}$  vient se superposer à ce vecteur induction et l'axe  $\vec{T}$  s'aligne sur  $\vec{S}_a$ .

#### *Notation :*

$R_f, L_f, i_f, v_f$	: résistance, inductance propre, courant, tension de l'inducteur;
$R_{aL}, L_{aL}, i_{aL}$	: résistance, inductance propre, courant de l'amortisseur longitudinal;
$R_{aT}, L_{aT}, i_{aT}$	: résistance, inductance propre, courant de l'amortisseur transversal;
$R_s, i_a, v_a$	: résistance, courant, tension de la phase statorique $S_a$ ;
$L_d, L_q$	: inductances cycliques synchrones longitudinale et transversale;
$M_{sL}, M_{sT}$	: maximum de l'inductance mutuelle entre la phase statorique $S_a$ et les amortisseurs respectivement longitudinal et transversal;
$M_{fL}$	: maximum de l'inductance mutuelle entre l'inducteur et l'amortisseur longitudinal.

L'inductance propre d'une phase statorique [2] dépend de l'écart angulaire  $\alpha_m$  entre les axes  $\vec{L}$  et  $\vec{S}_a$  ; elle prend les valeurs  $2L_d/3$  et  $2L_q/3$  respectivement pour  $\alpha_m$  égal à 0 et  $\pi/2$ .



**FIG.9** Modèle physique de couplage entre une phase statorique et l'amortisseur  
(1) longitudinal, (2) transversal

### ANNEXE 3

#### *Couplage entre l'inducteur et l'amortisseur longitudinal*

Les circuits considérés étant rigidement liés, les résultats expérimentaux sont indépendants de la position du rotor par rapport au stator isotrope, et la correspondance avec le modèle de référence s'établit immédiatement :  $R_1 = R_f$ ,  $L_1 = L_f$ ,  $M = M_{fL}$ ,  $R_2 = R_{aL}$ ,  $L_2 = L_{aL}$ .

#### Conclusion

Les méthodes décrites dans cet article viennent compléter celles habituellement mises en oeuvre dans les travaux pratiques concernant les circuits couplés; la qualité des résultats dépend du système électrotechnique utilisé (linéarité), des performances du matériel d'acquisition des mesures (précision quand  $i_1$  est proche  $I_1$ ) et du soin apporté à la procédure expérimentale. Nous conseillons d'expérimenter d'abord des circuits couplés à secondaire bobiné (observation supplémentaire de  $i_2(t)$ ) dont les paramètres sont bien connus, avant d'étendre la méthode aux systèmes à cage.

#### Bibliographie

- [1] JP.Caron, JP.Hautier  
Modélisation et commande de la machine asynchrone  
Collection Electrotechnique, Editions Technip, septembre 1995
- [2] JP.Caron, JP.Hautier  
Modélisation et commande de la machine synchrone  
Journées de l'Enseignement de l'Electrotechnique et de l'Electronique Industrielle  
SUPELEC, GiF-sur-Yvette, mars 1995
- [3] H.Kaminosono, K.Uyeda  
New measurement of synchronous machine quantities  
IEEE Transactions on power apparatus and systems, 1968, vol.A, n°11, p1908 à p1918.
- [4] A.Wroblewski, JP.Caron, JP.Hautier  
Modélisation et commande d'un moteur asynchrone monophasé  
Revue Générale d'Electricité, 1994, n°2, p1 à p6.



## MOTEUR ÉLECTRIQUE ET SA COMMANDE POUR UN TREUIL D'ÉQUIPEMENT DE FORAGE PÉTROLIER

M. G Gazel-Anthoine  
M. G Doussau

Plateformes et Structures  
Océaniques  
RUEIL-MALMAISON

M. J Courault

CEGELEC  
Dion des Equipements  
Industriels  
MASSY FRANCE

M. M Meunier

Ecole Supérieure d'Electricité  
GIF SUR YVETTE  
FRANCE

### Introduction

A l'aide d'une tige de forage, on creuse un trou qui peut avoir plusieurs kilomètres (quelquefois plus de six kilomètres) ; la masse de la tige peut atteindre 200 tonnes. Le trépan est fixé au bas de la tige. Il a pour rôle d'user la roche ; les débris de roche sont évacués par une circulation de boue. Quand on creuse, l'essentiel du poids de la tige est soutenu par en haut ; seules quelques tonnes appuient le trépan au fond du trou. La tige descend lentement, suivant la progression du trépan. Ce trépan s'use rapidement et doit être remplacé tous les deux à huit jours. Pour réaliser cette opération, on doit ressortir toute la tige du trou. La tige est un assemblage de tronçons séparables qu'on appelle "stands". Ces "stands" peuvent être stockés dans les coins de la tour de forage.

Le trou possède lui aussi plusieurs tronçons ayant des diamètres décroissants. A la fin de chaque tronçon, on glisse un tuyau qu'on fixe avec du ciment injecté à l'extérieur du tuyau. Ceci empêche la détérioration des parois du trou et isole le trou des formations rocheuses avoisinantes. Une fois ce tuyau fixé, on continue le trou avec un diamètre un peu plus petit, puisque le trépan et la tige doivent pouvoir glisser dans ce tuyau. Celui ci, dit "casing pipe", peut peser jusqu'à 400 tonnes. Quand la tige de forage se coince, le treuil doit tirer dessus avec des forces considérables. C'est pendant l'opération de "casing", ou lorsque la tige est coincée, que les forces que doit exercer le treuil sont les plus fortes.

La tige de forage, comme le tuyau de casing sont supportés par un câble, avec un mouflage de 8 à 14 brins. Le brin le plus rapide est viré ou déviré par un treuil. Le tambour du treuil stocke 400 à 600 m de câble.

### Les treuils traditionnels

Des trous de plus en plus profonds nécessitent des treuils de plus en plus puissants. Tous les fabricants proposent sensiblement les mêmes gammes de puissances. Pour creuser un trou de 6000m, il faut un treuil de 3000 HP. De tels équipements peuvent supporter des tiges de plus de 180 tonnes. Un treuil conventionnel est entraîné par un ou plusieurs moteurs à courant continu, avec une boîte de vitesse à quatre rapports et deux embrayages. Quand la tige descend dans le trou, les moteurs sont débrayés et le poids de la tige entraîne le

treuil. Le couple de freinage est alors fourni par deux freins ; un frein électromagnétique et un frein mécanique auto serrant. Seul le frein mécanique peut être utilisé quand la tige est arrêtée ou lorsqu'elle descend très lentement. Pour des mouvements plus rapides, on utilise un gros frein à courants de Foucault. Celui ci peut dissiper, de façon transitoire, une puissance considérable, jusqu'à 6 MW.

Lorsqu'on utilise un treuil traditionnel, l'opérateur pilote lui même toutes les opérations. Il est très difficile d'évaluer avec assez de précision la force d'appui du trépan sur le fond. De même, pendant les opérations de sortie ou d'entrée de la tige dans le trou, il est difficile d'arrêter la tige exactement à la bonne position. Il est également très difficile de mettre en œuvre des systèmes de sécurité pour se prémunir contre des erreurs humaines de pilotage. De nombreuses tentatives ont été faites pour automatiser toutes les séquences de fonctionnement, mais aucun progrès vraiment significatif n'a été réalisé. Seules des techniques très sophistiquées, et donc très coûteuses, prenant en compte toutes les non-linéarités, ont montré qu'elles pouvaient avoir quelque utilité.

Il était donc nécessaire d'imaginer une nouvelle motorisation électrique. Celle ci doit pouvoir fonctionner dans les quatre quadrants et contrôler continûment le couple appliqué sur le treuil. Considérant les motorisations utilisées dans les autres domaines industriels, nous avons pensé qu'on pouvait obtenir un résultat convenable. Le treuil proposé a les mêmes performances, en couple et vitesse, que celles des treuils actuellement disponibles. Ce sont les performances attendues par le marché.

Examinons les performances nécessaires dans chacune des séquences.

### Opérations effectuées à l'aide du treuil

#### **Forage**

Quand on fore, la tige est entraînée en rotation à l'aide d'une table de rotation ou à l'aide d'un émerillon de puissance. La vitesse avec laquelle la tige descend va de quelques millimètres à quelques centimètres par minute. Le paramètre fondamental est la force avec laquelle la tige est appuyée au fond du trou. Le poids total de la tige est beaucoup trop important pour être supporté par le trépan de telle sorte que l'essentiel du poids est tenu par le treuil, en utilisant le frein mécanique auto serrant.

Dans les treuils traditionnels, les moteurs à courant continu sont difficiles à utiliser dans cette séquence. Les couples nécessaires pour supporter la tige conduisent à des courants assez élevés. La vitesse étant très lente, il en résulte que la température du collecteur n'est plus uniforme (les lames sous les charbons sont les seules à chauffer) et le collecteur s'ovalise.

On peut, éventuellement, résoudre ce problème en utilisant l'élasticité du câble et de la tige de forage. On fait osciller le moteur autour d'une position moyenne et, si l'élasticité est suffisante, cela n'affecte pas le processus de forage. Ceci permet d'améliorer sensiblement l'homogénéité thermique du collecteur.

Cette difficulté thermique du collecteur se transpose en problème thermique du convertisseur quand on utilise une motorisation avec un moteur à courant alternatif. La solution de l'oscillation ("swinging" dans notre jargon), peut aussi être utilisée. Finalement, pour la motorisation synchrone que nous avons utilisée, il n'a pas été nécessaire de retenir ce procédé et, pendant le séquence de forage, il y a une grande hétérogénéité thermique des thyristors du convertisseur.

### **Manipulations de la tige de forage**

Ces manipulations sont nécessaires pour changer le trépan. Il y a, en fait, deux opérations. Toute la tige doit être sortie du trou. Puis, le nouveau trépan installé, il faut tout réenfiler dans le trou. Ce sont ces opérations qui nécessitent le plus de puissance.

#### **Sortie du trou**

Le treuil est utilisé pour accélérer la tige de forage puis l'arrêter après environ trente mètres.

A cause de l'effet démultiplicateur du mouflage et du rapport de boîte de vitesse, l'inertie du moteur et du treuil est plus importante que celle de la tige. Pour fixer un ordre de grandeur, avec une tige de 180 tonnes, l'inertie de tout l'ensemble mobile, ramené à un déplacement rectiligne au niveau de la tige de forage, équivaut à une masse de 500 tonnes. Ainsi, quand la tige est propulsée vers le haut, le poids de la tige ne suffit pas toujours pour arrêter l'ensemble et il faut utiliser le moteur dans un fonctionnement en frein. Ce fonctionnement en frein du moteur ne peut pas être utilisé pour freiner la tige elle-même parce qu'alors le câble se détend et cela est extrêmement dangereux. Quand la tige est très longue, son poids suffit pour freiner l'ensemble.

Pour effectuer cette opération dans un minimum de temps, il faut des couples très importants pour avoir les accélérations les plus fortes possibles. Sur la figure 1, on trouvera les couple, vitesse et puissance utilisés pendant cette séquence.

Quand la tige est sortie de 30 mètres, on la coince avec des cales. Le tronçon ("stand") est dévissé et stocké dans un coin de la tour de forage. Le système d'accrochage doit maintenant redescendre pour être remis sur la tige de forage. Il faut pour cela utiliser le moteur pour accélérer puis freiner le moteur et le treuil ; le poids du câble et du crochet ne suffit évidemment pas pour vaincre l'inertie du moteur et du treuil. On est alors prêt à effectuer une nouvelle séquence identique à la précédente.

#### **Entrée dans le trou**

Cette opération consiste à réenfiler la tige dans le trou avec le trépan neuf. Quand la tige est accrochée, on dégage les cales et la tige descend dans le trou, accélérée par son propre poids. Si le trou n'est pas profond, la tige n'est pas très lourde et il faut utiliser le moteur pour accélérer le moteur lui-même et le treuil. Il faut veiller à ce que l'accélération de la tige reste inférieure à  $9,81 \text{ m/s}^2$  de telle sorte que le câble ne se détende pas. Ceci ne pose pas de problème car une telle accélération est considérable.

Quand la vitesse maximale de descente est atteinte (environ 2,5 m/s), le moteur est utilisé pour réguler cette vitesse ; on utilise là un fonctionnement en frein de la machine. Quand la vitesse est stabilisée, l'énergie cinétique de l'ensemble mobile n'augmente plus.

Il faut arrêter la tige au bout de trente mètres environ. La tige descend rapidement, il y a beaucoup d'énergie cinétique à récupérer, et les couples nécessaires pour stopper sont très élevés. Une telle séquence est montrée figure 2, pour une tige de 180 tonnes dont le poids suffit pour accélérer raisonnablement l'ensemble mobile. Pour arrêter, à partir du fonctionnement à vitesse stabilisée, on augmente le couple de la machine, toujours dans un fonctionnement en frein et on récupère l'énergie cinétique. Les couples, au niveau du treuil, sont de 40 000 mètre-newtons, la puissance, au début du freinage atteint 5,3 mégawatts.

Une fois la tige arrêtée, on la cale, on libère le système d'accrochage qu'il faut remonter de 30 mètres. Cela nécessite des couples significatifs à cause de l'inertie du moteur et du treuil qui est plus importante que celle de la tige elle même. Un nouveau tronçon est amené et vissé ; l'opération recommence.

### **Couple à l'arrêt**

Quand on fait du "casing" ou quand la tige est bloquée dans le trou, il faut appliquer des forces considérables avec des vitesses très lentes, voire nulles. Pour une vitesse nulle, il suffit de mettre le câble sous tension, puis on bloque le frein mécanique. On peut ainsi appliquer pendant longtemps des forces considérables sans problème thermique pour le moteur.

### **Le système proposé**

Il s'agit d'une motorisation synchrone avec un convertisseur à thyristors commutés à l'aide des forces électromotrices de la machine.

### **Caractéristiques retenues**

Un treuil lourd a une vitesse maximale de 450 tours par minute et une tension, sur le brin rapide, de 65 tonnes. Ceci correspond à un couple de 330 kmN. On a donc un produit  $C_{\max} * \Omega_{\max}$  de 15 mégawatts. Dans les opérations usuelles, un couple de 150 kmN suffit et cela donne un produit  $C_{\max} * \Omega_{\max}$  de seulement 7 mégawatts.

Un moteur de 15 mégawatts, à 450 tr/mn serait exagérément gros, lourd et coûteux. Il faut utiliser un réducteur pour amener la vitesse du moteur entre 1000 et 2000 tr/mn, réduisant le couple à proportion. Cela conduit à une boîte de vitesse à deux rapports. Le rapport lent est utilisé pour les forts couples à basse vitesse ; le rapport rapide est utilisé en fonctionnement normal, avec un moteur capable de monter à 6 MW, de façon transitoire, pendant le freinage.

Cette valeur maximale de la puissance est un paramètre important du dimensionnement du moteur. Les moteurs à courant continu universellement employés dans les équipements de forage ne sont pas bien adaptés à cela ; leur dimensionnement s'avère coûteux. Il faut installer plusieurs moteurs en parallèle car les collecteurs acceptent mal cette surcharge transitoire ; des

difficultés de commutation apparaissent. C'est pour cette raison qu'un frein à courants de Foucault est installé sur les équipements traditionnels.

Les moteurs à courant alternatif peuvent convenir mieux si cette surcharge transitoire peut être associée à un effet thermique uniquement. C'est à cette condition qu'une surcharge transitoire ne conduit pas à un surdimensionnement coûteux. On est dans cette situation avec un moteur synchrone qui commute les thyristors de son convertisseur et dans un fonctionnement en générateur uniquement. Dans un tel fonctionnement en effet, l'angle de repos des thyristors est très grand et la température des thyristors est le paramètre dimensionnant. Avec une machine asynchrone, la situation est moins favorable parce que le paramètre dimensionnant reste le pouvoir de coupure des composants utilisés dans le convertisseur.

### **Structure mécanique**

La figure 4 montre une vue simplifiée de la structure mécanique de l'équipement. Le treuil lui même, la boîte de vitesse et le moteur sont sur le même axe, les entrées et sorties de boîte étant axiales. Le moteur qui a été finalement retenu est le "SYBIC STS 105-37-80". C'est un moteur utilisé par ailleurs dans la propulsion des trains. La vitesse de rotation maximale est 1932 tr/mn. En usage ordinaire, le rapport de boîte est 1932/450, soit environ 4,3. Pour le fonctionnement à vitesse lente, le rapport est 3000/450, soit environ 6,7.

Cette boîte de vitesse a une structure très originale mais ce n'est pas l'objet de cet article.

Deux freins à disque sont fixés directement sur le tambour du treuil. Le freinage est commandé hydrauliquement comme dans tous les systèmes de ce type. Les disques de frein sont refroidis par une circulation d'eau à l'intérieur du disque. Quelles que soient les performances du système électrique de motorisation, des règles de sécurité bien compréhensibles imposent que, dans les conditions maximales de vitesse de descente, il soit possible d'arrêter tout, uniquement avec ce frein mécanique.

### **Schéma électrique**

La figure 5 montre le schéma électrique simplifié. Le moteur SYBIC a un bobinage double étoile. L'enroulement d'excitation est alimenté en utilisant des bagues et des balais ; ceci permet de l'alimenter avec un simple redresseur à thyristors. Le contrôle du courant inducteur reste performant à la croissance comme à la décroissance du courant, ce qui n'est pas le cas avec un système à diodes tournantes où la tension minimale est nulle, et non pas négative, quand on veut faire descendre le courant.

Les deux étoiles du moteur sont alimentées exactement de la même façon. Pour chaque étoile, on a un pont de Graetz à six thyristors, une inductance de filtrage (2,5 mH, 2000A), et un onduleur à six thyristors.

Comme dans tous les systèmes de ce type, l'extinction des thyristors, pour les faibles vitesses de rotation de la machine, nécessite des composants auxiliaires. Ceci est fait grâce à une capacité connectée entre le point neutre de l'étoile et

des thyristors d'extinction. On a retenu cette structure parce qu'elle permet des commutations avec un minimum de creux de couple. Cette structure nécessite un circuit auxiliaire pour la charge initiale de la capacité, un système d'inversion de la tension capacité et un circuit de limitation de la valeur de cette tension.

Entre 5 et 7 % de la vitesse maximale, l'extinction par la capacité est arrêtée et les thyristors sont commutés en utilisant les forces électromotrices de la machine. Un hystérésis permet d'éviter de continus changements de mode de commutation. Enfin le passage d'un mode à l'autre est piloté pour avoir un minimum de variation de couple.

### **Fonctionnement en générateur**

Le moteur est utilisé en générateur pour récupérer l'énergie cinétique ainsi que l'énergie potentielle quand on fait descendre une tige lourde. Cela permet de freiner et de stopper la tige de forage. Les systèmes de forage sont en général alimentés en énergie électrique par un moteur diesel entraînant un alternateur. Ce système n'est pas capable d'absorber de l'énergie électrique. On peut tout de même injecter dans le réseau une puissance égale à celle qui est consommée par les autres appareils. Mais cette puissance reste inférieure à 300kW, et il est nécessaire d'installer des résistances de freinage pour dissiper l'énergie que le réseau n'est pas capable d'absorber. Deux résistances par étoile peuvent être connectées à l'aide de thyristors. Pour les enlever, il faut éteindre ces thyristors ; ceci est fait en utilisant une brève séquence de fonctionnement en moteur. Le contrôle de la dissipation de l'énergie de freinage n'est pas simple et ce qui a été réalisé n'est pas optimal. Cela pourra être amélioré en modifiant l'organisation de certains dispositifs de contrôle.

Un moteur synchrone utilisant un convertisseur à thyristors est bien adapté à un fonctionnement en récupération. L'onduleur à thyristors est alimenté par une source de courant. Pour fonctionner en frein, il faut inverser la tension du côté continu de l'onduleur. On fait cela en allumant les thyristors avec un angle de retard à l'amorçage très petit, au lieu de l'angle maximal utilisé dans le fonctionnement en moteur. Le pont de Graetz est bien adapté à cette opération. C'est un avantage important comparé à un moteur à courant continu qui se comporte comme une source de tension ; il faut inverser le courant pour passer à un fonctionnement en générateur de la machine ; on a besoin pour cela de deux ponts antiparallèles et il faut une zone morte, à courant nul, pour passer d'un pont à l'autre. Avec une motorisation synchrone, le passage du fonctionnement moteur au fonctionnement générateur est plus simple et plus rapide.

De plus, il n'y a plus, en générateur, de problème d'angle de repos des thyristors ; cet angle est devenu très grand. Le seul paramètre dimensionnant devient la température de jonction. Comme les constantes de temps thermique de la machine sont très grandes devant celles des thyristors, ce sont les possibilités de refroidissement et l'inertie thermique des thyristors qui déterminent les capacités de surcharge pendant le freinage. Ceci permet

d'avoir, de façon transitoire, une puissance très élevée quand on veut stopper la descente de la tige dans le trou.

Il aurait été possible d'utiliser un système complètement différent, comme une machine asynchrone associée à un onduleur à modulation de largeur d'impulsion. Avec un tel système, le passage d'un fonctionnement en moteur à un fonctionnement en frein est aussi simple qu'avec la motorisation synchrone. La surcharge se traduit par une surintensité, et ce n'est pas le comportement thermique des thyristors GTO de l'onduleur, mais leur capacité de blocage qui détermine les possibilités de surcharge. Ceci conduit à une solution plus onéreuse que celle que nous avons utilisée. C'est un gros désavantage de la solution à machine asynchrone où l'onduleur à modulation de largeur d'impulsion représente l'essentiel du prix.

De plus, quand la vitesse est grande, il faut réduire le flux de la machine asynchrone parce qu'on arrive à la valeur maximale de la tension ; le couple de la machine est fonction du carré de l'amplitude du flux. Or, on a besoin d'un maximum de couple dès le début du freinage, au moment où la vitesse est maximale. Ceci augmente le coût du moteur.

Avec la machine synchrone, ceci est moins contraignant car on contrôle aisément le courant d'excitation de la machine.

#### **Fonctionnement à faible vitesse**

Quand on fore, le moteur travaille à très faible vitesse pendant des durées très longues. Les thyristors en service restent en conduction pendant longtemps et cela pose des problèmes thermiques. Il aurait été possible d'utiliser de petites oscillations pour changer continuellement les thyristors en conduction. C'est un procédé dont nous avons déjà parlé, à propos des moteurs à courant continu, pour homogénéiser la température du collecteur. Ici, quand le moteur reste à l'arrêt pendant plus de 40 secondes, ou, plus exactement, quand il n'y a pas eu de commutation de thyristors pendant plus de 40 secondes, on applique le frein et on déconnecte l'alimentation du moteur.

A très faible vitesse, on peut avoir des séquences de fonctionnement très inhabituelles pour une motorisation. En principe, pour aller d'un point de fonctionnement à un autre, on modifie le couple du moteur et la vitesse se met à évoluer ; les constantes de temps mécaniques sont beaucoup plus grandes que les constantes de temps électriques. Dans notre cas, à très faible vitesse, il est possible que deux commutations successives des thyristors aient lieu pour des sens de rotation différents. Quand la tige est soutenue, il est possible d'aller d'une vitesse positive à une vitesse négative sans changer le signe du couple. Ceci est illustré par la figure 5. Cette situation est parfaitement gérée par le système de contrôle et cela se fait de façon aussi simple et aussi souple que si un moteur à courant continu était utilisé.

Une machine à induction peut faire cela si le flux est bien contrôlé. A très faible vitesse ou à vitesse nulle, la fréquence de l'onduleur n'est pas nulle et les thyristors en conduction changent continuellement. Il n'y a plus de problèmes

d'homogénéité thermique. C'est un avantage important des motorisations asynchrones.

### **Facteur de puissance**

Le facteur de puissance est un gros handicap des grosses motorisations à machine synchrone. Les possibilités de commande, sur l'onduleur, sont réduites à cause des nécessités imposées par les contraintes de commutation des thyristors. Tout le contrôle doit être fait à l'aide du redresseur. Il en résulte que l'angle de retard à l'amorçage varie rapidement et dans de larges proportions ; la puissance réactive subit donc de larges et rapides variations.

Les plateformes de forages sont alimentées par un ensemble moteur diesel-alternateur. Le coût de la puissance réactive n'est pas le même que celui obtenu sur un réseau public. Avec une génération locale, la puissance réactive impose un coût d'investissement important à cause de la dimension de l'alternateur nécessaire. Mais, si le générateur est assez gros, cette puissance réactive n'induit pas beaucoup d'augmentation des pertes et elle devient gratuite. Les fluctuations de la puissance réactive provoquent des variations de tension qu'il faut contrôler avec le régulateur de tension de l'alternateur. Si le rotor est alimenté avec des diodes tournantes, on ne peut pas contrôler de façon performante la décroissance du courant d'excitation et il est très difficile d'avoir une bonne régulation de la tension avec des fluctuations rapides de la puissance réactive.

Si on est alimenté par un réseau public, la puissance réactive est toujours surveillée et finalement, d'une façon ou d'une autre, elle est facturée. Mais la puissance de court circuit est grande et les fluctuations de la puissance réactive sont beaucoup moins pénalisantes.

Les enregistrements montrent qu'en usage normal, les fluctuations de la puissance réactive ont lieu à des fréquences inférieures à 1 Hertz et il n'y aura donc pas de problème de flicker.

Dans les motorisations asynchrones, c'est un redresseur à diodes qui est connecté au réseau. Toute la commande est faite à l'aide de l'onduleur à modulation de largeur d'impulsion. En fonctionnement, le réseau ne voit pas de grandes fluctuations de la puissance réactive et la valeur de cette puissance reste toujours inférieure à celle qu'on a avec une motorisation synchrone. De la même façon, les harmoniques haute fréquence sont moins importants car la commutation des diodes dans un redresseur est lente. Les motorisations asynchrones sont donc plus performantes que les motorisations synchrones en ce qui concerne le facteur de puissance, le contrôle de la tension du réseau et les harmoniques.

### **Interface homme-machine**

La structure de l'équipement est plus simple que celle des systèmes traditionnels ; un seul moteur fait tout le travail et seul un frein de secours est nécessaire. L'opérateur n'a pas à s'occuper de plusieurs appareils (le moteur, le frein mécanique, le frein à courants de Foucault) et sa tâche en est facilitée. Le foreur utilise seulement un "joystick" et une petite boîte de contrôle. Pour un



foreur expérimenté, il faut moins d'une heure d'entraînement pour utiliser le nouvel équipement et chacun s'accorde à dire qu'il constitue un progrès important pour le confort de l'utilisateur et la sécurité des opérations.

### **Conclusion**

Le développement de ce prototype n'a pas été facile, car, malgré l'expérience et le savoir faire du constructeur, il y avait beaucoup de déficits techniques. De plus, cette étude a été faite à un moment où le prix du pétrole était très bas et où, de ce fait, le marché du matériel de forage n'était pas florissant.

Ce travail a aussi été fait à un moment que les spécialistes de motorisation considèrent comme une période de transition ; une période qui va voir l'apparition massive de motorisations à machines asynchrones. Ces machines sont handicapées par le coût du convertisseur qui doit être un onduleur autonome, réalisé, pour les équipements de forte puissance, à l'aide de thyristors GTO. Le contrôle vectoriel du flux des machines asynchrones reste compliqué et faire face, avec une motorisation asynchrone, à toutes les situations qui se trouvent dans notre application, constitue un obstacle plus grand que celui que nous avons franchi.

Après un développement coûteux, dans un marché morose, où le nombre d'équipements qu'on peut espérer vendre rend aléatoire l'espoir de récupérer l'investissement fait, la qualité des résultats obtenus est très encourageante. Nous pensons que les machines synchrones de ce type seront présentes sur ce marché pendant très longtemps.

Quelle que soit la solution utilisée, seule une motorisation avec une structure simple, où le moteur et son contrôle remplissent toutes les fonctions souhaitées, peut permettre une automatisation raisonnable du processus de forage, une amélioration significative de la sécurité, et, à terme, une diminution du coût du forage.

Ce treuil a fonctionné pour la première fois en Septembre 1993, pendant quelques jours, avant de faire de derniers ajustements. Puis, il a été mis en service et totalise plusieurs milliers d'heures de fonctionnement. Des problèmes mécaniques sur la boîte de vitesse ont obligé à interrompre l'exploitation qui va reprendre.

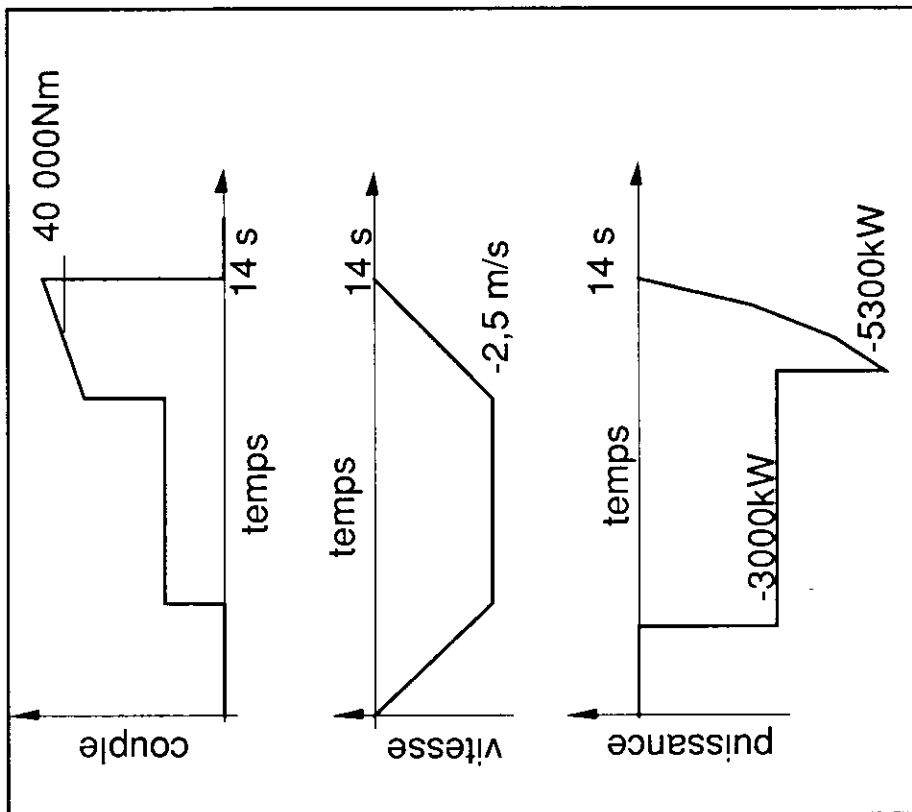


Figure 2  
Couple, vitesse et puissance en fonction du temps  
quand on fait descendre dans le trou une tige de 180  
tonnes

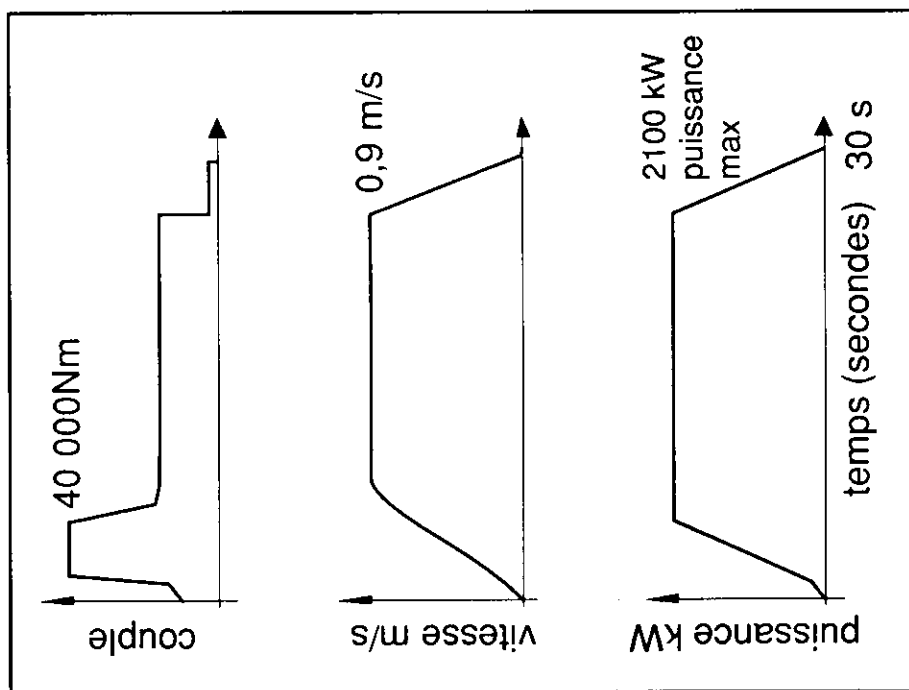


figure 1 :  
Couple, vitesse et puissance en fonction du  
temps quand on sort un tige de 180 tonnes

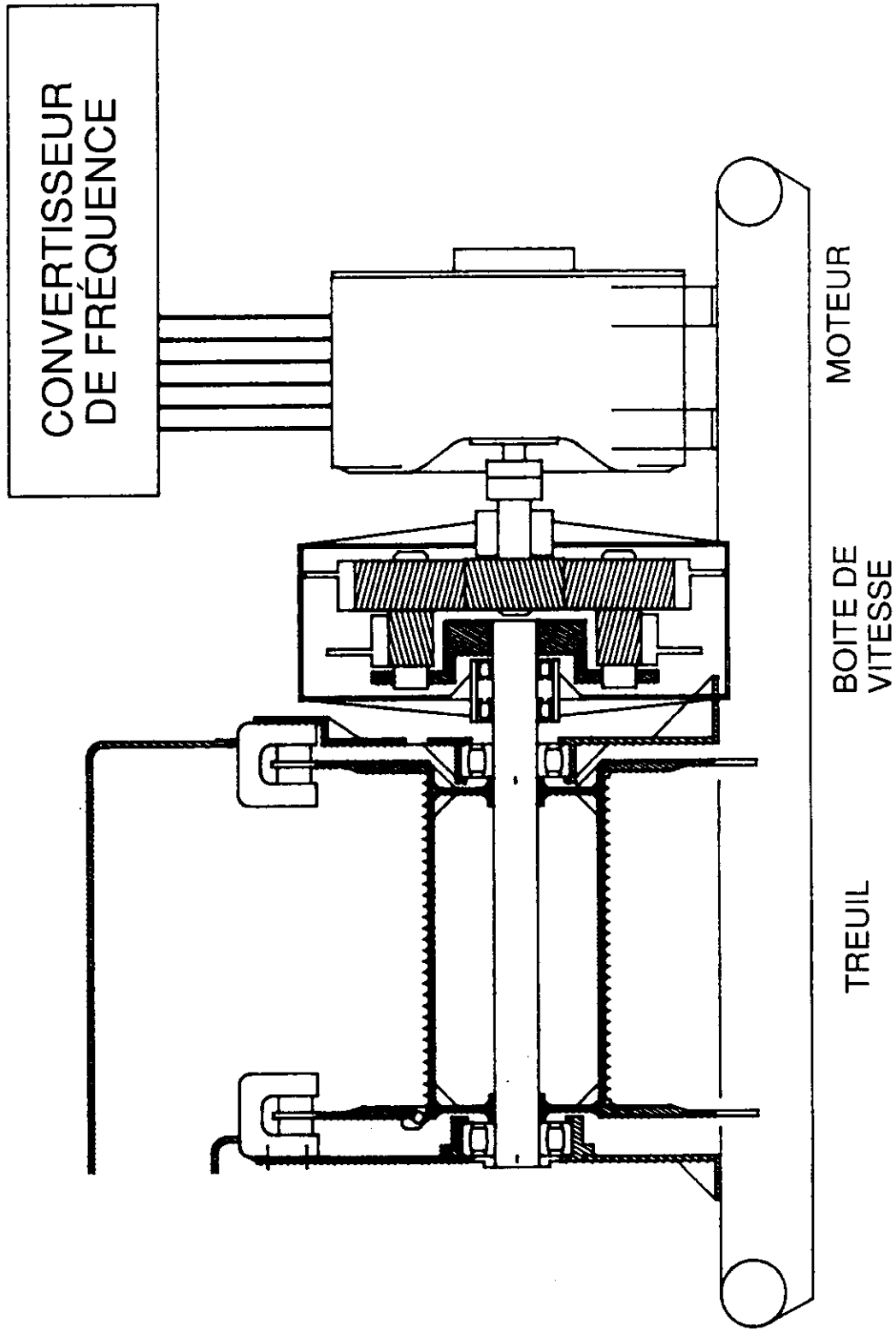


Figure 3 : structure mécanique de l'ensemble  
 Le treuil lui même, la boîte de vitesse et le moteur sont sur le même axe, les entrée et sortie de boîte étant axiales. Les deux disques de frein sont montés directement sur le tambour du treuil. Les garnitures de frein sont commandées hydrauliquement et les disques sont refroidis par de l'eau.

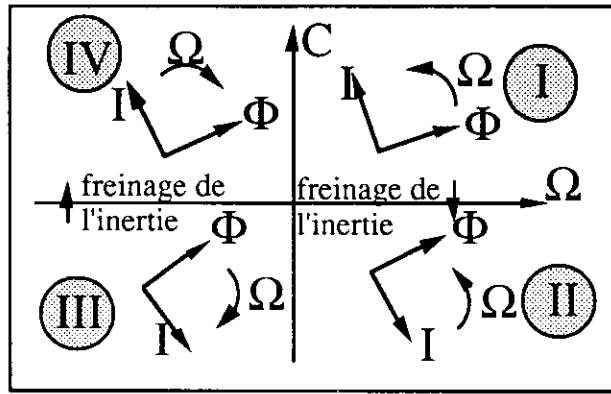


Figure 5 : fonctionnement dans les quatre quadrants habituellement, quand il y a une énergie cinétique stockée, la machine va du quadrant I au quadrant II, ou bien du III au IV. Ici, pour les très faibles vitesses, il arrive qu'on aille du I au IV, directement.

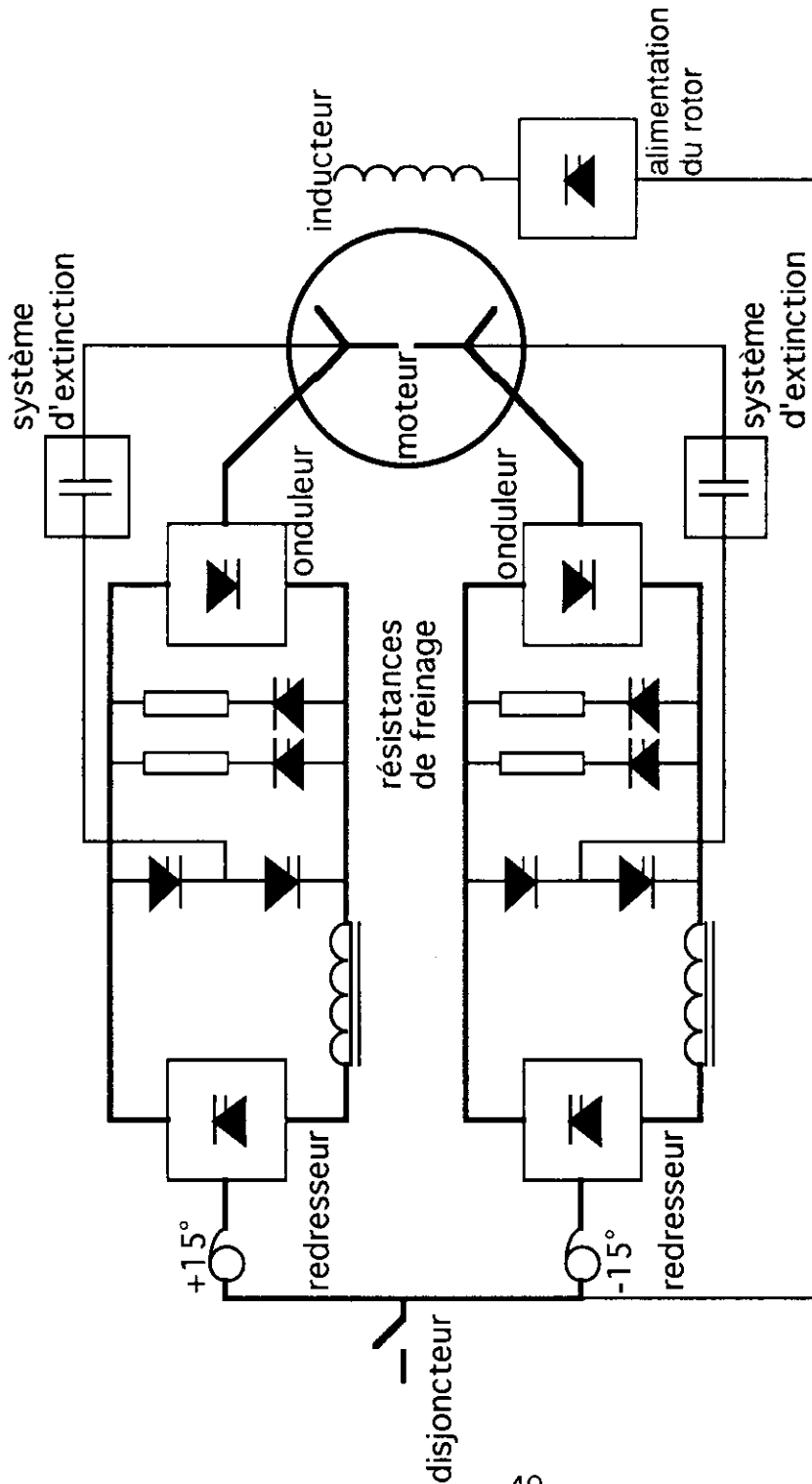


Figure 4 : schéma électrique. Deux transformateurs introduisent un déphasage de + et - 15 degrés ; le moteur possède un enroulement à deux étoiles ; pour chaque étoile, il y a un redresseur, une inductance de filtrage, et un onduleur ; une capacité, avec quelques composants auxiliaires, permet d'éteindre les thyristors à basse vitesse.

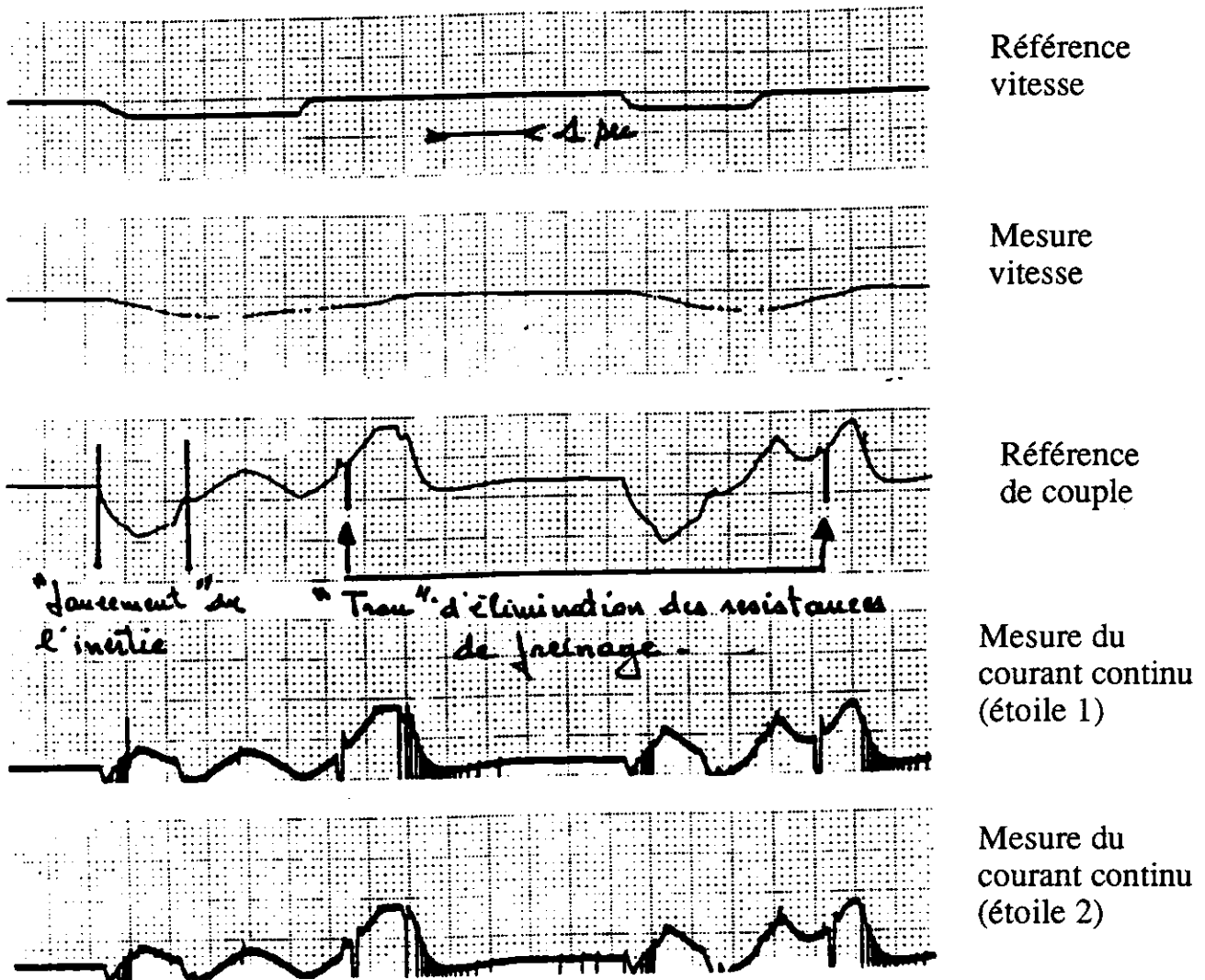


figure 6

Cette figure montre un enregistrement fait sur l'équipement quand on sort la tige de forage du trou. Sur les enregistrements du courant continu, on peut voir les extinctions des thyristors à faible vitesse. Sur l'enregistrement de la référéce de couple, la brutale inversion de couple correspond à la déconnexion des résistances de freinage. La différence entre la référéce de vitesse et la mesure de vitesse montre l'importance de l'inertie.

# FORCES MAGNETOMOTRICES, CHAMPS TOURNANTS.

Gérard DELAVIER,

LT Louis ARMAND, 173 Bd de Strasbourg,  
94 736 Nogent sur Marne CEDEX

## Avant propos

La commande des machines alternatives triphasées fait de plus en plus appel à la transformation triphasée-diphasée et son inverse. Aussi, est-il intéressant de modifier l'ordre des choses dans les cours relatifs aux champs tournants en revenant à la présentation des forces magnétomotrices créées par des enroulements diphasés avant de montrer que les enroulements triphasés créent des forces magnétomotrices équivalentes. Ces quelques pages n'ont pas la prétention de présenter un cours mais plutôt une démarche permettant d'aborder un thème qui bien souvent apparaît très abstrait aux étudiants .

## 1 Forces magnétomotrices d'entrefer dans les machines.

Considérons le système ci-contre, constitué d'une bobine de n spires massées dans deux encoches diamétralement opposées, parcourue par un courant constant I; l'entrefer est d'épaisseur constante e, très petite devant le rayon; les effets d'encoches seront négligés.

La bobine crée un champ dont les lignes de forces entourent les encoches; le long d'un trajet dans l'entrefer le champ est radial et considéré constant . ( $e \ll$  longueur de la ligne de force)

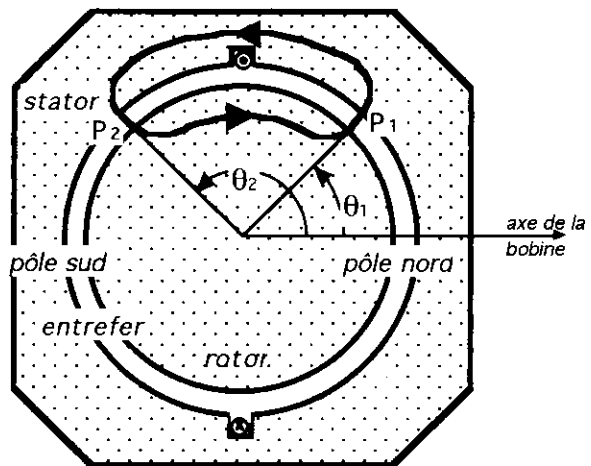


Figure 1

Le théorème d'Ampère appliqué à la ligne de force représentée sur la figure1, traversant l'entrefer aux points P1 et P2 , permet d'écrire :

$$nI = \int_{\text{fer st}} \vec{H}.d\vec{l} + \int_{\text{ent.P2}} \vec{H}.d\vec{l} + \int_{\text{fer rot}} \vec{H}.d\vec{l} + \int_{\text{ent.P1}} \vec{H}.d\vec{l} \quad (1)$$

Le matériau ferromagnétique possédant une très grande perméabilité relative, la circulation du champ dans le fer est beaucoup plus faible que dans les entrefers; d'autre part, en tout point le champ et le déplacement étant colinéaires, les produits scalaires se transforment en produits algébriques.

$$L'équation précédente se réduit à : H(P_1).e + H(P_2).e = nI \quad (2)$$

La symétrie de la distribution entraîne que  $H(P_1) = H(P_2) = nl/2e$ , avec un champ radial sortant du rotor en  $P_1$  et radial entrant en  $P_2$ .

On appelle force magnétomotrice d'entrefer  $\epsilon(P)$ , au point  $P$ , la différence de potentiels magnétiques, entre le rotor et le stator, soit, la circulation du champ dans l'entrefer en  $P$ , du rotor vers le stator.

$$\epsilon(P_1) = \int_{\text{ent. } P_1} \vec{H} \cdot d\vec{l} = H(P_1) \cdot e = +nl/2 \quad \epsilon(P_2) = \int_{\text{ent. } P_2} \vec{H} \cdot d\vec{l} = -H(P_1) \cdot e = -nl/2. \quad (3)$$

En  $P_1$ , les vecteurs champ et déplacement sont colinéaires et de mêmes sens, par contre en  $P_2$ , ces deux vecteurs sont de sens contraires.

L'induction magnétique en un point  $P$  de l'entrefer a pour valeur  $B(P) = \mu_0 \epsilon(P)/e$ , elle est directement proportionnelle au produit  $nl$ , grandeur de dimensionnement de la machine.

Les variations de la force magnétomotrice d'entrefer en fonction de l'angle  $\theta$ , sont représentées sur le graphe ci-contre :

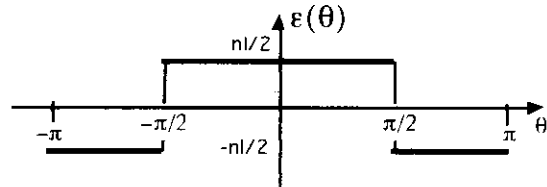


Figure 2

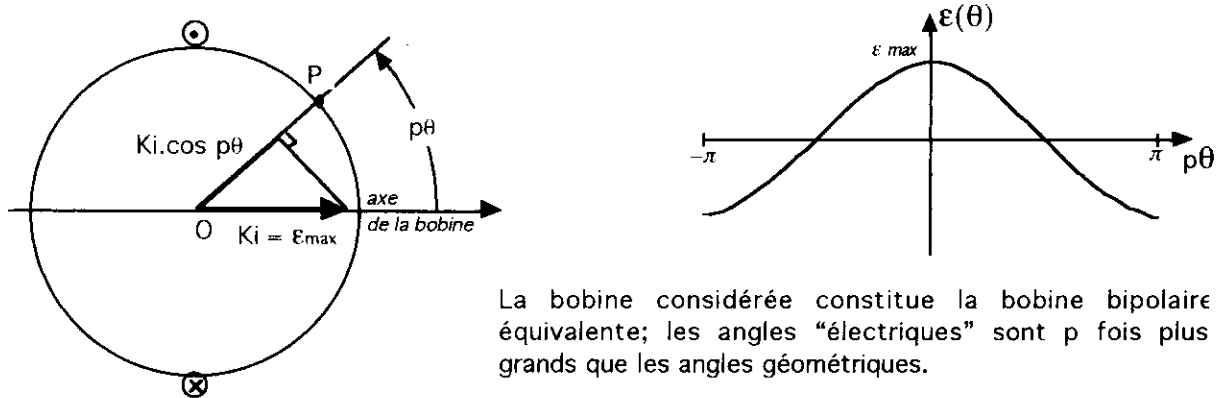
Plusieurs bobines diamétrales, placées dans des encoches décalées, peuvent créer une force magnétomotrice d'entrefer, dont l'évolution, en fonction de  $\theta$ , se rapproche d'une fonction sinusoïdale :

$\epsilon(\theta) = \epsilon_{\text{Max}} \cos \theta$  avec  $\epsilon_{\text{max}} = Kl$  (voir annexe),  $K$  coefficient de bobinage; ces FMM sont à répartition spatiale sinusoïdale.

Les forces magnétomotrices étudiées peuvent aussi bien être créées par des bobinages placés au stator aussi bien qu'au rotor.

## 2 Force magnétomotrice d'entrefer à répartition spatiale sinusoïdale, à $p$ paires de pôles.

Il est possible de réaliser des bobinages créant des forces magnétomotrices d'entrefer à plusieurs paires de pôles telles que  $\epsilon(\theta) = \epsilon_{\text{max}} \cos p\theta$ ; cette évolution est la même que la précédente en considérant l'angle "électrique ( $p\theta$ )" comme l'illustre la figure 3.



La bobine considérée constitue la bobine bipolaire équivalente; les angles "électriques" sont  $p$  fois plus grands que les angles géométriques.

Figure 3

Représentation vectorielle de la force magnétomotrice au point P.

La F.M.M. en P, a pour valeur algébrique la projection sur l'axe OP, d'un vecteur porté par l'axe de la bobine, de module  $\epsilon_{max} = Kl$ .

3 Force magnétomotrice tournante, créée par deux enroulements diphasés.

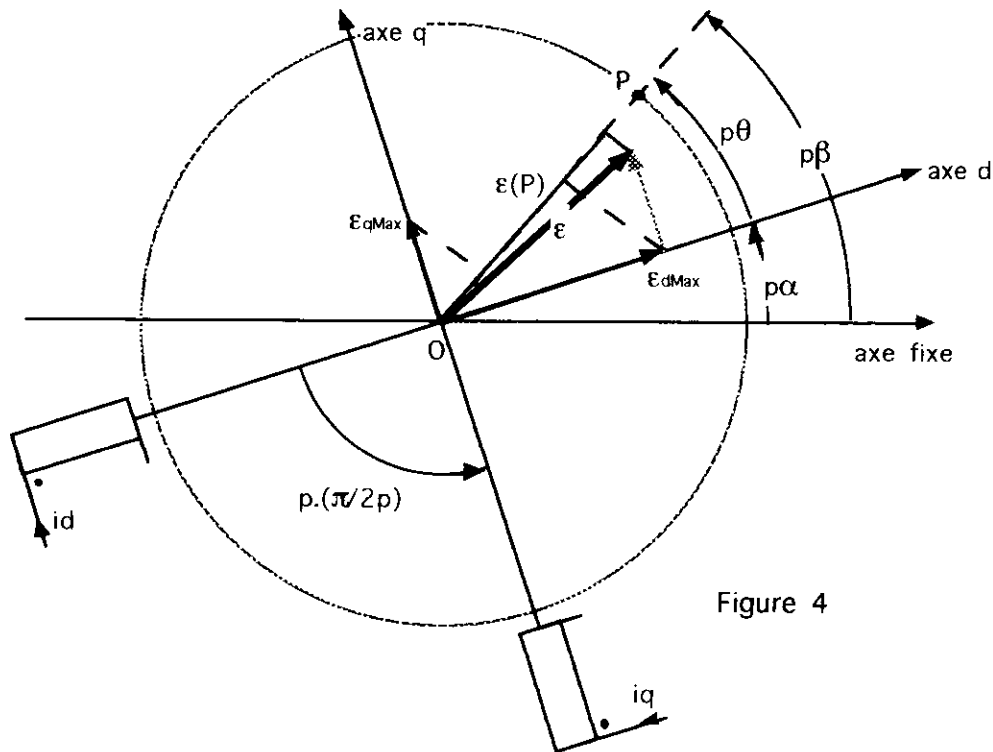


Figure 4

Les bobinages sont parcourus par les courants  $i_d, i_q$ ; pour une bobine (x), un courant  $i_x$  positif entrant par le point, crée sur l'axe x une FMM positive de valeur  $K.i_x$  [ $x = d$  ou  $q$ ]  
 Les axes font entre eux un angle de  $\pi/2p$ ; dans la représentation bipolaire équivalente, l'angle électrique entre les axes est  $p(\pi/2p) = \pi/2$ .

La FMM en un point P de l'entrefer, créée par les deux courants a pour valeur :

$$\epsilon(P) = \epsilon_{dMAX} \cdot \cos p\theta + \epsilon_{qMAX} \cdot \cos (-\pi/2 + p\theta) \quad \text{avec } \epsilon_{dMAX} = Ki_d \text{ et } \epsilon_{qMAX} = Ki_q \quad (4)$$

représentant la projection du vecteur de module  $\epsilon$ , de composantes  $\epsilon_{dMAX}, \epsilon_{qMAX}$ , sur l'axe OP. Une infinité de vecteurs  $\epsilon$  ( $\epsilon_{dMAX}, \epsilon_{qMAX}$ ) peuvent donner la même FMM en P.

Cas particulier du régime sinusoïdal permanent.

$$i_d = I_M \cos \omega t \quad \text{et} \quad i_q = I_M \cos (\omega t - \pi/2)$$

en utilisant la relation (4), la FMM d'entrefer en P s'écrit :



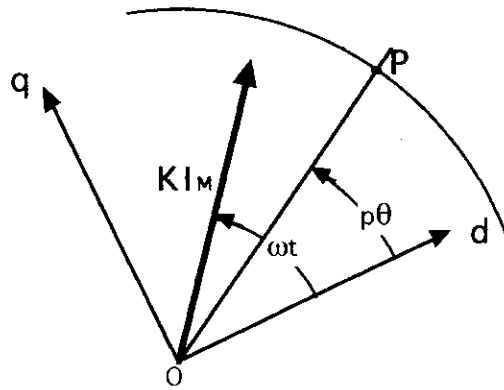


Figure 5

$$\varepsilon(P) = K I_M \cdot \cos(\omega t - p\theta)$$

FMM à  $p$  paire de pôles, de pulsation  $\omega$ , elle est représentée par la projection sur l'axe  $OP$ , d'un vecteur de module constant  $K I_M$ , tournant à la vitesse angulaire  $\omega$ .

Discussion (voir les angles définis figure 4) :

**Point P fixe :**  $p\beta = p\beta_0$

Bobines fixes :  $p\alpha = p\alpha_0$ ,  $p\theta = p\theta_0$  la FMM en P est alternative de pulsation  $\omega$ ,

$$\varepsilon(P) = \varepsilon(t, \theta_0) = K I_M \cdot \cos(\omega t - p\theta_0)$$

le point P subit l'effet d'une FMM à  $p$  paires de pôles, tournant à la vitesse angulaire  $+\omega/p$ . (en effet pour qu'en P, la FMM demeure constante, il faut que  $(\omega t - p\theta_0) = A = \text{Cste}$ , imposant bien que le point P se déplace dans l'entrefer selon  $\theta_0 = [\omega/p] \cdot t - A/p$ .)

Bobines en rotation : les bobines tournent à vitesse angulaire  $\Omega$  constante,  $\alpha = \Omega t + \alpha_0$ ; l'angle électrique entre l'axe fixe et l'axe  $d$  évolue selon  $p\alpha = p\Omega t + p\alpha_0$ . or  $p\alpha + p\theta = p\beta$  d'où  $p\theta = p\beta_0 - p\Omega t - p\alpha_0$

$$\varepsilon(P) = \varepsilon(t, \beta_0) = K I_M \cdot \cos[(\omega + p\Omega)t - p\theta_0]$$

en P, la FMM possède  $p$  paires de pôles, et tourne à la vitesse angulaire  $(\omega/p + \Omega)$ .

Point P mobile: le point P se déplace dans l'entrefer à vitesse angulaire  $\Omega'$  constante;

d'où :  $\beta = \Omega' t + \beta_0$ , et en angle électrique  $p\beta = p\Omega' t + p\beta_0$

Bobines fixes :  $p\alpha = p\alpha_0$ , la FMM mesurée en P a pour valeur :

$$\varepsilon(P) = \varepsilon(t) = K I_M \cdot \cos[(\omega - p\Omega')t - p(\beta_0 - \alpha_0)]$$

cette FMM est alternative de pulsation  $(\omega - p\Omega')$ ; on retrouve le résultat énoncé plus haut : si le point P se déplace à la vitesse angulaire  $\Omega' = \omega/p$ , la FMM  $\varepsilon(P)$  est constante.

Bobines en rotation : les bobines tournent à vitesse angulaire  $\Omega$  constante,  $p\alpha = p\Omega t + p\alpha_0$ ,  $p\beta = p\Omega' t + p\beta_0$ , la FMM mesurée en P a pour valeur :

$$\varepsilon(P) = \varepsilon(t) = K I_M \cdot \cos\{[\omega - p(\Omega' - \Omega)]t - p(\beta_0 - \alpha_0)\}$$

elle est  $p$  polaire et alternative de pulsation  $[\omega - p(\Omega' - \Omega)]$

**cas particulier important :** si le point P tourne à la même vitesse que les bobines, la pulsation de FMM est alors  $\omega$ ; pour que la FMM mesurée en P soit constante les courants doivent être de pulsation nulle, donc constants.

#### 4 Force magnétomotrice créée par des enroulements triphasés.

Considérons un système de trois bobines à  $p$  paires de pôles, dont les axes sont décalés d'un angle de  $2\pi/3p$ ; elles se représentent dans la machine bipolaire équivalente par trois bobines dont les axes sont décalés de  $p(2\pi/3p)$  comme l'illustre la figure 6.

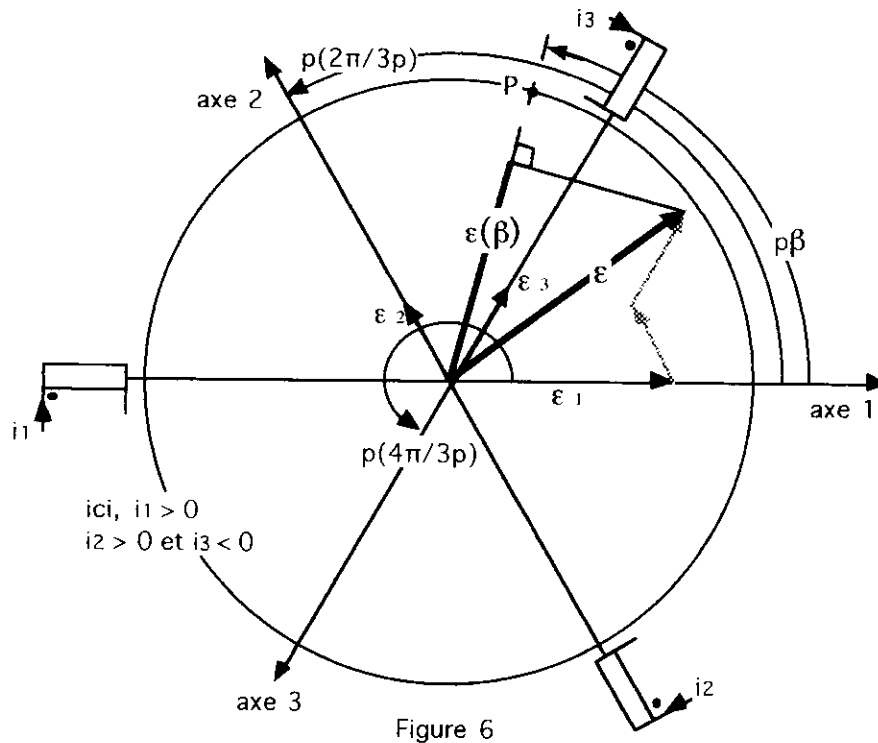


Figure 6

Les bobinages parcourus par les courants  $i_1, i_2, i_3$  créent dans l'entrefer, sur leurs axes respectifs, les FMM :  $\epsilon_1 = K_{3B} i_1, \epsilon_2 = K_{3B} i_2, \epsilon_3 = K_{3B} i_3$ .

On notera désormais  $K_{3B}$  le coefficient de bobinage d'un système constitué de 3 bobines, et  $K_{2B}$  le coefficient d'un système diphasé.

La FMM au point  $P$  repéré par l'angle électrique  $p\beta$  sur la figure 6 s'écrit :

$$\epsilon_P = \epsilon(\beta) = \epsilon_1 \cos p\beta + \epsilon_2 \cos(-2\pi/3 + p\beta) + \epsilon_3 \cos(-4\pi/3 + p\beta) \quad (5)$$

ce qui correspond à la projection du vecteur de composantes  $\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3$  sur l'axe  $OP$ .

Il est à noter que la même FMM en  $P$ , peut être créée par des valeurs différentes des courants comme l'illustre la figure 7.

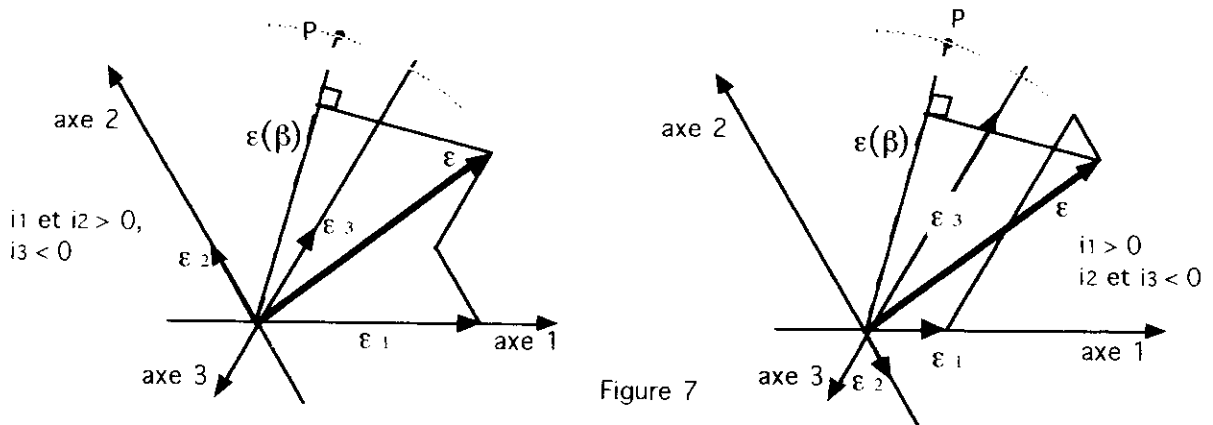


Figure 7

### Cas particulier du régime sinusoïdal permanent

$$i_1(t) = I_M \cos \omega t, \quad i_2(t) = I_M \cos(\omega t - 2\pi/3), \quad i_3(t) = I_M \cos(\omega t - 4\pi/3),$$

la relation (5) donne la FMM en P :

$$\varepsilon(P) = \varepsilon(\beta) = (3K_{3B} \cdot I_M / 2) \cos(\omega t - p\beta)$$

elle est représentée par la projection sur l'axe OP, d'un vecteur de module  $[(3/2)K_{3B} \cdot I_M]$ , tournant à la vitesse angulaire  $\omega$  constante.

Remarquons que ce vecteur est confondu avec l'axe d'une bobine lorsque le courant y est maximum.

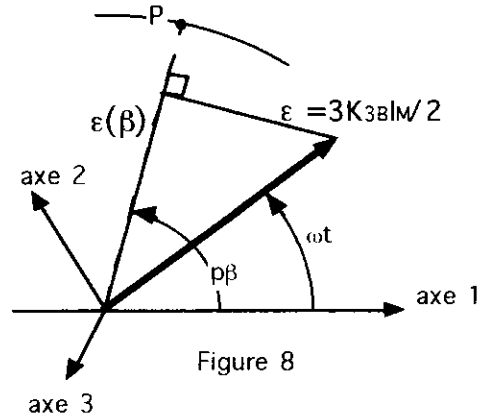


Figure 8

Une discussion similaire à la précédente pourrait être menée.

### 5 Systèmes diphasés et triphasés équivalents.

Comme étudié au paragraphe 3 cette même FMM peut être obtenue par des bobinages diphasés; on peut déterminer les courants  $i_d$  et  $i_q$  créant la même FMM d'entrefer au point P, que les trois courants  $i_1, i_2, i_3$ .

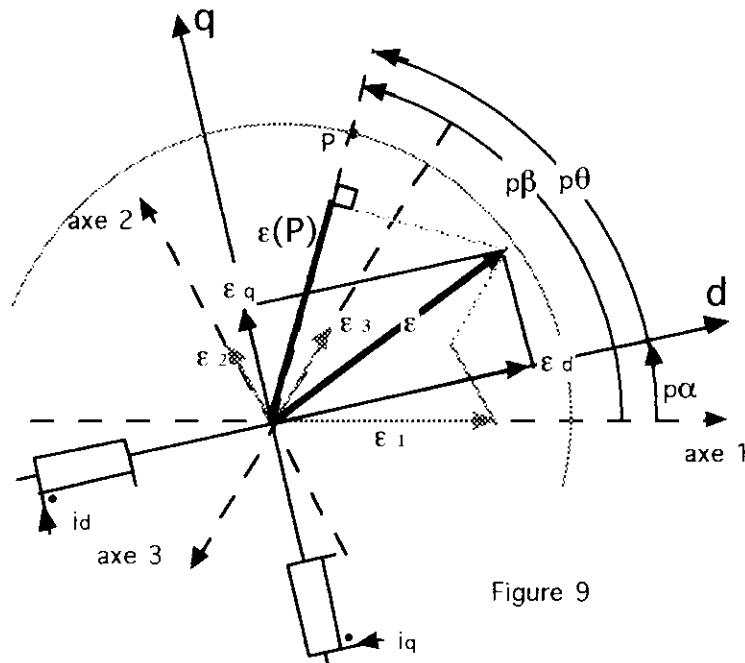


Figure 9

$$\varepsilon_d = \varepsilon_1 \cos(p\alpha) + \varepsilon_2 \cos(-2\pi/3 + p\alpha) + \varepsilon_3 \cos(-4\pi/3 + p\alpha) \quad (6)$$

$$\varepsilon_q = \varepsilon_1 \cos(p\alpha + \pi/2) + \varepsilon_2 \cos(-2\pi/3 + p\alpha + \pi/2) + \varepsilon_3 \cos(-4\pi/3 + p\alpha + \pi/2) \quad (7)$$

$$\text{soit : } \begin{pmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos p\alpha & \cos(-2\pi/3 + p\alpha) & \cos(-4\pi/3 + p\alpha) \\ -\sin p\alpha & -\sin(-2\pi/3 + p\alpha) & -\sin(-4\pi/3 + p\alpha) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \\ \varepsilon_3 \end{pmatrix}$$

Comme l'illustre la figure 7 la transformation inverse n'est pas possible puisque l'ensemble  $(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3)$  n'est pas unique.

Cette transformation triphasée-diphassée devient inversible en ajoutant une troisième équation au système constitué des équations (6) et (7). On introduit la composante  $\varepsilon_0$  proportionnelle à la composante homopolaire des FMM quand le régime des courants est sinusoïdal, soit :

$$\varepsilon_0 = A.(\varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \varepsilon_3)$$

En remplaçant  $(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3)$  par  $K_{B3} \cdot i_1, K_{B3} \cdot i_2, K_{B3} \cdot i_3$  et  $(\varepsilon_d, \varepsilon_q, \varepsilon_0)$  par  $K_{B2} \cdot i_d, K_{B2} \cdot i_q, K_{B2} \cdot i_0$ , la transformation  $[i_1, i_2, i_3]$  vers  $[i_d, i_q, i_0]$  s'écrit:

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} = \frac{K_{3B}}{K_{2B}} \begin{pmatrix} \cos p\alpha & \cos(-2\pi/3 + p\alpha) & \cos(-4\pi/3 + p\alpha) \\ -\sin p\alpha & -\sin(-2\pi/3 + p\alpha) & -\sin(-4\pi/3 + p\alpha) \\ A & A & A \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix}$$

$i_0 = (K_{3B}/K_{2B}).A[i_1 + i_2 + i_3]$ , afin que cette transformation demeure valable en régime sinusoïdal, il faut  $(K_{3B}/K_{2B}).A = 1/3$  ;

d'autre part les deux forces magnétomotrices tournantes sont identiques et créées par des courants de même amplitude  $I_M$  en régime sinusoïdal équilibré si :  $K_{B2} \cdot I_M = (3/2) K_{B3} \cdot I_M$

$$\text{d'où} \quad (K_{3B}/K_{2B}) = 2/3 \quad \text{et} \quad A = 1/2$$

La matrice de passage triphasée-diphassée  $[T(\alpha)_{3/2}]$  s'écrit :

$$T(\alpha)_{3/2} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(p\alpha) & \cos(-2\pi/3 + p\alpha) & \cos(-4\pi/3 + p\alpha) \\ -\sin(p\alpha) & -\sin(-2\pi/3 + p\alpha) & -\sin(-4\pi/3 + p\alpha) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{pmatrix}$$

la matrice inverse  $[T(\alpha)_{3/2}]^{-1} = [T(\alpha)_{2/3}]$

$$T(\alpha)_{2/3} = \begin{pmatrix} \cos(p\alpha) & -\sin(p\alpha) & 1 \\ \cos(-2\pi/3 + p\alpha) & -\sin(-2\pi/3 + p\alpha) & 1 \\ \cos(-4\pi/3 + p\alpha) & -\sin(-4\pi/3 + p\alpha) & 1 \end{pmatrix}$$

cas du régime sinusoïdal permanent :

ainsi pour  $i_1(t) = I_M \cos \omega t$ ,  $i_2(t) = I_M \cos(\omega t - 2\pi/3)$  et  $i_3(t) = I_M \cos(\omega t - 4\pi/3)$ ,

$$i_d(t) = I_M \cos(\omega t - p\alpha) \quad \text{et} \quad i_q(t) = I_M \sin(\omega t - p\alpha).$$

On peut reprendre la discussion du paragraphe 3 mais limitons la au cas où le point P est fixe:

La force magnétomotrice en  $P(\beta) = \varepsilon_{Max} \cos(\omega t - p\beta)$  est de pulsation  $\omega$  et à  $p$  paires de pôles. (P repéré par rapport à l'axe 1)

Elle peut être créée par un système triphasé de courants de pulsation  $\omega$  circulant dans un ensemble de trois bobines à  $p$  paires de pôles, d'axes décalés de  $2\pi/3p$  (soit de  $2\pi/3$  en angles électriques).

Elle peut être créée par un système diphasé de courants parcourant deux bobinages à  $p$  paires de pôles, dont les axes sont décalés de  $\pi/2p$  (soit  $\pi/2$  en angles électriques) :

- si ces bobinages diphasés sont fixes,  $p\alpha = \text{Cste}$ , les courants  $i_d$  et  $i_q$  sont sinusoïdaux de pulsation  $\omega$ .
- si les bobinages diphasés tournent à la vitesse angulaire  $\Omega$ ,  $\alpha = \Omega t + \alpha_0$ , donc  $p\alpha = p\Omega t + p\alpha_0$ , les courants  $i_d$  et  $i_q$  s'écrivent

$$i_d = I_M \cos [(\omega - p\Omega)t - p\alpha_0] \text{ et } i_q = I_M \sin [(\omega - p\Omega)t - p\alpha_0]$$

si la vitesse angulaire  $\Omega = \omega/p$  les courants sont continus.

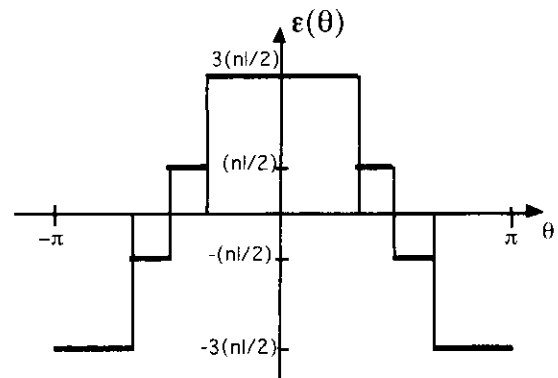
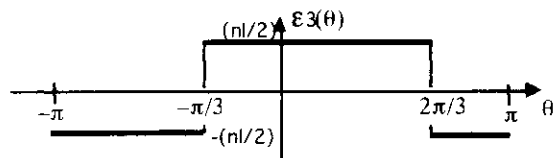
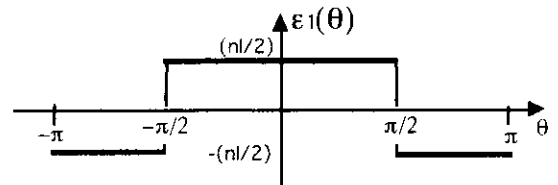
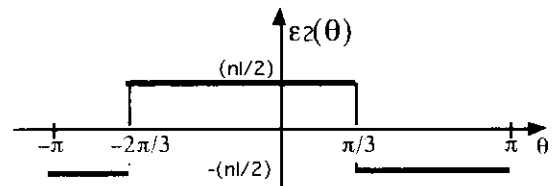
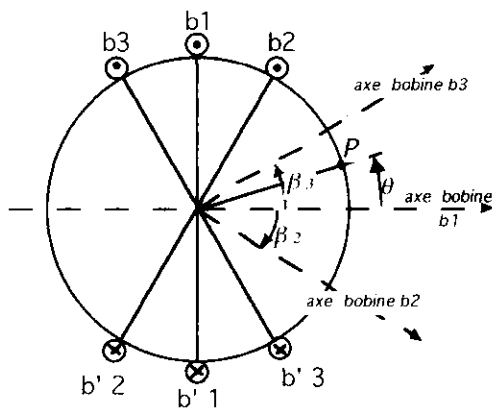
Bibliographie :

Jean Pierre CARON " Du théorème de FERRARIS à la transformée de PARK"

Conférence des journées "3EI 93" (Commande des machines asynchrones)

Philippe BARRET Machines tournantes à courant alternatif (cours de SUPELEC)

Annexe



## MISE EN OEUVRE ET ESSAIS D'UN ENTRAINEMENT A VITESSE VARIABLE D'UNE CHARGE VISQUEUSE PAR MACHINE ASYNCHRONE

Lycée Pierre de Coubertin à Meaux  
Alain Cunière  
Samuel Viollin  
Génie Electrique  
Section de BTS Electrotechnique

### PREAMBULE :

Les entraînements à vitesse variable réalisés par machine asynchrone et variateur associé dans la gamme de quelques kilowatts sont devenus courants en milieu industriel. Aussi, il nous paraît indispensable, dans le cadre des essais de systèmes, de mettre en oeuvre ce type d'entraînement .

Deux stratégies de commande des machines donnent naissance à deux familles de variateurs :

- à commande vectorielle de flux
- à commande en U/f .

Cette dernière technique plus simple du point de vue théorique peut être abordée en TS 2em année dès que les étudiants possèdent les prérequis suivants :

- Machine asynchrone à vitesse variable alimentée par un réseau sinusoïdal.
- Schéma équivalent monophasé vu du stator.
- Principe de la commande en modulation de largeur d'impulsion des onduleurs triphasés.

Les qualités de la commande en U/f sont bien adaptées pour l'entraînement de charge présentant un faible couple aux basses vitesses. On pourra facilement trouver dans nos lycées le matériel correspondant à ce type de charge.

### OBJECTIFS DE L'ESSAI DE SYSTEME :

Le déroulement de cet essai de système est prévu sur un cycle de quatre séances de quatre heures.

Les étudiants peuvent être en binôme ou en trinôme.

- 1er séance : Identification mécanique du banc.  
Identification électrique de la machine asynchrone.
- 2em séance : Simulation sur "Simulink" de la réponse du banc à une rampe de fréquence.
- 3em séance : Simulation sur "Circuit" de l'onduleur triphasé ayant pour charge la machine en régime permanent.
- 4em séance : Réglages du variateur et essais en charge.

### Objectifs :

A l'issue de ce cycle l'étudiant devra être capable :

- d'identifier l'entraînement d'un point de vue mécanique : frottement sec, coefficient de frottement visqueux , inertie.
- d'identifier les termes du schéma équivalent.
- de prévoir des régimes transitoires de vitesse du banc en réponse à des consignes de type rampe de fréquence .
- de prévoir en régime permanent :
  - l'allure des tensions composées appliquées à la machine
  - l'allure du courant appelé et sa phase par rapport au fondamental de la tension simple
  - les valeurs de puissance transmise au rotor de la machine
  - de mettre en oeuvre le variateur ( raccordement , paramétrage )
  - de valider expérimentalement des résultats simulés

### DESCRIPTION DU SYSTEME :

#### Charge :

La charge est constituée par une génératrice à courant continu débitant sur une charge rhéostatique de 1.5 kW sous 220 volts. L'excitation est séparée et permanente.

#### Machine asynchrone :

Machine normalisée d'une puissance de 1.5 kW ; 380 Volts entre phases.

## Variateur :

Variateur d'une puissance de 1.5 kW ( 4 kVA ) de marque "Cegelec VNTA" utilisant une technique de commande de type U/f et pouvant fonctionner en boucle ouverte. Ce variateur sera configuré pour fonctionner dans le quadrant 1 du plan couple vitesse.

Ce variateur est alimenté à partir du réseau triphasé 400 volts. L'étage onduleur travaille en modulation de largeur d'impulsions. La modulation est obtenue par la comparaison d'une porteuse triangulaire avec une modulante sinusoïdale asynchrone.

## Matériel de mesure:

Appareillage classique d'une salle d'essais de système.

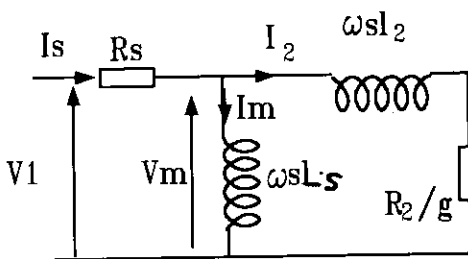
Oscilloscope numérique associé.

Micro ordinateur équipé des logiciels de simulation "SIMULINK" et "CIRCUIT".

## TRAVAIL DEMANDE :

### 1) PREPARATION :

#### 1-1) Identification des termes du schéma équivalent :



1-1-1) Montrer comment identifier l'ensemble des termes en réalisant :

- un essai au synchronisme.
- un essai rotor bloqué.

1-1-2) Proposer un schéma de mise en oeuvre de ces essais.

#### 1-2) Identification mécanique du banc :

La machine asynchrone est alimentée en tensions sinusoïdales :

On vous propose de réaliser le réglage de la charge de façon à travailler aux 2/3 environ de la puissance nominale de la machine ( afin d'éviter l'échauffement de la machine lors des nombreux régimes transitoires).

1-2-1) Montrer que la génératrice débitant sur charge rhéostatique constitue une charge de type visqueux telle que :  $T_r = K_f \Omega$

1-2-2) Proposer une mesure des frottements secs.

1-2-3) La charge étant réglée de manière invariante, montrer comment identifier à partir d'essais de lâché réalisés pour deux vitesses initiales sensiblement différentes le coefficient de frottement visqueux et le moment

d'inertie.

#### 1-3) Réglage variateur :

La machine ne doit fonctionner que dans le quadrant 1 du plan couple vitesse. On souhaite obtenir la meilleure dynamique de montée en vitesse pour la charge. La porteuse sera réglée à 2.9kHz.

- La compensation des chutes de tension résistive sera choisi " automatique ".
- A partir des indications constructeurs proposer une valeur des paramètres suivants :  
Bits bo à b8 .  
Registres Pr0 à Pr6 .

## 2) ESSAIS D'IDENTIFICATION

Procéder à l'ensemble des essais prévus en préparation.

## 3) SIMULATION

### 3-1) Simulation de la partie onduleur triphasé

La charge de l'onduleur triphasé sera simulée pour les trois phases de la machine selon le schéma équivalent identifié. La simulation se fera pour une fréquence fixe de 50 Hz de la tension d'alimentation moteur.

• 3-1-1) A l'aide du logiciel de simulation Circuit, définir un onduleur commandé en modulation naturelle avec une fréquence porteuse de 2.9 kHz.

•3-1-2) Relever par simulation l'allure des grandeurs suivantes :

- tension composée  $U_{23}$
- courant simple  $J_1$
- puissance moyenne transmise au rotor.

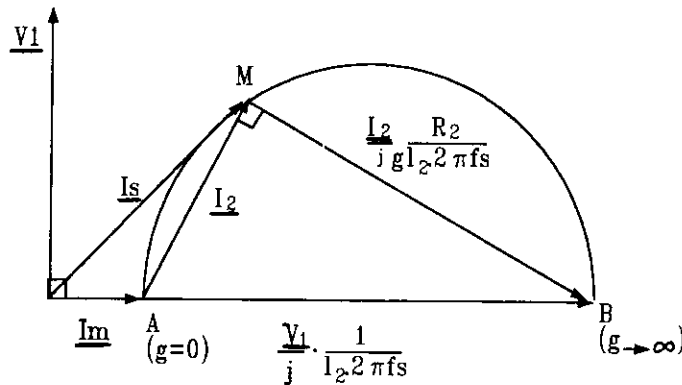
3-2) Simulation d'évolution de la vitesse du banc : (Pour simplifier, on néglige la résistance statorique dans un premier temps)

La simulation doit prendre en compte la limitation de courant dans la machine. Pour comprendre le principe utilisé on peut écrire d'après le schéma équivalent :

$$\begin{aligned} (1) \quad & \underline{I_s} = \underline{I_m} + \underline{I_2} \\ (2) \quad & \underline{I_m} = \underline{V_1} / jL_s \omega_s \\ (3) \quad & \underline{I_2} = \underline{V_1} / (jL_2 \omega_s + R_2/g) \\ (4) \quad & C_e = 3 \cdot |\underline{I_2}|^2 \cdot R_2 / g \Omega_s \end{aligned}$$

Avec la relation (3) on obtient :  $(\underline{I_2} + \underline{I_2} R_2 / jg L_2 \omega_s) = \underline{V_1} / jL_2 \omega_s$

Associée aux relations (1) et (2) on peut en tirer le diagramme du cercle suivant :



La construction associée à la relation (3) forme un triangle rectangle. De plus, si  $V_1/f_s = c^{te}$ , le point M se déplace sur un cercle.

A l'examen du diagramme, on observe que pour limiter le courant efficace  $I_s$ , il faut fixer le point M.

A  $V_1/f_s = c^{te}$ , et à glissement donné, si on fixe la fréquence  $f_s$ , le point M et donc le courant  $I_s$  sont fixés.

Le principe de la commande consiste donc à limiter l'amplitude de la consigne fréquence dès que la mesure du courant donne  $I_s = I_{smax}$ .

Par exemple, pendant tout le démarrage, on impose la longueur du segment MB donc :

$$g \omega_s = c^{te} = (\Omega_s - \Omega) / \Omega_s \cdot p \Omega_s$$

d'où  $p(\Omega_s - \Omega) = c^{te}$

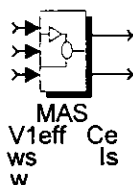
L'écart entre la consigne fréquence et la vitesse est alors conservé.

Le couple est également constant :  $C_e = 3p \cdot |\underline{I_2}|^2 \cdot R_2 / g \Omega_s$

La montée en vitesse produisant une diminution du glissement conduit à la diminution du courant  $I_s$ .

La commande peut laisser croître la rampe de consigne fréquence si la valeur finale demandée n'est pas atteinte.

Vos ressources Simulink sont :



•La librairie des blocs Simulink.

•Un bloc "MAS" dont les variables d'entrée sont :

$V_1$  : valeur efficace de la tension d'alimentation par phase.

$\omega_s$  : pulsation de la tension  $V_1$ .

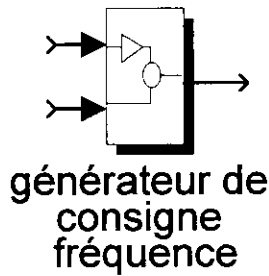
$\Omega$  : vitesse angulaire de la ligne d'arbre.



Les variables de sortie sont :

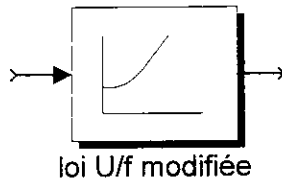
- $C_e$  : le couple électromagnétique en régime permanent issu du schéma monophasé équivalent.
- $I_s$  : le courant statorique par phase

Les paramètres de passage sont :  $R_s, L_s, R_2, L_2, p$ .



- Un bloc "générateur de consigne fréquence"

dont la sortie recopie la valeur de l'entrée consigne 0-10 selon l'état 0/1 de l'entrée de contrôle permettant de bloquer l'application de la consigne. Ce bloc impose en particulier une rampe minimale de 120 Hz pour 0.2 seconde correspondant au réglage réel du variateur.



- Un bloc " loi U/f modifiée "

dont la sortie adapte la tension d'alimentation du MAS à la consigne de façon à maintenir le flux d'entrefer constant pour  $r_s=3.6 \text{ W}$  à toutes les vitesses.

### Travail demandé :

(on considère le régime permanent atteint pour les courants et le flux, vis à vis des variations des grandeurs mécaniques)

- 3-2-1 ) Construire le modèle de simulation pour satisfaire :
  - à l'alimentation en U/f de la machine par la consigne.
  - aux équations mécaniques du banc.
  - à la limitation du courant statorique dans une fourchette 6,3 à 6 A pendant le démarrage.
- 3-2-2 ) Simuler et visualiser  $C_e, I_s, \omega_s, \Omega$  pour les deux cas suivants :
  - résistance statorique  $r_s=0$
  - résistance statorique  $r_s=3.6 \Omega$ .

• 3-2-3 ) En vous aidant des conclusions inspirées par la lecture du diagramme du cercle simplifié, commenter l'influence de  $r_s$  sur  $C_e$  et  $I_s$  et l'influence de la consigne sur  $C_e$  et  $I_s$  dans le cas d'une alimentation en U/f constant.

- 3-2-4 ) Modifier le modèle de simulation en utilisant le bloc associé à la loi de compensation R.I. Simuler et comparer avec les résultats précédents.

### 4 ) ESSAIS DE VALIDATION

Reproduire les essais de démarrage dans les conditions de réglages coïncidant avec ceux de la simulation et relever les mêmes grandeurs à savoir :

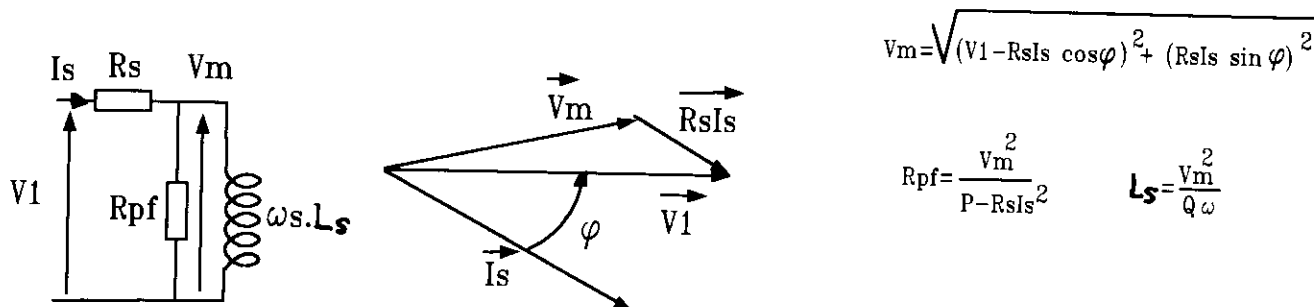
- la tension composée U23.
- le courant simple J1.
- la vitesse de la machine en fonction du temps.

## ELEMENTS DE CORRECTION

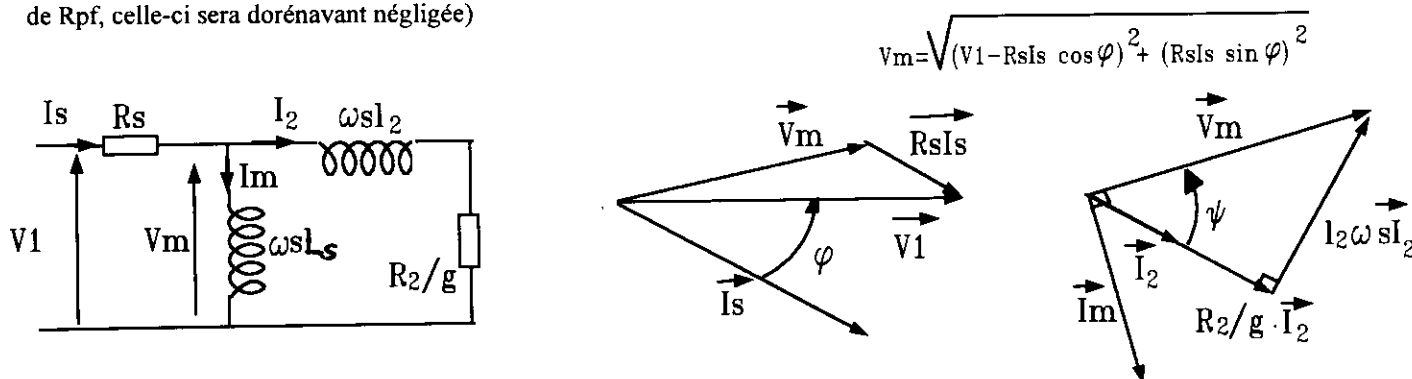
### 1) PREPARATION :

#### 1-1) identification des termes du schéma équivalent :

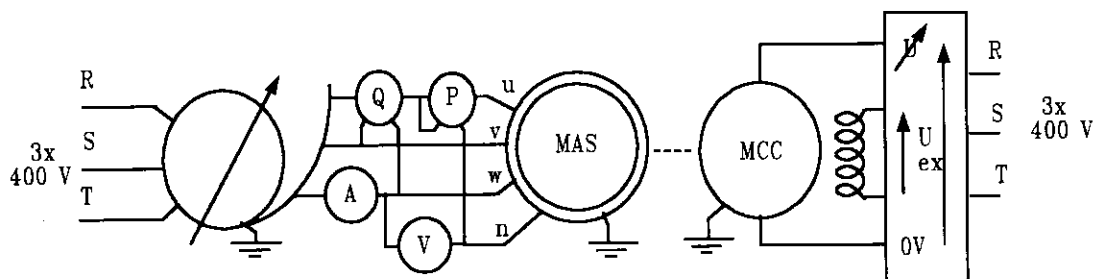
•1-1-1) L'essai au synchronisme permet d'identifier l'inductance cyclique statorique et la résistance équivalente de dissipation des pertes fer .



L'essai rotor bloqué permet de déterminer la résistance rotorique et l'inductance de fuites totale rotorique. ( au vue de la valeur de Rpf, celle-ci sera dorénavant négligée)



•1-1-2) On propose le schéma suivant



Le moteur à courant continu dont on aura changé le sens de l'excitation permettra l'essai à rotor bloqué .

#### 1-2) Identification du banc :

•1-2-1) A excitation constante on a :

$$T_{em} = KI = KE / (R+r) = K^2 (\Omega / R+r) = K_v \Omega$$

•1-2-2) La machine à courant continu étant excitée et à vide, entraînée par la machine asynchrone, on mesure E et  $\Omega$  pour en déduire immédiatement la valeur K. La Mcc étant recablée en moteur on mesure le courant nécessaire pour commencer à tourner. Mesurant le courant de décollage, on en déduit le couple de frottement sec.

•1-2-3) Identification des inerties ramenées sur l'arbre J et du coefficient  $K_v$ .

Il faut réaliser deux essais de " lâché ". L'essai 1 est effectué à la vitesse nominale.

L'essai 2 est réalisé pour une vitesse initiale d'environ la moitié de la vitesse nominale.

on écrit :  $\Sigma T_m = J d\Omega / dt = - T_{fs} - K_v \cdot \Omega_m$

dans cette relation :  $T_{fs}$  est le couple de frottement sec en N.m,  $K_v$  est le coefficient de frottement visqueux en N.m/rd/s.  
Une fois résolue, cette équation différentielle du premier ordre donne l'expression de la vitesse.  
On obtient :

$$\Omega_m = \Omega_i \cdot \exp(-k_v/J)t - T_{fs}/K_v \cdot (1 - \exp(-K_v/J)t)$$

A l'origine des temps on sait que la vitesse est  $\Omega_1$  pour l'essai 1 et  $\Omega_2$  pour l'essai 2. Les pentes à l'origine des temps valent respectivement  $a_1$  et  $a_2$ . On démontre que :

$$K_v / J = a_1 - a_2 / \Omega_2 - \Omega_1$$

$$T_{fs}/K_v = (-J/K_v) \cdot a_1 + \Omega_1$$

Avec  $I_d$  courant de décollage :

$$T_{fs} = K I_d$$

### 1-3 ) Réglage variateur :

Réglage bits :

- b0** sélectionne la grandeur asservie en boucle fermée. Mode asservissement de vitesse  $b_0=1$
- b1** sélectionne le type de démarrage. Manuel avec un bouton poussoir :  $b_1=1$
- b2, b7** ces deux bits sont associés pour choisir le type d'arrêt :  $b_2=0$   $b_7=1$  mode roue libre
- b3** permet de compenser la chute de tension de manière fixe ou dépendante du courant appelé  $b_3=0$  choix du mode automatique
- b4** détermine la grandeur borne 24 : fréquence mini ou ordre de marche. Réglage indifférent
- b5** sélectionne le mode boucle ouverte ou boucle fermée . Ici  $b_5 = 1$ , fonctionnement en boucle ouverte
- b6** sélectionne le variateur en maître ou en esclave .  $b_6=0$  mode maître
- b8** choisi la grandeur affichée  $b_8=0$  affiche la fréquence.

Réglage registres :

- Pr0** règle la fréquence minimale. Ici  $Pr_0 = 0$  Hz
- Pr1** règle la fréquence maximale. Ici 50 Hz
- Pr2** Règle la rampe d'accélération .On choisit le temps minimum 0.2 seconde pour passer de 0 Hz à FLS ( fréquence limite supérieure ici 120 Hz )
- Pr3** règle le temps de décélération. Réglage indifférent ici
- Pr4** limite la valeur du courant de surcharge supporté pendant 30 secondes .Ici 150 %
- Pr5** limite la valeur du courant normal maximum. Ici 105 % de  $I_n$  moteur
- Pr6** limite la valeur de la compensation de tension aux faibles vitesses. Ici le mode automatique est retenu :  $R_s \cdot I_{nom} = 3,6 \times 2,7 \times 1.05 = 10,2$  volts soit 4,6% de  $U_n$
- Pr6** = 4,6.

## 2 ) ESSAIS D'IDENTIFICATION

### 2-1 ) Identification des termes du schéma équivalent :

#### •2-1-1 ) Essai au synchronisme

les valeurs mesurées sont :

tension simple 218 volts  
courant simple 2.14 A  
puissance absorbée par phase : 20 watts  
puissance réactive par phase : 439 VAR  
puissance apparente par phase : 467 VA  
On en déduit  $L_s = 0.34$  H  
 $R_{pf} = 13.5$  K $\Omega$

la résistance statorique mesurée vaut :  $R_s = 3.6 \Omega$

•2-1-2 ) Essai rotor bloqué

les valeurs mesurées sont :

tension simple 38 volts  
 courant simple 2.76 A  
 puissance absorbée par phase : 59 watts  
 puissance réactive par phase : 81 VAR  
 puissance apparente par phase : 105 VA  
 On en déduit  $l_2=0.034$  H  
 $R_2= 4 \Omega$

2-2 ) Identification mécanique du banc :

•2-2-1 ) mesure des frottements secs :

La valeur du courant de décollage est de 0.6 A dans la machine à courant continu.  
 Le coefficient de proportionnalité mesuré est  $K=1.1$   
 Le couple de frottements sec est estimé à :  $C_{fs}= 0.66$  N

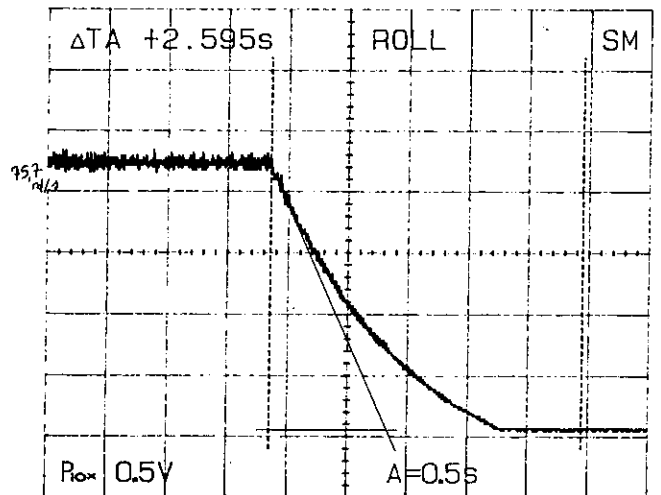
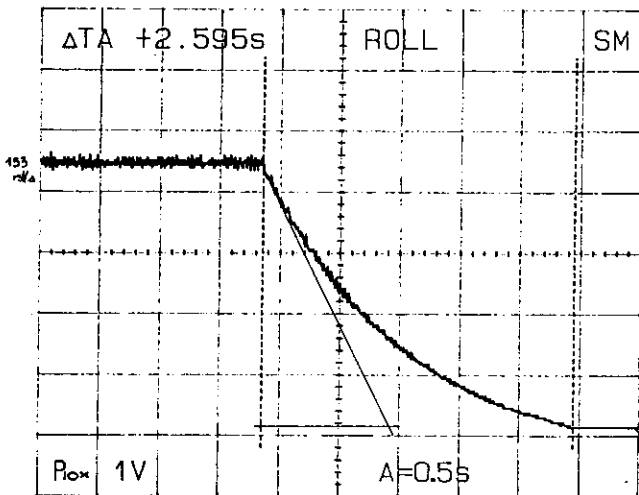
2-2-2 ) mesure de l'inertie : on réalise deux essais de lâché à partir de points en charge :

essai 1

puissance par phase  $P= 315$  watts  
 puissance réactive par phase  $Q= 410$  VA  
 tension simple  $V= 217$  volts  
 courant simple  $J=2.4$  A  
 vitesse initiale  $\Omega_1=152.9$ rd/s  
 pente  $a_1= -148$  rd /s<sup>2</sup>

essai 2

puissance par phase  $P= 295$  watts  
 puissance réactive par phase  $Q= 254$  VA  
 tension simple  $V= 78$  volts  
 courant simple  $J=5.2$  A  
 vitesse initiale  $\Omega_2=75.7$ rd/s  
 pente  $a_2= -75.7$  rd /s<sup>2</sup>



On en déduit les valeurs suivantes :

coefficient de frottement visqueux :  $K_v = 0.045$  Nm/rd.s<sup>-1</sup>  
 moment d'inertie  $J=0.042$  kg/m<sup>2</sup>

### 3) SIMULATION

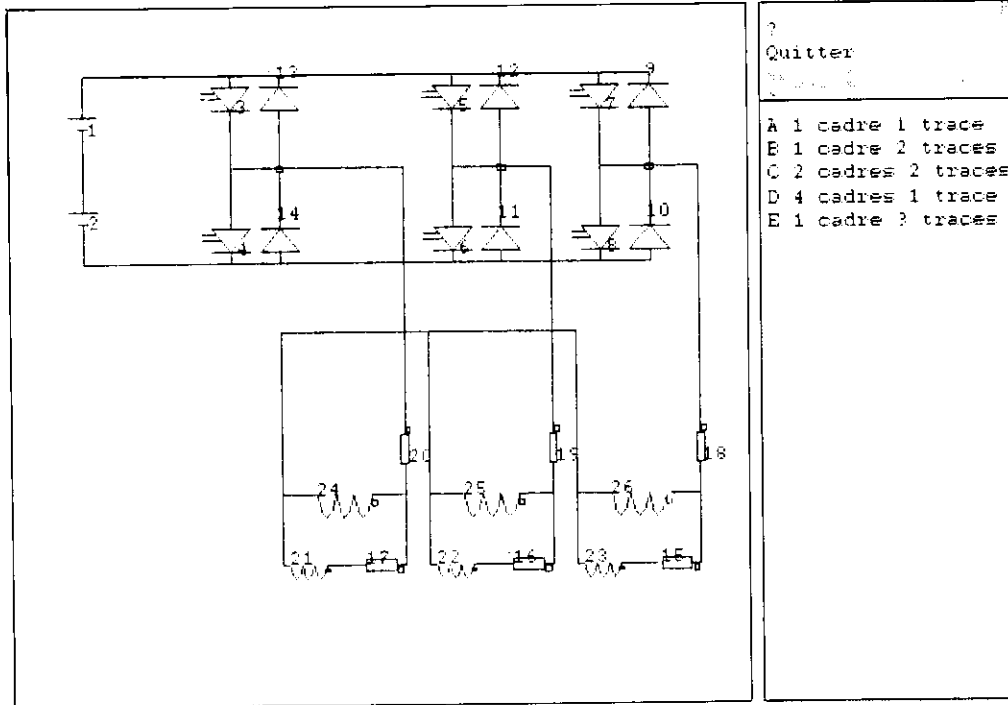
#### 3-1) Simulation de la partie onduleur triphasé:

•3-1-1) Pour caractériser les différents constituants on utilise les termes du schéma équivalent et l'essai 1 en charge. Le glissement valant 2,7%, la quantité  $R_2/g$  est fixée à  $150 \Omega$ . La tension d'alimentation du variateur est de  $3 \times 400$  volts. Cette tension redressée filtrée conduit à une tension continue de 538 volts. Chaque générateur continu est réglé à 270 volts. Le coefficient de réglage de la tension doit être réglé à 1. En effet cela conduit à un fondamental pour la tension simple de valeur efficace 190 volts. Cette valeur est inférieure à celle imposée par l'essai en charge mais on ne peut faire mieux avec ce type de MLI.

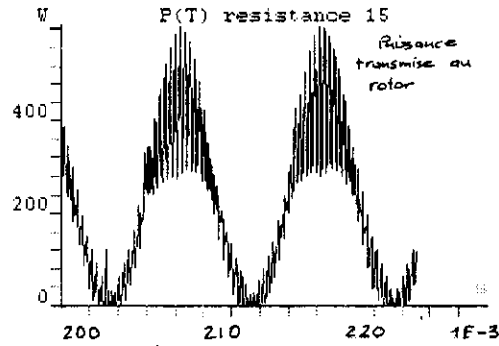
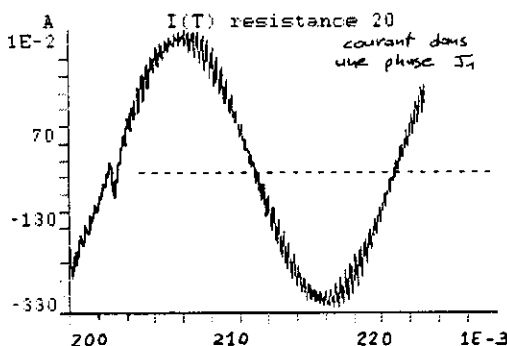
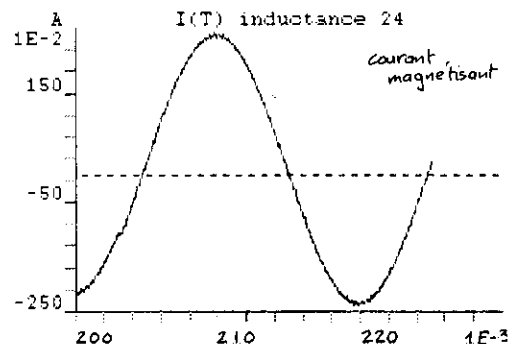
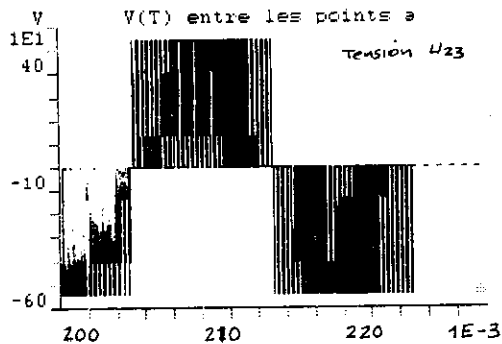
données constructeur : MLI naturelle asynchrone sans injection de rang trois sur la modulante.

Pour la simulation "CIRCUIT" utilise la même modulation. La simulation est donc sensée.

On propose le schéma suivant :



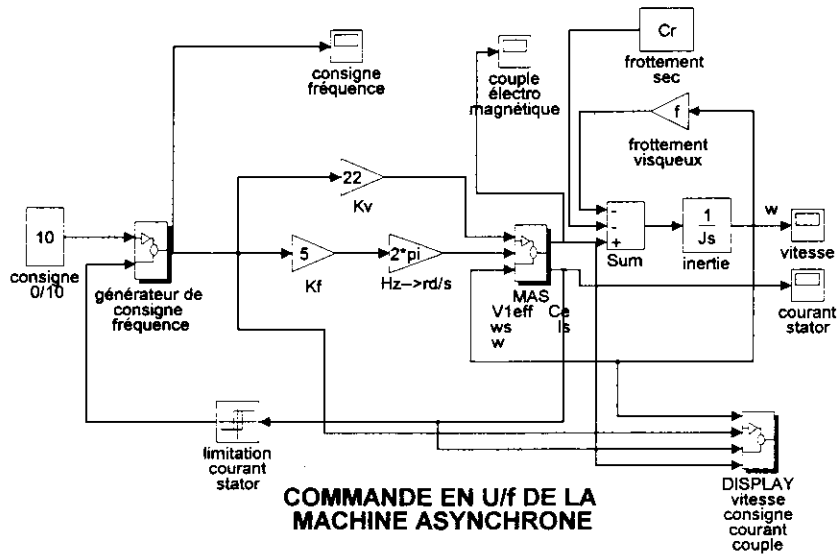
•3-1-2) On obtient les réponses suivantes :



la valeur efficace du courant simple est de 2.2 A  
la puissance moyenne fournie au rotor est de 223 W par phase

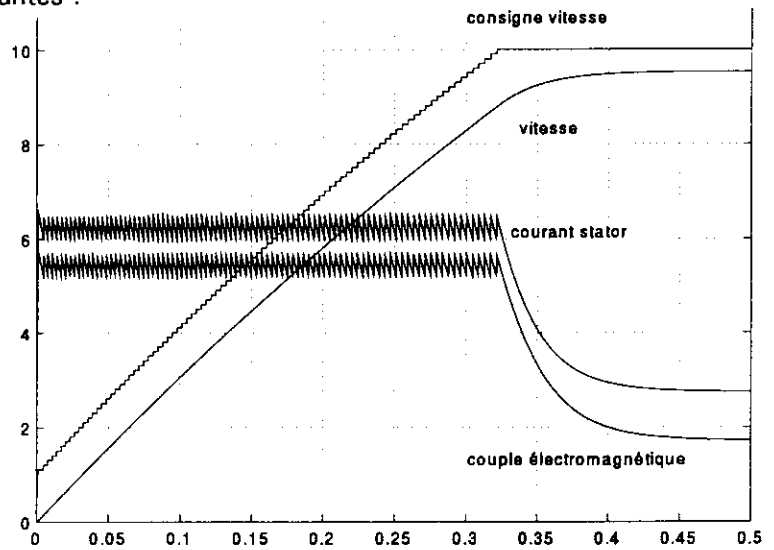
le déphasage entre  $J_1$  et  $U_{23}$  est de  $-36^\circ$   
la tension composée fondamentale efficace  $U_{h1eff} = 314$  volts

3-2 ) Simulation de la réponse du banc à une consigne de fréquence :  
on propose le modèle suivant :

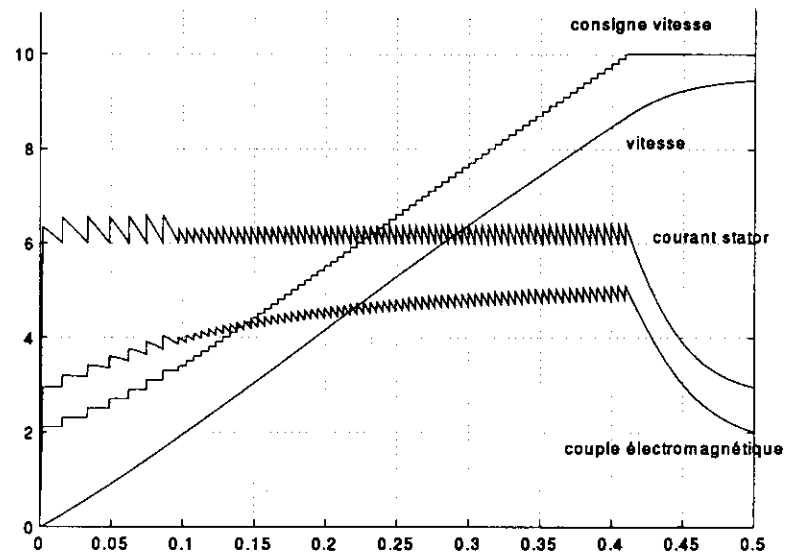


3-2-2 ) Les réponses obtenues sont les suivantes :

**résistance statorique nulle**



**résistance statorique  
rs = 3.6 ohms**

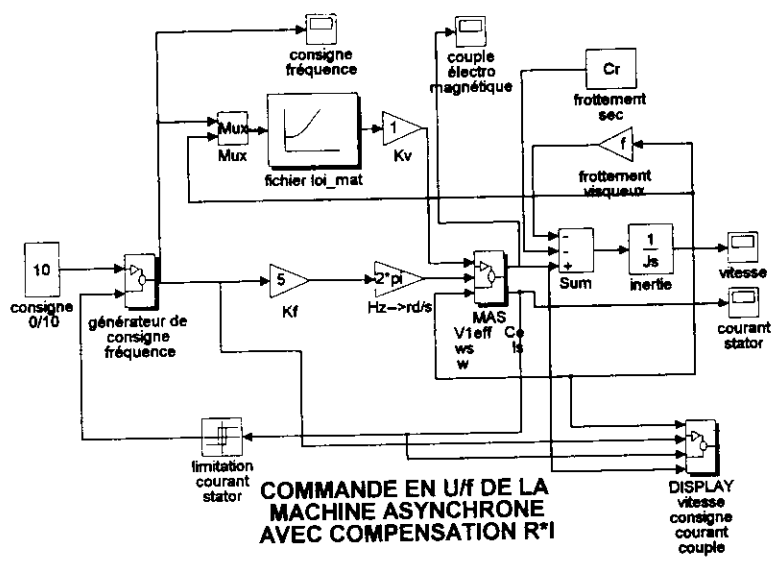


•3-2-3 ) A partir du schéma équivalent monophasé simplifié , on peut établir la relation suivante :  

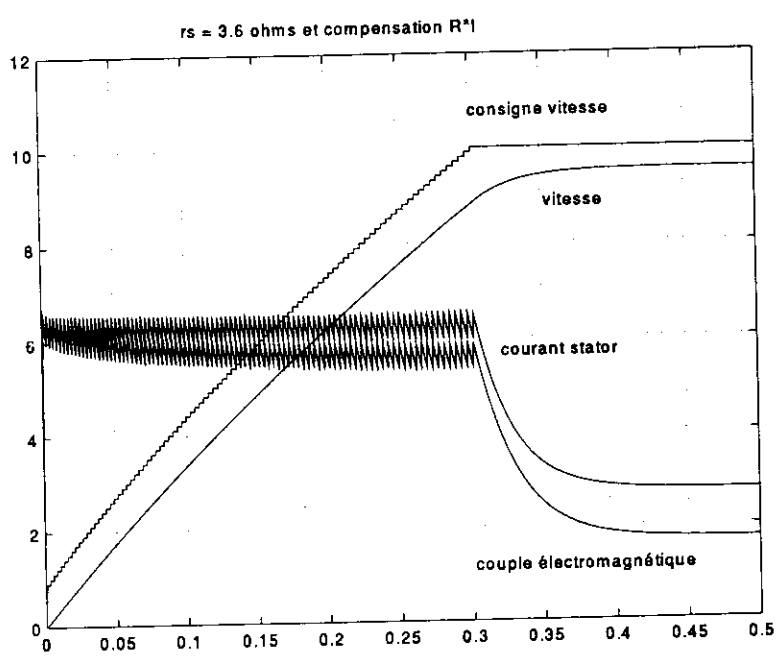
$$V_1 = \Phi_s \cdot [ ((r_s \cdot R_2 / L_s - L_2 \cdot \omega_r \cdot \omega_s)^2 + (R_2 \cdot \omega_s + (L_2 + L_s) \omega_r \cdot r_s / L_s)^2 ) / (R_2)^2 + (L_2 \cdot \omega_r)^2 ]^{1/2}$$
  
 avec,  $\Phi_s = L_s \cdot I_m = V_m / \omega_s$

La présence d'une résistance statorique non nulle a tendance à défluxer la machine et donc à dégrader la valeur du couple.

•3-2-4 ) On propose les modifications suivantes :



les réponses obtenues sont les suivantes :



## 4 ) Essais de validation

4-1 ) Il y a une difficulté pour mesurer les valeurs efficaces du fondamental de tension et relever cette valeur dans le temps. Nous avons choisi une sonde isolée de tension 1/200 derrière laquelle nous avons placé un "opérateur valeur efficace". La fréquence de coupure du filtre passe bas est placée à 1kHz . Cette méthode ne permet pas de mesurer l'amplitude du premier harmonique de tension avec une bonne précision mais elle utilise un matériel qui est répandu dans les sections de STI électrotechnique. Le courant a été mesuré directement à partir d'une sonde isolée. L'évolution de la fréquence est saisie sur la sortie dédiée du variateur.

tension composée efficace fondamentale  $U_{h1eff}=400$  volts

courant simple efficace mesuré :  $J_1=2.5$  A

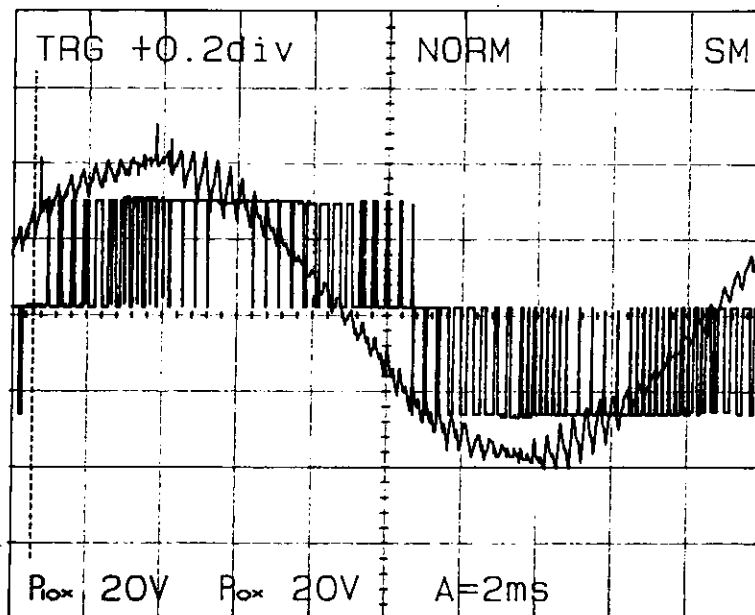
déphasage entre  $U_{23 h1}$  et  $J_1$   $-36^\circ$

puissance mesurée par phase :  $P_1=315$ W

puissance transmise au rotor :  $P_2=P_1-P_0-P_j = 315-20-22,6=272$  W

Les formes d'ondes obtenues sont les suivantes :

Courant simple  $J_1$  et tension composée  $U_{23}$





## 4-2) Réponse du banc à une consigne de fréquence :

La consigne demandée est une rampe de fréquence de valeur 50 Hz pour 0.0833 sec. On observe sur les relevés une limitation de la pente nécessaire à la limitation du courant statorique. En pratique, la montée à 50 Hz se fait en 0.4 seconde environ avec compensation RI aux basses vitesses.

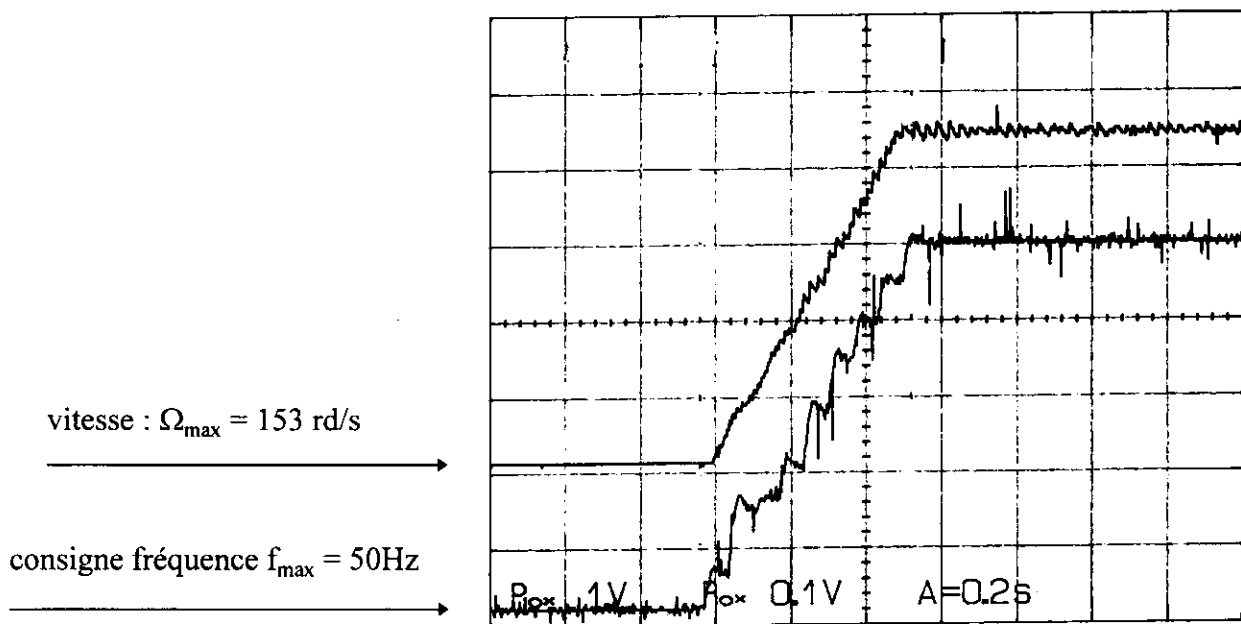
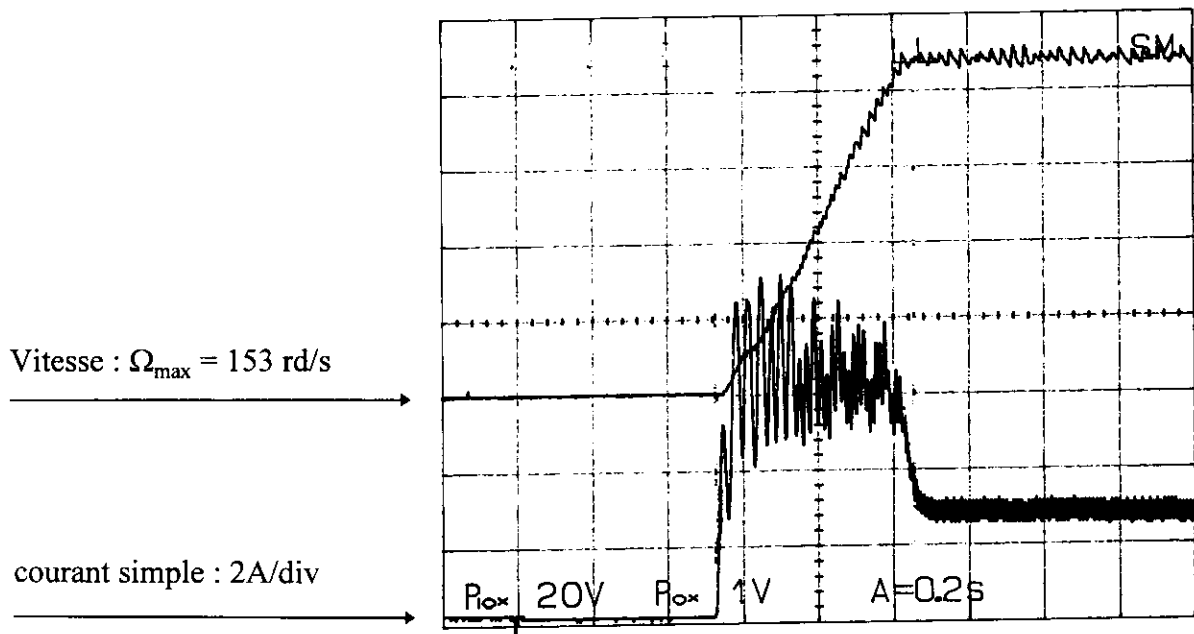
On observe le même comportement du système sous "Simulink".

Le temps de démarrage est de : 0.32 seconde avec  $r_s=0$

0.42 seconde avec  $r_s=3.6\Omega$ , sans compensation RI

0.31 seconde avec  $r_s=3.6\Omega$ , avec compensation RI

D'un point de vue pédagogique, le modèle de simulation proposé qui s'appuie sur des hypothèses simplificatrices rendant une simulation accessible à nos étudiants, conduit néanmoins à des ordres de grandeur comparables.



## En guise de conclusion ,

La comparaison entre la simulation de l'onduleur et les relevés expérimentaux, montre une sous évaluation des fondamentaux de tension par la simulation. Peut-être faut-il chercher les raisons de cet écart dans la nature de la commande de l'onduleur ou dans une mesure trop imprécise des valeurs efficaces fondamentales.

tension fondamentale composée efficace	mesurée 400 volts	simulée 330 volts
cet écart se retrouve sur la valeur: -) des courants simples :	mesuré 2.5A	simulé 2.2 A
-) de la puissance transmise au rotor :	mesurée 260 W	simulée 223 W

Il y a identité des phases entre U23 et J1 pour la valeur simulée et mesurée (-36°).

Cette bonne coïncidence de la phase simulée et expérimentale s'explique simplement si on néglige la résistance statorique et en prenant l'hypothèse de la non saturation de la machine. Dans ces conditions, la phase du courant simple par rapport au fondamental de la tension simple est indépendant de l'amplitude de cette tension si les termes du schéma équivalent sont conservés. C'est notre cas ici puisque la simulation et l'expérimentation utilisent les mêmes valeurs de pulsation  $\omega_s$  et de glissement. On peut aussi remarquer que l'influence de la résistance statorique sur la phase du courant appelé est peu importante et difficilement évaluable compte tenu de la précision de nos mesures.

Les objectifs pédagogiques poursuivis dans une simulation sont variés.

Elle permet d'exercer les étudiants à la modélisation et développer la tournure d'esprit nécessaire. En effet, la définition d'un modèle de comportement implique une bonne description du système et la recherche de simplifications justifiées ( par exemple la transparence de l'onduleur pour le régime permanent de la machine ) .

La simulation permet d'observer des fonctionnements (résistance statorique nulle) inobservables expérimentalement .

Elle permet d'observer des grandeurs ( par exemple le courant magnétisant ) difficilement accessibles expérimentalement .

Enfin, on peut définir grâce à la simulation des lois de commande théoriques ( compensation R.I ) difficilement réalisables technologiquement lorsque les calculs associés sont longs et complexes .

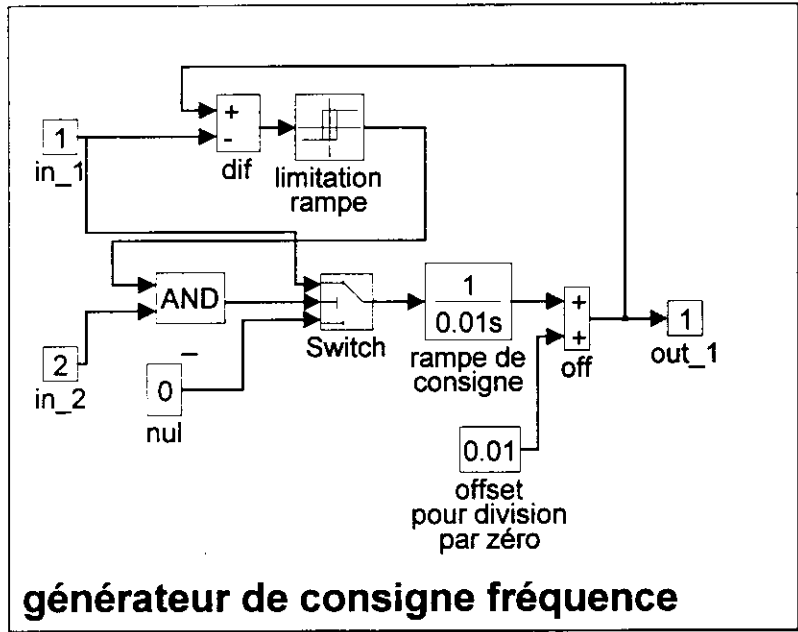
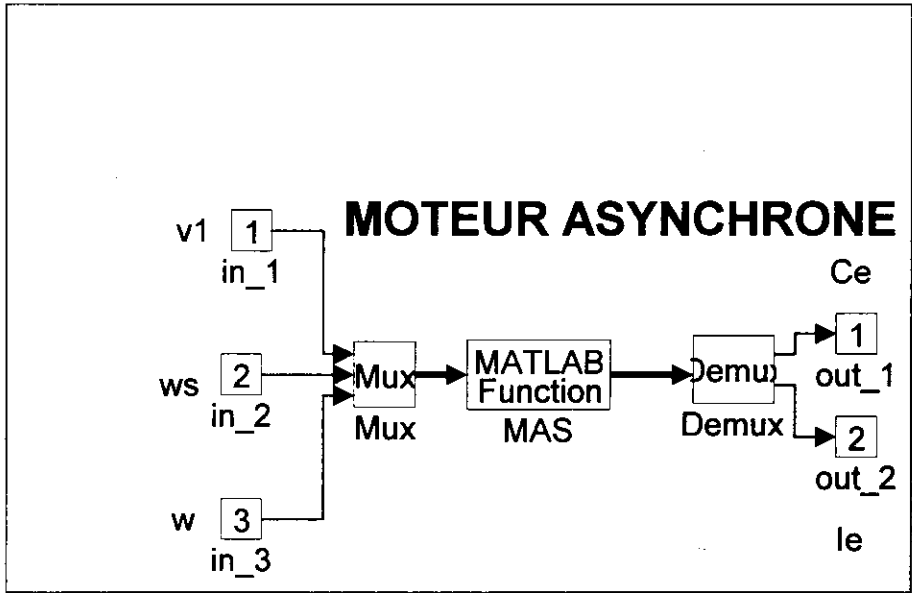
Les simulations menées avec  $R_s=0$  puis  $3,6 \Omega$  mettent en évidence que la limitation de courant  $I_s$  est possible par limitation de consigne fréquence et son influence sur le couple. De là on peut faire évoluer le modèle par une modification de la loi de commande permettant de compléter la simulation sans complications excessives. Les résultats montrent bien que le temps de démarrage est redevenu aussi court que celui obtenu avec  $r_s=0$ . Cela permet de sensibiliser les étudiants à l'influence de tel ou tel paramètre .

La simulation permet de prédire et/ou de vérifier un fonctionnement.

L'assemblage de blocs élémentaires pour constituer des blocs fonctionnels plus savants ainsi que l'acceptation d'expressions mathématiques pré-définies font de Simulink un outil précieux pour l'enseignant désireux d'initier des étudiants à la simulation. Ces particularités permettent de préparer en partie le TP et d'aller à l'essentiel.

Sont donnés ci après les schémas Simulink de la commande U/f tel qu'il est demandé aux étudiants. Le schéma de la MAS montre qu'il est simplement constitué d'une Matlab Function à 3 entrées et 2 sorties. Le groupement et l'application d'un masque de passage de paramètres réduit cette vue à une boîte de dialogue où l'étudiant donne les grandeurs caractéristiques de la machine.

ANNEXES 1 Ressources simulink



ANNEXES 2 Ressources Matlab

LOI\_MAT.M

```
function v = loi_mat(u,R2,L2,Ls,rs,p);

k = u(1);
W = u(2);

ws = 2*pi*5*k;
wr = ws - p*W;
phi=220/314;
A=(rs*R2/Ls)-L2*ws*wr;
B=R2*ws+(rs/Ls)*(L2+Ls)*wr;
C=R2;
D=L2*wr;

v = phi*sqrt((A^2+B^2)/(C^2+D^2));
```

MAS3\_MAT.M

```
function y = mas3_mat(u,rs,ls,Lm,R2,L2,p);

% déclaration des paramètres d'entrée du programme
Vleff = u(1);
ws = u(2);
W = u(3);

% calcul du glissement
Ws = ws/p;
g = 0.000001+(Ws-W)/Ws;

% calcul du courant efficace par phase
A = (rs*R2/g)-(ls*L2*ws*ws)-(ls*Lm*ws*ws)-(Lm*L2*ws*ws);
B = (rs*L2*ws)+(rs*Lm*ws)+(R2*ls*ws/g)+(Lm*R2*ws/g);
I1 = Vleff*sqrt((R2/g)^2+((L2+Lm)*ws)^2)/sqrt(A^2+B^2);

% calcul du couple électromagnétique
C = (Lm*L2*ws*ws)^2+(Lm*ws*R2/g)^2;
D = (R2/g)^2+((L2+Lm)*ws)^2;
Ce = 3*(R2/g)*(1/Ws)*(1/((R2/g)^2+(L2*ws)^2))*(I1)^2*C/D;

% calcul du vecteur de sortie
y = [Ce,I1];
```