

50376
1987
65

50376
1987
65

N° 119

Mémoire présenté par

KHALDI Kamel

Université des Sciences et
Techniques de LILLE 1

MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE A AIMANTS PERMANENTS
COMMANDEE A ANGLE DE DECALAGE CONSTANT



Lille 1

12 juin 1987

77 46
036 109 017

A mon frère aîné,

A ma mère,

A mon père

A Radia R.

avec toute mon affection

A V A N T - P R O P O S

-o-o-o--o-

Ce mémoire sur la "Machine synchrone autopilotée à aimants permanents commandée à angle de décalage constant" a été préparé au Laboratoire Applications des Redresseurs de Puissance et Machines Electriques de l'Université des Sciences et Techniques de Lille - Flandres Artois.

Notre travail de recherche a été dirigé par Monsieur E. DESTOBBELEER, Maître de Conférences, Docteur d'Etat. Nous le remercions très vivement pour l'attention constante et la bienveillance avec lesquelles il nous a guidé.

Nous remercions Monsieur le Professeur G. SEGUIER, Directeur du Laboratoire de nous avoir accueilli dans celui-ci et de nous avoir donné de précieux conseils.

Monsieur le Professeur J. LESENNE, Directeur de l'IUT de Béthune, et Monsieur le Professeur C. ROMBAUT, Chef du Département Génie Electrique de l'Institut industriel Du Nord, ont accepté d'examiner notre travail et de faire partie de notre Jury, nous leur exprimons notre vive gratitude.

Nous sommes très honoré de la présence dans ce Jury de Monsieur H. LAMBOT, Ingénieur à la Société Jeumont-Schneider, spécialiste des machines synchrones.

Nous remercions tous les membres du Service Electrotechnique de l'UFR d'IEEA de l'Université des Sciences et Techniques de Lille Flandres Artois, de la cordialité de leur accueil et de l'aide qu'ils ont pu nous apportée tout au long de notre travail. Monsieur J.J. FRANCHAUD et Monsieur H. HUYGHE nous ont beaucoup aidés dans la réalisation de notre équipement prototype.

Notre venue en France a été rendue possible par une bourse accordée par la Compagnie des Phosphates de Gafsa. Que les dirigeants de cette Compagnie trouvent ici le témoignage de notre gratitude.

La dactylographie de ce texte a été faite par Madame C. LEMAIRE ; Monsieur J. HOUZE en a assuré la reproduction. Nous leur exprimons toute notre reconnaissance.

INTRODUCTION GENERALE

Les entraînements à vitesse variable utilisant des machines électriques sont à l'heure actuelle de plus en plus utilisés dans l'industrie du fait des possibilités qu'ils offrent au niveau de l'amélioration des procédés de fabrication et de contrôle ou des économies d'énergie.

Les progrès de l'électronique industrielle ont permis tout d'abord de réaliser des dispositifs à vitesse variable utilisant des machines à courant continu. Mais avec le développement actuel des semi-conducteurs de puissance (les progrès récents effectués dans le domaine des transistors de puissance haute tension et de leurs techniques d'utilisation), et la définition de nouvelles structures de convertisseurs statiques (onduleurs, commutateurs) les machines à courant alternatif peuvent également être utilisées avec tous les avantages qu'elles présentent sur les machines à courant continu : fonctionnement à vitesses élevées dans un environnement dangereux avec des transferts de puissance importants.

En effet, l'association de convertisseurs statiques de puissance et de machines classiques, synchrones ou asynchrones permet aujourd'hui de réaliser des convertisseurs électroniques où la commutation électronique remplace avantageusement la commutation mécanique des machines à courant continu traditionnelle [1]*.

De plus, l'allure des caractéristiques couple-vitesse peut être contrôlée au niveau de la commande du convertisseur statique.

L'utilisation des machines synchrones autopilotées, dans les entraînements à vitesse variable, a progressivement augmenté ces dernières années, car ces machines ont des caractéristiques similaires à celles des machines à courant continu, sans présenter les limitations de celles-ci provoquées par la présence du collecteur mécanique. La principale limitation est l'impossibilité d'utiliser les machines à courant continu pour des entraînements à puissance ou à vitesse élevée (elles sont limitées en courant, donc en couple, par la taille du collecteur et des balais), et dans des environnements explosifs, corrosifs et poussiéreux. En plus, le niveau d'entretien dû à l'usure des balais et du collecteur est élevé.

Pour des applications à basse et moyenne puissance, on utilise en général des moteurs asynchrones en raison de leur extrême simplicité, de leur robustesse et de leur coût réduit. Pour les puissances supérieures (500 Kw et 40 Mw), la machine synchrone est plus performante, puisqu'elle présente un rendement et un facteur de puissance plus élevés.

Actuellement, l'excitation des machines synchrones par aimants permanents est très intéressante car elle permet la suppression des contacts glissants ou des dispositifs à diodes tournants complexes, onéreux et encombrants. Ce mode d'excitation est d'autant plus envisageable que l'on dispose actuellement d'aimants (ferrites ou terres rares) possédant de bonnes propriétés électriques et magnétiques (champ coercitif élevé en particulier ; perméabilité magnétique voisine de μ_0 , résistivité élevée, induction relativement faible pour les ferrites) [2], [3].

Ces types d'entraînements ont été déjà implantés avec succès dans plusieurs applications qui vont des voitures électriques aux machines-outils et aux actionneurs de robotique.

* Le chiffre entre crochet indique le numéro de la bibliographie

Cependant, ces aimants sont constitués de matériaux frittés et leur utilisation au rotor de machine synchrone pose d'importants problèmes d'agencement et de tenue mécanique. L'agencement choisi et les solutions apportées pour répondre aux problèmes mécaniques ont des conséquences très importantes sur les caractéristiques électriques globales des machines, donc, sur leurs comportements lorsqu'elles sont associées à un convertisseur statique. Des nombreuses études [4] à [9] sont ainsi menées en vue d'analyser les différentes structures des machines synchrones excitées par aimant afin de mettre en évidence leurs caractéristiques spécifiques et de dégager les paramètres sur lesquels il faut agir pour obtenir la meilleure adaptation réciproque entre le convertisseur et la machine.

Plusieurs publications récentes [10] à [20] ont montré que la machine synchrone autopilotée, alimentée en courant et à commutation naturelle fait l'objet d'un vif intérêt dans le milieu industriel puisqu'elle permet de minimiser la complexité et le coût de convertisseur statique ; mais cet avantage se trouve contrebalancé par la nécessité d'une commande adaptée et l'adjonction de dispositifs auxiliaires (pour le démarrage par exemple).

Cependant, pour agir sur les grandeurs de sortie (couple moteur et vitesse angulaire) d'un tel système ; on dispose de trois variables indépendantes : le courant continu I_d , dont le réglage s'effectue par l'angle d'allumage du pont redresseur côté réseau, l'angle ψ (qui nécessite une complexité énorme au niveau de la conception de la commande surtout pour les très basses vitesses) entre la f.e.m. de la machine et le courant dans ses enroulements et enfin le courant d'excitation I_f .

Notre travail consiste à déterminer les lois de commande nécessaires à un fonctionnement optimal et à les mettre en oeuvre sur un dispositif expérimental composé d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents alimentée par un onduleur à transistors de puissance. Le choix de ce type de machine permet de nous affranchir du paramètre de courant d'excitation ; alors les principales grandeurs réglées sont donc la tension U_0 à l'entrée de l'onduleur et l'angle de décalage interne δ .

L'étude présentée porte sur la sensibilité de l'ensemble convertisseur machine au réglage de l'angle de décalage interne δ . Elle a pour but de définir précisément les zones de fonctionnement acceptables en maintenant constant le réglage de l'angle interne δ . La machine synchrone pilotée par un capteur de position fonctionne selon un principe assimilable à celui d'un moteur à courant continu ; dans le cas du moteur à courant continu, la commutation du courant d'une lame du collecteur à une autre s'effectue par le passage des lames devant les balais ; dans le cas de la machine synchrone autopilotée, la commutation s'effectue par le passage d'un disque, solidaire du rotor, devant un capteur de position. Cette solution écarte tout risque de décrochage, comme dans le cas du moteur à courant continu : dans la marche en moteur par exemple, tout ralentissement de la vitesse, lent ou brusque conduit automatiquement à une diminution correspondante de la fréquence des courants d'alimentation. La fréquence reste toujours parfaitement synchrone de la vitesse. Le convertisseur est un onduleur qui transforme une tension continue en tension triphasée. Nous pouvons considérer alors le stator comme l'induit d'un moteur à courant continu dont le collecteur aurait trois lames par pas polaire, le convertisseur constituant l'ensemble collecteur-balais. Nous montrerons donc que le moteur synchrone à aimants permanents autopiloté avec angle de décalage interne maintenu constant a des caractéristiques de fonctionnement identiques à celles d'un moteur à courant continu avec excitation constante. Dans ces conditions une boucle de régulation de δ peut être éliminée de la commande, la seule grandeur restant à régler n'est plus que la tension continue U_0 à l'entrée de l'onduleur.

Un premier chapitre est ainsi consacré à rappeler les principes de l'ensemble qui nous intéresse, à savoir, une machine synchrone autopilotée alimentée en tension à l'aide d'un onduleur. A partir d'un modèle analytique simplifié, nous essayons de montrer les caractéristiques d'un tel variateur et les grandeurs qu'il est nécessaire de contrôler pour être maître de ces caractéristiques.

Au cours du deuxième chapitre, nous décrivons la machine expérimentale et nous déterminons tous ses paramètres à partir des essais pratiques.

Le chapitre trois est réservé à l'établissement des équations des machines synchrones à aimants permanents. Nous sommes partis de l'équation matricielle de base des machines synchrones à inducteur bobiné pour l'adapter à notre cas particulier. L'exploitation de ces équations matricielles nous conduit à définir une nouvelle expression du couple électromagnétique instantané du moteur synchrone à aimants permanents.

Les paramètres de la machine expérimentale seront ensuite utilisés au chapitre quatre, comme éléments des matrices formant l'équation de la machine réelle. Les possibilités offertes actuellement par la simulation numérique permettent d'étudier avec le moins d'approximations possibles l'association source-convertisseur-machine-charge. La simulation proposée mettra en évidence l'insensibilité de tout le système à l'angle de décalage interne δ une fois que celui-ci sera fixé à sa valeur optimum δ_0 .

Le quatrième chapitre est consacré à la description de la réalisation expérimentale constituée par le capteur de position, le convertisseur qui est un onduleur à transistors de puissance avec son électronique de commande et sa régulation et enfin la machine synchrone à aimants permanents.

Les principaux résultats obtenus sur le montage expérimental et les conclusions feront l'objet du dernier chapitre.

CHAPITRE 1

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE ALIMENTEE EN TENSION

1 - AUTOPILOTAGE

La caractéristique essentielle des machines synchrones est que leur vitesse de rotation est l'image de la fréquence d'alimentation. De plus, ces machines imposent que l'angle de décalage interne δ (angle entre la tension aux bornes du stator et de la f.e.m. induite) soit étroitement contrôlé de façon à éviter tout risque d'instabilité et de décrochage.

Pour réaliser un variateur de vitesse à partir d'une machine synchrone, il faut donc alimenter celle-ci à fréquence variable et asservir cette alimentation en fréquence et en phase à la rotation du rotor. Le principe est généralement désigné par le terme d'AUTOPILOTAGE [21].

La mise en oeuvre proprement dite de l'autopilotage se fait par l'intermédiaire :

- d'un convertisseur statique (à thyristor ou, à transistor de puissance) qui joue le rôle d'amplificateur de puissance et qui permet d'obtenir l'alimentation à fréquence variable.

- d'un dispositif de commande de ce convertisseur qui, à partir de la position du rotor de la machine, détermine les séquences d'alimentation des différents enroulements de la machine.

En conséquence, la pulsation du courant w est toujours liée à la vitesse de rotation $\Omega = \frac{w}{p}$

La figure (1.1) donne la structure générale d'une machine synchrone autopilotée.

2 - DIFFERENTS TYPES D'ALIMENTATION

Pour alimenter la machine synchrone, il y a plusieurs solutions : convertisseurs directs ou indirects, alimentation en tension ou en courant.

Comme l'alimentation par convertisseurs directs (cycloconvertisseurs) limite la vitesse de rotation de la machine synchrone [22], nous avons centré notre étude sur les convertisseurs indirects.

Les deux structures triphasées classiques de convertisseurs indirects utilisant le principe de l'autopilotage sont :

- Alimentation en courant
- Alimentation en tension.

2.1. Alimentation en courant

Une des solutions pour alimenter une machine à partir d'un convertisseur statique consiste à imposer le courant dans les enroulements de la machine. Nous avons alors affaire à une alimentation en courant et le convertisseur statique prend le nom de commutateur. Cette alimentation est assurée par une source de courant continu (inductance de lissage entre le pont redresseur et le convertisseur). Le courant étant aiguillé dans les enroulements de la machine par un commutateur à thyristors ou à transistors de puissance. La commande de commutateur, associée à un dispositif de détection de la position du rotor de la machine, gère cet aiguillage assurant une fréquence correcte.

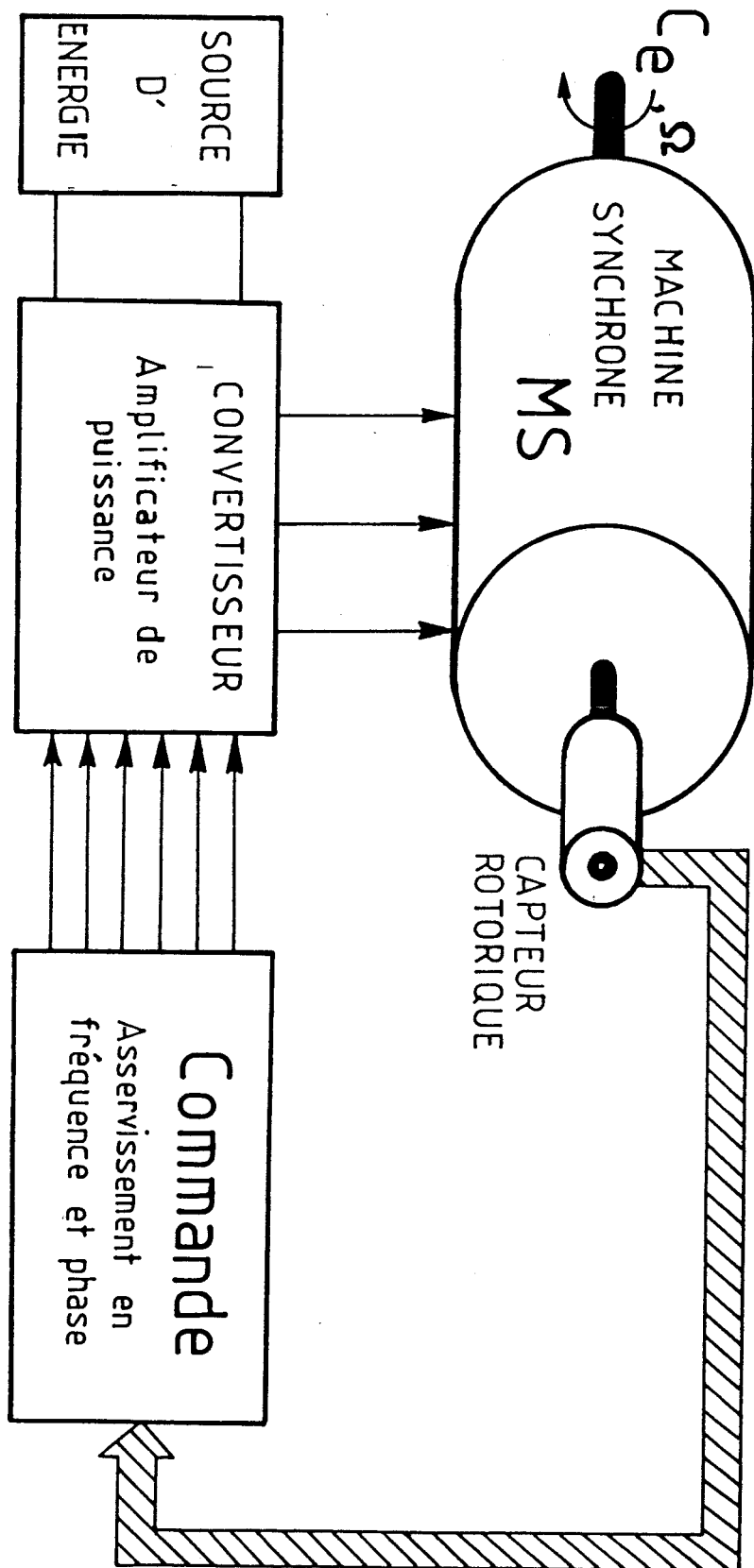


Figure 1.1 Structure générale de la boucle d'autopilotage d'une machine synchrone

La figure 1.2 résume cette structure.

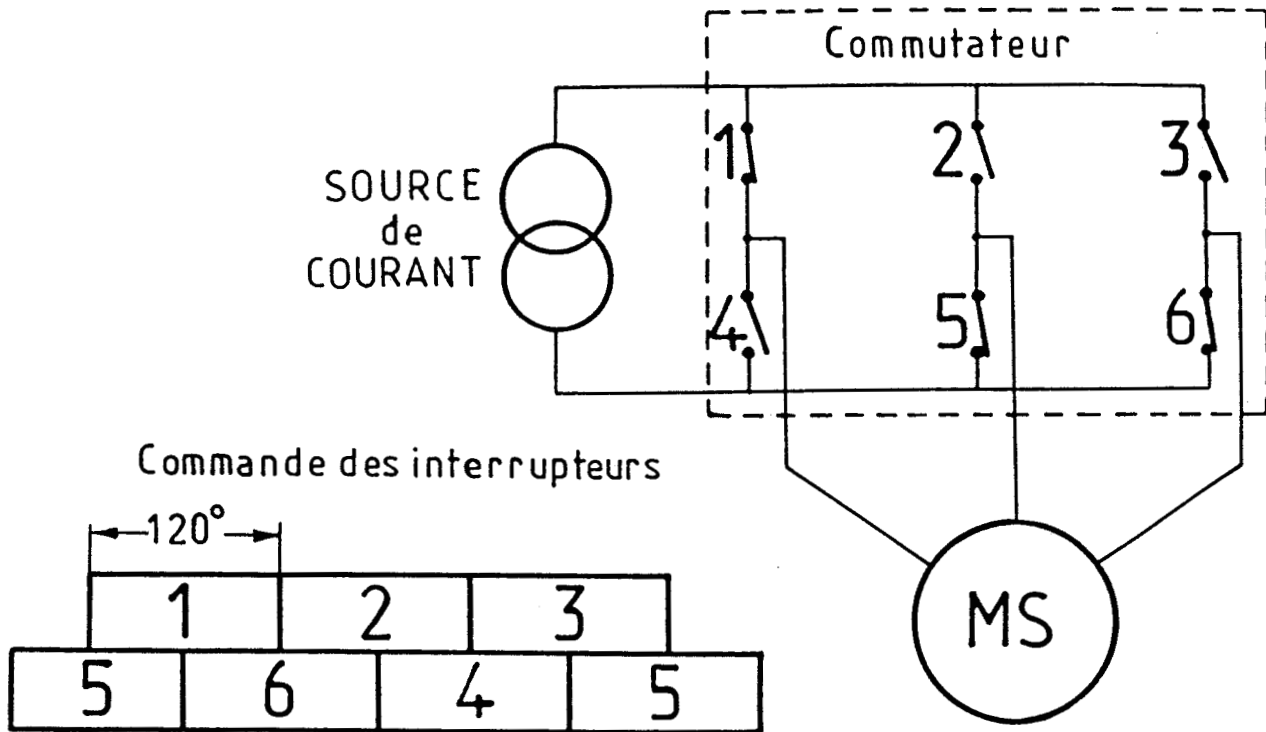


Figure 1.2. Schéma de principe d'une alimentation en courant.

2.2. Alimentation en tension

Si au contraire, les différents interrupteurs du convertisseur statique connectent les enroulements de la machine à une source de tension, nous avons affaire à une alimentation en tension réalisée au moyen d'un onduleur.

La figure 1.3 donne la structure de cet ensemble.

Nous portons notre intérêt vers cette seconde solution qui consiste à étudier le comportement d'une machine synchrone autopilotée alimentée par une source de tension continue réglable à l'entrée de l'onduleur, d'autant que des applications nouvelles apparaissent dans les domaines divers tels que la traction électrique, l'industrie textile...

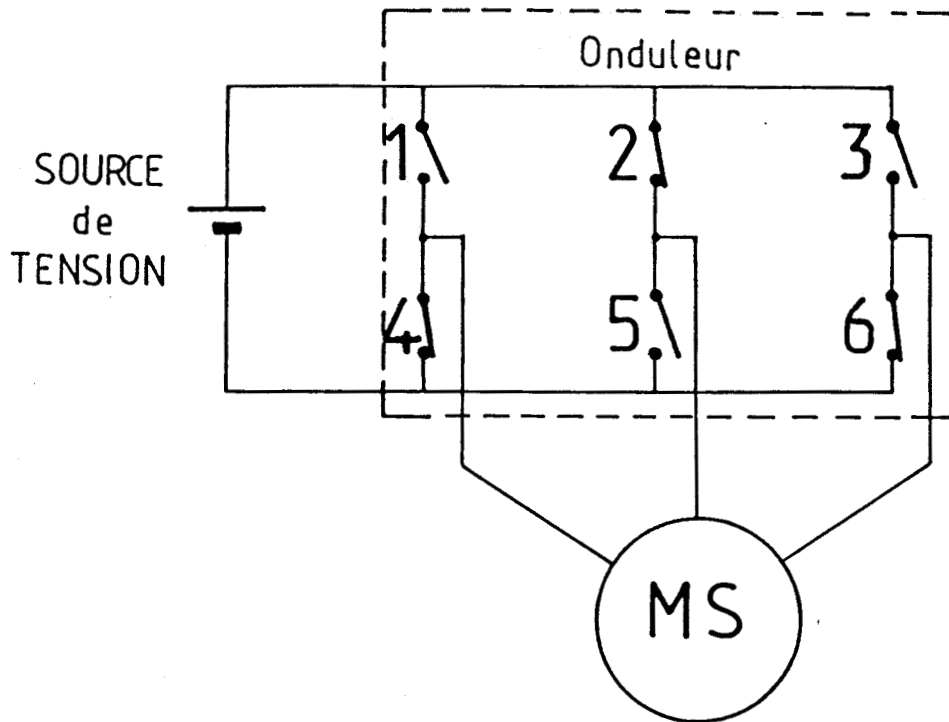


Figure 1.3 Schéma de principe d'une alimentation en tension

La figure 1.4. présente la structure du montage étudié lors de ce mémoire.

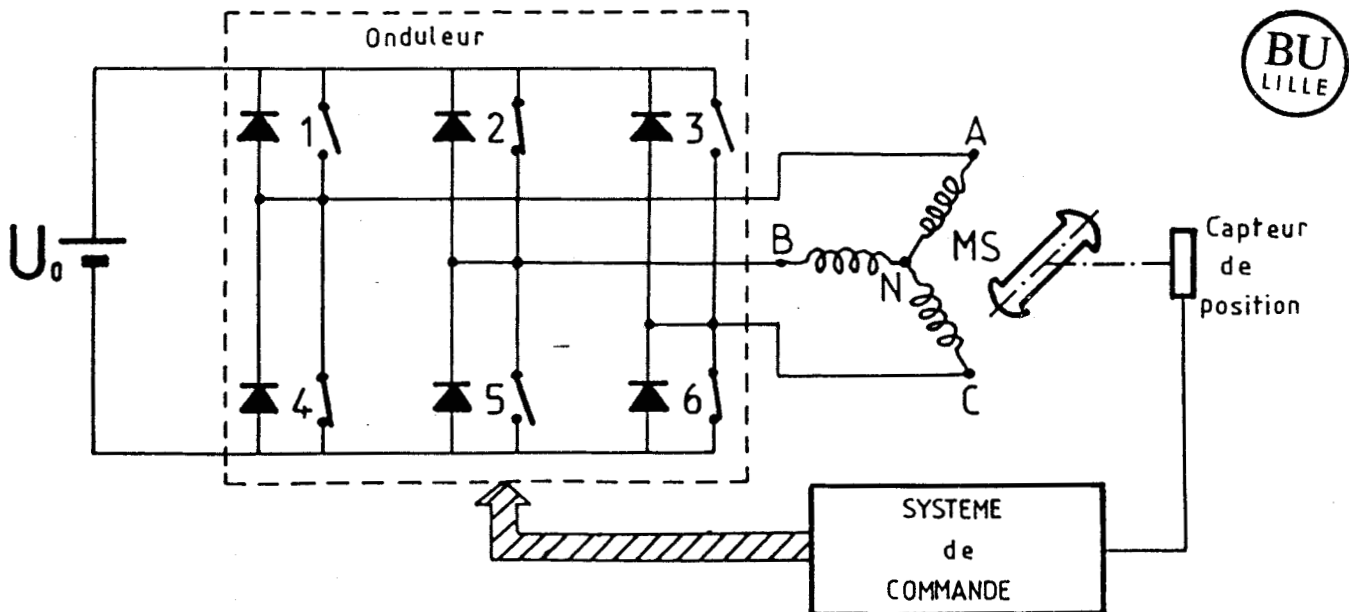


Figure 1.4 Schéma du dispositif de puissance étudié

Les interrupteurs du convertisseur seront bien réalisés à partir de semi-conducteurs de puissance. Mais que ceux-ci soient des thyristors ou des transistors, il sont unidirectionnels en courant. Ceci impose de leur adjoindre une diode tête-bêche. La continuité du courant est alors assurée et le montage est réversible à condition que la source de tension elle-même le soit.

3 - ETUDE SIMPLIFIEE DES CARACTERISTIQUES EXTERNES

L'étude générale des caractéristiques externes de la machine synchrone en tenant compte de la forme réelle des tensions qui impose l'onduleur à ses bornes, s'avère particulièrement complexe. Aussi, dans un premier temps, semble-t-il intéressant d'essayer d'utiliser moyennant certaines hypothèses simplificatrices, les modèles classiques de la machine synchrone.

Ceci, nous permettra de déterminer à partir des caractéristiques en régime permanent, quelles sont les grandeurs de réglage du variateur et de quelle façon le dispositif de commande doit permettre de modifier les grandeurs pour obtenir le comportement désiré.

Nous adopterons donc les hypothèses simplificatrices suivantes :

- La machine est supposée symétrique, à entrefer constant, non saturée ;
- Les interrupteurs du convertisseur statique sont considérés comme idéaux ;
- La source de tension est parfaite ;
- Approximation du premier harmonique : la machine sera supposée être alimentée par des tensions sinusoïdales triphasées réglables en amplitude et en fréquence.

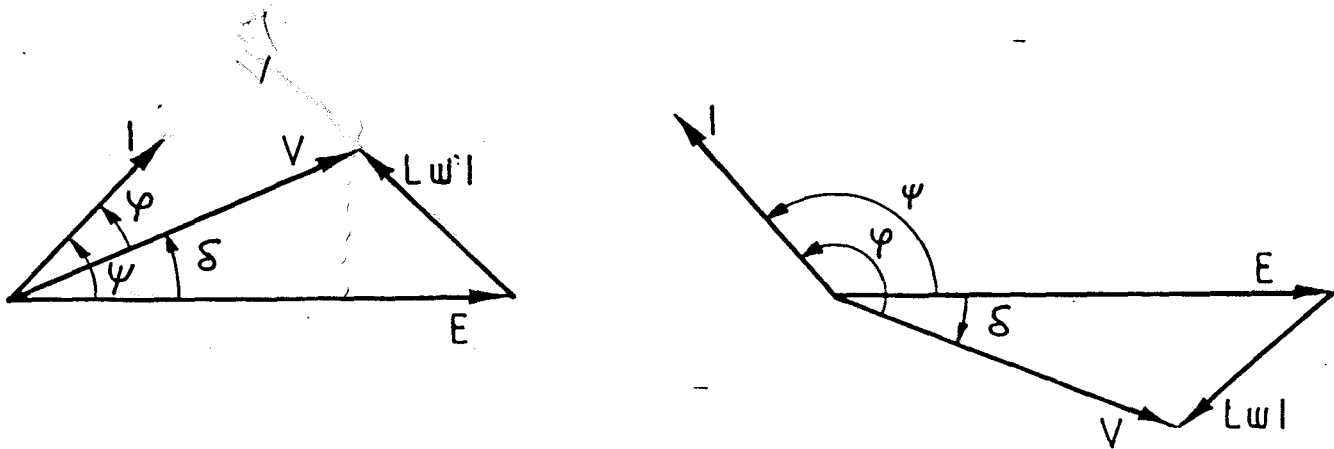
Partant de ces hypothèses, la choix du modèle dépend encore de la structure de la machine. En effet, il sera différent suivant que nous aurons affaire à une machine à pôles lisses ou à pôles saillants. Examinons successivement ces deux cas.

3.1. Machines à pôles lisses

Lorsque la machine est à pôles lisses, il est classique d'utiliser le diagramme à réactance synchrone [23].

La figure 1.5 donne l'allure de ce diagramme suivant le type de fonctionnement envisagé. Les relations et les diagrammes font appel à des conventions récepteurs.

Les angles sont comptés positifs dans le sens trigonométrique.



Marche en moteur

Avec : $V = E + j L \omega I$
 $\psi = \varphi + \delta$

Marche en génératrice

Pour le régime en moteur, la f.e.m. est prise comme origine des angles ψ et δ et la tension est celle de l'angle φ .

I en retard sur V	←————→	$\varphi \leq 0$
Marche en moteur	←————→	$0 \leq \delta \leq \pi$
Marche en génératrice	←————→	$-\pi \leq \delta \leq 0$

Figure 1.5 Diagramme à réaction constante, conventions et relations associées

3.2. Machines à pôles saillants

Pour modéliser assez précisément une machine à pôles saillants, il faut utiliser le diagramme des deux réactions [23] donné sur la figure 1.6.

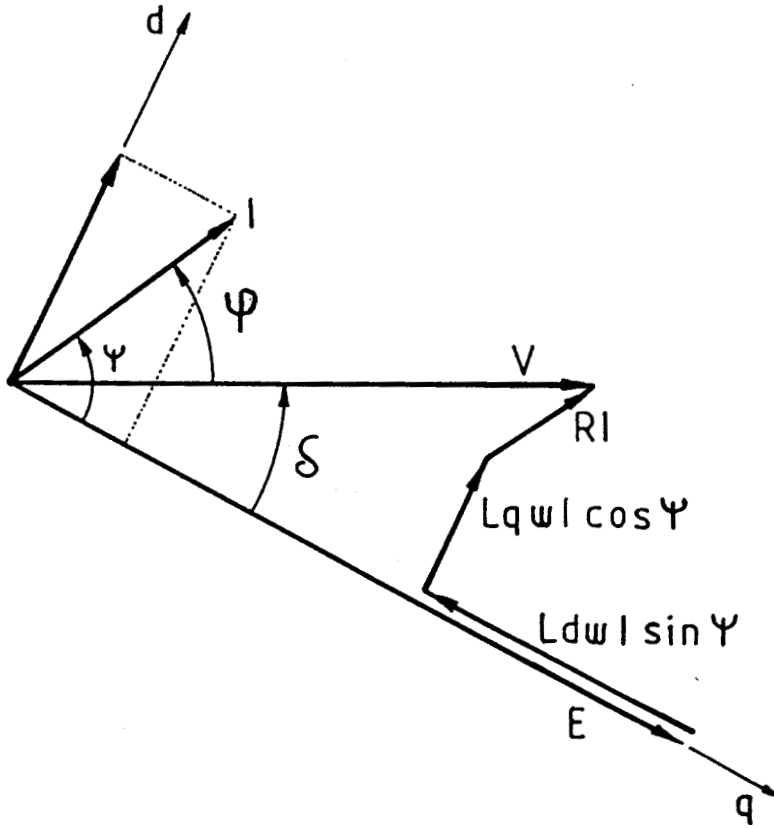


Figure 1.6 Diagramme des deux réactions.

Nous allons déduire de ce diagramme l'expression analytique des différentes grandeurs caractéristiques de la machine. Le cas de la machine à pôles lisses ne sera pas traité spécialement puisqu'il ne constitue qu'un cas particulier et il suffira de poser $L_d = L_q = L$ dans les équations obtenues.

Les relations algébriques peuvent être déduites du diagramme des deux réactions.

$$I \cos \varphi = \frac{1}{R^2 + L_d L_q \omega^2} [K' \omega (L_q \omega \sin(\delta) - R \cos(\delta)) + \omega V \sin(\delta) \cos(\delta) (L_d - L_q) + VR] \quad (1.1)$$

$$I \sin \varphi = -\frac{1}{R^2 + L_d L_q \omega^2} [K' \omega (R \sin(\delta) + L_q \omega \cos(\delta)) - \omega V (L_q \cos^2(\delta) + L_d \sin^2(\delta))] \quad (1.2)$$

Des relations (1.1) et (1.2), on peut calculer la valeur efficace du courant I et le facteur de puissance $\cos\varphi$

$$I = \sqrt{(I \cos \varphi)^2 + (I \sin \varphi)^2} \quad (1.3)$$

$$\cos(\varphi) = \frac{I \cos \varphi}{I} \quad (1.4)$$

La puissance absorbée par la machine peut s'écrire :

$$Pe = 3 VI \cos(\varphi) \quad (1.5)$$

Si on néglige les pertes au niveau de l'onduleur, nous pouvons donc écrire :

$$Pe = U_o I_c = 3 VI \cos \varphi \quad (1.6)$$

En négligeant les pertes par hystérésis courants de Foucault et mécaniques, le couple électromagnétique utile vaut :

$$Ce = \frac{Pe}{\Omega} \quad (1.7)$$

Les équations du fonctionnement en régime permanent prennent alors la forme :

La puissance absorbée Pe est donc :

$$Pe = \frac{3V}{R^2 + L_q L_d w^2} [K' w (L_q w \sin(\delta) - R \cos(\delta)) + w V \sin(\delta) \cos(\delta) (L_d - L_q) + VR] \quad (1.8)$$

Le couple électromagnétique Ce est donc :

$$Ce = \frac{Pe}{\Omega} + \frac{Pe}{\frac{w}{P}} = \frac{3 PV}{R^2 + L_q L_d w^2} [K' (L_q w \sin(\delta) - R \cos \delta) + V \sin(\delta) \cos(\delta) (L_d - L_q) + \frac{VR}{w}] \quad (1.9)$$

Le courant continu I_c est donc :

$$I_c = \frac{w}{P} \frac{C_e}{U_o} = \frac{\Omega C_e}{U_o} \quad (1.10)$$

4 - GRANDEURS DE REGLAGE

L'étude générale de la machine synchrone autopilotée alimentée en tension montre qu'elle se comporte comme un système multidimensionnel suivant le schéma de la figure 1.7.

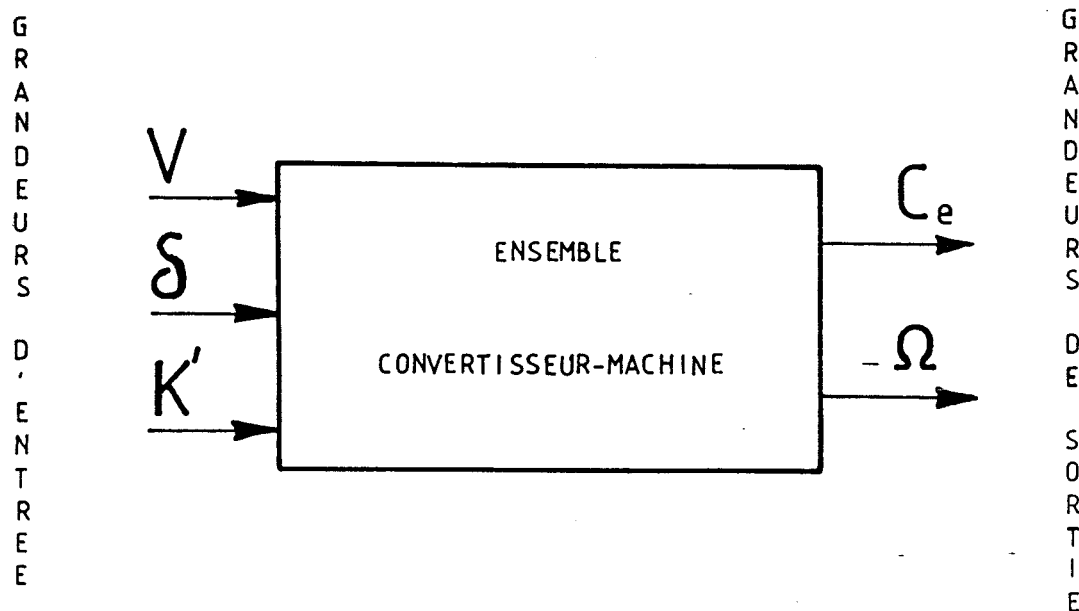


Figure 1.7 Grandeurs de réglages



En ce qui nous concerne, nous n'envisageons pas de réglage de l'excitation puisque le variateur que nous étudions est réalisé à partir d'une machine synchrone à aimants permanents.

Nous n'avons donc que deux possibilités d'intervention :

- La valeur efficace de la tension V ;
- l'angle δ entre la f.e.m. et la tension.

L'influence de ces deux paramètres sur les caractéristiques est mise en évidence sur la figure (1.8).

Ces courbes correspondent à la machine qui a servi de support à nos expérimentations et qui est décrite dans le deuxième chapitre.

Voyons à présent comment l'alimentation par convertisseur statique et l'autopilotage permettent d'accéder à ces deux grandeurs de réglage.

4.1. Réglage de la tension V

Le convertisseur statique par l'intermédiaire duquel la machine est alimentée à partir d'une tension continue fixe doit donc être capable, par sa structure et sa commande, de délivrer une tension alternative dont l'amplitude du fondamental soit variable.

Deux possibilités sont envisageables :

4.1.1. Modulation

La commande de l'onduleur va permettre de régler directement l'amplitude de la tension de sortie. Nous avons alors affaire à ce que l'on appelle une modulation de largeur d'impulsion (M.L.I.).

Ce principe, précisé par la figure 1.9, connu d'un point de vue théorique [24], [25], permet de régler le niveau de la tension V tout en éliminant certains harmoniques gênants pour le fonctionnement optimal de la machine [26] [27] avec un bon choix de la modulation, mais il présente cependant, quelques inconvénients:

- Il conduit à des fréquences de fonctionnement élevées des interrupteurs statiques ;
- La mise en oeuvre de la commande s'avère relativement complexe à réaliser.

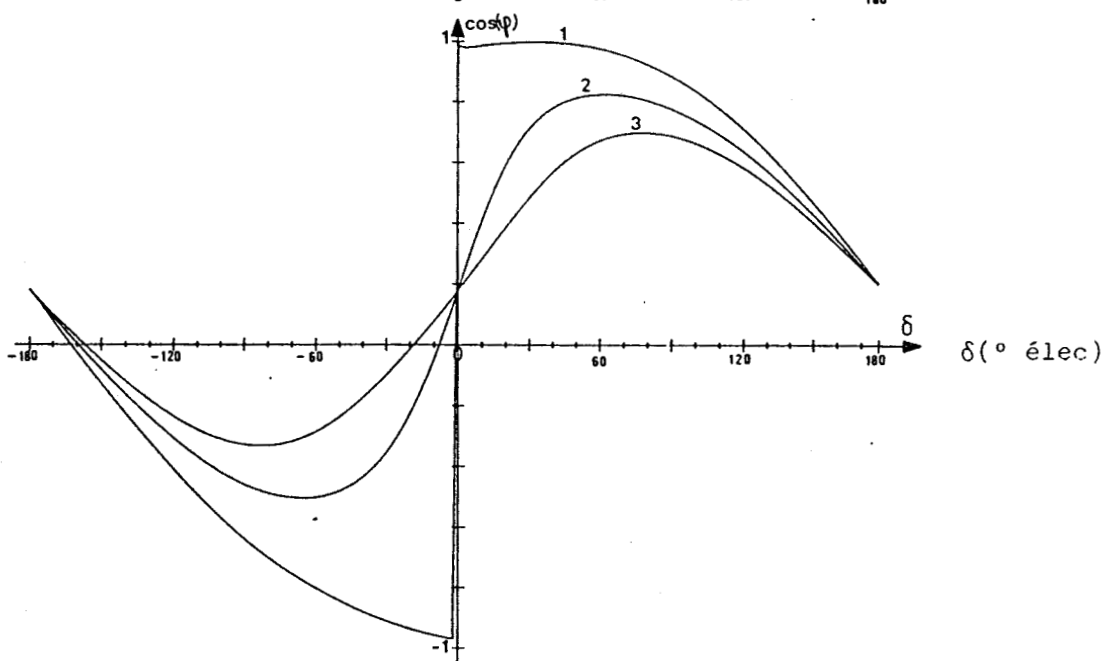
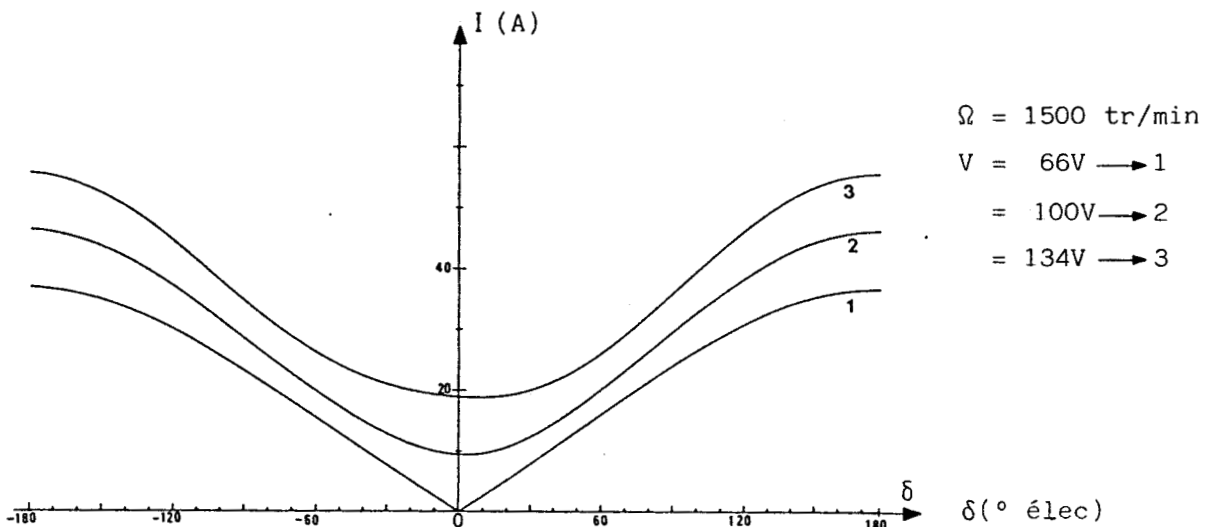
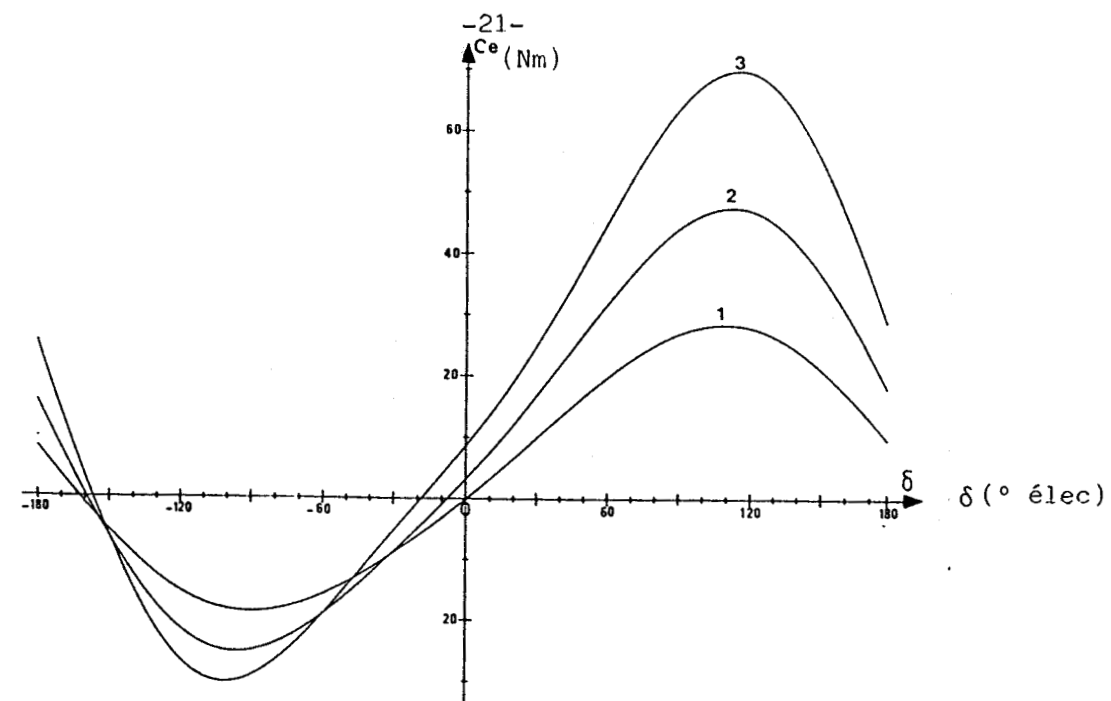


Figure 1.8 Variation du couple C_e , du courant I , et du $\cos \varphi$ en fonction de l'angle δ et de la tension V

Compte tenu du cahier des charges qui veut un ensemble simple et non encombrant, nous n'adopterons donc pas cette solution.

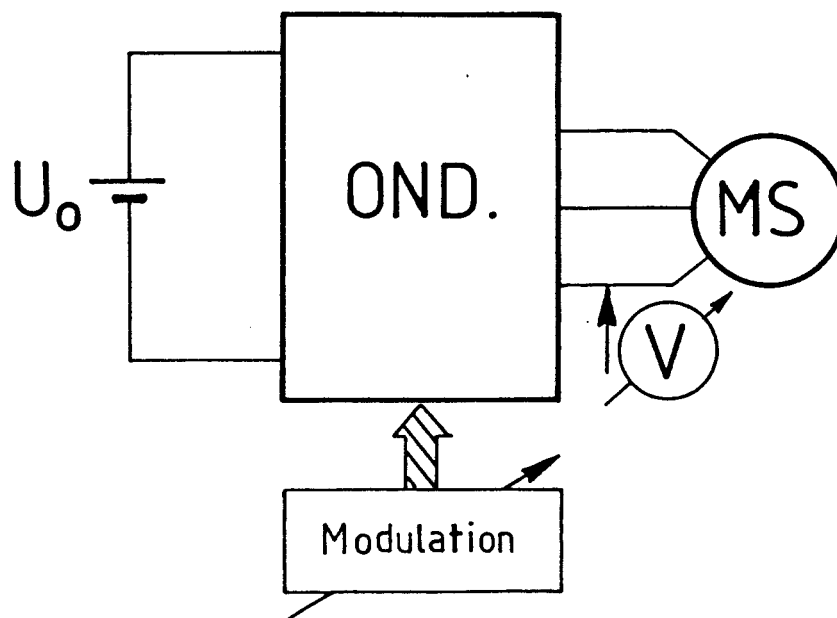


Figure 1.9 Alimentation de la machine par modulation

4.1.2. Etage continu variable intermédiaire

Le second procédé, détaillé au dernier chapitre, consiste à utiliser :

- Un autotransformateur réglable branché sur le réseau donne à son secondaire une tension alternative variable ;
- Un pont redresseur à diode avec son circuit de filtrage qui permet d'obtenir une tension continue ;
- Un onduleur qui alimente la machine synchrone à partir de cette tension continue.

4.2. Réglage de l'angle δ

Le second paramètre de réglage est donc l'angle δ entre la f.e.m. et la tension correspondante précisée par la figure 1.10.

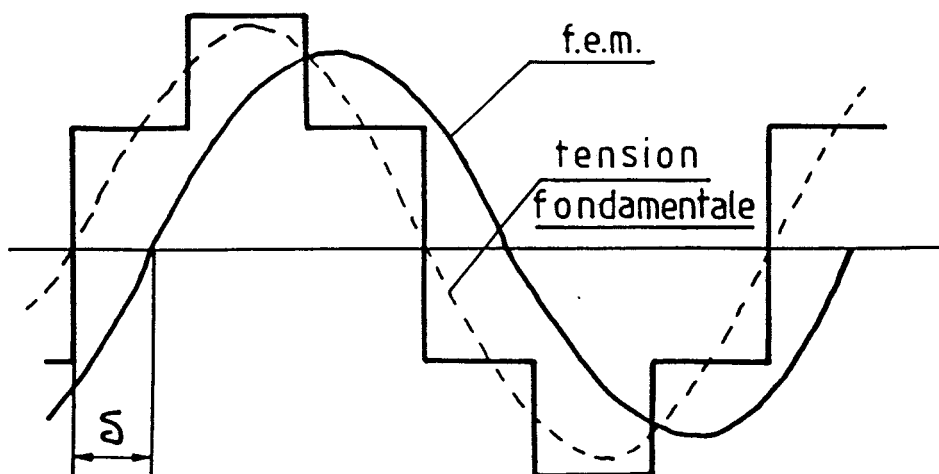


Figure 1.10 L'angle de déphasage δ

La f.e.m. est fixée par l'excitation, donc par la position du rotor. Quant à la tension, elle est déterminée par les séquences de fermeture et d'ouverture des interrupteurs du convertisseur statique.

L'autopilotage consiste justement à asservir la commande à la rotation, donc à être maître de l'angle δ .

5 - CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, nous venons de donner le principe de la machine synchrone autopilotée alimentée en tension qui a servi de base à nos travaux.

Après avoir situé ce variateur de vitesse parmi d'autres solutions possibles, nous avons donné ses fonctions analytiques. Elles ont été déduites du diagramme des deux réactions, qui, bien que très simplificatif dans le cas d'une alimentation par convertisseurs statiques, permet cependant de déterminer le comportement du variateur en régime permanent.

A partir des différentes fonctions analytiques définies, nous avons montré que les deux paramètres de réglage accessibles, au niveau de la commande étaient :

- la tension alternative de la machine ;
- l'angle interne δ de la machine.

Ayant montré la nécessité de réglage de ces deux grandeurs pour être maître des caractéristiques du convertisseur électromécanique, il reste donc à montrer comment ces deux paramètres vont être rendus accessibles. Ce sera l'objet de la suite de ce mémoire.

CHAPITRE 2

PRESENTATION DE LA MACHINE EXPERIMENTALE

La machine qui a servi de base à nos travaux est une machine synchrone à aimants permanents. Après l'avoir décrite, nous allons en faire la reconnaissance, c'est à dire relever ses caractéristiques usuelles et déterminer ses principaux paramètres.

1 - PRINCIPALES CARACTERISTIQUES

La plaque signalétique de notre machine synchrone à aimants permanents donne les renseignements suivants :

Puissance active $P_u = 4,4 \text{ Kw}$

Nombre de phases $q = 3$

Nombre de pôles $2P = 4$

Fréquence $f = 100 \text{ Hz}$

Tension d'induit 220/380V

Courant d'induit 18/10,5A

Facteur de puissance $\cos \varphi = 0,85$

Vitesse $N = 3000 \text{ tr/mn}$

Rendement $\eta = 0,75$

2 - RECONNAISSANCE DE LA MACHINE EXPERIMENTALE

Etant donné que nous ne pouvons pas agir sur le circuit inducteur, les méthodes classiques de détermination des grandeurs de la machine synchrone ne sont pas toutes appliquées [29].

2.1. La caractéristique à vide : $\epsilon_o(\Omega)$

Les moteurs synchrones à aimants permanents sont caractérisés pour une distribution de flux rectangulaire ou trapézoïdale. Par conséquent, les forces électromotrices engendrées dans le stator sont de forme non-sinusoïdale avec beaucoup d'harmoniques d'ordre élevé.

La mesure et le relevé de la force électromotrice aux bornes d'une phase de notre machine fonctionnant en génératrice sont :

- la valeur efficace de la f.e.m. à vide par phase à $N=1500\text{tr/mn}$ est égale à 66 V ;

- la figure 2.1a donne la forme d'onde de la tension induite aux bornes d'un enroulement statorique ; elle est d'allure trapézoïdale.

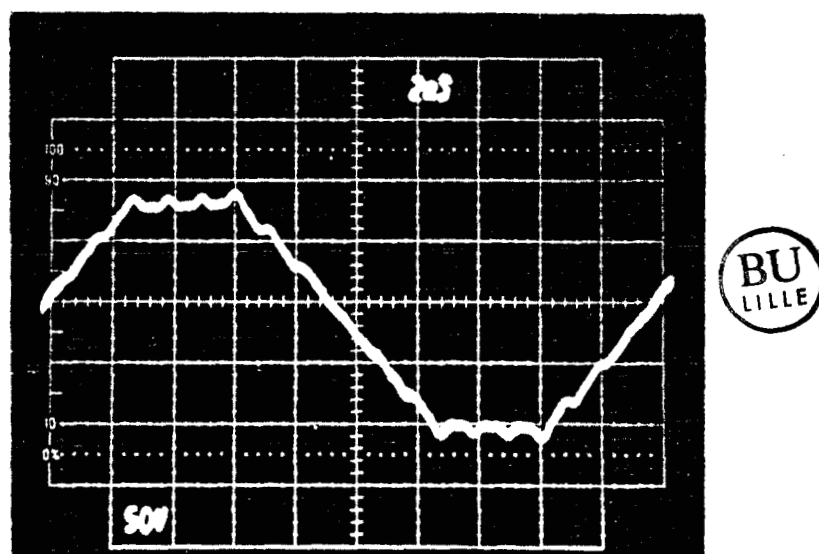


Figure 2.1a : Allure de la f.e.m. par phase à $N=1500 \text{ tr/mn}$

Nous avons ensuite relevé la valeur efficace ϵ_o de ces forces électromotrices à vide, entre phase et neutre, en fonction de la vitesse d'entraînement de l'inducteur que nous faisons varier par valeurs croissantes. La figure 2.1b montre la linéarité de ϵ_o avec la vitesse angulaire Ω ($\epsilon_o = K'\Omega$).

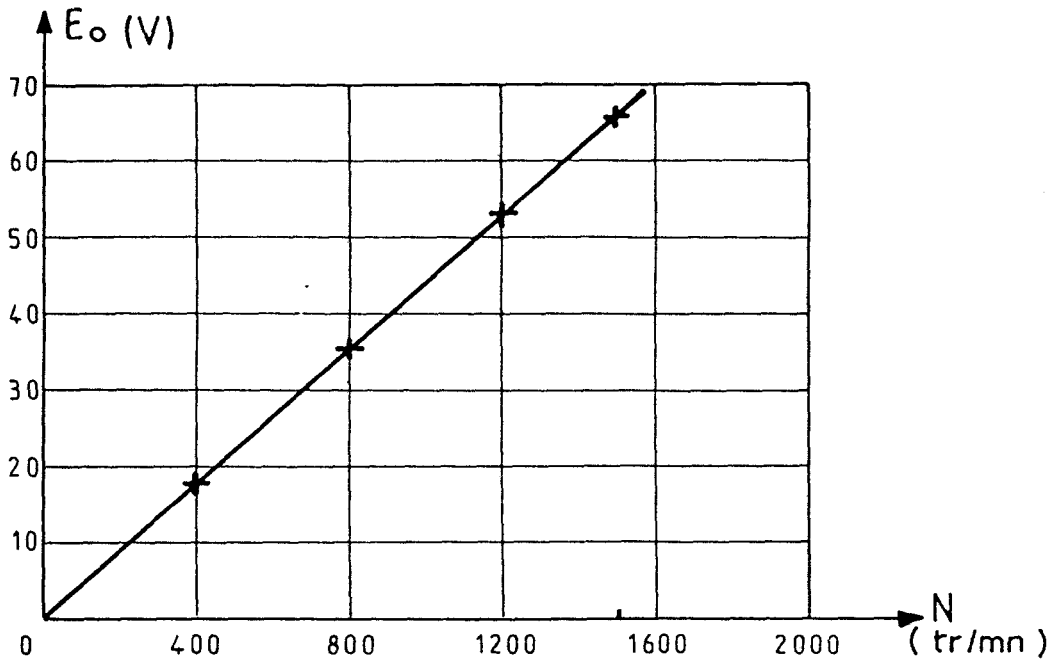


Figure 2.1b Forces électromotrices induites
en fonction de la vitesse angulaire

2.2. Détermination des paramètres

2.2.1. Résistance R_s de chaque phase statorique

Nous déterminons cette résistance par la méthode ampèremètre-voltmètre en courant continu. Cette résistance étant faible nous réalisons le montage aval de la figure 2.2.

Nous procédons avec des courants faibles et réglables sur le rhéostat R_h , et rapidement, afin que la résistance ne subisse pas de variation due à la température [29]. Nous obtenons R_s par la relation :

$$R = \frac{V}{I} \quad (2.1)$$

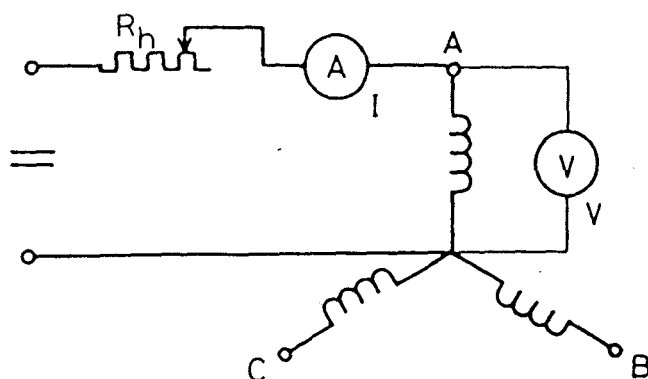


Figure 2.2. Détermination de la résistance statorique R_s

Nous constatons que les résistances des trois phases, R_A , R_B et R_C sont pratiquement égales. La moyenne de toutes les mesures conduit à :

$$R_s = R_A = R_B = R_C = 0,8\Omega \quad (2.2)$$

2.2.2. Mesure des inductances statoriques

La mesure des inductances, effectuée par la méthode de Jones [7][30], s'est avérée incomplète car le flux mesuré ϕ à partir du flux-mètre à affichage numérique n'est que le flux magnétique créé par la bobine de N_p spires et traversant chacune de ses spires. Alors que pour déterminer l'inductance nous aurons besoin de flux $\Psi = N_p \phi$ (flux total embrassé par la bobine qui est égal à la somme des flux embrassés par les N_p spires). Il est à signaler que la méthode de Jones nous a beaucoup aidé à connaître la variation de L en fonction de la position du rotor et elle confirme bien l'exactitude des essais et des résultats obtenus.

Nous faisons ici une présentation rapide de la méthode de Jones de manière à en montrer certains de ses avantages et de ses limites. La figure 2.3 présente le montage utilisé.

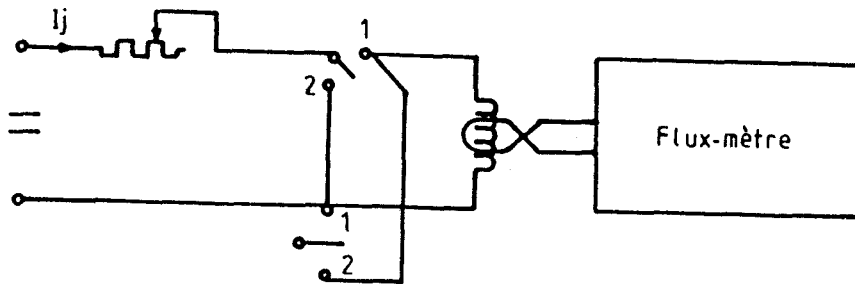


Figure 2.3. Méthode Jones

Nous commençons par faire passer un courant $i = I_j$ constant dans l'inductance à mesurer. Nous avons donc un flux φ^+ tel que

$$\varphi^+ = \varphi_0 + L_+ I_j \quad (2.3)$$

φ_0 est nul en l'absence d'aimant.

Nous nous arrangeons ensuite pour modifier le courant i de manière à le faire parvenir à la valeur $i = -I_j$.

Une fois tous les transitoires amortis nous avons le flux φ^- dans l'inductance :

$$\varphi^- = \varphi_0 - L_- I_j \quad (2.4)$$

Nous avons distingué L_+ et L_- car, dans le cas général, elles n'ont pas la même valeur. Lors de l'inversion de i , il apparaît une tension v aux bornes de l'inductance. Si l'on intègre cette tension v , on obtient la valeur de la variation du flux $\Delta\varphi$.

$$\Delta\varphi = |\varphi^+ - \varphi^-| = (L_+ - L_-) I_j \quad (2.5)$$

Nous considérons comme la valeur de l'inductance le résultat du rapport $\Delta\varphi / 2I_j$

$$L = \frac{\Delta\varphi}{2I_j} \quad (2.6)$$

2.2.2.1. Inductance propre des enroulements statoriques

Nous déterminons l'inductance de chaque enroulement statorique par la méthode ampèremètre-voltmètre en courant alternatif. Nous réalisons le montage de la figure 2.4.

Nous travaillons avec des courants suffisamment faibles pour que le phénomène de saturation magnétique n'intervienne pas et que les réactances aient des valeurs constantes. La fréquence est la fréquence industrielle de 50Hz.

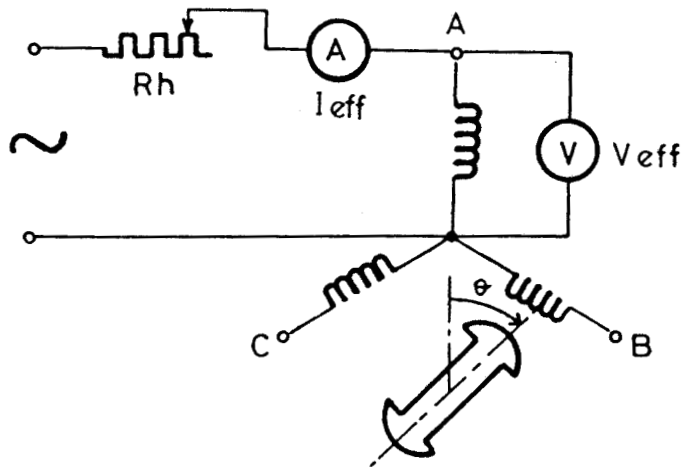


Figure 2.4. Détermination de l'inductance propre de l'enroulement statorique

Pour différentes positions du rotor (θ varie de 15° mécaniques) nous relevons les valeurs de la tension efficace appliquée aux bornes de l'enroulement ainsi que son courant efficace

$$V_{eff} = |Z| I_{eff} = \sqrt{R_s^2 + L^2 \omega^2} \times I_{eff} \quad L = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{V_{eff}}{I_{eff}}\right)^2 - R_s^2} \quad (2.7)$$

Nous refaisons les mêmes essais pour les enroulements B et C.

Après avoir effectué les essais ci-dessus nous avons tracé à la figure 2.5 L en fonction de la position angulaire électrique qui est égal à P fois l'angle mécanique fait par le rotor pour les différents enroulements A,B,C. Nous avons remarqué l'allure sinusoïdale de ces courbes.

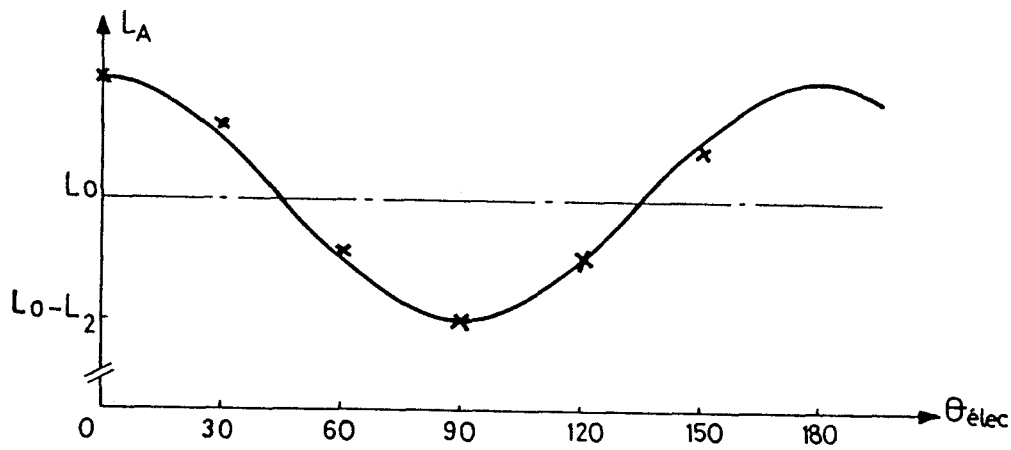


Figure 2.5. Allure de l'inductance L_A en fonction de l'angle électrique

Nous avons déduit l'expression algébrique de L d'après l'allure de la courbe : nous avons remarqué que cette équation (2.8') ne vérifie plus l'équation habituelle (2.8) d'une inductance de la machine synchrone à inducteur bobiné

$$L_A = L_0 + L_2 \cos(2(\theta)) \quad (2.8)$$

La nouvelle équation déduite du relevé expérimental de L_A est de la forme :

$$L_A = L_0 - L_2 \cos(2(\theta)) \quad (2.8')$$

La théorie générale des machines synchrones [31] [32] donne les expressions des termes constants L_0 et L_2 en fonction des inductances directe (L_d) et de quadrature (L_q) de la machine

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2} \quad (2.9)$$

$$L_2 = \frac{L_d - L_q}{2} \quad (2.10)$$

La différence entre l'équation (2.8) et (2.8') provient du fait que dans les machines à aimants permanents le terme L_d est inférieur au terme L_q , contrairement à la machine à inducteur bobiné.

Notons que pour la machine synchrone à aimants permanents nous avons l'inductance transversale supérieure à l'inductance longitudinale. Ceci a déjà été observé [33] [34] et est qualifié de saillance inversée.

De la figure 2.5 et de l'équation (2.8') nous déduisons :

$$L_0 = 12,52 \text{ mH} \text{ et } L_2 = 1,37 \text{ mH}.$$

Les inductances propres des trois bobinages statoriques vont donc s'écrire :

$$L_A = L(1,1) = 12,52 - 1,37 \cos(2(\theta)) \text{ mH} \quad (2.11)$$

$$L_B = L(2,2) = 12,52 - 1,37 \cos(2(\theta - \frac{2\pi}{3})) \text{ mH} \quad (2.12)$$

$$L_C = L(3,3) = 12,52 - 1,37 \cos(2(\theta - \frac{4\pi}{3})) \text{ mH} \quad (2.13)$$

2.2.2.2. Inductances mutuelles des enroulements statoriques

Elles sont déterminées par une mesure indirecte car comme nous venons de l'expliquer auparavant la méthode de Jones est incomplète. Cette nouvelle méthode [35] [36] utilise le même principe que la détermination des inductances propres mais au lieu de s'intéresser à une seule phase, nous prenons deux phases en série qui ont le point neutre comme point commun. La figure 2.6 explique ce montage.

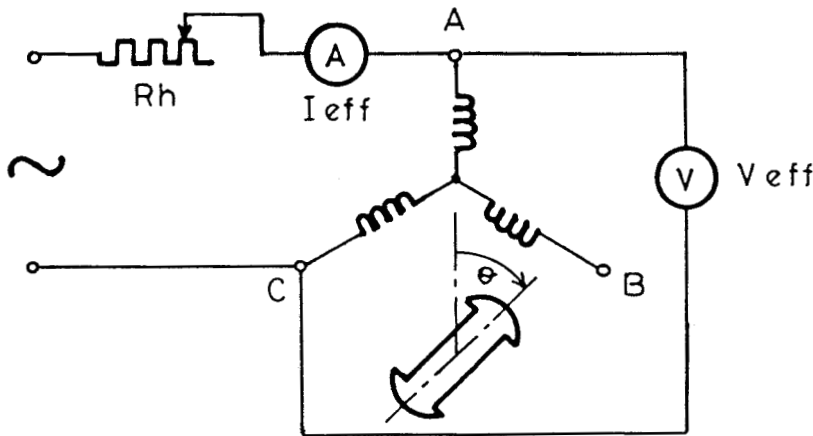


Figure 2.6. Détermination des inductances mutuelles

L'inductance mesurée entre la borne A et la borne B est la somme des inductances propres des deux phases A et B et leurs inductances mutuelles (M_{AB} et M_{BA}) ; vue que ces deux dernières sont égales ($M_{BA} = M_{AB}$) alors nous aurons :

$$L_{A-B}(\theta) = L_A(\theta) + L_B(\theta) + M_{AB}(\theta) + M_{BA}(\theta) \quad (2.14)$$

$$L_{A-B}(\theta) = L_A(\theta) + L_B(\theta) + 2 M_{AB}(\theta).$$

$$Z_{A-B} = 2R_s + j L_{A-B} = \frac{\dot{V}}{I}; L_{A-B} = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{V_{eff}}{I_{eff}}\right)^2 - 4R_s^2} \quad (2.15)$$

$$M_{AB}(\theta) = \frac{L_{A-B}(\theta) - L_A(\theta) - L_B(\theta)}{2} \quad (2.16)$$

Nous avons relevé les inductances entre les points A et B, B et C, C et A. Les résultats sont identiques à un décalage près de $\frac{2\pi}{3}$ du rotor. Nous avons représenté les variations de l'inductance entre B et C pour la figure 2.7. Sur cette figure, l'origine des angles du rotor θ correspond à la position que prend l'inducteur quand on alimente la phase A.

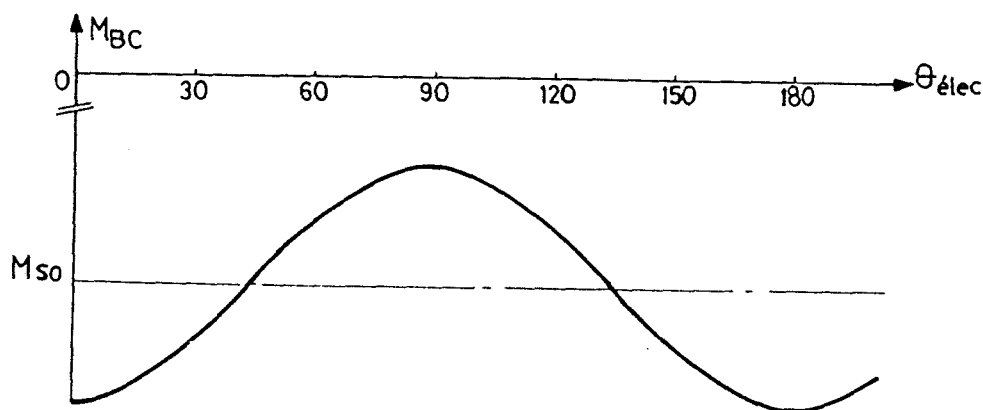


Figure 2.7. Allure de l'inductance L_{BC} en fonction de l'angle électrique

Nous avons déduit l'expression algébrique de L_{BC} d'après l'allure de la courbe représentée sur la figure 2.7 :

$$M_{BC} = M_{SO} - L_2 \cos(2(\theta)) \quad (2.17)$$

Nous remarquons que cette équation est différente de celle d'une machine à inducteur normal qui est :

$$M_{BC} = M_{SO} + L_2 \cos(2(\theta)) \quad (2.17')$$

La différence entre les équations (2.17) et (2.17') est due à la saillance inversée dont nous avons déjà parlé.

Les valeurs numériques de L_2 et M_{SO} sont obtenues par :

$$L_2 = \frac{M_{BCmax} - M_{BCmin}}{2} = \frac{0,47 - (-2,32)}{2} = 1,395 \text{ mH}$$

$$M_{SO} = M_{BCmax} - L_2 = -0,925 \text{ mH}$$

Nous avons trouvé par l'essai précédent $L_2=1,37\text{mH}$, la différence avec la valeur donnée par ce dernier essai provient des erreurs de mesure et nous prendrons finalement $L_2=1,38 \text{ mH}$.

Finalement les expressions numériques des trois inductances mesurées sont :

$$M_{AB} = L(2,1) = L(1,2) = -0,92 - 1,38 \cos \left(2 \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \right) \text{ mH} \quad (2.18)$$

$$M_{AC} = L(1,3) = L(3,1) = -0,92 - 1,38 \cos \left(2 \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \text{ mH} \quad (2.19)$$

$$M_{BC} = L(2,3) = L(3,2) = -0,92 - 1,38 \cos (2(\theta)) \text{ mH} \quad (2.20)$$

2.2.3. Méthode statique de mesure des paramètres

Certains paramètres de la machine synchrone ne sont pas directement mesurables, c'est le cas de ceux relatifs aux amortisseurs. Les résistances et réactances de ces enroulements ne peuvent être déterminées ; nous ne pouvons les évaluer qu'indirectement sous forme de constantes de temps, de coefficients de couplage ou de dispersion.

J. LESENNE, F. NOTELET et G. SEGUIER dans leur ouvrage [28] ont montré comment, à partir de relevés des réponses indicielles de bobinages soumis à des échelons de tension, nous pouvons déterminer l'ensemble des paramètres.

2.2.3.1. Premier essai

Nous appliquons une tension continue E à la phase A et nous enregistrons le courant i_s qu'elle absorbe à l'aide d'un oscilloscope à mémoire. La figure 2.8 présente le montage utilisé.

Il est à signaler que pour ce montage nous faisons coïncider l'axe de l'inducteur avec celui de la phase A du stator ; pour cela nous vérifions que leur couplage est maximum.

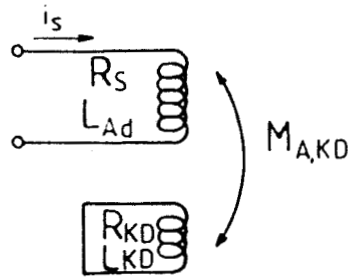


Figure 2.8. Montage du premier essai

Les équations opérationnelles réagissant le système sont :

$$\begin{cases} E = (R_S + L_{Ad} p) I_S + M_{A,KD} p I_{KD} \\ 0 = M_{A,KD} p I_S + (R_{KD} + p L_{KD}) I_{KD} \end{cases} \quad \text{avec } p = \frac{d}{dt} : \text{opérateur différentiel}$$

avec $L_{Ad} = L_A(\theta=0^\circ)$

Elles peuvent s'écrire sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S + L_{Ad} p & M_{A,KD} p \\ M_{A,KD} p & R_{KD} + p L_{KD} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_S \\ I_{KD} \end{bmatrix}$$

d'où

$$I_S = E \frac{R_{KD} + p L_{DK}}{\text{Det}} \quad (2.21)$$

avec $\text{Det} = (R_S + L_{Ad} p) (R_{KD} + L_{KD} p) - p^2 M_{A,KD}^2$

$$= R_S R_{KD} + (L_{Ad} R_{KD} + L_{KD} R_S) p + (L_{Ad} L_{KD} - M_{A,KD}^2) p^2$$

$$\text{Det} = R_S R_{KD} \left[1 + \left(\frac{L_{Ad}}{R_S} + \frac{L_{KD}}{R_{KD}} \right) p + \frac{L_{Ad} L_{KD}}{R_S R_{KD}} \left(1 - \frac{M_{A,KD}^2}{L_{Ad} L_{KD}} \right) p^2 \right]$$

La constante de temps de la phase A face à l'inducteur et à l'armotisseur KD est :

$$T_{A\text{Do}} = \frac{L_{Ad}}{R_S}$$

La constante de temps de l'amortisseur direct est :

$$T_{KD\text{Do}} = \frac{L_{KD}}{R_{KD}}$$

Le coefficient de couplage entre les enroulements A et KD est :

$$K_{A,KD}^2 = \frac{M_{A,KD}^2}{L_{Ad} L_{KD}}$$

Alors la forme du déterminant (Det) sera :

$$\text{Det} = R_S R_{KD} [1 + (T_{Ado} + T_{KDo})p + T_{Ado} \cdot T_{KDo} (1 - K_{A,KD}^2) p^2]$$

Nous mettons cette équation sous la forme d'un produit de deux membres du premier ordre

$$\text{Det} = R_S R_{KD} (1 + T_1 p)(1 + T_2 p) = R_S R_{KD} [1 + (T_1 + T_2)p + T_1 T_2 p^2]$$

d'où $T_1 = \frac{1}{2}(T_{Ado} + T_{KDo} + \sqrt{\Delta})$

$T_2 = \frac{1}{2}(T_{Ado} + T_{KDo} - \sqrt{\Delta})$

avec

$$\Delta = (T_{Ado} + T_{KDo})^2 - 4T_{Ado} T_{KDo} (1 - K_{A,KD}^2) = (T_{Ado} - T_{KDo})^2 + 4T_{Ado} T_{KDo} K_{A,KD}^2$$

Nous aurons alors :

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{1}{2}(T_{Ado} + T_{KDo} + \sqrt{(T_{Ado} - T_{KDo})^2 + 4T_{Ado} T_{KDo} K_{A,KD}^2}) \\ T_2 &= \frac{1}{2}(T_{Ado} + T_{KDo} - \sqrt{(T_{Ado} - T_{KDo})^2 + 4T_{Ado} T_{KDo} K_{A,KD}^2}) \end{aligned} \quad (2.22)$$

Nous remplaçons la nouvelle formule du déterminant dans l'équation (2.21)

$$I_S = \frac{E(R_{KD} + pL_{KD})}{R_S R_{KD} (1 + T_1 p)(1 + T_2 p)} = \frac{E}{R_S} \left[\frac{(1 + T_{KDo} p)}{(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)} \right] = \frac{E}{R_S} \left[\frac{A}{1 + T_1 p} + \frac{B}{1 + T_2 p} \right]$$

avec

$$\begin{cases} A + B = 1 \\ AT_2 + BT_1 = T_{KDo} \end{cases} \quad \begin{cases} A = \frac{T_1 - T_{KDo}}{T_1 - T_2} \\ B = \frac{T_{KDo} - T_2}{T_1 - T_2} \end{cases}$$

$$I_S = \frac{E}{R_S} \left[\frac{(T_1 - T_{KDo})}{(T_1 - T_2)} \frac{1}{(1 + T_1 p)} - \frac{(T_2 - T_{KDo})}{(T_1 - T_2)} \frac{1}{(1 + T_2 p)} \right]$$

Nous rappelons que le passage de la forme opérationnelle de Laplace à la forme en fonction du temps.

$$\frac{1}{1 + T_1 p} \longrightarrow (1 - e^{-t/T_1})$$

Donc l'expression de I_S en fonction du temps sera :

$$i_S(t) = \frac{E}{R_S} \left[\frac{(T_1 - T_{KDo})}{(T_1 - T_2)} (1 - e^{-t/T_1}) - \frac{(T_2 - T_{KDo})}{(T_1 - T_2)} (1 - e^{-t/T_2}) \right]$$

$$i_S(t) = \frac{E}{R_S} \left[1 - \frac{(T_1 - T_{KDo})}{(T_1 - T_2)} e^{-t/T_1} - \frac{(T_{KDo} - T_2)}{(T_1 - T_2)} e^{-t/T_2} \right]$$

$i_S(t) = \frac{E}{R_S} - \frac{E}{R_S} \frac{(T_1 - T_{KDo})}{(T_1 - T_2)} e^{-t/T_1} - \frac{E}{R_S} \frac{(T_{KDo} - T_2)}{(T_1 - T_2)} e^{-t/T_2}$	(2.23)
$i_S(t) = y_0 - y_1 \cdot e^{-t/T_1} - y_2 \cdot e^{-t/T_2}$	

Nous pouvons déduire T_{KDo} en fonction de y_1 , y_2 , T_1 et T_2 qui sont les grandeurs mesurables expérimentalement.

$$\left\{ \begin{array}{l} y_0 = \frac{E}{R_S} \\ y_1 = y_0 \frac{(T_1 - T_{KDo})}{T_1 - T_2} \\ y_2 = y_0 \frac{(T_{KDo} - T_2)}{T_1 - T_2} \end{array} \right.$$

$$\frac{y_1}{y_2} = \frac{T_1 - T_{KDo}}{T_{KDo} - T_2} ; y_1(T_{KDo} - T_2) = y_2(T_1 - T_{KDo}) ; T_{KDo}(y_1 + y_2) = y_2 T_1 + y_1 T_2$$

Nous aurons :

$$T_{KDo} = \frac{y_2 T_1 + y_1 T_2}{y_1 + y_2}$$

Exprimons T_{Ado} en fonction de y_1 , y_2 , T_1 et T_2 à partir de l'équation (2.22).

$$T_1 + T_2 = T_{Ado} + T_{KDo} ; T_{Ado} = T_1 + T_2 - T_{KDo} = T_1 + T_2 - \left(\frac{y_2 T_1 + y_1 T_2}{y_1 + y_2} \right)$$

$$T_{Ado} = \frac{y_1 T_1 + y_2 T_2}{y_1 + y_2}$$

De plus l'équation (2.22) permet de déterminer le coefficient du couplage $K_{A,KD}^2$.

$$T_1 \cdot T_2 = \frac{1}{4} (T_{Ado}^2 + T_{KDo}^2 + 2T_{Ado} T_{KDo} - [T_{Ado}^2 + T_{KDo}^2 - 2T_{Ado} T_{KDo} + 4T_{Ado} T_{KDo} K_{A,KD}^2])$$

$$4T_1 T_2 = 4T_{Ado} T_{KDo} - 4T_{Ado} T_{KDo} K_{A,KD}^2$$

$$K_{A,KD}^2 = \frac{T_{Ado} T_{KDo} - T_1 T_2}{T_{Ado} T_{KDo}}$$

Dans le montage de la figure 2.8, nous avons inséré un shunt (sa résistance est négligeable devant R_S) en série avec la phase A et à l'aide d'un oscilloscope à mémoire nous avons relevé la courbe du courant absorbé présentée à la figure 2.9.

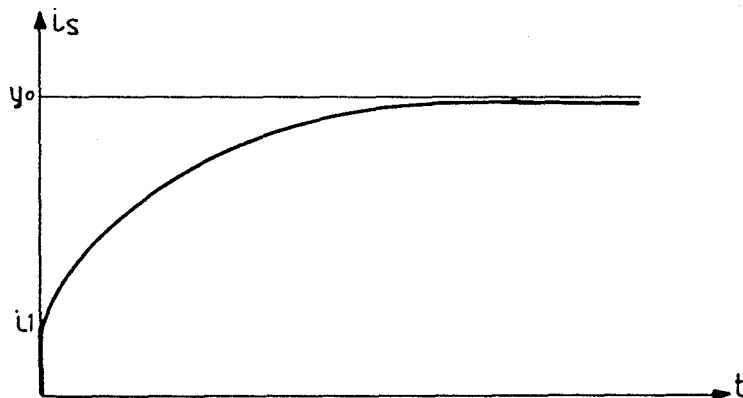


Figure 2.9. Courant absorbé par la phase A

Nous remarquons bien que le courant monte rapidement de la valeur zéro à une valeur i_1 .

Le courant i_S représenté sur la figure 2.9 doit donc vérifier l'équation (2.23). L'asymptote de i_S correspond à $\frac{E}{R_S}$. Notons i_1 la valeur de i_S à un instant t_1 peu différent de zéro, cette valeur est obtenue par l'un des deux termes exponentiels. Donc soit T_1 , soit T_2 est peu différent de zéro ; d'après leurs expressions données en (2.22), cela ne peut être que T_2 .

Pour que T_2 soit proche de zéro il faut admettre que $K_{A,KD}^2$ soit peu différent de 1. Cette dernière hypothèse permet de simplifier les expressions de T_1 et T_2 de l'équation (2.22) :

$$T_1 \approx T_{Ado} + T_{KDo}$$

$$T_2 \approx 0$$

Remplaçons les nouvelles valeurs de T_1 et T_2 dans l'équation (2.23) :

$$i_S(t) = \frac{E}{R_S} - \frac{E}{R_S} \frac{(T_1 - T_{KDo})}{T_1} e^{-t/T_1} = \frac{E}{R_S} - \frac{E}{R_S} \frac{T_{Ado}}{T_{Ado} + T_{KDo}} e^{-t/(T_{Ado} + T_{KDo})}$$

$$i_1 = i_S(0) = \frac{E}{R_S} \left(1 - \frac{T_{Ado}}{T_{Ado} + T_{KDo}} \right)$$

$$i_1 = i_S(0) = y_0 \left(\frac{1}{1 + \frac{T_{Ado}}{T_{KDo}}} \right) \quad (2.24)$$

2.3.1.1. Détermination des paramètres de l'équation

D'après la courbe relevée nous connaissons $y_0 = 5A$; $i_1 = 1,2A$ et à partir des mesures déjà faites auparavant :

$L_{Ad} = L_A(\theta=0)$ est obtenue à partir de l'équation (2.11).

Nous déduisons T_{Ado} :

$$T_{Ado} = \frac{L_{Ad}}{R_S} = \frac{11,15}{0,8} = 13,94 \text{ ms}$$

D'après l'équation (2.24) nous aurons :

$$\frac{y_0}{i_1} = 1 + \frac{T_{Ado}}{T_{KDo}} ; \frac{T_{Ado}}{T_{KDo}} = \frac{y_0 - i_1}{i_1}$$

$$T_{KDo} = \frac{L_{KD}}{R_{KD}} = T_{Ado} \frac{i_1}{y_0 - i_1} = 13,94 \frac{1,2}{5-1,2} = 4,40 \text{ ms} \quad (2.25)$$

Pour déterminer $K_{A,KD}^C$, nous procédons par itération ; nous prenons une valeur $K_{A,KD(1)}^C$ près de l'unité pour rester fidèle à nos hypothèses et comme nous avons défini T_{Ado} et T_{KDo} , alors, à partir de la formule (2.22), nous déterminons T_1 et T_2 . Par la suite, l'équation (2.23) est de nouveau obtenue. Nous calculons les valeurs de $i_S(t)$ pour différentes valeurs de temps et nous les comparons aux valeurs pratiques relevées à l'oscilloscope. Si elles sont différentes, il fallait choisir une autre valeur de $K_{A,KD}^C(j)$ et refaire le même calcul de telle sorte que nous arrivons à la coïncidence des valeurs théoriques et pratiques aux incertitudes près.

Après différents choix de $K_{A,KD}^C$, nous sommes arrivés à :

$$K_{A,KD}^C = 0,78$$

D'après (2.22) nous déterminons les valeurs numériques T_1 et T_2

$$T_1 = \frac{1}{2} (13,94 + 4,40 + \sqrt{(13,94 - 4,4)^2 + 4(0,78)^2(13,94 \times 4,4)}) = 16,92 \text{ ms}$$

$$T_2 = \frac{1}{2} (13,94 + 4,40 - \sqrt{(13,94 - 4,4)^2 + 4(0,78)^2(13,94 \times 4,4)}) = 1,42 \text{ ms}$$

D'après (2.23)

$$y_1 = 5 \frac{16,92 - 4,4}{16,92 - 1,42} = 4,04 \text{ A}$$

$$y_2 = 5 \frac{4,4 - 1,42}{16,92 - 1,42} = 0,96 \text{ A}$$

$$K_{A,KD}^C = \frac{M_{A,KD}^2}{L_{Ad} L_{KD}} = 0,61 \quad (2.26)$$

d'où

$$i_S(t) = 5 - 4,04 e^{-t/16,92} - 0,96 e^{-t/1,42}$$

Valeurs théoriques :

t(ms)	0	2	10	15	40	60	100
$i_S(t)$ théorique (A)	0	1,17	2,76	3,33	4,62	4,88	4,98

Valeurs pratiques :

t(ms)	0	15	40	60	100
$i_S(t)$ pratique (A)	1,2	3,3	4,6	4,8	5

2.3.2. Deuxième essai

Le rotor mis dans la position schématisée par la figure 2.10, l'enregistrement du courant absorbé par la phase A lorsqu'on lui applique une tension continue donne, par des relations analogues à celles déduites du premier essai.

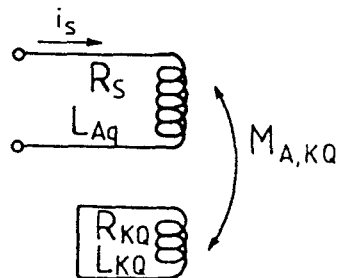


Figure 2.10. Montage de deuxième essai

$$i_1 = i(0) = 1 \text{ A} ; y_o = 5 \text{ A}$$

$$T_{Aqo} = \frac{L_o + L_2}{R_S} = \frac{L_{aq}}{R_S} = \frac{13,89}{0,8} = 17,36 \text{ ms}$$

$$T_{KQo} = \frac{L_{KQ}}{R_{KQ}} = T_{Aqo} \frac{i_1}{y_o - i_1} = 4,34 \text{ ms} \quad (2.27)$$

Comme précédemment on procède par itération sur $K_{A,KQ}^C$ et la meilleure valeur est finalement :

$$K_{A,KQ}^C = 0,89$$

D'après (2.22)

$$T_1' = \frac{1}{2} (17,36 + 4,34 + \sqrt{(17,36 - 4,34)^2 + 4(0,89)^2 \times 17,36 \times 4,34}) = 20,95 \text{ ms}$$

$$T_2' = \frac{1}{2} (17,36 + 4,34 - \sqrt{(17,36 - 4,34)^2 + 4(0,89)^2 \times 17,36 \times 4,34}) = 0,75 \text{ ms}$$

D'après (2.23)

$$y_1' = 5 \frac{20,95 - 3,3}{20,95 - 0,75} = 4,11 \text{ A}$$

$$y_2' = 5 \frac{4,34 - 0,75}{20,95 - 0,75} = 0,89 \text{ A}$$

$$K_{AKQ}^C = \frac{M_{A,KQ}^2}{L_{Aq} L_{KQ}} = 0,79 \quad (2.28)$$

$$i_S(t) = 5 - 4,11 e^{-t/20,95} - 0,89 e^{-t/0,75}$$

Valeurs théoriques

t(ms)	0	1	2	10	15	20	40	60	100
$i_S(t)$ théorique (A)	0	0,85	1,2	2,45	2,99	3,42	4,4	4,76	4,96

Valeurs pratiques

t(ms)	0	20	40	60	100
$i_S(t)$ pratique (A)	1	3,4	4,4	4,8	5

3 - CONCLUSION

L'équation matricielle de base de la machine synchrone idéalisée nécessite la détermination de tous les éléments de ses matrices, donc deux méthodes expérimentales sont choisies :

- une méthode directe en régime permanent permet de mesurer les résistances et inductances propres statoriques ainsi que les inductances mutuelles.

- Les résistances et les réactances des enroulements d'amortisseurs ne sont pas directement mesurables alors nous avons choisi les méthodes de la réponse indicielle qui nous permettent d'évaluer ces grandeurs indirectement sous forme de constantes de temps et de coefficient de couplage.

Les valeurs numériques nous permettront d'entreprendre la simulation numérique de l'ensemble onduleur-machine synchrone.

CHAPITRE 3

ETABLISSEMENT DES EQUATIONS DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

1 - INTRODUCTION

Le moteur synchrone est présenté par ses équations de fonctionnement réelles ; les équations de Park étant, dans leur forme initiale mal adaptées à l'étude des régimes déséquilibrés du moteur qui interviennent fréquemment.

Les régimes transitoires de couple, courants et tensions ont déjà été étudiés par décomposition harmonique des phénomènes [37], combinée avec des changements de référentiel [38],[39], la précision et la complexité des calculs augmentant avec le nombre d'harmoniques pris en compte. Les régimes transitoires ont également été étudiés par la méthode des variables d'état [40], mais des approximations importantes sont alors nécessaires dans le cas des moteurs à pôles saillants.

2 - EQUATIONS DE BASE

2.1. APPROXIMATIONS - CONSTITUTION DE LA MACHINE

Nous adoptons les approximations suivantes :

- Nous négligeons :

- * La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault,
- * l'effet de peau qui augmente les résistances et diminue les réactances,
- * Les couplages capacitifs entre les enroulements,
- * L'effet de la température pour la valeur des résistances,
- * L'influence des pièces massives.

La machine synchrone idéalisée à inducteur bobiné comporte donc :

- * au stator, les bobines A, B, C des trois phases décalées deux à deux de 120° électriques,
- * au rotor, suivant l'axe direct, le bobinage inducteur f et l'amortisseur direct KD
- * au rotor suivant l'axe en quadrature, l'amortisseur KQ.

La figure 3.1 représente le schéma équivalent de la machine idéalisée.

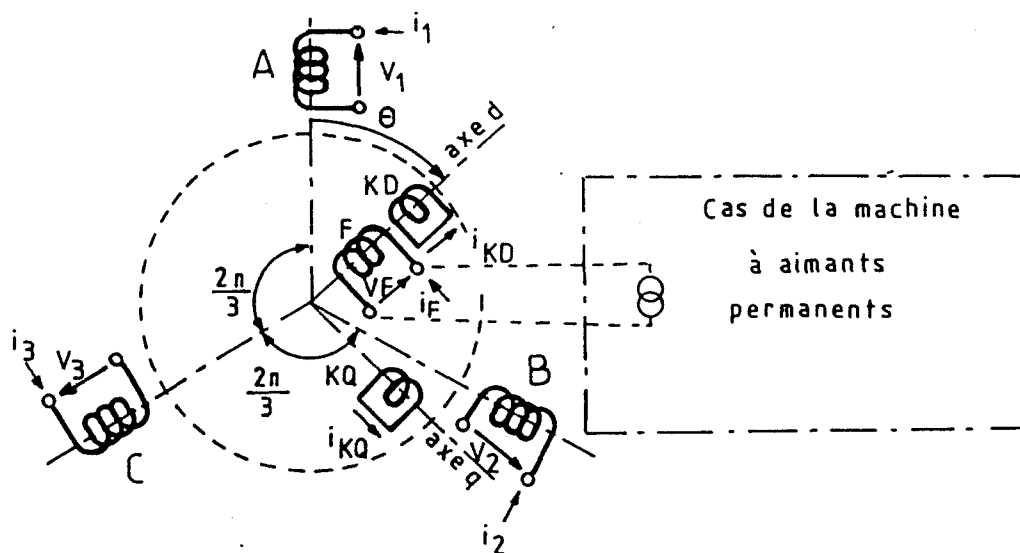


Figure 3.1. Machine synchrone idéalisée

Dans les machines synchrones à aimants permanents, on utilise des aimants permanents pour produire un champ d'excitation de sens constant. Les machines synchrones à aimants permanents n'exigent pas d'excitation et, grâce à l'absence de pertes pour l'excitation et dans le contact frottant, elles possèdent un rendement élevé et se caractérisent par une sécurité de fonctionnement nettement plus élevée que celle des machines synchrones ordinaires dans lesquelles l'enroulement d'excitation tournant et les balais présentent assez fréquemment des défaillances ; de plus, elles n'exigent pratiquement aucun entretien pendant toute la durée de leur vie.

Les machines synchrones à aimants permanents diffèrent de leurs analogues à excitation électromagnétique par la construction des systèmes inducteurs.

Les moteurs à aimants permanents restent, pendant le démarrage, en état excité; leur mise en marche se déroule d'une manière moins favorable que celles des moteurs synchrones ordinaires dans lesquels l'excitation est coupée pour la durée du démarrage [41].

2.2. EQUATIONS GENERALES DE LA MACHINE SYNCHRONE

2.2.1. Machine synchrone à inducteur bobiné

Elle est représentée par une équation matricielle [28] de la forme :

$$[V] = ([R] + \theta^\circ \frac{d}{d\theta} [L]) * [I] + [L] * \frac{d}{dt} [I] \quad (3.1)$$

où θ est l'angle électrique stator-rotor et θ° sa dérivée par rapport au temps. Pour une machine ayant P paire de pôles et un rotor tournant à vitesse angulaire Ω , nous avons $\theta^\circ = P\Omega$. Nous noterons par la suite $[K] = \frac{d}{d\theta} [L]$

Les éléments du vecteur d'entrée $[V]$ sont :

$$[V]^t = [V_1, V_2, V_3, V_f, V_d, V_q]$$

avec V_1, V_2, V_3 les tensions appliquées pour chaque bobinage statorique.

V_f : la différence de potentiel appliquée à l'inducteur

$V_d = V_q = 0$ car les amortisseurs sont en court-circuit.

Les éléments du vecteur courant $[I]$ sont :

$$[I]^t = [i_1, i_2, i_3, i_f, i_{KD}, i_{KQ}]$$

avec i_1, i_2 et i_3 courants dans les enroulements statoriques.

i_f le courant dans l'inducteur, i_{KD} , i_{KQ} les courants dans les amortisseurs des axes direct et en quadrature.

$[R]$ et $[L]$ représentent respectivement des matrices résistance et d'inductance d'expression :

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{KD} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{KQ} \end{bmatrix}; [L] = \begin{bmatrix} L_A & M_{AB} & M_{AC} & M_{Af} & M_{A,KD} & M_{A,KQ} \\ M_{BA} & L_B & M_{BC} & M_{Bf} & M_{B,KD} & M_{B,KQ} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_C & M_{Cf} & M_{C,KD} & M_{C,KQ} \\ M_{fA} & M_{fB} & M_{fC} & L_f & M_{f,KD} & M_{f,KQ} \\ M_{KD,A} & M_{KD,B} & M_{KD,C} & M_{KD,f} & L_{KD} & M_{KD,KQ} \\ M_{KQ,A} & M_{KQ,B} & M_{KQ,C} & M_{KQ,f} & M_{KQ,KD} & L_{KQ} \end{bmatrix}$$

Pour éclaircir l'écriture de l'équation (3.1), nous avons décomposé ses matrices en sous-matrices statorique et rotorique ; l'équation (3.2) présente cette nouvelle forme :

$$\begin{bmatrix} [V_S] \\ [V_R] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_S] & 0 \\ 0 & [R_R] \end{bmatrix} + \theta^\circ \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} [L_{SS}] & [M_{SR}] \\ [M_{RS}] & [L_{RR}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_S] \\ [I_R] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L_{SS}] & [M_{SR}] \\ [M_{RS}] & [L_{RR}] \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [I_S] \\ [I_R] \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Il est à noter que dans l'équation (3.2) la relation liant les matrices $[M_{RS}]$ et $[M_{SR}]$ est :

$$[M_{RS}] = [M_{SR}]^t$$

2.2.2. Changement des variables dans l'équation de base de la machine idéalisée

La machine synchrone à inducteur bobiné peut être considérée comme un système comportant un certain nombre d'entrées et de sorties. Le modèle mathématique ayant été choisi à partir de l'équation (3.3), il faut à partir des bornes déterminer les quatorze paramètres de ce modèle :

Les trois paramètres relatifs au stator : R_S, L_O, L_2

Les six relatifs au rotor : $R_f, L_f, R_{KD}, L_{KD}, R_{KQ}, L_{KQ}$

Les cinq relatifs aux couplages : $M_{SO}, M_{fS}, M_{KD,S}, M_{f,KD}, M_{KQ,S}$

$$\begin{cases} [V_S] = [R_S] [I_S] + \frac{d}{dt} ([L_{SS}] [I_S] + [M_{SR}] [I_R]) \\ [V_R] = [R_R] [I_R] + \frac{d}{dt} ([M_{RS}] [I_S] + [L_{RR}] [I_R]) \end{cases} \quad (3.3)$$

Cependant, certains paramètres ne sont pas directement mesurables, c'est le cas de ceux relatifs aux amortisseurs. Les résistances et réactances de ces enroulements ne peuvent être déterminées ; on ne peut les évaluer qu'indirectement sous forme de constantes de temps, de coefficients de couplage ou de dispersion. Donc une modification des éléments des matrices de l'équation (3.1), en effectuant des changements de variables, est intéressante dans la mesure où elle apporte des facilités à résoudre les équations et où elle laisse le couple instantané invariant ($P_{inst} = \Omega \cdot C_{inst}$).

La forme initiale de l'équation (3.1) est la suivante :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_S & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{KD} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{KQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_f \\ i_{KD} \\ i_{KQ} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L_A & M_{AB} & M_{AC} & M_{Af} & M_{A,KD} & M_{A,KQ} \\ M_{AB} & L_B & M_{BC} & M_{Bf} & M_{B,KD} & M_{B,KQ} \\ M_{AC} & M_{BC} & L_C & M_{Cf} & M_{C,KD} & M_{C,KQ} \\ M_{Af} & M_{Bf} & M_{Cf} & L_f & M_{f,KD} & 0 \\ M_{A,KD} & M_{B,KD} & M_{C,KD} & M_{f,KD} & L_{KD} & 0 \\ M_{A,KQ} & M_{B,KQ} & M_{C,KQ} & 0 & 0 & L_{KQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_f \\ i_{KD} \\ i_{KQ} \end{bmatrix} \right) \quad (3.4)$$

Les termes à modifier en fonction du changement de variable nécessaire sur i_{KD} et i_{KQ} sont ceux des deux dernières colonnes des matrices $[R]$ et $[L]$.

D'après [28] nous avons :

$$M_{A,KD} = M_{KD,S} \cos(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} M_{KD} \cos(\theta)$$

$$M_{A,KQ} = -M_{KQ,S} \sin(\theta) = -\sqrt{\frac{2}{3}} M_{KQ} \sin(\theta)$$

* Effectuons le changement de variable sur i_{KD}

$$i_{KD} \xrightarrow{\text{Changement de variable}} I_{KD} = i_{KD} \frac{L_{KD}}{M_{KD}}$$

Par la suite, nous aurons :

$$M_{A,KD} \cdot i_{KD} = \sqrt{\frac{2}{3}} M_{KD} \cos(\theta) \cdot i_{KD} = \sqrt{\frac{2}{3}} M_{KD} \cos(\theta) \cdot I_{KD} \frac{M_{KD}}{L_{KD}}$$

$$M_{A,KD} \cdot i_{KD} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{M_{KD}^2}{L_{KD}} I_{KD} \cos(\theta) = M_1 I_{KD} \cos(\theta)$$

avec

$$M_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{M_{KD}^2}{L_{KD}}$$

Or d'après l'expression (2.26) nous avons mesuré $K_{A,KD}^2 = 0,61$ qui est le coefficient de couplage entre les enroulements A et KD ($\theta = 0^\circ$).

$$K_{A,KD}^2 = \frac{M_{A,KD}^2}{L_{Ad} L_{KD}} = \frac{M_{KD,S}^2}{L_{Ad} L_{KD}} = \frac{2}{3} \frac{M_{KD}^2}{L_{Ad} L_{KD}}$$

d'où

$$\frac{M_{KD}^2}{L_{KD}} = \frac{3}{2} K_{A,KD}^2 L_{Ad} \quad \text{avec } L_{Ad} = L(1,1) \text{ pour } \theta = 0^\circ$$

$$L_{Ad} = L_A(\theta = 0^\circ)$$

Remplaçons dans l'expression de M_1 , nous aurons :

$$M_1 = \sqrt{\frac{3}{2}} K_{A,KD}^2 L_{Ad}$$

$$L(1,5) = M_1 \cos(\theta) = M_{A,KD}^C$$

Il en résulte :

$$L(2,5) = M_1 \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$L(3,5) = M_1 \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)$$

* Effectuons le changement de variable sur i_{KQ}

$$i_{KQ} \xrightarrow{\text{Changement de variable}} I_{KQ} = i_{KQ} \frac{L_{KQ}}{M_{KQ}}$$

Par la suite nous aurons :

$$M_{A,KQ} \cdot i_{KQ} = - \sqrt{\frac{2}{3}} M_{KQ} \sin(\theta) \cdot i_{KQ} = - \sqrt{\frac{2}{3}} M_{KQ} \sin(\theta) \cdot I_{KQ} \cdot \frac{M_{KQ}}{L_{KQ}}$$

$$M_{A,KQ} \cdot i_{KQ} = - \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{M_{KQ}^2}{L_{KQ}} I_{KQ} \sin(\theta) = -M_2 I_{KQ} \sin(\theta)$$

avec

$$M_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{M_{KQ}^2}{L_{KQ}}$$

Or d'après l'expression (2.28) nous avons mesuré $k_{A,KQ}^2 = 0,79$ qui est le coefficient de couplage entre les enroulements A et KQ ($\theta = 90^\circ$)

$$k_{A,KQ}^2 = \frac{M_{A,KQ}^2}{L_{Aq} L_{KQ}} = \frac{M_{KQ,S}^2}{L_{Aq} L_{KQ}} = \frac{2}{3} \frac{M_{KQ}^2}{L_{Aq} L_{KQ}}$$

d'où

$$\frac{M_{KQ}^2}{L_{KQ}} = \frac{3}{2} k_{A,KQ}^2 L_{Aq}$$

$$\text{avec } L_{Aq} = L(1,1) \text{ pour } \theta = 90^\circ$$

$$L_{Aq} = L_A (\theta = 90^\circ)$$

Remplaçons dans l'expression de M_2 , nous aurons :

$$M_2 = \sqrt{\frac{3}{2}} k_{A,KQ}^2 L_{Aq}$$

$$L(1,6) = - M_2 \sin(\theta) = M_{A,KQ}^c$$

Il en résulte :

$$L(2,6) = - M_2 \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$$L(3,6) = - M_2 \sin(\theta - \frac{4\pi}{3})$$

Influence de ces changements de variables sur les matrices $[L_{RR}]$

et $[R_R]$

$$* M_{f,KD} \cdot i_{KD} = M_{fD} \cdot \frac{M_{KD}}{L_{KD}} I_{KD}$$

avec

$$L(4,5) = M_{fD} \frac{M_{KD}}{L_{KD}}$$

$$* L_{KD} \cdot i_{KD} = L_{KD} \cdot \frac{M_{KD}}{L_{KD}} I_{KD} = M_{KD} I_{KD}$$

$$\text{par la suite : } L(5,5) = M_{KD} \cdot \frac{M_{KD}}{L_{KD}} = \frac{M_{KD}^2}{L_{KD}}$$

$$L(5,5) = \frac{3}{2} K_{A,KD}^2 L_{Ad}$$

$$* L_{KQ} \cdot i_{KQ} = L_{KQ} \cdot \frac{M_{KQ}}{L_{KQ}} I_{KQ} = M_{KQ} I_{KQ}$$

$$\text{par la suite : } L(6,6) = M_{KQ} \cdot \frac{M_{KQ}}{L_{KQ}} = \frac{M_{KQ}^2}{L_{KQ}}$$

$$L(6,6) = \frac{3}{2} K_{A,KQ}^2 L_{Aq}$$

$$* R_{KD} \cdot i_{KD} = R_{KD} \cdot \frac{M_{KD}}{L_{KD}} I_{KD}$$

$$\text{par la suite : } R(5,5) = R_{KD} \cdot \frac{M_{KD}}{L_{KD}} \cdot \frac{M_{KD}}{L_{KD}} = \frac{R_{KD}}{L_{KD}} \cdot \frac{M_{KD}^2}{L_{KD}}$$

Or d'après l'expression (2.25) nous avons mesuré $T_{KDo} = \frac{L_{KD}}{R_{KD}} = 4,4\text{ms}$,
constante de temps de l'amortissement direct.

$$R(5,5) = \frac{3}{2} \frac{K_{A,KD}^2 L_{Ad}}{T_{KDo}}$$

$$* R_{KQ} \cdot i_{KQ} = R_{KQ} \cdot \frac{M_{KQ}}{L_{KQ}} I_{KQ}$$

$$\text{par la suite : } R(6,6) = R_{KQ} \cdot \frac{M_{KQ}}{L_{KQ}} \cdot \frac{M_{KQ}}{L_{KQ}} = \frac{R_{KQ}}{L_{KQ}} \cdot \frac{M_{KQ}^2}{L_{KQ}}$$

Or d'après l'expression (2.27), nous avons mesuré $T_{KQo} = \frac{L_{KQ}}{R_{KQ}} = 4,34\text{ms}$,
constante de temps de l'amortisseur en quadrature

$$R(6,6) = \frac{3}{2} \frac{K_{A,KQ}^2 L_{Aq}}{T_{KQo}}$$

2.2.3. Machine synchrone à aimants permanents

La machine synchrone à aimants permanents répond elle aussi à l'équation matricielle de base (3.1). Cependant, pour tenir compte de l'inducteur réalisé avec des aimants, il faut bien remarquer que les aimants, en raison de leur résistivité élevée, produisent le flux inducteur sans introduire de possibilité de circulation de courants induits. Contrairement au cas d'un enroulement inducteur alimenté par une source de tension, ils doivent être uniquement pris en compte par la f.e.m. qu'ils produisent. Nous pouvons les représenter par un inducteur alimenté par une source de courant [10][42][43]. La figure 3.1. définit elle aussi la machine synchrone à aimants permanents idéalisée.

Cette hypothèse nous permet d'éliminer V_f et i_f des vecteurs $[V]$ et $[I]$ de l'équation (3.1) ainsi que la quatrième ligne et la quatrième colonne des matrices carrées $[R]$ et $[L]$ de l'équation de base (3.4).

La machine synchrone à aimants permanents réagit par sa nouvelle équation de base (3.5) :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_S & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{KD} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{KQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_{KD} \\ i_{KQ} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L_A & M_{AB} & M_{AC} & M_{A,KD} & M_{A,KQ} \\ M_{AB} & L_B & M_{BC} & M_{B,KD} & M_{B,KQ} \\ M_{AC} & M_{BC} & L_C & M_{C,KD} & M_{C,KQ} \\ M_{A,KD} & M_{B,KD} & M_{C,KD} & L_{KD} & 0 \\ M_{A,KQ} & M_{B,KQ} & M_{C,KQ} & 0 & L_{KQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_{KD} \\ i_{KQ} \end{bmatrix} \right) + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} M_{Af} i_f \\ M_{Bf} i_f \\ M_{Cf} i_f \\ M_{f,KD} i_f \\ M_{f,KQ} i_f \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Le dernier vecteur de l'équation (3.5) peut être écrit en tenant compte d'une part de la nouvelle hypothèse qui est l'invariance du courant inducteur i_f par rapport au temps, d'autre part, de l'astuce mathématique pour la dérivation :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} M_{Af} i_f \\ M_{Bf} i_f \\ M_{Cf} i_f \\ M_{f,KD} i_f \\ M_{f,KQ} i_f \end{bmatrix} &= i_f \frac{d\theta}{dt} \cdot \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} M_{Af} \\ M_{Bf} \\ M_{Cf} \\ M_{f,KD} \\ M_{f,KQ} \end{bmatrix} = i_f \cdot w \cdot \begin{bmatrix} \frac{\partial M_{Af}(\theta)}{\partial \theta} \\ \frac{\partial M_{Bf}(\theta)}{\partial \theta} \\ \frac{\partial M_{Cf}(\theta)}{\partial \theta} \\ \frac{\partial M_{f,KD}}{\partial \theta} \\ \frac{\partial M_{f,KQ}}{\partial \theta} \end{bmatrix} = i_f \cdot P \cdot \Omega \begin{bmatrix} \frac{\partial M_{Af}(\theta)}{\partial \theta} \\ \frac{\partial M_{Bf}(\theta)}{\partial \theta} \\ \frac{\partial M_{Cf}(\theta)}{\partial \theta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.6) \end{aligned}$$

L'équation (3.6) montre que la tension induite dans une phase de l'enroulement statorique due aux aimants permanents est proportionnelle à :

- L'intensité du courant inducteur de l'aimant i_f ,
- La vitesse angulaire du rotor Ω ,
- La variation du couplage magnétique entre le stator et l'inducteur en fonction de la position du rotor.

Par conséquent, l'équation (3.6) présente le vecteur des forces contre électromotrices dont les composants sont e_1 , e_2 et e_3 . Ce vecteur pourra s'écrire par la suite comme :

$$i_f P \Omega \begin{bmatrix} \frac{\partial M_{Af}(\theta)}{\partial \theta} \\ \frac{\partial M_{Bf}(\theta)}{\partial \theta} \\ \frac{\partial M_{Cf}(\theta)}{\partial \theta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

L'équation de base de la machine synchrone à aimants permanents sera :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_S & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{KD} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{KQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_{KD} \\ i_{KQ} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L_A & M_{AB} & M_{AC} & M_{A,KD} & M_{A,KQ} \\ M_{AB} & L_B & M_{BC} & M_{B,KD} & M_{B,KQ} \\ M_{AC} & M_{BC} & L_C & M_{C,KD} & M_{C,KQ} \\ M_{A,KD} & M_{B,KD} & M_{C,KD} & L_{KD} & 0 \\ M_{A,KQ} & M_{B,KQ} & M_{C,KQ} & 0 & L_{KQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_{KD} \\ i_{KQ} \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$[V_p] = [R_p] [I_p] + \frac{d}{dt} \{ [L_p] [I_p] \} + [E_p] \quad (3.8)$$

2.2.4. Etablissement de la nouvelle expression du couple pour la machine synchrone à aimants permanents

Nous calculons dans un premier temps le couple électromagnétique d'une machine synchrone à inducteur bobiné dont la formule est déterminée dans [28] $C_e = \frac{P}{2} [I]^T \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} [L] \right\} [I]$, sans introduire les changements de variables déjà déterminés dans le paragraphe 2.2.2.

Il est à signaler que nous adaptons pour tout le long de notre travail la notation :

$$\frac{\partial}{\partial \theta} [L] = [K] \quad \text{et} \quad \frac{\partial}{\partial \theta} [L_p] = [K_p]$$

$$C_{eB} = \frac{P}{2} [i_1, i_2, i_3, i_f, i_{KD}, i_{KQ}] \begin{bmatrix} K_A & K_{AB} & K_{AC} & K_{Af} & K_{A,KD} & K_{A,KQ} \\ K_{AB} & K_B & K_{BC} & K_{Bf} & K_{B,KD} & K_{B,KQ} \\ K_{AC} & K_{BC} & K_C & K_{Cf} & K_{C,KD} & K_{C,KQ} \\ K_{Af} & K_{Bf} & K_{Cf} & 0 & 0 & 0 \\ K_{A,KD} & K_{B,KD} & K_{C,KD} & 0 & 0 & 0 \\ K_{A,KQ} & K_{B,KQ} & K_{C,KQ} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_f \\ i_{KD} \\ i_{KQ} \end{bmatrix} =$$

$$= \frac{P}{2} [i_1, i_2, i_3, i_f, i_{KD}, i_{KQ}] \begin{bmatrix} K_A i_1 + K_{AB} i_2 + K_{AC} i_3 + K_{Af} i_f + K_{A,KD} i_{KD} + K_{A,KQ} i_{KQ} \\ K_{AB} i_1 + K_B i_2 + K_{BC} i_3 + K_{Bf} i_f + K_{B,KD} i_{KD} + K_{B,KQ} i_{KQ} \\ K_{AC} i_1 + K_{BC} i_2 + K_C i_3 + K_{Cf} i_f + K_{C,KD} i_{KD} + K_{C,KQ} i_{KQ} \\ K_{Af} i_1 + K_{Bf} i_2 + K_{Cf} i_3 \\ K_{A,KD} i_1 + K_{B,KD} i_2 + K_{C,KD} i_3 \\ K_{A,KQ} i_1 + K_{B,KQ} i_2 + K_{C,KQ} i_3 \end{bmatrix} =$$

$$= \frac{P}{2} [K_A i_1^2 + K_{AB} i_1 i_2 + K_{AC} i_1 i_3 + K_{Af} i_1 i_f + K_{A,KD} i_1 i_{KD} + K_{A,KQ} i_1 i_{KQ} + \\ K_{AB} i_1 i_2 + K_B i_2^2 + K_{BC} i_2 i_3 + K_{Bf} i_2 i_f + K_{B,KD} i_2 i_{KD} + K_{B,KQ} i_2 i_{KQ} + \\ K_{AC} i_1 i_3 + K_{BC} i_2 i_3 + K_C i_3^2 + K_{Cf} i_3 i_f + K_{C,KD} i_3 i_{KD} + K_{C,KQ} i_3 i_{KQ} + \\ K_{Af} i_1 i_f + K_{Bf} i_2 i_f + K_{Cf} i_3 i_f + K_{A,KD} i_1 i_{KD} + K_{B,KD} i_2 i_{KD} + K_{C,KD} i_3 i_{KD} + \\ K_{A,KQ} i_1 i_{KQ} + K_{B,KQ} i_2 i_{KQ} + K_{C,KQ} i_3 i_{KQ}]$$

$$C_{eB} = \frac{P}{2} [K_A i_1^2 + 2K_{AB} i_1 i_2 + 2K_{AC} i_1 i_3 + 2K_{Af} i_1 i_f + 2K_{A,KD} i_1 i_{KD} + 2K_{A,KQ} i_1 i_{KQ} + \\ K_B i_2^2 + 2K_{BC} i_2 i_3 + 2K_{Bf} i_2 i_f + 2K_{B,KD} i_2 i_{KD} + 2K_{B,KQ} i_2 i_{KQ} + \\ K_C i_3^2 + 2K_{Cf} i_3 i_f + 2K_{C,KD} i_3 i_{KD} + 2K_{C,KQ} i_3 i_{KQ}] \quad (3.9)$$

Montrons, maintenant, que les changements de variables laissent le couple instantané invariant. Alors il fallait calculer C_B^C couple électromagnétique de la machine synchrone avec les changements de variables déjà adoptés.

Vu que nous allons partir de la même formule dans [28], il suffit de prendre la formule (3.9) que nous venons de définir et remplacer les variables réelles par les nouvelles variables en particulier les paramètres liés aux amortisseurs.

$$C_B^C = \frac{P}{2} [K_{A1}^2 + 2K_{AB}i_1i_2 + 2K_{AC}i_1i_3 + 2K_{Af}i_1i_f + 2K_{A,KD}^C i_1I_{KD} + 2K_{A,KQ}^C i_1I_{KQ} + K_{B2}^2 + 2K_{BC}i_2i_3 + 2K_{Bf}i_2i_f + 2K_{B,KD}^C i_2I_{KD} + 2K_{B,KQ}^C i_2I_{KQ} + K_{C3}^2 + 2K_{Cf}i_3i_f + 2K_{C,KD}^C i_3I_{KD} + 2K_{C,KQ}^C i_3I_{KQ}] \quad (3.9')$$

Exprimons les termes contenant les nouvelles variables en fonction des variables réelles.

$$* K_{A,KD}^C i_1I_{KD} = -M_1 \sin(\theta) i_1 \frac{L_{KD}}{M_{KD}} i_{KD} = -\sin(\theta) i_1 i_{KD} \frac{L_{KD}}{M_{KD}} \sqrt{\frac{3}{2}} K_{A,KD}^2 L_{Ad}$$

$$K_{A,KD}^C i_1I_{KD} = -\sin(\theta) i_1 i_{KD} \frac{L_{KD}}{M_{KD}} \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2}{3} \frac{M_{KD}^2}{L_{KD}} = -\sqrt{\frac{2}{3}} M_{KD} \sin(\theta) i_1 i_{KD}$$

$$K_{A,KD}^C i_1I_{KD} = -M_{KD,S} \sin(\theta) i_1 i_{KD} = K_{A,KD} i_1 i_{KD}$$

Le même raisonnement conduit à :

$$* K_{B,KD}^C i_2I_{KD} = K_{B,KD} i_2 i_{KD}$$

$$* K_{C,KD}^C i_3I_{KD} = K_{C,KD} i_3 i_{KD}$$

Pour l'amortisseur en quadrature

$$* K_{A,KQ}^C i_1I_{KQ} = -M_2 \cos(\theta) i_1 i_{KQ} \frac{L_{KQ}}{M_{KQ}} = -\cos(\theta) i_1 i_{KQ} \frac{L_{KQ}}{M_{KQ}} \sqrt{\frac{3}{2}} K_{A,KQ}^2 L_{Aq}$$

$$C_{A,KQ} i_1 I_{KQ} = -\cos(\theta) i_1 i_{KQ} \frac{L_{KQ}}{M_{KQ}} \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2}{3} \frac{M_{KQ}^2}{L_{KQ}} = -\sqrt{\frac{2}{3}} M_{KQ} \cos(\theta) i_1 i_{KQ}$$

$$C_{A,KQ} i_1 I_{KQ} = -M_{KQ,S} \cos(\theta) i_1 i_{KQ} = K_{A,KQ} i_1 i_{KQ}$$

Le même raisonnement conduit à :

$$C_{B,KQ} i_2 I_{KQ} = K_{B,KQ} i_2 i_{KQ}$$

$$C_{C,KQ} i_3 I_{KQ} = K_{C,KQ} i_3 i_{KQ}$$

Nous arrivons alors à la conclusion suivante $C_B = C_B^C$ et nous confirmons le bon choix de nos changements de variables. Cela a laissé le couple instantané invariant donc aussi la puissance p_e .

Pour le moteur synchrone à aimants permanents, son inducteur alimenté avec des aimants peut être assimilé à un enroulement alimenté en courant puisqu'il n'est le siège d'aucun courant. Cette hypothèse nous a conduit à transformer l'équation matricielle (3.1) pour obtenir la nouvelle équation matricielle résultante

ependant, l'utilisation de la formule dans $[28] C_e = \frac{P}{2} [I]^t \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} [L] \right\} [I]$ et la nouvelle équation (3.8) ne donne pas la même expression (3.9) qui était déjà obtenue à partir de l'équation de base

cherchons-nous, donc une nouvelle formule du couple électromagnétique instantané de moteur synchrone à aimants permanents C_e . Dans ce temps, nous déterminons à partir de l'équation (3.8) l'expression

$$T_e = \frac{P}{2} [I_p]^t \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} [L_p] \right\} [I_p]$$

$$[i_1, i_2, i_3, i_{KD}, i_{KQ}] \begin{bmatrix} K_A & K_{AB} & K_{AC} & K_{A,KD} & K_{A,KQ} \\ K_{AB} & K_B & K_{BC} & K_{B,KD} & K_{B,KQ} \\ K_{AC} & K_{BC} & K_C & K_{C,KD} & K_{C,KQ} \\ K_{A,KD} & K_{B,KD} & K_{C,KD} & 0 & 0 \\ K_{A,KQ} & K_{B,KQ} & K_{C,KQ} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_{KD} \\ i_{KQ} \end{bmatrix} =$$

$$[i_1, i_2, i_3, i_{KD}, i_{KQ}] \begin{bmatrix} K_A i_1 + K_{AB} i_2 + K_{AC} i_3 + K_{A,KD} i_{KD} + K_{A,KQ} i_{KQ} \\ K_{AB} i_1 + K_B i_2 + K_{BC} i_3 + K_{B,KD} i_{KD} + K_{B,KQ} i_{KQ} \\ K_{AC} i_1 + K_{BC} i_2 + K_C i_3 + K_{C,KD} i_{KD} + K_{C,KQ} i_{KQ} \\ K_{A,KD} i_1 + K_{B,KD} i_2 + K_{C,KD} i_3 \\ K_{A,KQ} i_1 + K_{B,KQ} i_2 + K_{C,KQ} i_3 \end{bmatrix}$$

$$\Gamma_e = \frac{P}{2} [K_{A1}^2 + K_{AB1}^2 + K_{AC1}^2 + K_{A,KD1}^2 + K_{A,KQ1}^2 + K_{AB2}^2 + K_{B2}^2 + K_{BC2}^2 + K_{B,KD2}^2 + K_{B,KQ2}^2 + K_{AC3}^2 + K_{BC3}^2 + K_{C3}^2 + K_{C,KD3}^2 + K_{C,KQ3}^2 + K_{A,KD1}^2 + K_{B,KD2}^2 + K_{C,KD3}^2 + K_{A,KQ1}^2 + K_{B,KQ2}^2 + K_{C,KQ3}^2]$$

$$\Gamma_e = \frac{P}{2} [K_{A1}^2 + 2K_{AB1}^2 + 2K_{AC1}^2 + 2K_{A,KD1}^2 + 2K_{A,KQ1}^2 + K_{B2}^2 + 2K_{BC2}^2 + 2K_{B,KD2}^2 + 2K_{B,KQ2}^2 + K_{C3}^2 + 2K_{C,KD3}^2 + 2K_{C,KQ3}^2] \quad (3.10)$$

Nous comparons les deux expressions (3.9) et (3.10) obtenues à partir de la même formule.

$$C_B = \Gamma_e + \frac{P}{2} [2K_{Af1}^2 + 2K_{Bf2}^2 + 2K_{Cf3}^2] \quad (3.11)$$

Rappelons bien que lors de la transformation de l'équation de base (3.1) à l'équation de base de la machine synchrone à aimants permanents (3.8) nous avons rencontré les trois derniers membres de cette dernière équation. D'après (3.6) et (3.7) nous avons :

$$\begin{aligned} e_1 &= i_f P \Omega \frac{\partial M_{Af}}{\partial \theta} = i_f P \Omega K_{Af} ; & K_{Af} i_f &= \frac{e_1}{P \Omega} \\ e_2 &= i_f P \Omega \frac{\partial M_{Bf}}{\partial \theta} = i_f P \Omega K_{Bf} ; & K_{Bf} i_f &= \frac{e_2}{P \Omega} \\ e_3 &= i_f P \Omega \frac{\partial M_{Cf}}{\partial \theta} = i_f P \Omega K_{Cf} ; & K_{Cf} i_f &= \frac{e_3}{P \Omega} \end{aligned}$$

L'équation (3.11) sera :

$$C_B = \Gamma_e + \frac{P}{2} [2 \frac{e_1}{P \Omega} i_1 + 2 \frac{e_2}{P \Omega} i_2 + 2 \frac{e_3}{P \Omega} i_3] \quad (3.12)$$

$$C_B = \Gamma_e + \frac{P}{w} [e_1 i_1 + e_2 i_2 + e_3 i_3] \quad (3.12')$$

La formule cherchée du couple électromagnétique instantané du moteur synchrone à aimants permanents est :

$$C_p = \frac{P}{2} ([I_p]^t \{ \frac{\partial}{\partial \theta} [L_p] \} [I_p] + \frac{2}{w} \{ e_1 i_1 + e_2 i_2 + e_3 i_3 \}) \quad (3.13)$$

3 - EXPRESSIONS DES ELEMENTS DES MATRICES EN FONCTION DES PARAMETRES MESURES

La machine synchrone à aimants permanents réagit avec son équation de base (3.8).

Les éléments du vecteur d'entrée $[V_p]$ sont : $[V_p]^t = [V_1, V_2, V_3, 0, 0]$

Les éléments du vecteur courant $[I_p]$ sont : $[I_p]^t = [i_1, i_2, i_3, I_{KD}, I_{KQ}]$

La matrice des résistances est $[R_p] = \text{diag} [R_S, R_S, R_S, R_{KD}, R_{KQ}]$

avec

$$R_{KD} = R_p(4,4) = R(5,5) = \frac{3}{2} \frac{K_{A,KD}^2 L_{Ad}}{T_{KDo}}$$

$$R_{KQ} = R_p(5,5) = R(6,6) = \frac{3}{2} \frac{K_{A,KQ}^2 L_{Aq}}{T_{KQo}}$$

Les matrices inductances sont de dimension 5X5 et contiennent des éléments notés comme suite : $L_p(1,c)$ élément de la matrice $[L_p]$ appartenant à la ligne 1 et à la colonne c.

$$L_p(1,1) = L_o - L_2 \cos(2\theta)$$

$$L_p(2,2) = L_o - L_2 \cos(2(\theta - \frac{2\pi}{3}))$$

$$L_p(3,3) = L_o - L_2 \cos(2(\theta - \frac{4\pi}{3}))$$

$$L_p(4,4) = \frac{3}{2} K_{A,KD}^2 L_{Ad}$$

$$L_p(5,5) = \frac{3}{2} K_{A,KQ}^2 L_{Aq}$$

Pour $l \neq c$ avec $1 \leq l \leq 5$ et $1 \leq c \leq 5$ nous avons $L_p(1,c) = L_p(c,1)$

$$L_p(4,5) = L_p(5,4) = 0$$

$$L_p(1,2) = M_{So} - L_2 \cos(2(\theta - \frac{4\pi}{3}))$$

$$L_p(1,3) = M_{So} - L_2 \cos(2(\theta - \frac{2\pi}{3}))$$

$$L_p(1,4) = M_1 * \cos(\theta) = \sqrt{\frac{3}{2}} K_{A,KD}^2 L_{Ad} \cos(\theta)$$

$$L_p(1,5) = -M_2 * \sin(\theta) = -\sqrt{\frac{3}{2}} K_{A,KQ}^2 L_{Aq} \sin(\theta)$$

$$L_p(2,3) = M_{So} - L_2 \cos(2\theta)$$

$$L_p(2,4) = M_1 * \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$$L_p(2,5) = -M_2 * \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$$L_p(3,4) = M_1 * \cos(\theta - \frac{4\pi}{3})$$

$$L_p(3,5) = -M_2 * \sin(\theta - \frac{4\pi}{3})$$

Les éléments de la matrice $[K_p]$ sont notés comme suit : $K_p(1,c)$ élément de la matrice $[K_p]$ appartenant à la ligne 1 et à la colonne c.

Pour $4 \leq l \leq 5$ et $4 \leq c \leq 5$ nous avons $K_p(1,c) = 0$.

De même pour $l \neq c$ avec $1 \leq l \leq 5$ et $1 \leq c \leq 5$ nous avons :

$$K_p(1,c) = K_p(c,1)$$

$$K_p(1,1) = 2L_2 \sin(2\theta)$$

$$K_p(2,2) = 2L_2 \sin(2(\theta - \frac{2\pi}{3}))$$

$$K_p(3,3) = 2L_2 \sin(2(\theta - \frac{4\pi}{3}))$$

$$K_p(1,2) = 2L_2 \sin(2(\theta - \frac{4\pi}{3}))$$

$$K_p(1,3) = 2L_2 \sin(2(\theta - \frac{2\pi}{3}))$$

$$K_p(1,4) = -M_1 * \sin(\theta)$$

$$K_p(1,5) = -M_2 * \cos(\theta)$$

$$K_p(2,3) = 2L_2 \sin(2\theta)$$

$$K_p(2,4) = -M_1 * \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$$K_p(2,5) = -M_2 * \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$$K_p(3,4) = -M_1 * \sin(\theta - \frac{4\pi}{3})$$

$$K_p(3,5) = -M_2 * \cos(\theta - \frac{4\pi}{3})$$

4 - TRANSFORMATION ELIMINANT DE L'EQUATION DE BASE LE POTENTIEL DU NEUTRE

La simulation de l'onduleur permet de définir les potentiels imposés sur les bornes du stator par les semi-conducteurs passant. Cependant, les bornes connectées à des semi-conducteurs non passants sont

à des potentiels dépendant des tensions induites dans la machine et n'en sont donc pas des grandeurs d'entrée. D'autre part, pour ces alimentations déséquilibrées et dans le cas d'un couplage étoile du stator, la tension homopolaire n'est pas nulle. Dans le programme de la simulation, c'est une grandeur dépendante du pas précédent ; pour améliorer la précision du calcul, on a intérêt à s'en affranchir.

Ces raisons expliquent les modifications à apporter à l'équation de base (3.8).

Partant de la figure (3.2) qui représente un couplage en étoile de l'enroulement statorique, nous avons les éléments du vecteur d'entrée de l'enroulement statorique $[V_S]^t = [V_1=V_A-V_N, V_2=V_B-V_N, V_3=V_C-V_N]$.

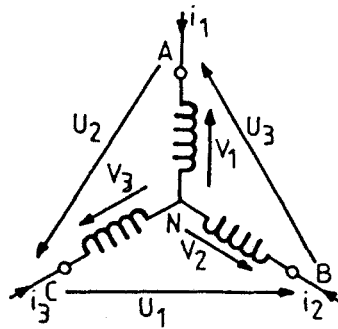


Figure 3.2. Couplage en étoile de l'enroulement statorique

Pour éliminer le potentiel du neutre, qui n'est pas évident à déterminer à la fin de pas, il faut appliquer les tensions composées comme grandeurs d'entrée. De plus, si les trois phases statoriques sont alimentées nous aurons $i_3 = -(i_1 + i_2)$, $U_3 = -U_1 - U_2$ avec U_1 et U_2 obtenues par soustraction de deux lignes de l'équation de base (3.8).

U_1 et U_2 s'expriment à l'aide de (3.8), comme suit :

$$U_1 = V_2 - V_3 = R_S i_2 + R_S (i_2 + i_1) + (L_p(2,1) - L_p(3,1)) \frac{di_1}{dt} + (L_p(2,2) - L_p(3,2)) \frac{di_2}{dt} + (L_p(3,3) - L_p(2,3)) \left(\frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} \right) + (L_p(2,4) - L_p(3,4)) \frac{dI_{KD}}{dt} + (L_p(2,5) - L_p(3,5)) \frac{dI_{KQ}}{dt} + P\Omega \{ (K_p(2,1) - K_p(3,1)) i_1 + (K_p(2,2) - K_p(3,2)) i_2 + (K_p(3,3) - K_p(2,3)) (i_1 + i_2) + (K_p(2,4) - K_p(3,4)) I_{KD} + (K_p(2,5) - K_p(3,5)) I_{KQ} \} + (e_2 - e_3)$$

$$U_1 = R_S i_1 + 2R_S i_2 + (L_p(2,1) + L_p(3,3) - L_p(2,3) - L_p(3,1)) \frac{di_1}{dt} + (L_p(2,2) + L_p(3,3) - L_p(2,3) - L_p(3,2)) \frac{di_2}{dt} + (L_p(2,4) - L_p(3,4)) \frac{dI_{KD}}{dt} + (L_p(2,5) - L_p(3,5)) \frac{dI_{KQ}}{dt} + P \Omega ((K_p(2,1) + K_p(3,3) - K_p(2,3) - K_p(3,2)) i_2 + (K_p(2,4) - K_p(3,4)) I_{KD} + (K_p(2,5) - K_p(3,5)) I_{KQ}) + (e_2 - e_3)$$

$$U_2 = V_3 - V_1 = -2R_S i_1 - R_S i_2 + (L_p(3,1) + L_p(1,3) - L_p(1,1) - L_p(3,3)) \frac{di_1}{dt} + (L_p(1,3) + L_p(3,2) - L_p(1,2) - L_p(3,3)) \frac{di_2}{dt} + (L_p(3,4) - L_p(1,4)) \frac{dI_{KD}}{dt} + (L_p(3,5) - L_p(1,5)) \frac{dI_{KQ}}{dt} + P \Omega ((K_p(3,1) + K_p(1,3) - K_p(1,1) - K_p(3,3)) i_1 + (K_p(1,3) + K_p(3,2) - K_p(1,2) - K_p(3,3)) i_2 + (K_p(3,4) - K_p(1,4)) I_{KD} + (K_p(3,5) - K_p(1,5)) I_{KQ}) + (e_3 - e_1)$$

Pour les amortisseurs, il fallait déterminer leurs équations électriques à partir de l'équation (3,8) et remplacer i_3 par $-(i_1 + i_2)$; nous obtenons :

$$0 = R_p(4,4) I_{KD} + (L_p(4,1) - L_p(4,3)) \frac{di_1}{dt} + (L_p(4,2) - L_p(4,3)) \frac{di_2}{dt} + L_p(4,4) \frac{dI_{KD}}{dt} + L_p(4,5) \frac{dI_{KQ}}{dt} + P \Omega ((K_p(4,1) - K_p(4,3)) i_1 + (K_p(4,2) - K_p(4,3)) i_2 + K_p(4,4) I_{KD} + K_p(4,5) I_{KQ})$$

Pour l'amortisseur en quadrature, nous avons :

$$0 = R_p(5,5) I_{KQ} + (L_p(5,1) - L_p(5,3)) \frac{di_1}{dt} + (L_p(5,2) - L_p(5,3)) \frac{di_2}{dt} + L_p(5,4) \frac{dI_{KD}}{dt} + L_p(5,5) \frac{dI_{KQ}}{dt} + P \Omega ((K_p(5,1) - K_p(5,3)) i_1 + (K_p(5,2) - K_p(5,3)) i_2 + K_p(5,4) I_{KD} + K_p(5,5) I_{KQ})$$

Nous remarquons bien que dans le cas où les trois phases statoriques du moteur sont alimentées, la description des grandeurs électriques sur deux des trois phases statoriques est donc suffisante pour décrire le moteur. Les matrices des résistances et des inductances de cette nouvelle équation (3.14) seront de dimension 4×4 et leurs éléments seront définis à partir de ceux de l'équation de base (3,8) qui sont de dimension 5×5 .

L'équation matricielle résultante est donc :

$$[V_{pc}] = ([R_{pc}] + P \Omega [K_{pc}]) * [I_{pc}] + [L_{pc}] * \frac{d}{dt} [I_{pc}] + [E_{pc}] \quad (3.14)$$

avec

$$[V_{pc}]^t = [U_1, U_2, 0, 0] \quad ; \quad [I_{pc}]^t = [i_1, i_2, I_{KD}, I_{KQ}]$$

et

$$[E_{pc}]^t = [e_2 - e_3, e_3 - e_1, 0, 0]$$

$[R_{pc}]$ et $[L_{pc}]$ représentent respectivement des matrices résistances et inductances d'expressions :

$$[R_{pc}] = \begin{bmatrix} R_S & 2R_S & 0 & 0 \\ -2R_S & -R_S & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_p(4,4) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_p(5,5) \end{bmatrix}$$

$$[L_{pc}] = \begin{bmatrix} L_p(2,1)+L_p(3,3)-L_p(2,3)-L_p(3,1) & L_p(2,2)+L_p(3,3)-L_p(2,3)-L_p(3,2) & L_p(2,4)-L_p(3,4) & L_p(2,5)-L_p(3,5) \\ L_p(3,1)+L_p(1,3)-L_p(1,1)-L_p(3,3) & L_p(1,3)+L_p(3,2)-L_p(1,2)-L_p(3,3) & L_p(3,4)-L_p(1,4) & L_p(3,5)-L_p(1,5) \\ L_p(4,1)-L_p(4,3) & L_p(4,2)-L_p(4,3) & L_p(4,4) & L_p(4,5) \\ L_p(5,1)-L_p(5,3) & L_p(5,2)-L_p(5,3) & L_p(5,4) & L_p(5,5) \end{bmatrix}$$

Les termes de $[K_{pc}]$ s'expriment en fonction des termes de $[K_p]$ exactement avec les mêmes indices qui expriment les termes de $[L_{pc}]$ en fonction des termes de $[L_p]$.

5 - EQUATIONS POUR FONCTIONNEMENT AVEC UNE OU TROIS PHASES STATORIQUES NON ALIMENTEES

5.1. COUPLAGE EN TRIANGLE DU STATOR

Si l'une des trois bornes du stator est reliée à des semi-conducteurs non passants, une seule phase est alimentée ; des trois premières lignes décrivant le stator dans l'équation (3.8) une seule subsiste et les colonnes des matrices $[R_p]$, $[L_p]$ et $[K_p]$ correspondant aux deux courants i nuls disparaissent aussi. La figure 3.3 représente un couplage en triangle de l'enroulement statorique.

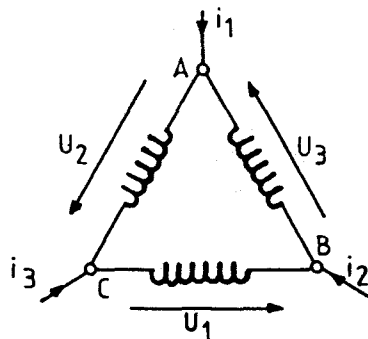


Figure 3.3 Couplage en triangle de l'enroulement statorique

Si deux ou trois bornes du stator sont reliées à des semi-conducteurs non passants, aucune phase statorique n'est alimentée. Seules subsistent dans l'équation (3.8) les lignes et les colonnes décrivant l'état des amortisseurs.

5.2. COUPLAGE EN ETOILE DU STATOR

Pour un couplage en étoile de l'enroulement statorique, la borne reliée à des semi-conducteurs non passants aura un courant nul. Etant donné que l'intervalle de conduction de chaque transistor de puissance est 120° électriques, il y a toujours une phase parmi les trois qui est reliée à des semi-conducteurs non passants lorsque l'on est en dehors de l'intervalle de commutation.

5.2.1. Equations pour le cas de la phase statorique C non alimentée

a) Nouvelles matrices

Si la borne C est reliée à des semi-conducteurs non passants nous aurons :

$$i_3 = 0 \quad ; \quad i_1 = -i_2 \quad \text{et} \quad \frac{di_1}{dt} = -\frac{di_2}{dt}$$

$U_3 = V_1 - V_2$ est la seule tension connue appliquée au stator et elle sera la seule qui subsiste parmi les trois tensions composées afin de décrire l'état du stator dans l'équation de base (3.8).

$$U_3 = V_1 - V_2 = R_S i_1 - R_S i_2 + (L_p(1,1) - L_p(1,2)) \frac{di_1}{dt} + (L_p(1,2) - L_p(2,2)) \frac{di_2}{dt} + (L_p(1,3) - L_p(2,3)) \frac{di_3}{dt} \\ + (L_p(1,4) - L_p(2,4)) \frac{dI_{KD}}{dt} + (L_p(1,5) - L_p(2,5)) \frac{dI_{KQ}}{dt} + P\Omega \{ (K_p(1,1) - K_p(1,2)) i_1 + (K_p(1,2) - K_p(2,2)) i_2 + (K_p(1,3) - K_p(2,3)) i_3 + (K_p(1,4) - K_p(2,4)) I_{KD} + (K_p(1,5) - K_p(2,5)) I_{KQ} \} + (e_1 - e_2).$$

Or, $i_3 = 0$ et $i_2 = -i_1$; d'où

$$U_3 = 2R_S i_1 + (L_p(1,1) + L_p(2,2) - 2L_p(1,2)) \frac{di_1}{dt} + (L_p(1,4) - L_p(2,4)) \frac{dI_{KD}}{dt} + (L_p(1,5) - L_p(2,5)) \frac{dI_{KQ}}{dt} + P\Omega \{ (K_p(1,1) + K_p(2,2) - 2K_p(1,2)) i_1 + (K_p(1,4) - K_p(2,4)) I_{KD} + (K_p(1,5) - K_p(2,5)) I_{KQ} \} + (e_1 - e_2).$$

les équations des amortisseurs sont :

$$0 = R_p(4,4) I_{KD} + (L_p(4,1) - L_p(4,2)) \frac{di_1}{dt} + L_p(4,4) \frac{dI_{KD}}{dt} + L_p(4,5) \frac{dI_{KQ}}{dt} + P\Omega \{ (K_p(4,1) - K_p(4,2)) i_1 + K_p(4,4) I_{KD} + K_p(4,5) I_{KQ} \}$$

$$0 = R_p(5,5) I_{KQ} + (L_p(5,1) - L_p(5,2)) \frac{di_1}{dt} + L_p(5,4) \frac{dI_{KD}}{dt} + L_p(5,5) \frac{dI_{KQ}}{dt} + P\Omega \{ K_p(5,1) - K_p(5,2)) i_1 + K_p(5,4) I_{KD} + K_p(5,5) I_{KQ} \}$$

L'équation matricielle résultante est :

$$[V_{p3}] = ([R_{p3}] + P\Omega [K_{p3}]) * [I_{p3}] + [L_{p3}] * \frac{d}{dt} [I_{p3}] + [E_{p3}] \quad (3.15)$$

avec

$$[V_{p3}]^t = [U_3, 0, 0] \quad ; \quad [I_{p3}]^t = [i_1, I_{KD}, I_{KQ}] \quad \text{et} \quad [E_{p3}]^t = [e_1 - e_2, 0, 0]$$

$[R_{p3}]$ et $[L_{p3}]$ représentent respectivement des matrices résistances et inductances de dimension 3x3, d'expressions :

$$[R_{p3}] = \begin{bmatrix} 2R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_p(4,4) & 0 \\ 0 & 0 & R_p(5,5) \end{bmatrix} \quad ;$$

$$[L_{p3}] = \begin{bmatrix} L_p(1,1)+L_p(1,2)-2L_p(1,2) & L_p(1,4)-L_p(2,4) & L_p(1,5)-L_p(2,5) \\ L_p(4,1)-L_p(4,2) & L_p(4,4) & L_p(4,5) \\ L_p(1,5)-L_p(5,2) & L_p(5,4) & L_p(5,5) \end{bmatrix}$$

$$[K_{p3}] = \begin{bmatrix} K_p(1,1)+K_p(1,2)-2K_p(1,2) & K_p(1,4)-K_p(2,4) & K_p(1,5)-K_p(2,5) \\ K_p(4,1)-K_p(4,2) & K_p(4,4) & K_p(4,5) \\ K_p(1,5)-K_p(5,2) & K_p(5,4) & K_p(5,5) \end{bmatrix}$$

b) Vérification de la validité de l'expression générale du couple

Etant donné que le cas d'une borne de stator reliée à des semi-conducteurs non passants est fréquent il faut vérifier dans ces différents cas si la formule établie (3.13) demeure valable.

Calculons, dans un premier temps, le premier terme de l'expression (3.13) que nous notons Γ_e^c à partir de l'équation (3.15).

$$\Gamma_e^c = \frac{P}{2} [I_{p3}]^t \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} [L_{p3}] \right\} [I_{p3}]$$

Compte tenu de démonstration déjà faite au paragraphe 2.2.4 qui montre le bon choix des changements de variables qui laissent le couple instantané invariant. Nous adaptons, pour les prochaines démonstrations de la vérification de la validité de l'expression générale de couple (3.13), les variables réelles.

$$\Gamma_e^c = \frac{P}{2} [i_1, i_{KD}, i_{KQ}] \begin{bmatrix} K_A + K_B - 2K_{AB} & K_{A,KD} - K_{B,KD} & K_{A,KQ} - K_{B,KQ} \\ K_{A,KD} - K_{B,KD} & 0 & 0 \\ K_{A,KQ} - K_{B,KQ} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_{KD} \\ i_{KQ} \end{bmatrix} =$$

$$\Gamma_e^c = \frac{P}{2} [i_1, i_{KD}, i_{KQ}] \begin{bmatrix} K_A i_1 + K_B i_1 - 2K_{AB} i_1 + K_{A,KD} i_{KD} - K_{B,KD} i_{KD} + K_{A,KQ} i_{KQ} - K_{B,KQ} i_{KQ} \\ K_{A,KD} i_1 - K_{B,KD} i_1 \\ K_{A,KQ} i_1 - K_{B,KQ} i_1 \end{bmatrix}$$

$$\Gamma_e^c = \frac{P}{2} [K_A i_1^2 + K_B i_1^2 - 2K_{AB} i_1^2 + 2K_{A,KD} i_1 i_{KD} - 2K_{B,KD} i_1 i_{KD} + 2K_{A,KQ} i_1 i_{KQ} - 2K_{B,KQ} i_1 i_{KQ}]$$

Nous faisons la comparaison entre la formule obtenue (3.9) et l'expression Γ_e^C en tenant compte des conditions de la phase C qui est reliée à des semi-conducteurs non passants ($i_3=0; i_2=-i_1$) ; nous aurons :

$$C_e = C_e = \Gamma_e^C + \frac{P}{2} (2K_{Af} i_1 i_f - 2K_{Bf} i_1 i_f) = \Gamma_e^C + \frac{P}{2} i_1 (K_{Af} i_f - K_{Bf} i_f)$$

D'après les équations (3.6) et (3.7), cette dernière expression sera :

$$C_e = C_e = \Gamma_e^C + \frac{P}{2} (2 \frac{e_1}{P\Omega} i_1 - 2 \frac{e_2}{P\Omega} i_1) = \Gamma_e^C + \frac{P}{w} (e_1 i_1 - e_2 i_1)$$

Si nous remplaçons Γ_e par sa formule littérale, nous aurons l'expression (3.16)

$$C_e = \frac{P}{2} ([I_{p3}]^T \{ \frac{\partial}{\partial \theta} [L_{p3}] \} [I_{p3}] + \frac{2}{w} (e_1 i_1 - e_2 i_1)) \quad (3.16)$$

Si nous comparons les deux expressions (3.13) et (3.16) nous remarquons bien que cette dernière n'est qu'un cas particulier de la formule établie (3.13). Nous vérifions donc la validité de l'expression générale du couple instantané du moteur synchrone à aimants permanents.

5.2.2. Equations pour le cas de la phase statorique B non alimentée

a) Nouvelles matrices

Si la borne B du stator est reliée à des semi-conducteurs non passants, nous aurons :

$$i_2 = 0, i_1 = -i_3 \text{ et } \frac{di_3}{dt} = - \frac{di_1}{dt}$$

$U_2 = V_3 - V_1$, est la seule tension connue appliquée au stator et elle sera la seule qui subsiste parmi les trois tensions composées afin de décrire l'état du stator dans l'équation de base (3.8).

$$U_2 = V_3 - V_1 = 2R_s i_3 + (L_p(3,3) + L_p(1,1) - 2L_p(1,3)) \frac{di_3}{dt} + (L_p(3,4) - L_p(1,4)) \frac{dI_{KD}}{dt} + (L_p(3,5) - L_p(1,5)) \frac{dI_{KQ}}{dt} + P\Omega ((K_p(3,3) + K_p(1,1) - 2K_p(1,3)) i_3 + (K_p(3,4) - K_p(1,4)) I_{KD} + (K_p(3,5) - K_p(1,5)) I_{KQ}) + e_3 - e_1$$

Les équations des amortisseurs sont :

$$0 = R_p(4,4) I_{KD} + (L_p(4,3) - L_p(4,1)) \frac{di_3}{dt} + L_p(4,4) \frac{dI_{KD}}{dt} + L_p(4,5) \frac{dI_{KQ}}{dt} + P\Omega ((K_p(4,3) - K_p(4,1)) i_3 + K_p(4,4) I_{KD} + K_p(5,4) I_{KQ})$$

$$0 = R_p(5,5)I_{KQ} + (L_p(5,3) - L_p(5,1)) \frac{di_3}{dt} + L_p(5,4) \frac{dI_{KD}}{dt} + L_p(5,5) \frac{dI_{KQ}}{dt} +$$

$$P \Omega ((K_p(5,3) - K_p(5,1))i_3 + K_p(5,4)I_{KD} + K_p(5,5)I_{KQ})$$

L'équation matricielle résultante est :

$$[V_{p2}] = ([R_{p2}] + P \Omega [K_{p2}]) * [I_{p2}] + [L_{p2}] * \frac{d}{dt} [I_{p2}] + [E_{p2}] \quad (3.17)$$

avec

$$[V_{p2}]^t = [U_2, 0, 0] ; [I_{p2}]^t = [i_3, I_{KD}, I_{KQ}] \text{ et } [E_{p2}]^t = [e_3 - e_1, 0, 0]$$

$[R_{p2}]$ et $[L_{p2}]$ représentent respectivement des matrices résistances et inductances de dimension 3x3 d'expressions :

$$[R_{p2}] = \begin{bmatrix} 2R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_p(4,4) & 0 \\ 0 & 0 & R_p(5,5) \end{bmatrix}$$

$$[L_{p2}] = \begin{bmatrix} L_p(1,1) + L_p(3,3) - 2L_p(1,3) & L_p(3,4) - L_p(1,4) & L_p(3,5) - L_p(1,5) \\ L_p(4,3) - L_p(4,1) & L_p(4,4) & L_p(4,5) \\ L_p(5,3) - L_p(5,1) & L_p(5,4) & L_p(5,5) \end{bmatrix}$$

$$[K_{p2}] = \begin{bmatrix} K_p(1,1) + K_p(3,3) - 2K_p(1,3) & K_p(3,4) - K_p(1,4) & K_p(3,5) - K_p(1,5) \\ K_p(4,3) - K_p(4,1) & K_p(4,4) & K_p(4,5) \\ K_p(5,3) - K_p(5,1) & K_p(5,4) & K_p(5,5) \end{bmatrix}$$

b) Vérification de la validité de l'expression générale du couple

Montrons la validité de la formule établie (3.13) dans le cas où nous avons la phase B non alimentée.

Calculons dans un premier temps, l'expression notée Γ_p^B à partir de l'équation (3.17)

$$\Gamma_p^B = \frac{P}{2} [I_{p2}]^t \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} [L_{p2}] \right\} [I_{p2}]$$

$$\Gamma_p^B = \frac{P}{2} [i_3, i_{KD}, i_{KQ}] \begin{bmatrix} K_A + K_C - 2K_{AC} & K_{C,KD} - K_{A,KD} & K_{C,KQ} - K_{A,KQ} \\ K_{C,KD} - K_{A,KD} & 0 & 0 \\ K_{C,KQ} - K_{A,KQ} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_3 \\ i_{KD} \\ i_{KQ} \end{bmatrix} =$$

$$\Gamma e_p^B = \frac{P}{2} [i_3, i_{KD}, i_{KQ}] \begin{bmatrix} K_{A,3} i_3 + K_{C,3} i_3 - 2K_{AC,3} i_3 + K_{C,KD} i_{KD} - K_{A,KD} i_{KD} + K_{C,KQ} i_{KQ} - K_{A,KQ} i_{KQ} \\ K_{C,KD} i_3 - K_{A,KD} i_3 \\ K_{C,KQ} i_3 - K_{A,KQ} i_3 \end{bmatrix}$$

$$\Gamma e_p^B = \frac{P}{2} (K_{A,3} i_3^2 + K_{C,3} i_3^2 - 2K_{AC,3} i_3^2 + 2K_{C,KD} i_3 i_{KD} - 2K_{A,KD} i_3 i_{KD} + 2K_{C,KQ} i_3 i_{KQ} - 2K_{A,KQ} i_3 i_{KQ})$$

Partant des hypothèses de la phase, B est non alimentée ($i_2=0$ et $i_1=-i_3$), nous comparons la formule déjà obtenue (3.9) et Γe_p^B :

$$C_{\phi} = C_e = \Gamma e_p^B + \frac{P}{2} (2K_{Cf} i_f i_3 - 2K_{Af} i_f i_3) = \Gamma e_p^B + \frac{P}{2} i_3 (K_{Cf} i_f - K_{Af} i_f)$$

D'après les équations (3.6) et (3.7), cette dernière expression sera :

$$C_{\phi} = C_e = \Gamma e_p^B + \frac{P}{2} (2 \frac{e_3}{P\Omega} i_3 - 2 \frac{e_1}{P\Omega} i_3) = \Gamma e_p^B + \frac{P}{w} (e_3 i_3 - e_1 i_3)$$

Dans cette dernière expression, nous remplaçons Γe_p^B par sa formule, nous aurons :

$$C_e = \frac{P}{2} ([I_{p2}]^t \{ \frac{\partial}{\partial \theta} [L_{p2}] \} [I_{p2}] + \frac{2}{w} (e_3 i_3 - e_1 i_3)) \quad (3.18)$$

Nous constatons que la formule établie (3.13) demeure exacte même pour le cas particulier où la borne B est reliée à des semi-conducteurs non passants.

5.2.3. Equations pour le cas de la phase statorique A non alimentée

a) Nouvelles matrices

Si la borne A du stator est non alimentée, nous aurons :

$$i_1 = 0, i_2 = -i_3 \text{ et } \frac{di_2}{dt} = - \frac{di_3}{dt}$$

La tension $U_1 = V_2 - V_3$ est la seule appliquée au stator et elle donnera de nouveau la première ligne de la nouvelle équation de base (3.19).

$$U_1 = V_2 - V_3 = 2R_S i_2 + (L_p(2,2) + L_p(3,3) - 2L_p(2,3)) \frac{di_2}{dt} + (L_p(2,4) - L_p(3,4)) \frac{dI_{KD}}{dt} + (L_p(2,5) - L_p(3,5)) \frac{dI_{KQ}}{dt} + P\Omega((K_p(2,2) - K_p(3,3) - 2K_p(2,3))i_2 + (K_p(2,4) - K_p(3,4))I_{KD} + (K_p(2,5) - K_p(3,5))I_{KQ}) + e_2 - e_3$$

Les équations des amortisseurs sont :

$$0 = R_p(4,4)I_{KD} + (L_p(4,2) - L_p(4,3)) \frac{di_2}{dt} + L_p(4,4) \frac{dI_{KD}}{dt} + L_p(4,5) \frac{dI_{KQ}}{dt} + P\Omega * ((K_p(4,2) - K_p(4,3))i_2 + K_p(4,4)I_{KD} + K_p(4,5)I_{KQ})$$

$$0 = R_p(5,5)I_{KQ} + (L_p(5,2) - L_p(5,3)) \frac{di_2}{dt} + L_p(5,4) \frac{dI_{KD}}{dt} + L_p(5,5) \frac{dI_{KQ}}{dt} + P\Omega * ((K_p(5,2) - K_p(5,3))i_2 + K_p(5,4)I_{KD} + K_p(5,5)I_{KQ})$$

L'équation matricielle résultante est :

$$[v_{p1}] = ([R_{p1}] + P\Omega [K_{p1}]) * [I_{p1}] + [L_{p1}] * \frac{d}{dt} [I_{p1}] + [E_{p1}] \quad (3.19)$$

avec

$$[v_{p1}]^t = [U_1, 0, 0] ; [I_{p1}]^t = [i_2, I_{KD}, I_{KQ}] \text{ et } [E_{p1}]^t = [e_2, -e_3, 0, 0]$$

$[R_{p1}]$ et $[L_{p1}]$ représentent respectivement des matrices résistances et inductances de dimension 3x3, d'expressions :

$$[R_{p1}] = \begin{bmatrix} 2R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_p(4,4) & 0 \\ 0 & 0 & R_p(5,5) \end{bmatrix} ;$$

$$[L_{p1}] = \begin{bmatrix} L_p(2,2) + L_p(3,3) - 2L_p(2,3) & L_p(2,4) - L_p(3,4) & L_p(2,5) - L_p(3,5) \\ L_p(4,2) - L_p(4,3) & L_p(4,4) & L_p(4,5) \\ L_p(5,2) - L_p(5,3) & L_p(5,4) & L_p(5,5) \end{bmatrix}$$

$$[K_{p1}] = \begin{bmatrix} K_p(2,2) + K_p(3,3) - 2K_p(2,3) & K_p(2,4) - K_p(3,4) & K_p(2,5) - K_p(3,5) \\ K_p(4,2) - K_p(4,3) & K_p(4,4) & K_p(4,5) \\ K_p(5,2) - K_p(5,3) & K_p(5,4) & K_p(5,5) \end{bmatrix}$$

b) Vérification de la validité de l'expression générale du couple

Vérifions que dans le cas où la phase A est reliée à des semi-conducteurs non passants la formule établie (3.13) demeure exacte.

Calculons, dans un premier temps, le premier terme de l'expression (3.13), que nous notons Γ_e^A à partir de l'équation (3.19)

$$\Gamma_e^A = \frac{P}{2} [I_{p1}]^t \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} [L_{p1}] \right\} [I_{p1}]$$

$$\Gamma_e^A = \frac{P}{2} [i_2, i_{KD}, i_{KQ}] \begin{bmatrix} K_B + K_C - 2K_{BC} & K_{B,KD} - K_{C,KD} & K_{B,KQ} - K_{C,KQ} \\ K_{B,KD} - K_{C,KD} & 0 & 0 \\ K_{B,KQ} - K_{C,KQ} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_2 \\ i_{KD} \\ i_{KQ} \end{bmatrix} =$$

$$\Gamma_e^A = \frac{P}{2} [i_2, i_{KD}, i_{KQ}] \begin{bmatrix} K_B i_2^2 + K_C i_2^2 - 2K_{BC} i_2^2 + K_{B,KD} i_{KD}^2 - K_{C,KD} i_{KD}^2 + K_{B,KQ} i_{KQ}^2 - K_{C,KQ} i_{KQ}^2 \\ K_{B,KD} i_2^2 - K_{C,KD} i_2^2 \\ K_{B,KQ} i_2^2 - K_{C,KQ} i_2^2 \end{bmatrix}$$

$$\Gamma_e^A = \frac{P}{2} [K_B i_2^2 + K_C i_2^2 - 2K_{BC} i_2^2 + 2K_{B,KD} i_2 i_{KD} - 2K_{C,KD} i_2 i_{KD} + 2K_{B,KQ} i_2 i_{KQ} - 2K_{C,KQ} i_2 i_{KQ}]$$

Nous faisons la comparaison entre l'expression Γ_e^A et la formule obtenue (3.9) en tenant compte des hypothèses de la phase A non alimentée ($i_1=0$; $i_3=-i_2$), nous aurons :

$$C_e = C_e = \Gamma_e^A + \frac{P}{2} (2K_{Bf} i_2 i_f - 2K_{Cf} i_2 i_f) = \Gamma_e^A + \frac{P}{2} i_2 (2K_{Bf} i_f - K_{Cf} i_f)$$

D'après l'équation (3.6) et (3.7), cette dernière expression sera :

$$C_e = C_e = \Gamma_e^A + \frac{P}{2} (2 \frac{e_2}{P\Omega} i_2 - 2 \frac{e_3}{P\Omega} i_2) = \Gamma_e^A + \frac{P}{w} (e_2 i_2 - e_3 i_2)$$

Si nous remplaçons Γ_e^A par sa formule littérale, nous aurons l'expression (3.20)

$$C_e = \frac{P}{2} ([I_{p1}]^t \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} [L_{p1}] \right\} [I_{p1}] + \frac{2}{w} (e_2 i_2 - e_3 i_2)) \quad (3.20)$$

Nous tirons donc une conclusion finale que l'expression établie (3.13) du couple électromagnétique instantané d'un moteur synchrone à aimants permanents restera valable dans les différents cas de l'alimentation de l'enroulement statorique.

6 - RESOLUTION GENERALE

Partant de l'équation différentielle de base (3.8) qui est équivalente à :

$$[V_p] = [R_p] [I_p] + [L_p] \frac{d}{dt} [I_p] + P\Omega [K_p] [I_p] + [E_p] \quad (3.21)$$

La résolution par une méthode d'intégration implicite est :

$$\begin{aligned}
 [V_p]_{n+1} &= [R_p] [I_p]_{n+1} + [L_p]_{n+1} \cdot \frac{d}{dt} [I_p]_{n+1} + p\Omega [K_p]_{n+1} [I_p]_{n+1} + [E_p]_{n+1} \\
 [V_p]_{n+1} - [E_p]_{n+1} &= ([R_p] + p\Omega [K_p]_{n+1}) [I_p]_{n+1} + \frac{[L_p]_{n+1}}{dt} ([I_p]_{n+1} - [I_p]_n) \\
 [V_p]_{n+1} - [E_p]_{n+1} + \frac{1}{dt} [L_p]_{n+1} [I_p]_n &= ([R_p] + p\Omega [K_p]_{n+1} + \frac{1}{dt} [L_p]_{n+1}) [I_p]_{n+1}
 \end{aligned}$$

$$[I_p]_{n+1} = ([R_p] + p\Omega [K_p]_{n+1} + \frac{1}{dt} [L_p]_{n+1})^{-1} ([V_p]_{n+1} - [E_p]_{n+1} + \frac{1}{dt} [L_p]_{n+1} [I_p]_n) \quad (3.22)$$

Les solutions des équations (3.14), (3.15), (3.17) et (3.19) s'obtiennent à partir de la même formule (3.22).

Les indices (n+1) définissent les grandeurs à la fin du (n+1)ième pas.

7 - CONCLUSION

Nous partons des matrices de dimension 6x6 de l'équation de base dans le cas d'une machine synchrone à inducteur bobiné.

Une ligne et une colonne de moins pour l'inducteur en aimants permanents remplacées par une matrice en plus.

L'élimination de potentiel du neutre a deux avantages :

- On aurait besoin en début de pas, d'après l'expression (3.22) de la résolution générale, de la valeur du potentiel du neutre en V_N en fin de pas, on serait donc obligé d'approximer la valeur de V_N en fin de pas étudié et qui est bien entendue inconnue, à celle, comme elle, en début de pas.

- On élimine une ligne et une colonne des matrices résistances et inductances.

Les cas fréquents de fonctionnement avec une phase coupée ont montré la nécessité d'employer des systèmes matriciels différents.

CHAPITRE 4

SIMULATION DE L'ONDULEUR

1 - INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous nous proposons de définir avec le moins d'approximations possibles, la modélisation de l'ensemble onduleur-moteur synchrone à aimants permanents. Ceci sera fait en étudiant les tensions et courants nécessaires à l'entrée de l'onduleur dans différents cas de fonctionnement. Nous limitons l'étude à un seul angle de conduction des transistors de l'onduleur et à un fonctionnement avec angle de décalage interne optimum.

Le problème essentiel posé par la simulation de l'onduleur est la détermination la plus exacte possible des instants de commutation dépendant soit de la position, soit de l'évolution des grandeurs électriques ; ces grandeurs n'étant connues qu'en fin de pas, il y a une procédure d'interpolation et de validation du pas à établir.

Les approximations adoptées pour la simulation de l'onduleur sont :

- les chutes de tension dans les semi-conducteurs sont négligées ;
- la tension d'alimentation U_0 de l'onduleur est sans ondulation grâce à un filtrage dans la maille continue.

2 - SIMULATION DE L'ONDULEUR

2.1. CONFIGURATION - PRINCIPE DE LA COMMANDE

Le schéma de principe considéré est représenté figure 4.1.

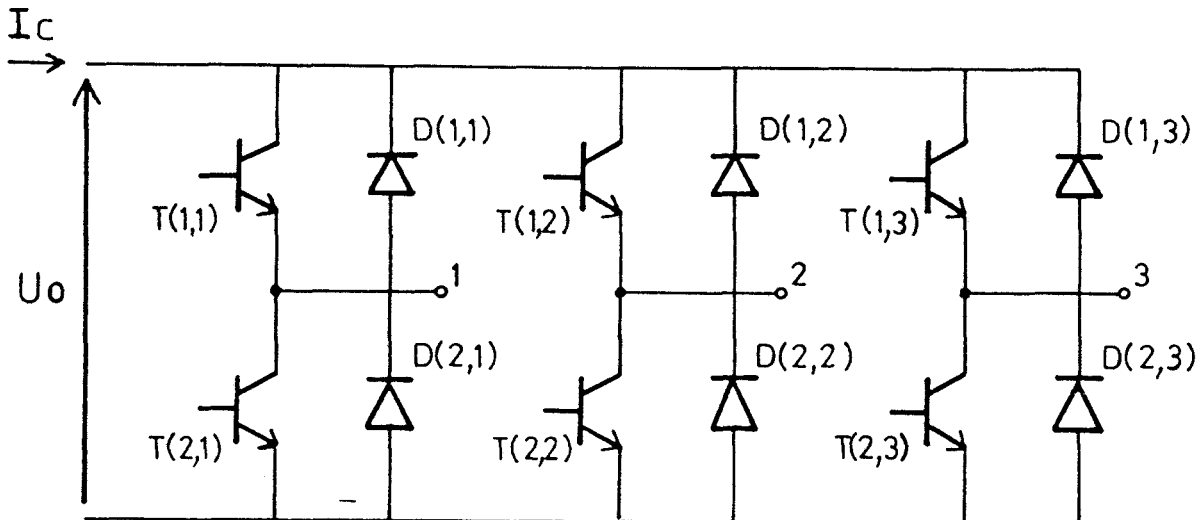


Figure 4.1. Schéma de principe de l'onduleur

Les commandes des bases des transistors sont associées à la position électrique du rotor du moteur. Le diagramme de commande des bases est représenté figure 4.2. Pour que le champ magnétique du stator ne présente aucun décalage par rapport à celui du rotor, la base du transistor $T(1,c)$ est alimentée à partir du moment où le rotor atteint la position électrique $(C(1,c)-60^\circ)$ et jusqu'à ce qu'il arrive en $(C(1,c)+60^\circ)$.

Or le flux créé en face de la phase 1 du stator est en quadrature retard sur le fondamental de la tension qui est appliquée sur cette phase, il est donc maximum lorsque le rotor est dans la position médiane entre $C(1,1)$ et $C(2,1)$.

Les éléments des matrices précédemment présentées sont écrits [28] pour une origine des positions du rotor en face de la phase 1 ; dans cette position le flux créé par cette phase doit être maximum. Donc l'origine des positions est centrée entre C(1,1) et C(2,1) pour un décalage interne nul. Pour avoir un couple moteur il faut que le champ du stator attire les pôles rotoriques derrière lui, donc qu'il y ait anticipation de la commande des bases d'un angle δ qui est le décalage interne.

Finalement : $C(1,1) = 270^\circ$; $C(2,1) = 90^\circ$; $C(3,1) = 30^\circ$
 $C(4,1) = 210^\circ$; $C(5,1) = 150^\circ$; $C(6,1) = 330^\circ$

Le choix de l'angle d'ouverture total de 120° pendant lequel on alimente une base repose sur le fait que, d'une part, il soit tel que l'on ait en permanence deux transistors commandés, et que, d'autre part, il élimine l'harmonique trois.

2.2. ARCHITECTURE GLOBALE DE LA SIMULATION. PROBLEME DE LA VALIDATION DU PAS

Pour calculer l'évolution des courants dans le moteur au cours du (n+1)ième pas, l'équation (3.22) nous montre que l'on a en particulier besoin de connaître les potentiels appliqués aux bornes A, B, C à la fin de ce pas.

La figure 4.2. nous montre que l'on a six "modes angulaires" possibles, dans lesquels les potentiels de deux des trois bornes du stator sont imposés par le fait que l'on commande les bases de transistors qui y sont connectées.

Simultanément la troisième borne sera à un potentiel dépendant du courant dans le fil de phase correspondant ; nous l'appellerons fil de phase libre.

Au début d'un pas on ne peut donc éviter de faire l'hypothèse que, d'une part, les conditions de mode angulaire seront restées inchangées tout le long du pas et que, d'autre part, le courant dans le fil de phase libre est resté de même "nature" vis à vis de la conduction des diodes, c'est à dire soit positif, soit nul, soit négatif.

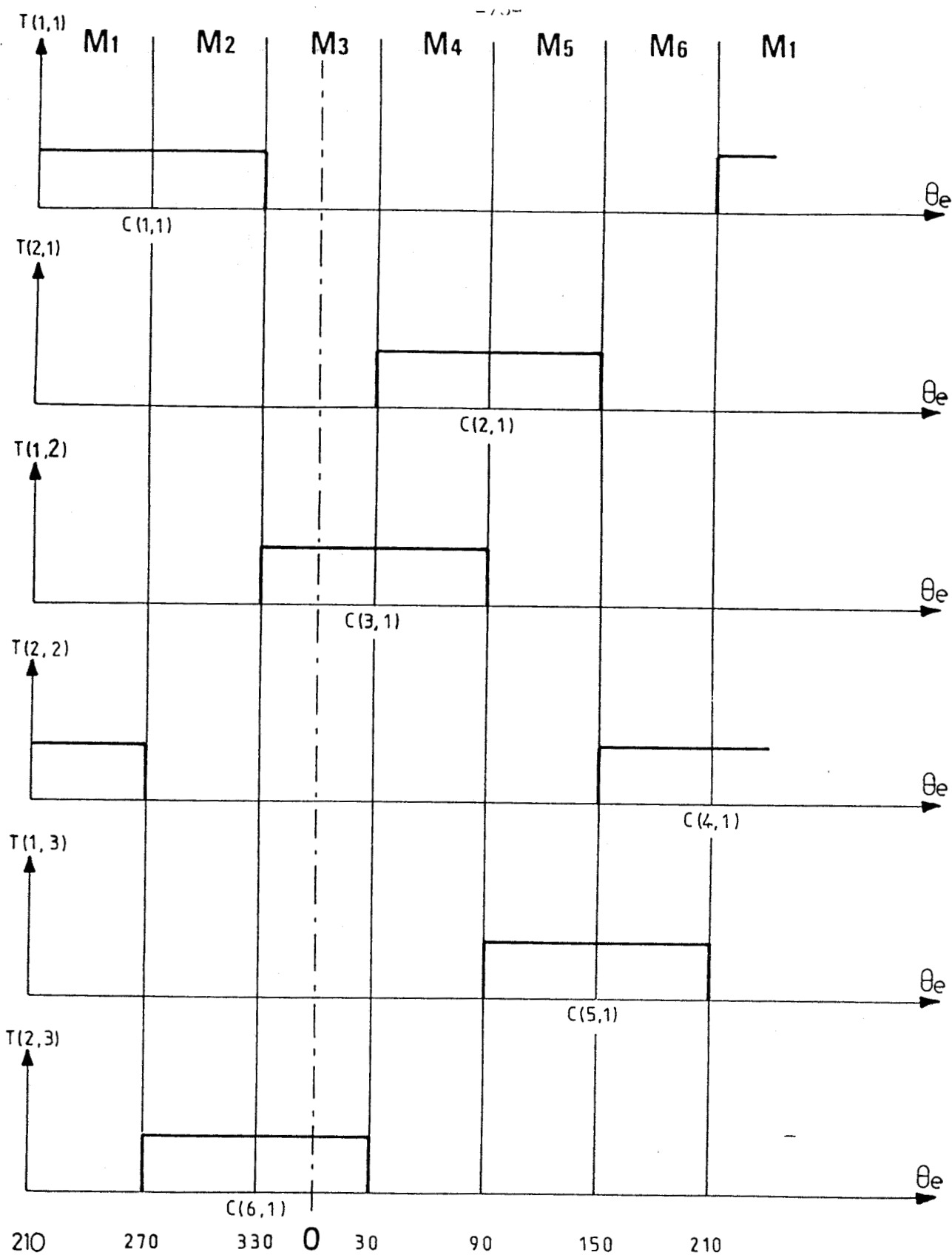


Figure 4.2. Diagramme de commande des transistors

Il faudra donc vérifier à la fin du pas initialement prévu si ces deux conditions sont bien remplies, et si tel n'est pas le cas, interpoler par rapport à la grandeur mise en cause.

La simulation aura donc l'architecture de la figure 4.3.

2.3. VALIDATION DU PAS VIS-A-VIS DE LA POSITION ANGULAIRE

Soit M_1 le mode pour lequel les bases de T(1,1) et de T(2,2) sont alimentées, il se termine théoriquement lorsque le rotor atteint la position $(C(1,1) - \delta)$.

Cependant on pourra admettre une petite erreur angulaire E_a d'une fraction de degré électrique. En notant θ_n la position angulaire du rotor en fin de nième pas ; trois cas peuvent se présenter :

$\theta_n < (C(1,1) - \delta)$; $(C(1,1) - \delta) \leq \theta_n \leq (C(1,1) - \delta + E_a)$
ou enfin $(C(1,1) - \delta + E_a) < \theta_n$.

Dans le premier et le deuxième cas, on pourra valider le pas, dans le troisième il faudra le recommencer, mais plus court : si Dt_0 est le pas antérieurement adopté, une interpolation linéaire est suffisante et le nouveau pas nécessaires est :

$$Dt_1 = Dt_0 * (E - \theta_{n-1}) / (\theta_n - \theta_{n-1}) \quad (4.1)$$

avec : $E = C(1,1) - \delta + E_a/2$ valeur désirée de la position en fin du pas de longueur Dt_1 dans le cas de la transition du mode M_1 au mode M_2 .

On se retrouve donc finalement à l'intérieur de la fourchette d'erreur admise (deuxième cas) et l'on arme un indicateur de changement de mode.

2.4. VALIDATION DU PAS VIS-A-VIS DES GRANDEURS ELECTRIQUES

Dans chaque mode angulaire on a deux transistors dont les bases sont alimentées : les potentiels des deux bornes du stator qui y sont connectées sont alors fixés, et ceci indépendamment du sens du courant, étant donné la présence des diodes en parallèle. La troisième borne du stator est reliée à des transistors non passants et aux diodes associées : la condition d'interpolation va se poser à ce niveau.

Deux cas peuvent se présenter au début du pas :

- a) L'une des diodes conduisait.
- b) Aucun courant ne circulait.

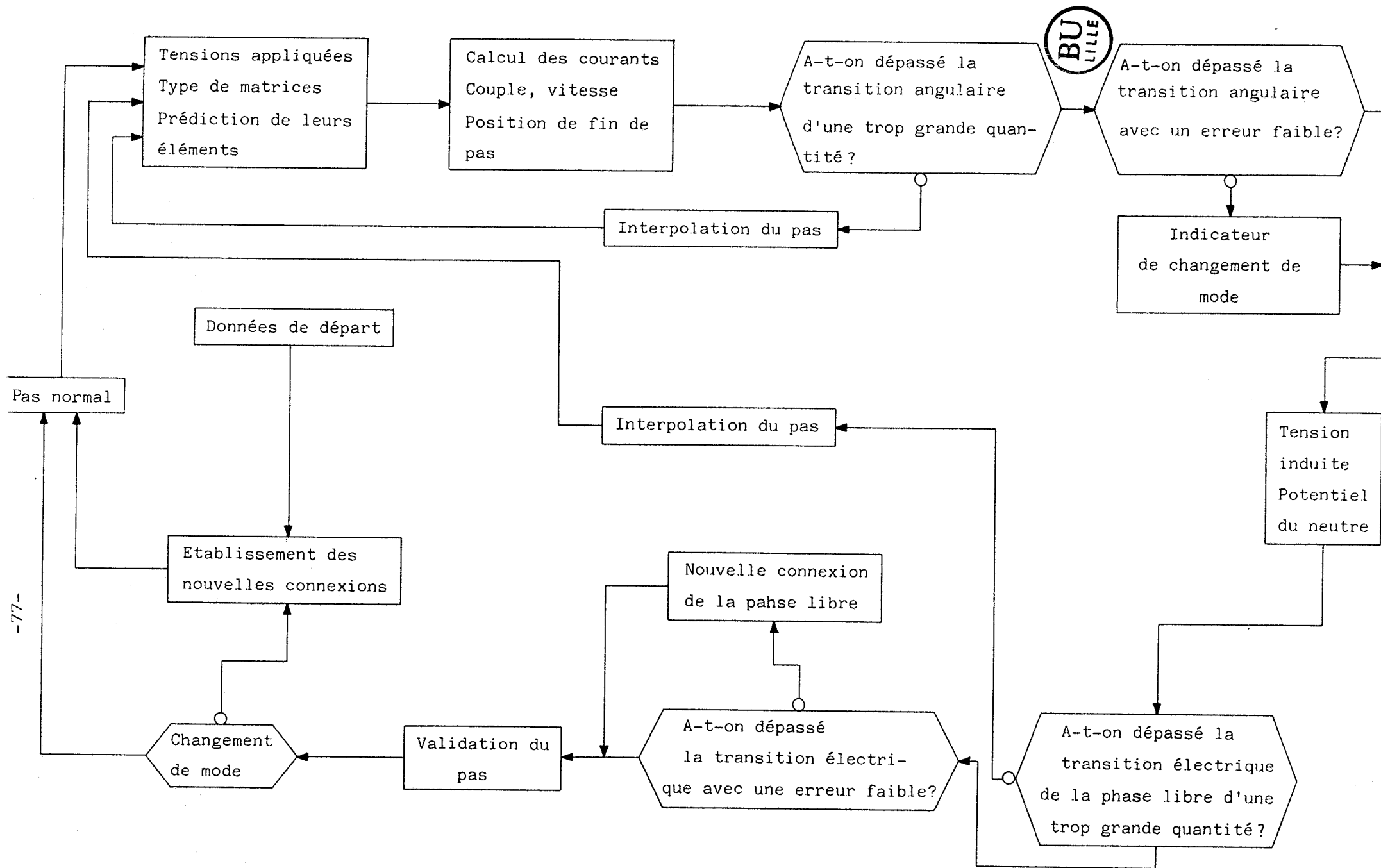


Figure 4.3. Architecture globale de la simulation

Dans le premier cas, le potentiel de cette borne en fin de pas est supposé être le même qu'en début de pas, imposé par la diode conductrice en fonction du sens du courant. Par exemple, dans le mode M_1 , si le courant $I_L(3)$ dans le fil de phase libre C est positif alors $D(2,3)$ est conductrice et $V_C = 0$. Il faut donc tester l'évolution du courant dans ce cas, et si le courant en fin de pas n'a plus le même sens, une interpolation est nécessaire car l'hypothèse initiale sur le potentiel n'est pas vérifiée.

Il faut de nouveau admettre une petite erreur E_i de part et d'autre du zéro de courant. L'organigramme de test est représenté sur la figure 4.4 .

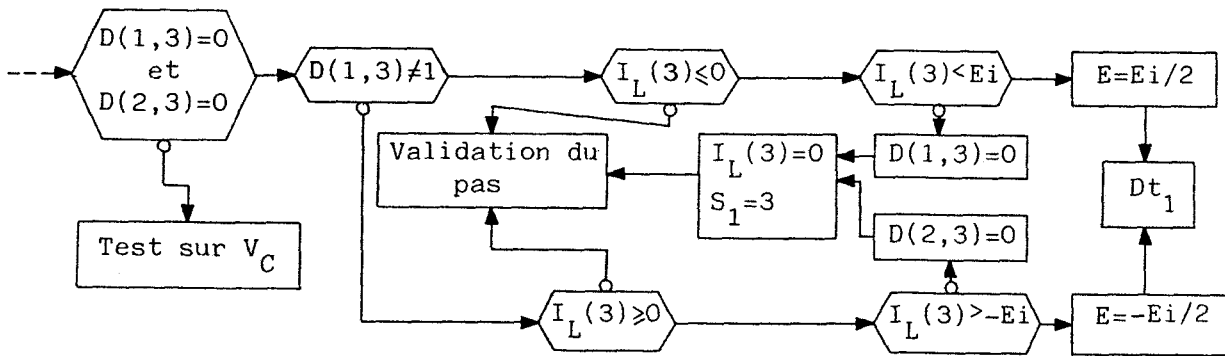


Figure 4.4. Organigramme de test sur le courant dans le fil phase "libre"

L'expression du nouveau pas est la même qu'en (4.1), mais E est la valeur désirée du courant à la fin du pas de longueur Dt_1 . L'inducteur S_1 contient le numéro de fil de phase dans lequel le courant s'est annulé ; il permet de traiter sous forme d'un seul sous-programme le choix de type de résolution matricielle du pas suivant. Si $S_1=0$, les trois bornes du stator sont à des potentiels imposés, les trois courants étant différents de zéro dans les trois fils de phase.

Dans le cas où aucun courant ne circulait au début du pas, les états des diodes étaient à zéro, et le potentiel de la borne correspondante n'était plus une grandeur d'entrée dans le système d'équation du moteur, pour une phase non alimentée. Pour l'exemple envisagé (Mode M_1), c'est le potentiel $V_b(3)$ de la borne C qu'il faut tester pour déterminer si $D(1,3)$ ou $D(2,3)$ est devenue conductrice.

Le calcul de $V_b(3)$ est simple dans le cas d'un couplage triangle (figure 4.5).

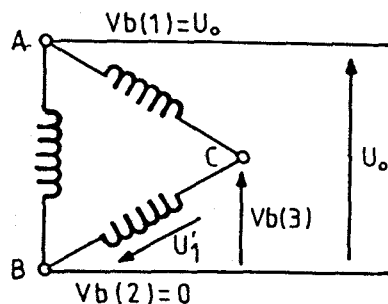


Figure 4.5. Détermination du potentiel de la phase libre pour un couplage statorique en triangle

$$V_b(3) = -U'_1 = \sum_{i=1}^5 L_p(1,i) \frac{d}{dt} I_p(i) + P \Omega * \sum_{i=1}^5 K_p(1,i) * I_p(i) + e_1$$

Dans le cas d'un couplage étoile, ce calcul doit se faire en deux étapes : il faut d'abord déterminer le potentiel du neutre V_N (figure 4.5'), puis ensuite en déduire $V_b(3)$.

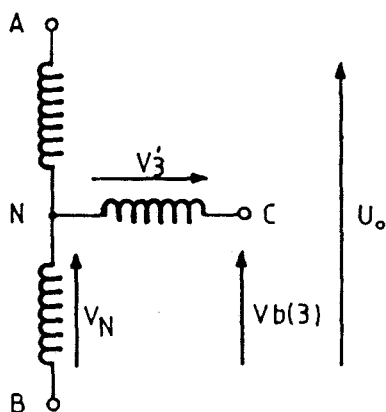


Figure 4.5'. Détermination de potentiel de la phase libre pour un couplage statorique en étoile

$$-V_N = \sum_{i=1}^5 L_p(2,i) \frac{d}{dt} I_p(i) + P \Omega \sum_{i=1}^5 K_p(2,i) * I_p(i) + R_S * I_p(2) + e_2$$

$$V'_3 = \sum_{i=1}^5 L(3,i) \frac{d}{dt} I_p(i) + P \Omega \sum_{i=1}^5 K_p(3,i) * I_p(i) + e_3 = V_b(3) - V_N$$

L'organigramme de test inclut l'erreur E_v admise sur les tensions limites pour que l'une des diodes devienne conductrice (figure 4.6). E est la valeur désirée de la tension à la fin du pas de longueur Dt_1 dont l'expression est celle de (4.1).

Lorsque le pas répond finalement aux conditions de position et de courant ou tension, on le valide en écrivant que la position, le temps, la vitesse et les courants obtenus peuvent effectivement être considérés comme les grandeurs de début du pas suivant.

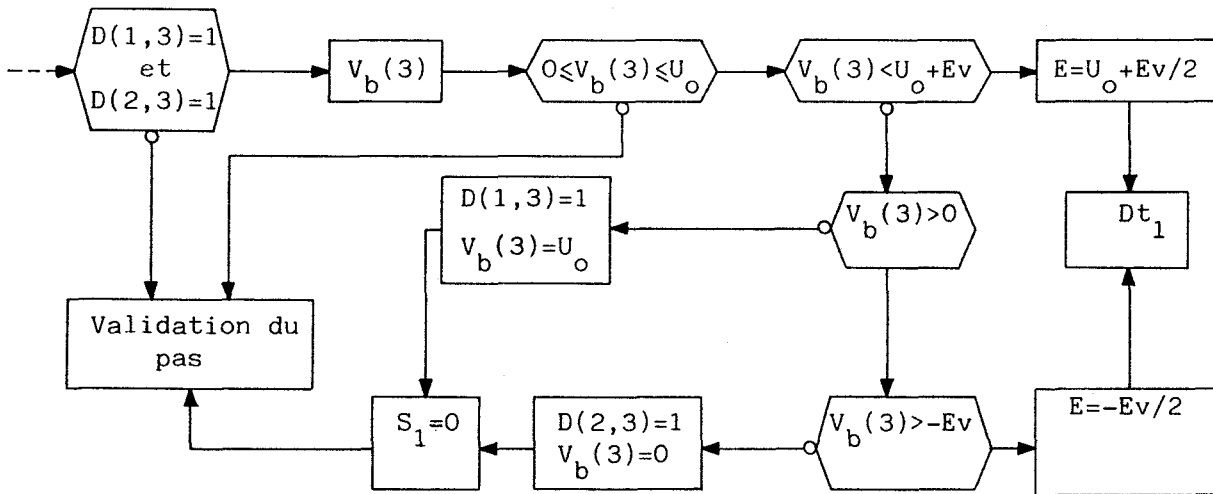


Figure 4.6. Organigramme de test sur le potentiel de la borne de la phase statorique libre

2.5. ETABLISSEMENT DES CONNEXIONS AU DEBUT DU PREMIER PAS D'UN NOUVEAU MODE ANGULAIRE

Les sous-programmes de tests sur le courant où les d.d.p. de la phase libre incluent également dans le cas d'une transition électrique les modifications des états des diodes et l'établissement des tensions et courants juste après cette transition.

Cependant un changement de mode dû à la position remet dans tous les cas le système en cause puisque le fil de phase libre change. Pour un nouveau mode atteint, on fait correspondre un indicateur S_2 contenant le numéro de fil de phase libre, et l'on prépare les états des transistors, diodes et potentiels correspondants, en fonction des courants et tensions induites juste précédemment validés.

Le tableau 4.1. indique la correspondance entre l'indicateur S_2 et le mode angulaire atteint.

Mode angulaire	S2
M_1	3
M_2	2
M_3	1
M_4	3
M_5	2
M_6	1

Tableau 4.1

Il est ainsi possible de remplacer l'indice "3" des organigrammes de tests des figures 4.4. et 4.6 par un indice général S2 et de créer ainsi d'une part un sous-programme de test sur les courants, d'autre part un sous-programme de test sur les tensions, commun à tous les modes angulaires.

L'organigramme commun d'établissement des connexions est représenté sur la figure 4.7 $I_L(S2)$ est le courant dans le fil de phase libre S2.

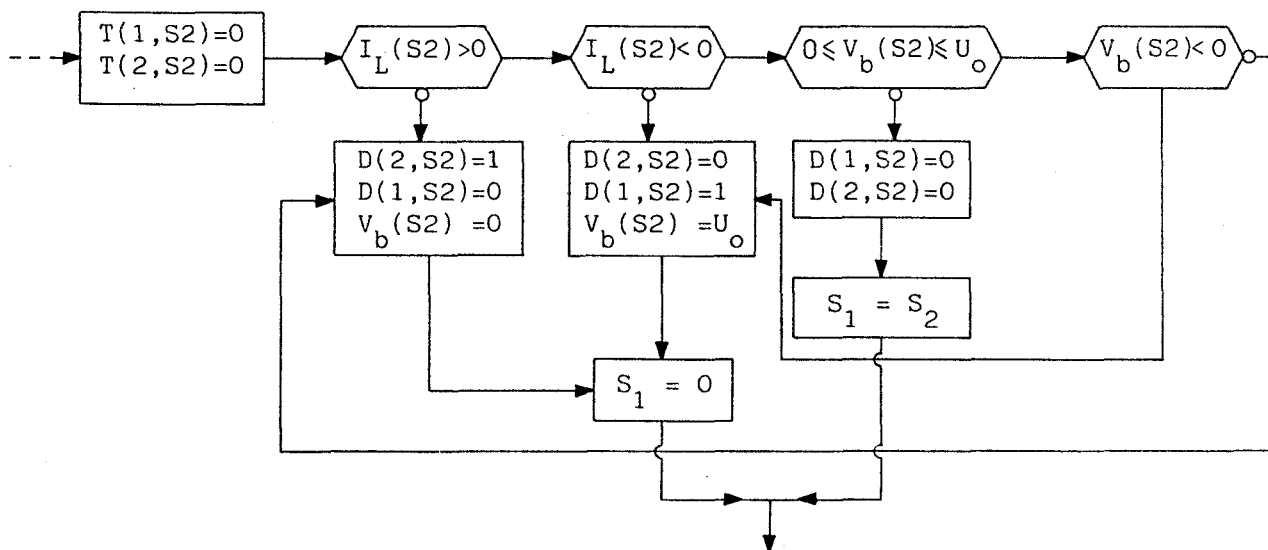


Figure 4.7. Organigramme commun de test sur le courant et la tension de la phase statorique libre pour tous les modes angulaires

3 - RESULTATS

3.1. Recherche de l'angle de décalage optimal

Nous avons défini un rapport énergétique, noté η_f , entre la puissance électromagnétique ($P_e = C_e \cdot \Omega$) et la puissance appelée à la source ($P_a = U_o I_{cmoy}$). Il n'était pas possible de déterminer le vrai rendement η vu qu'il était très difficile d'évaluer le couple correspondant aux pertes mécaniques et électromagnétiques dans la machine synchrone alimentée par un onduleur.

La valeur optimale de cet angle δ_{op} est alors obtenue à partir d'un critère donnant le meilleur rapport énergétique η_f . Donc nous étudions les variations de η_f , en fonction de l'angle de décalage δ , pour différentes valeurs de couple électromagnétique C_e , lorsque la tension d'alimentation de l'onduleur est maintenue constante.

L'ensemble des résultats obtenus à partir de la simulation est groupé dans les tableaux 4.2 a, b, c et d.

$U_o = 50V$	$C_e=2mN$	$C_e=4mN$	$C_e=8mN$	$C_e=14mN$
δ	η_f	η_f	η_f	η_f
10	0,871	0,602	0,096	0
20	0,921	0,716	0,364	0,109
30	0,944	0,791	0,532	0,276
40	0,949	0,821	0,601	0,373
50	0,924	0,811	0,621	0,396
60	0,852	0,789	0,616	0,403
70	0,748	0,738	0,605	0,403

a)

$U_o = 100V$	$Ce=2mN$	$Ce=4mN$	$Ce=8mN$	$Ce=14mN$
δ	η_f	η_f	η_f	η_f
10	0,898	0,642	0,146	0
20	0,944	0,758	0,462	0,258
30	0,972	0,834	0,636	0,446
40	0,974	0,874	0,718	0,547
50	0,943	0,866	0,734	0,585
60	0,874	0,838	0,727	0,588
70	0,784	0,784	0,711	0,585

b)

$U_o = 150V$	$Ce=2mN$	$Ce=4mN$	$Ce=8mN$	$Ce=14mN$
δ	η_f	η_f	η_f	η_f
10	0,914	0,657	0,248	0,057
20	0,956	0,772	0,501	0,346
30	0,981	0,853	0,668	0,527
40	0,986	0,889	0,749	0,626
50	0,954	0,882	0,77	0,657
60	0,898	0,851	0,761	0,655
70	0,794	0,803	0,744	0,652

c)



$U_o = 200V$	$Ce=2mN$	$Ce=4mN$	$Ce=8mN$	$Ce=14mN$
δ	η_f	η_f	η_f	η_f
10	0,919	0,673	0,286	0,126
20	0,962	0,787	0,526	0,379
30	0,987	0,863	0,683	0,562
40	0,99	0,902	0,77	0,655
50	0,963	0,893	0,793	0,682
60	0,899	0,86	0,777	0,683
70	0,798	0,807	0,756	0,682

d)

Tableaux 4.2. Variation de $\eta_f(\delta)$ pour différentes valeurs de Ce et pour :

a) $U_o = 50V$ b) $U_o = 100V$ c) $U_o = 150V$ d) $U_o = 200V$

Ces derniers tableaux ont permis le tracé des courbes $\eta_f = f(\delta)$ des planches 4.1a,b,c et d. Pour ces différentes courbes, nous constatons que, lorsque δ croît, η_f augmente d'abord assez vite jusqu'à une certaine valeur maximale et ensuite commence à diminuer. La décroissance de ces courbes est plus remarquable pour les faibles charges. Pour les forts couples, η_f est maintenu presque constant pour les angles supérieurs à δ_{op} .

Les courbes numérotés 1 , 2 , 3 et 4 correspondent respectivement aux couples électromagnétiques $Ce=2mN$, $Ce=4mN$, $Ce=8mN$, $Ce=14mN$.

Nous regroupons dans le tableau 4.3 les valeurs des angles optimaux en fonction des couples électromagnétiques pour différentes valeurs de tension. La simulation montre l'indépendance de la tension U_o , à l'entrée de l'onduleur, à la détermination de cet angle de décalage optimal δ_{op} . Par contre, l'accroissement de couple électromagnétique entraîne l'augmentation de δ_{op} .

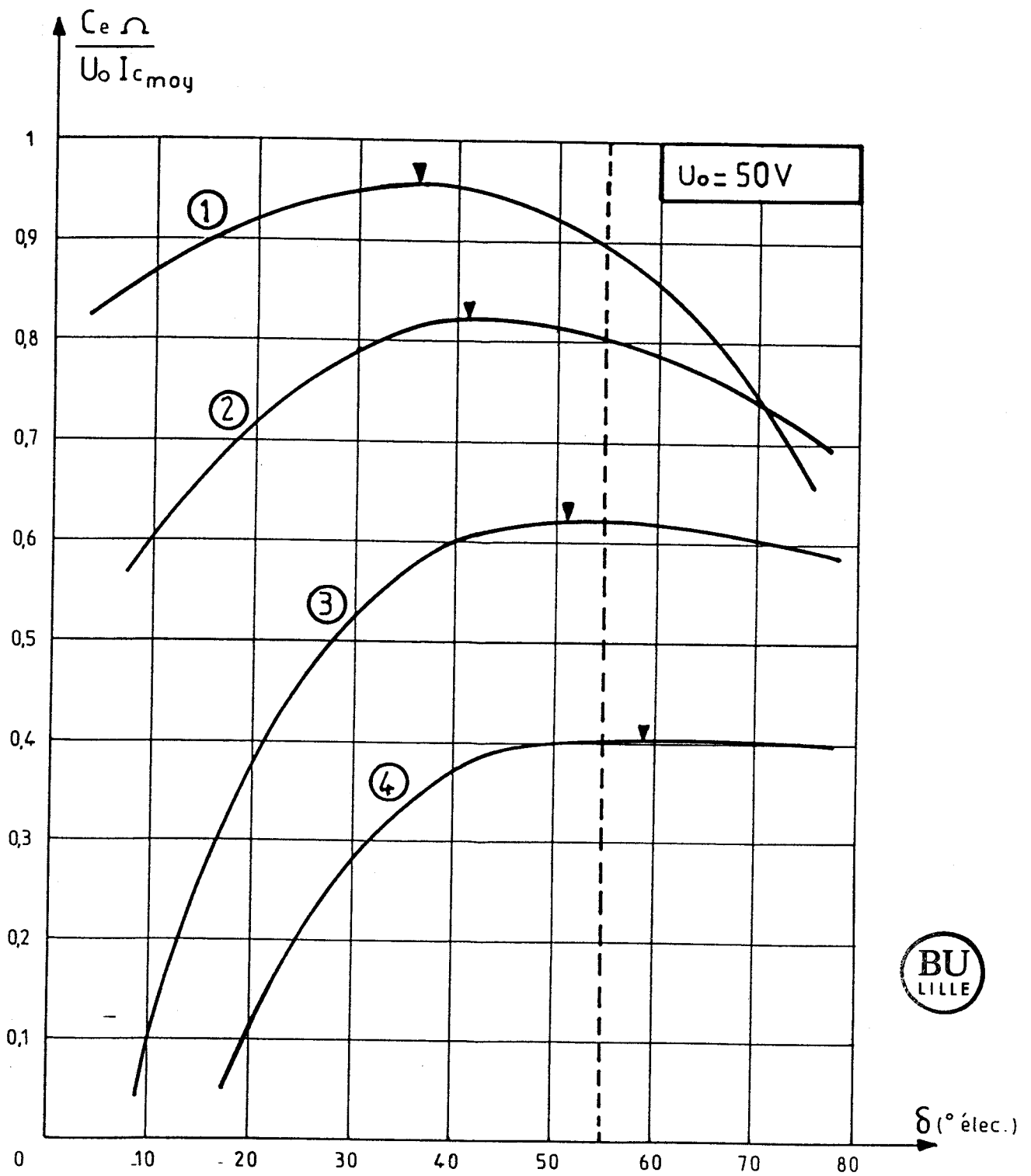


Planche 4.1.a



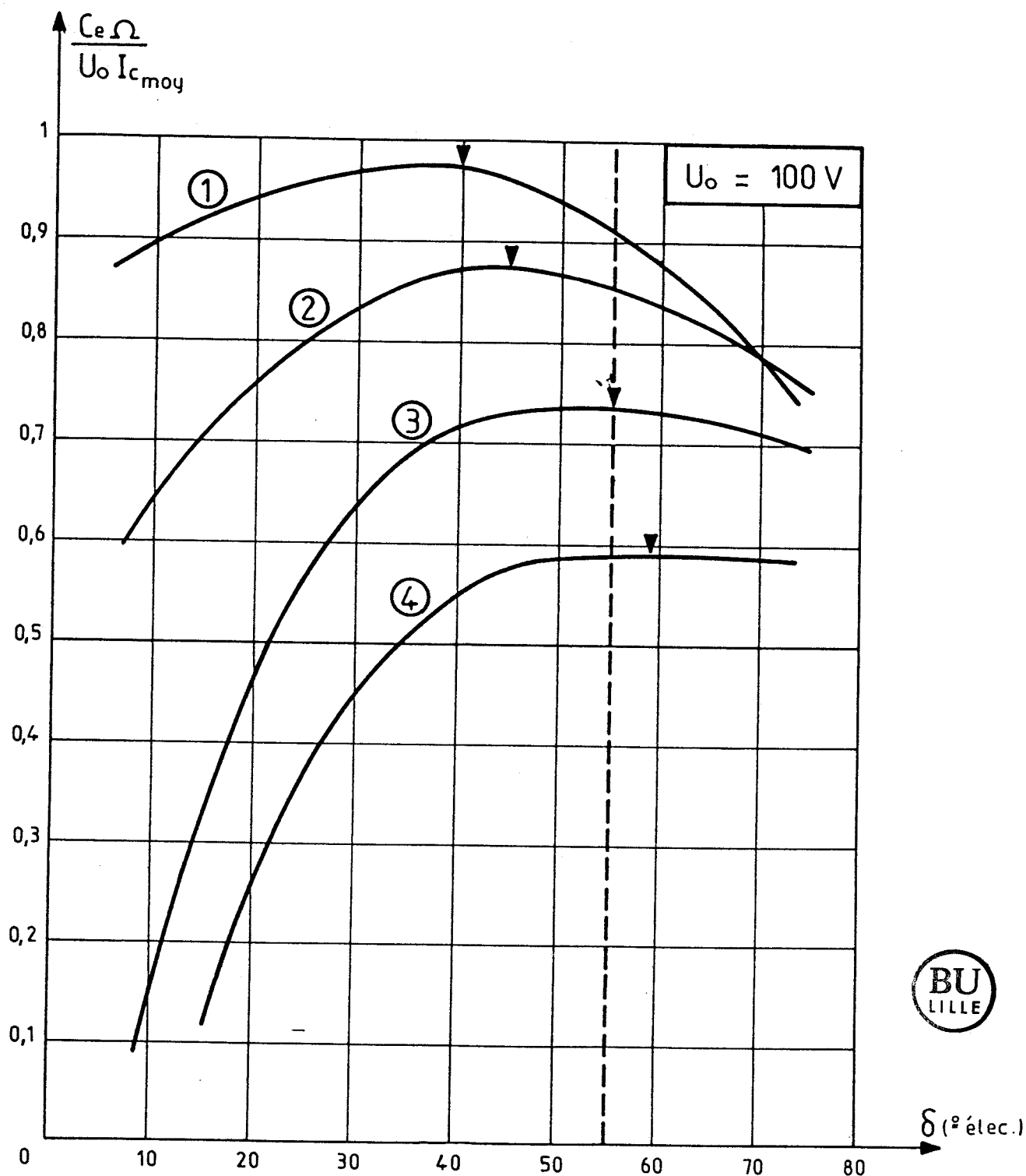


Planche 4.1.b

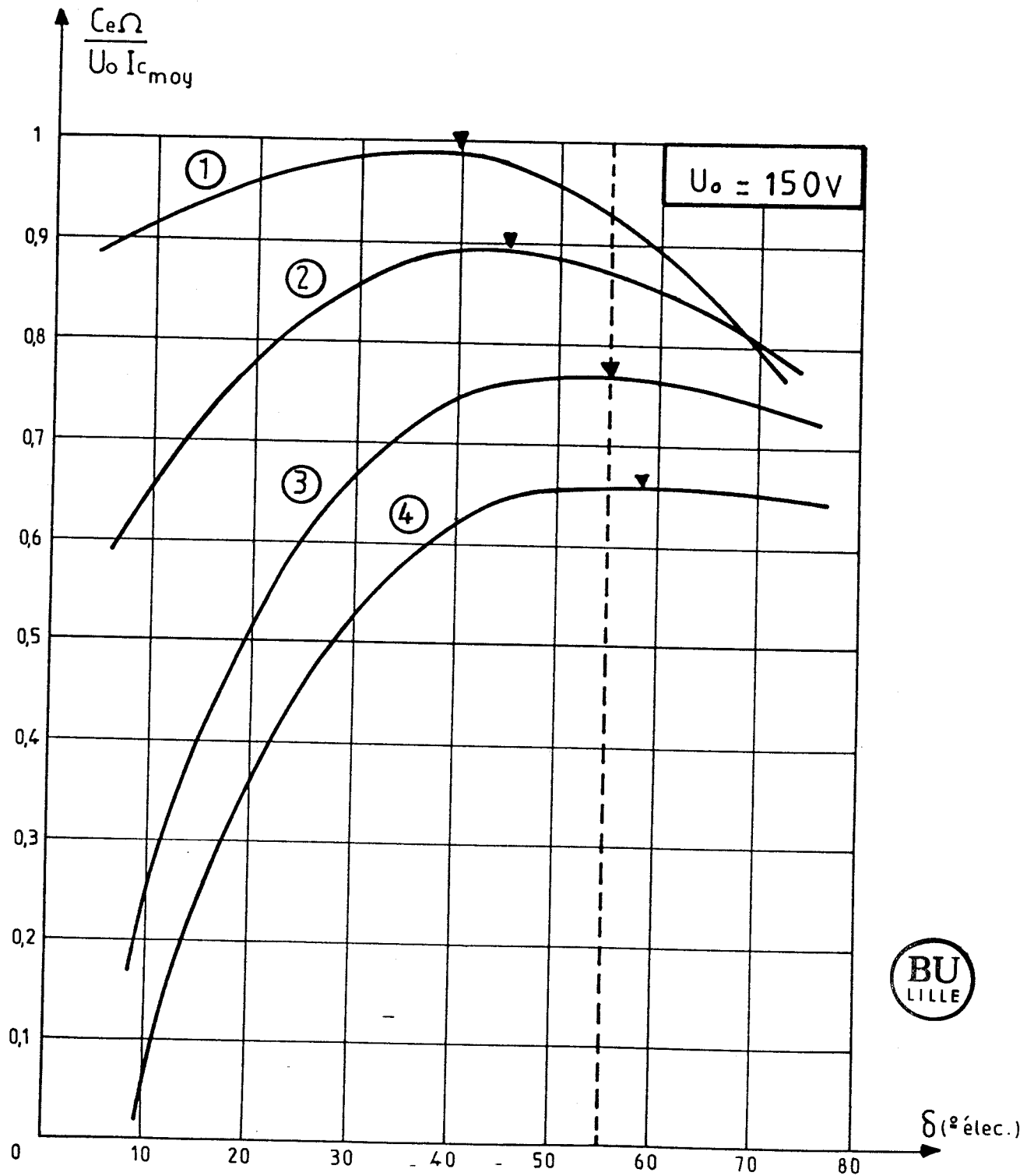


Planche 4.1.c

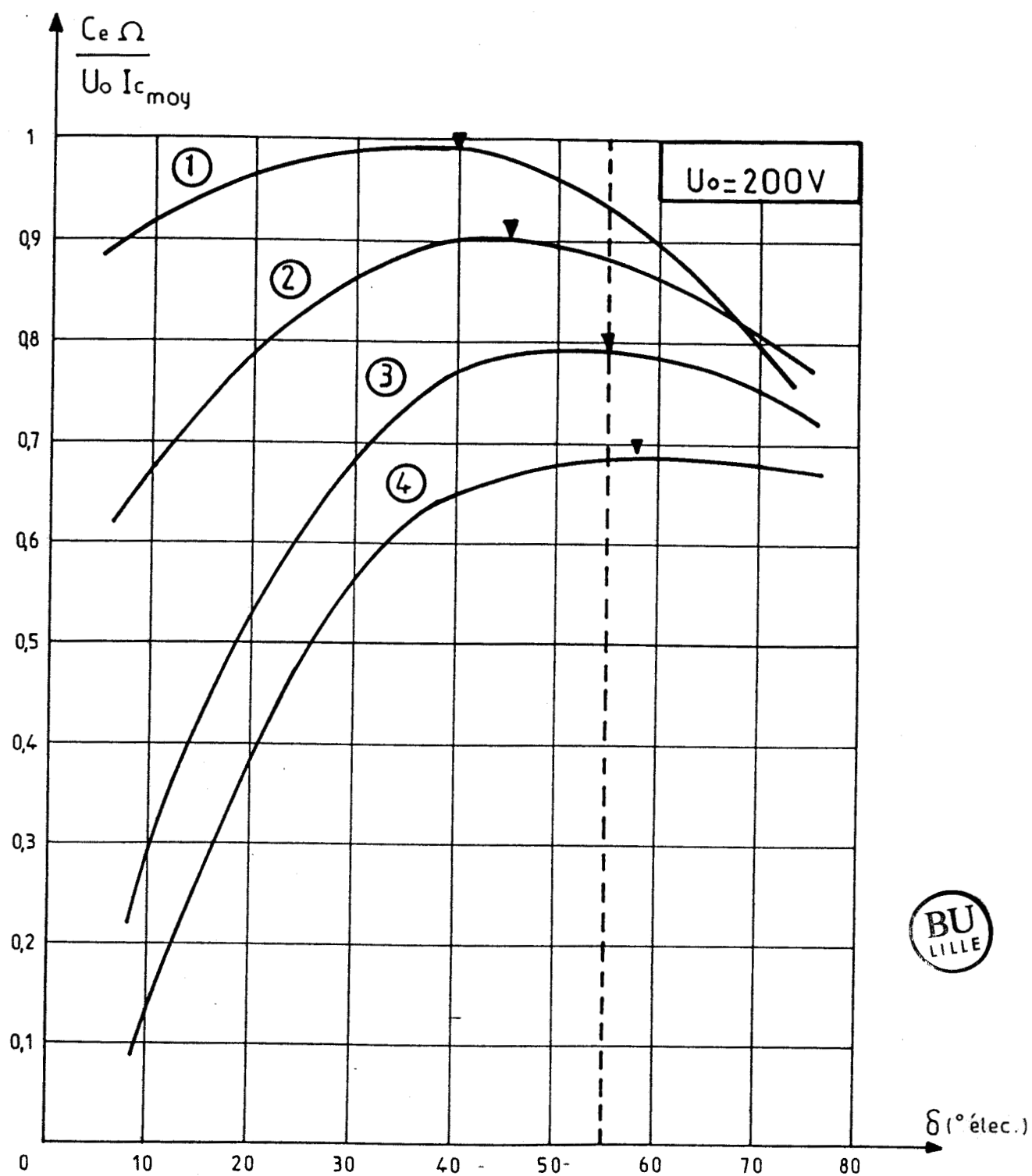


Planche 4.1.d

	$U_{01}=50V$	$U_{02}=100V$	$U_{03}=150V$	$U_{04}=200V$
C	δ_{op}	δ_{op}	δ_{op}	δ_{op}
2	36	40	40	40
4	41	45	45	45
6	46	50	50	50
8	51	55	55	55
10	55	58	58	58
12	58	59	58	58
14	59	59	58	58

Tableau 4.3

L'étude présentée porte sur la sensibilité du montage au réglage de δ . Montrons qu'il est possible de s'affranchir des réglages de l'angle de décalage optimal, chaque fois qu'on change le couple, et d'aboutir cependant à de très bons résultats avec cette commande simplifiée.

Le choix d'une valeur unique fixe δ_0 parmi les angles de décalage optimaux, sur toute la plage de variation de couple électromagnétique, peut-il provoquer des perturbations sensibles sur le reste des paramètres de l'ensemble onduleur-moteur synchrone ?

Au début il est à noter que le choix de l'angle de décalage optimum δ_0 doit garantir des bonnes performances sur tout l'ensemble étudié par la suite, il se situe de côté des angles optimaux correspondant au fort couple. Si on adopte l'inverse de ce choix nous aurons une dégradation très importante du rendement.

A partir des courbes $\eta_f=f(\delta)$ tracées sur les planches 41a, b, c et d, nous fixons une valeur unique de l'angle de décalage optimum δ_0 égal à 55° électriques. Nous constatons que pour les faibles couples, le rapport énergétique η_f , correspondant à l'angle optimum δ_0 , subit une dégradation remarquable, par rapport à sa valeur maximale, de l'ordre de 8%. Cependant, cette détérioration de η_f n'est pas trop gênante vu qu'elle ne peut entraîner que des surintensités peu importantes sur les faibles courants consommés par l'onduleur. Il en résulte que ces nouveaux courants ne produisent pas des effets néfastes sur les transistors de puissance de l'onduleur ainsi que sur le moteur.

Pour les moyens et les grands couples, la chute de η_f est peu importante, elle vaut respectivement 2% et 1%.

Il ressort du choix d'un unique angle de décalage optimum δ_o une simplification appréciable de la commande. Il convient maintenant d'étudier le comportement de ce nouveau système dont la commande est fonction seulement de la tension continue U_o à l'entrée de l'onduleur.

3.2. Influence du couple et de la vitesse demandés sur la tension et le courant à fournir à l'entrée de l'onduleur

Le modèle de la simulation donne toutes les grandeurs physiques relatives à la machine et au convertisseur. L'exploitation de ces données permet d'analyser le comportement du système ainsi défini.

Le tableau 4.4 regroupe l'ensemble des résultats relatifs à l'angle de décalage optimum $\delta_o = 55^\circ$ électriques. Il donne pour différentes valeurs de couple électromagnétique, le courant moyen I_{cmoy} ramené au courant nominal I_N et la vitesse angulaire réduite N/N_n , quand la tension U_o à l'entrée de l'onduleur est maintenue fixe.

	$U_o = 50V$		$U_o = 100V$		$U_o = 150V$		$U_o = 200V$	
C mN	$\frac{I_{cmoy}}{I_N}$	$\frac{N}{N_n}$	$\frac{I_{cmoy}}{I_N}$	$\frac{N}{N_n}$	$\frac{I_{cmoy}}{I_N}$	$\frac{N}{N_n}$	$\frac{I_{cmoy}}{I_N}$	$\frac{N}{N_n}$
2	0,18	0,268	0,2	0,596	0,202	0,925	0,202	1,25
4	0,331	0,221	0,342	0,479	0,34	0,738	0,34	0,996
6	0,481	0,187	0,481	0,419	0,483	0,651	0,481	0,883
8	0,631	0,163	0,623	0,381	0,623	0,599	0,623	0,817
10	0,782	0,139	0,762	0,346	0,762	0,553	0,764	0,76
12	0,932	0,118	0,904	0,316	0,904	0,513	0,902	0,711
14	1,08	0,103	1,04	0,295	1,04	0,487	1,04	0,679

Tableau 4.4

La planche 4.2 montre la relation linéaire qui apparaît effectivement entre le couple électromagnétique fourni par le moteur synchrone et le courant moyen I_{cmoy} débité par la source, ramené au courant nominal I_N , pour toutes les valeurs de tension U_o à l'entrée de l'onduleur. On peut admettre que cette caractéristique est indépendante de U_o surtout pour les fortes valeurs.

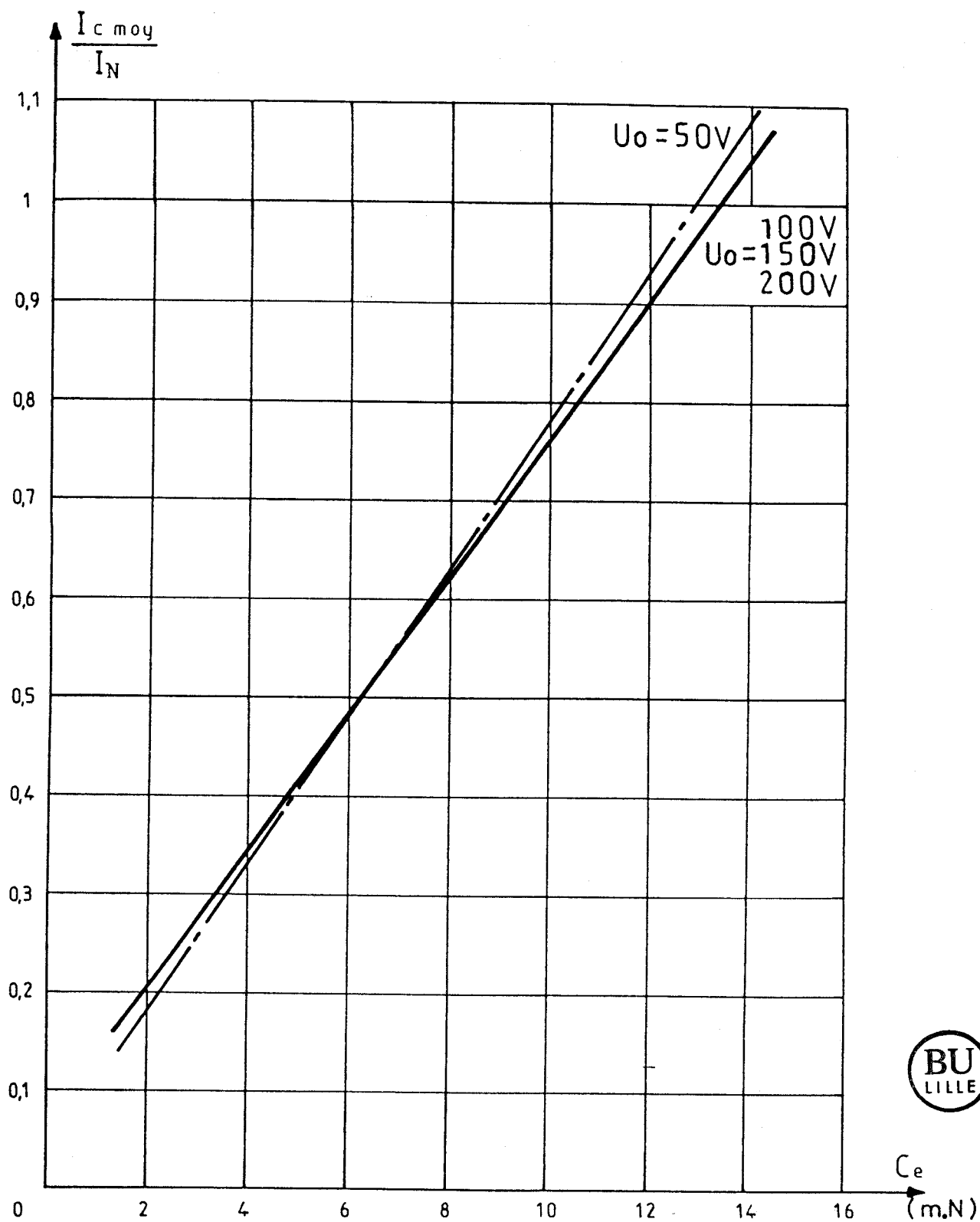


Planche 4_2

La relation de proportionnalité entre la tension U_o nécessaire à l'entrée de l'onduleur et la vitesse angulaire réduite N/N_n du rotor, pour différentes valeurs de couple électromagnétique, est présentée sur la planche 4.3. Nous remarquons que lorsque le couple électromagnétique C_e est important, les chutes internes impliquent une valeur de U_o supérieure ($U_o = K_1 N + (RI + e_B)/K_1$, donc si C_e augmente, le courant le suit et par suite le dernier terme croît).

Sur la planche 4.4. nous traçons, la vitesse angulaire réduite en fonction de couple électromagnétique (caractéristiques mécaniques) lorsque la tension d'alimentation de l'onduleur est maintenue constante. Il s'agit des courbes de moyenne pente, donc de rigidité (rapport de l'accroissement du couple à celui de la vitesse) moyenne ; se déduisant les unes des autres par translation quand U_o varie.

Les caractéristiques obtenues, pour l'ensemble onduleur-moteur synchrone commandé seulement par la tension U_o et dont l'angle de décalage est fixé à sa valeur optimum δ_o , sont similaires à celles du moteur à courant continu à excitation séparée.

4 - CONCLUSION

La simulation numérique proposée est un outil qui, comparé aux autres méthodes possibles, nécessite un nombre restreint d'approximations, introduites en particulier dans les équations du moteur.

L'utilisation des équations réelles du moteur permet d'obtenir des organigrammes bien plus simples que ceux utilisant les changements de référentiel, en particulier dans les cas d'alimentations déséquilibrées, qui sont très fréquents lors d'utilisation de convertisseurs statiques.

La méthode de localisation des événements A POSTERIORI suivie d'interpolation permet simultanément d'utiliser un pas assez long (en compatibilité avec la vitesse de rotation) et d'avoir une très bonne définition des instants de commutation du convertisseur : on allie donc au mieux précision et vitesse de calcul.

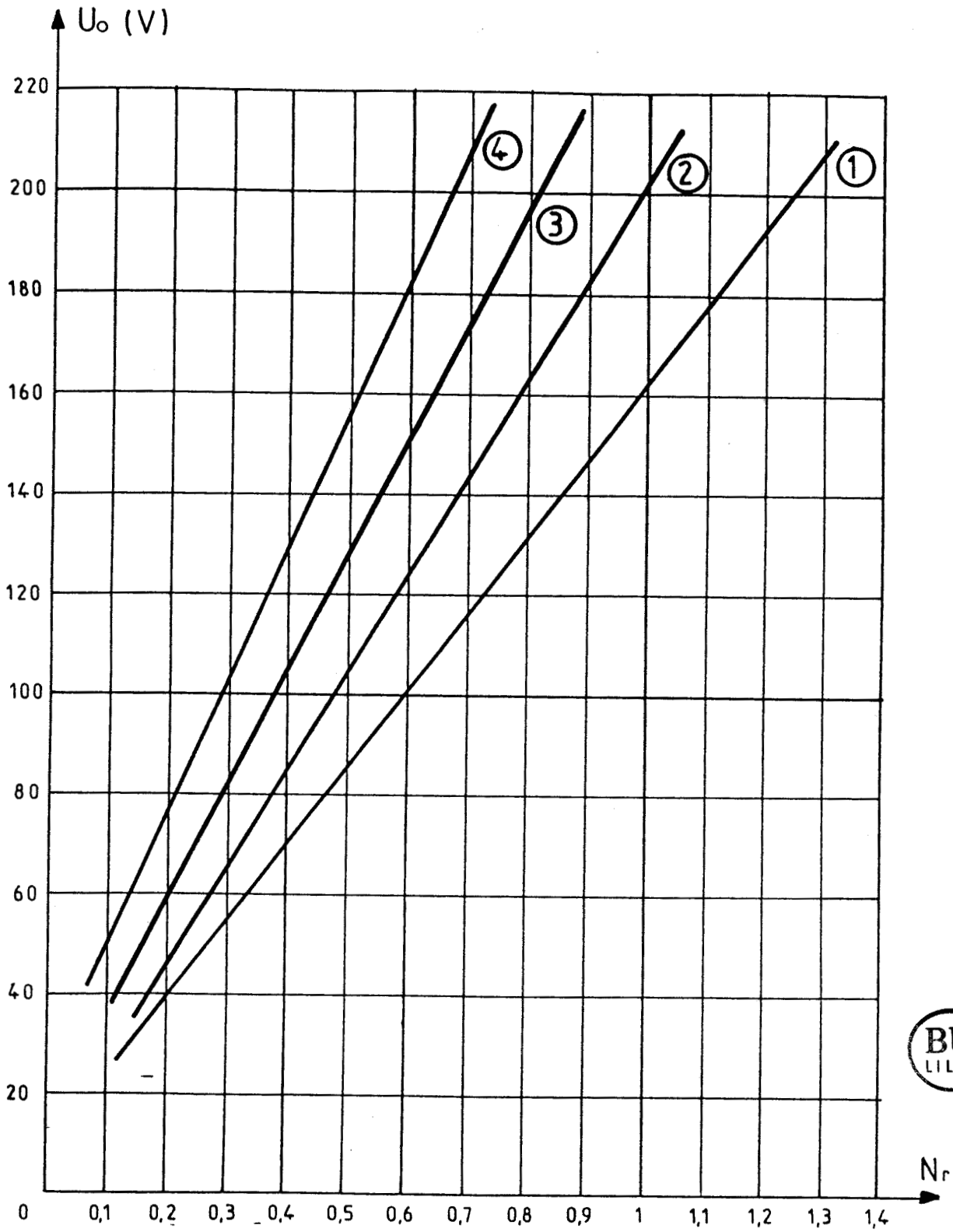


Planche 4.3

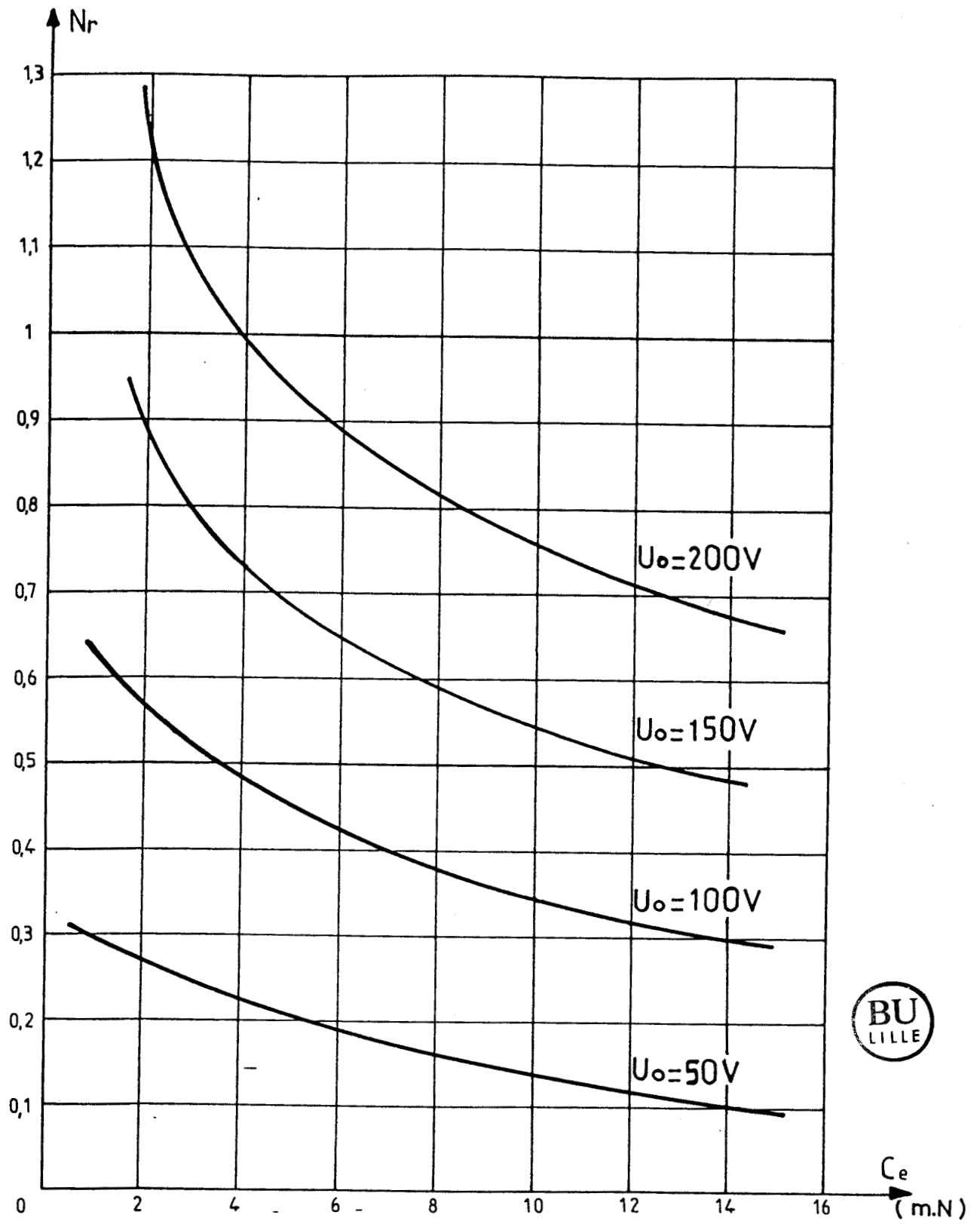


Planche 4_4

La simulation décrite, appliquée au cas du moteur synchrone autopiloté à aimants permanents, permet de quantifier l'influence de l'angle de décalage interne, ce qui est un outil de décision pour éliminer l'un des deux paramètres de la commande. Elle montre que l'ensemble onduleur-moteur synchrone à aimants permanents ainsi commandé se comporte comme un moteur à courant continu à excitation séparée : son utilisation pourra donc suivre les mêmes principes bien connus.

Toutefois, contrairement aux moteurs classiques, il n'admet aucune surintensité et le couple a une composante pulsatoire de fréquence égale à celle de la commutation de l'onduleur. Ces particularités sont dues aux contraintes technologiques du convertisseur associé et à la stratégie retenue pour le contrôle de ce dernier.

CHAPITRE 5

ETUDE ET REALISATION DE L'ONDULEUR, DE SA COMMANDE GLOBALE ET DU CAPTEUR DE POSITION INTEGRE AU MOTEUR

1 - INTRODUCTION

Nous allons décrire dans ce chapitre :

- la partie puissance
- le principe de l'autopilotage
- le capteur de position et la logique de commande
- la protection
- l'isolement galvanique
- le dimensionnement des semi-conducteurs
- la partie commande.

Nous n'insisterons pas sur les nombreuses difficultés rencontrées et les adaptations successives qui ont été nécessaires avant d'aboutir aux solutions retenues.

2 - STRUCTURE DU CONVERTISSEUR

Le moteur synchrone présente deux caractéristiques remarquables, qui sont : l'absence de glissement et la présence d'une force électromotrice existant même en l'absence de courant dans le stator. Ces deux propriétés sont les plus intéressantes pour la réalisation d'équipement à vitesse variable.

On connaît de nombreuses configurations de convertisseurs permettant à partir d'un réseau à fréquence fixe, de fournir une alimentation à fréquence variable propre à commander en vitesse la machine synchrone.

D'après le premier chapitre, nous avons adopté l'alimentation en tension de la machine synchrone qui consiste à imposer l'amplitude de la tension aux bornes de celle-ci. Cette alimentation est assurée par une source de tension continue réglable. Cette tension variable est alors convertie en une tension alternative rectangulaire au moyen d'un onduleur à transistor de puissance. Le schéma de principe de l'ensemble onduleur-moteur est donné figure 5.1.

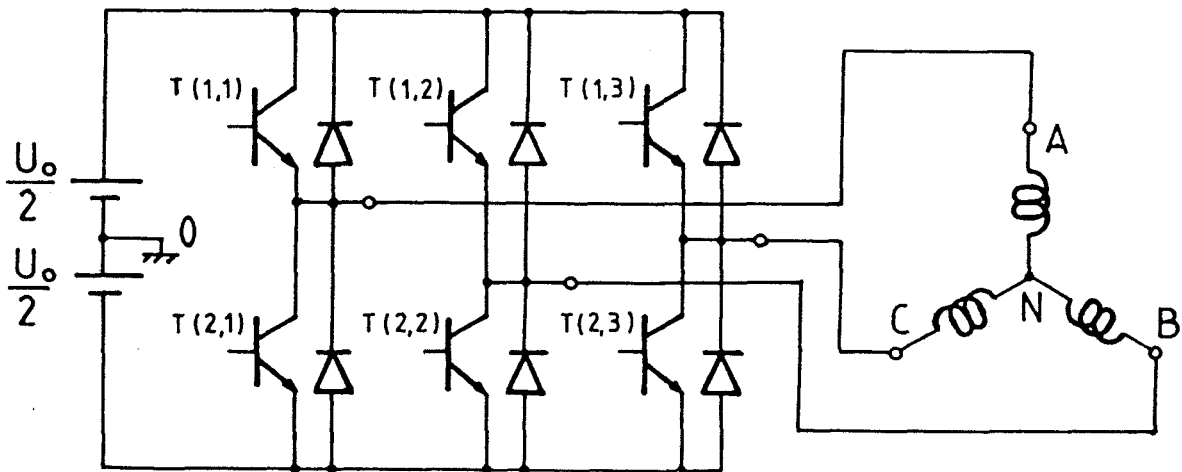


Figure 5.1 Schéma de principe de l'ensemble onduleur-moteur

La puissance de la charge est de l'ordre de 5 Kw, dans ces conditions, le transistor de puissance permet d'aboutir à des réalisations intéressantes et économiques. Il se substitue avantageusement au thyristor par la simplicité de sa commande et par l'absence de blocage forcé (le thyristor nécessite pour son blocage, un circuit auxiliaire permettant de réaliser une commutation forcée qui limite fortement sa fréquence maximale de commutation).

La diode de roue libre montée en parallèle sur le transistor joue un rôle fondamental dans le fonctionnement de l'onduleur :

- elle protège le transistor contre les tensions inverses,
- elle assure le redressement des courants débités par la machine synchrone lorsqu'elle fonctionne en génératrice et autorise le fonctionnement en récupération,
- elle autorise la démagnétisation de l'inductance de la charge au moment de l'ouverture du transistor. (La continuité du courant entraîne la mise en conduction d'une diode lors du blocage du transistor situé dans la branche opposée).

L'onduleur est formé par 6 couples de transistors et diodes jouant le rôle de 6 interrupteurs bidirectionnels qui fonctionnent suivant l'ordre imposé par la logique de commande choisie.

2.1. Formes d'ondes

Les références choisies sont :

- 0 point milieu de la source continue - Figure 5.1.
- N point neutre des enroulements statoriques montés en étoile

Nous avons à notre disposition deux types de commande d'amorçage des transistors :

- commande 180°
- commande 120°.

La première commande consiste à passer, pour une paire de transistors de la même branche, de l'état (1,0) (0 : non passant, 1 : passant) à l'état (0,1) cependant cette commande a une limitation : le temps de commutation d'un transistor n'est pas nul, alors il est nécessaire d'attendre l'extinction totale du premier transistor avant d'amorcer le deuxième transistor.

Pour une telle commande, il est indispensable de tenir compte du décalage nécessaire entre les commandes des deux transistors d'une même branche afin d'éviter tout risque d'empiètement de conduction qui provoquera un court-circuit franc destructeur.

Nous adapterons pour notre convertisseur la commande à 120° qui palie les inconvénients de celle de 180° en premier lieu et permet d'éliminer les harmoniques de rang multiples de 3.

Considérons le fonctionnement du convertisseur alimenté par une tension constante pendant une période T . Les six signaux de commande et les différentes phases de fonctionnement sont représentés sur la figure 5.2.

Notations

- * $V_T(l,c)$: signal de commande de la base du transistor $T(l,c)$
- * Le niveau logique 1 indique que l'interrupteur envisagé est fermé et le niveau logique 0 indique qu'il est ouvert.

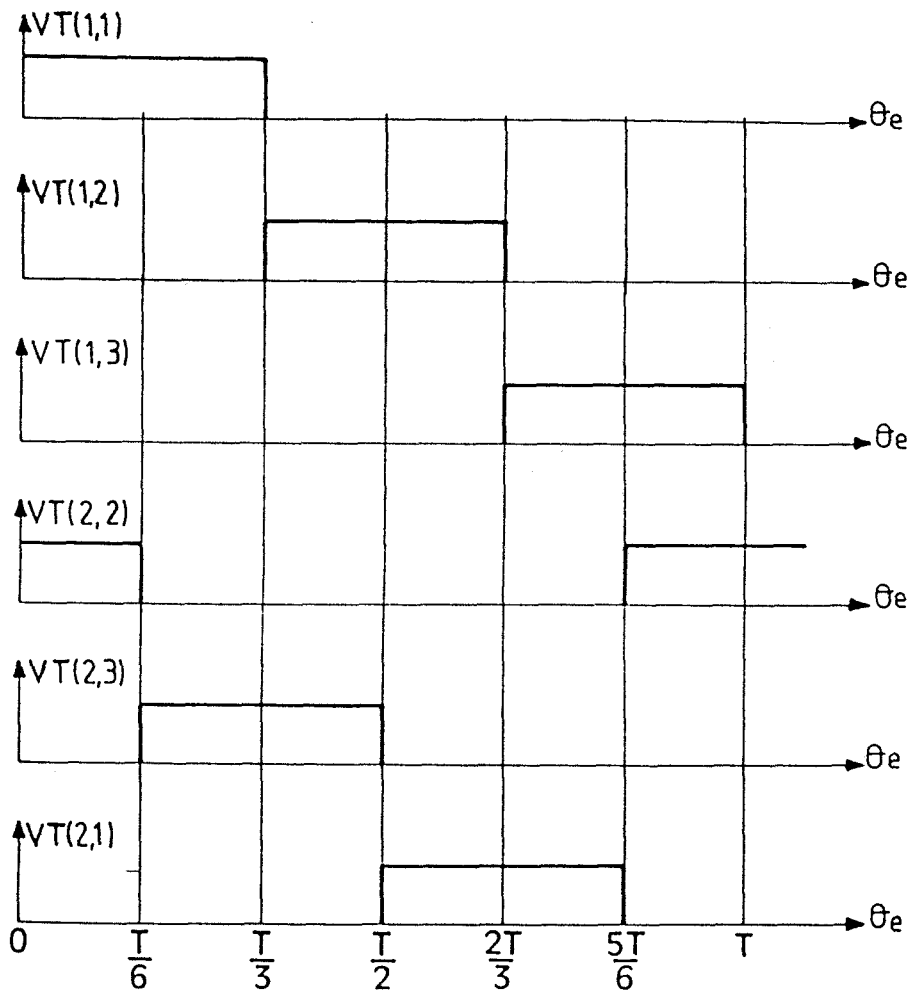


Figure 5.2. Chronogramme de conduction des transistors constituant l'onduleur avec angle d'ouverture de 120°

La commande 120° permet d'avoir deux bornes de la charge triphasée reliées à des potentiels bien connus. Le potentiel de neutre est déterminé par la tension induite de la phase non alimentée, sa valeur moyenne est $V_N = 0$.

Lorsqu'on impose les séquences de fonctionnement (figure 5.2) aux transistors, on peut déterminer les différences de potentiel $V_1 = V_A - V_N$; $V_2 = V_B - V_N$; $V_3 = V_C - V_N$; ainsi que $V_{AB} = V_A - V_B = V_1 - V_2$; $V_{AC} = V_A - V_C = V_1 - V_3$; $V_{BC} = V_B - V_C = V_2 - V_3$.

Les formes d'onde de ces tensions sont présentées sur la figure 5.3.

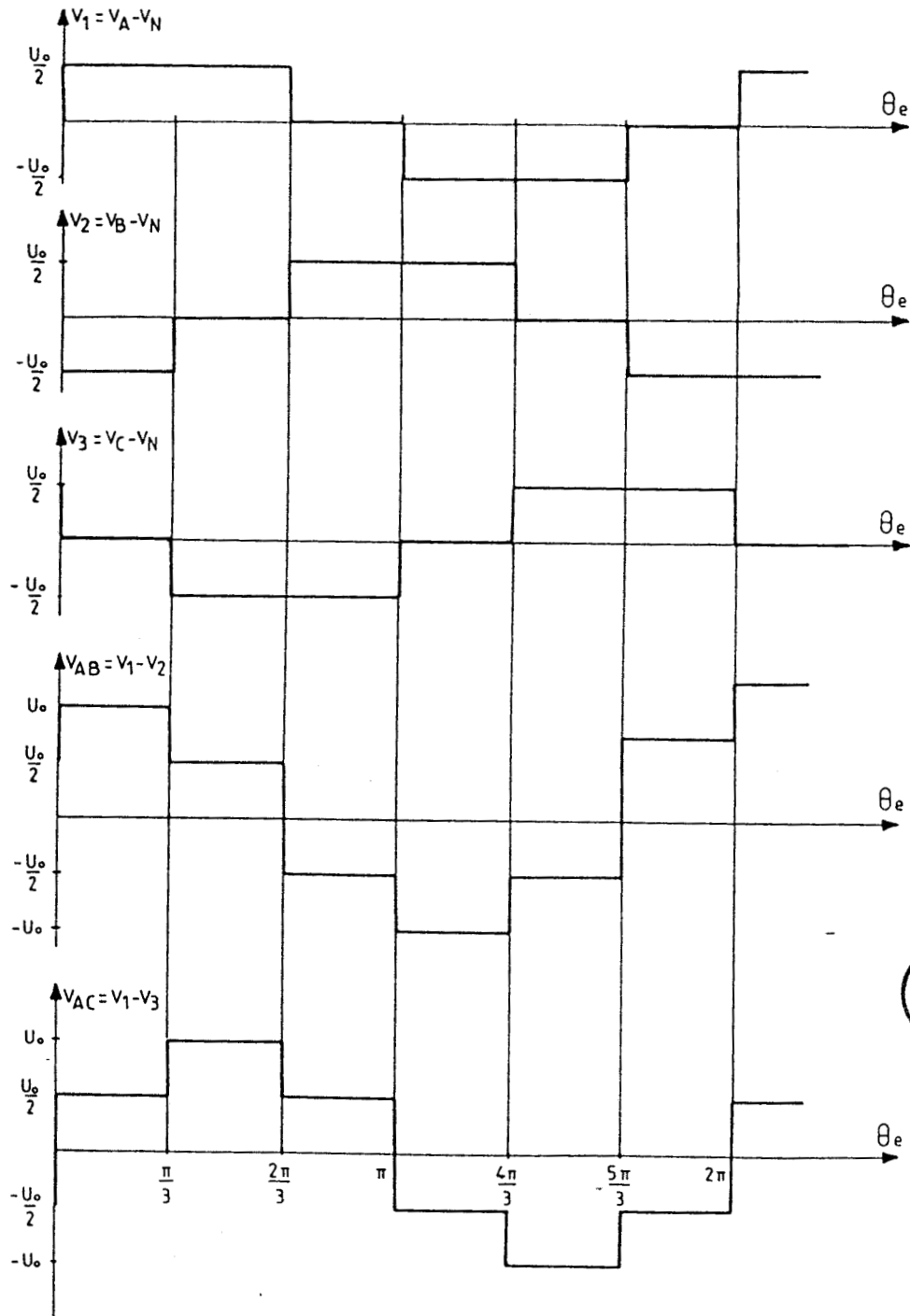


Figure 5.3. Forme d'onde de la tension à la sortie de l'onduleur

2.2. Harmoniques de tension

Le système triphasé des tensions appliquées aux enroulement du moteur peut se décomposer en une série de systèmes triphasés équilibrés donnant lieu à des champs tournants dans le sens direct et dans le sens inverse.

L'analyse en série de Fourier de la tension V_1 peut être plus simplifiée en choisissant l'astuce de la symétrie de glissement. La nouvelle représentation de V_1 est à la figure 5.4.

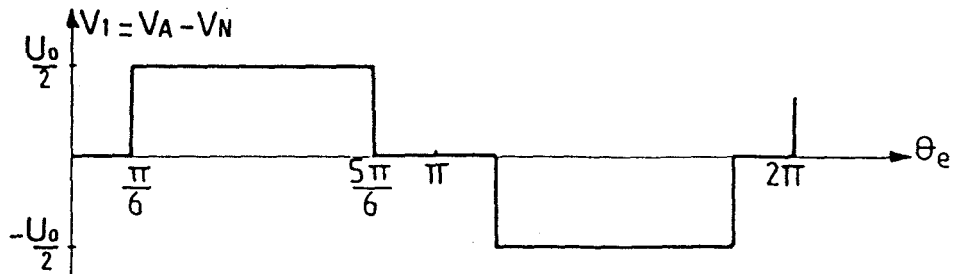


Figure 5.4. Nouvelle représentation de la tension $V_1 = V_A - V_N$

Nous remarquons bien que dans la nouvelle représentation de V_1 , l'alternance négative est identique, au signe près, à la positive.

$$x(t - \frac{T}{2}) = -x(t) \quad \text{avec} \quad \frac{T}{2} = \pi$$

La composition en série de Fourier de $x(t)$ est :

$$x(t) = X_0 + A_1 \sin(\omega t) + B_1 \cos(\omega t) + \dots + A_n \sin(n\omega t) + B_n \cos(n\omega t) \quad (5.1)$$

avec

$$x = \frac{U_0}{2}$$

La composante continue X_0 ainsi que les harmoniques de rang pair ne figurent pas dans la formule (5.1).

Par suite, la formule (5.1) sera :

$$x(t) = \sum_{k=0}^n A_{2k+1} \sin((2k+1)\omega t) + \sum_{k=0}^n B_{2k+1} \cos((2k+1)\omega t) \quad (5.1')$$

avec

k entier positif.

Démontrons que tous les coefficients B_{2k+1} sont nuls.

$$B_{2k+1} = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} x \cos((2k+1)\omega t) dt = \frac{4}{2\pi} \frac{x}{(2k+1)} \left[\sin((2k+1)\omega t) \right]_{\pi/6}^{5\pi/6}$$

$$B_{2k+1} = \frac{2x}{\pi(2k+1)} \left[\sin((2k+1) \frac{5\pi}{6}) - \sin((2k+1) \frac{\pi}{6}) \right] = \frac{4x}{\pi(2k+1)} *$$

$$\sin((2k+1) \frac{\pi}{3}) \cos((2k+1) \frac{\pi}{2}) = 0$$

Donc les termes en cosinus vont disparaître aussi et la formule (5.1') sera :

$$x(t) = \sum_{k=0}^n A_{2k+1} \sin((2k+1)\omega t) \quad (5.2)$$

Montrons que les harmoniques multiples de trois sont nuls.

$$A_{2k+1} = \frac{4}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{U_o}{2} \sin((2k+1)\omega t) d\alpha = \frac{U_o}{\pi} \frac{1}{(2k+1)} \left[-\cos((2k+1)\omega t) \right]_{\pi/6}^{5\pi/6}$$

$$= \frac{U_o}{\pi(2k+1)} \left[\cos((2k+1) \frac{\pi}{6}) - \cos((2k+1) \frac{5\pi}{6}) \right] = \frac{U_o}{\pi(2k+1)} *$$

$$\left[-2\sin((2k+1) \frac{\pi}{3}) \sin((2k+1) \frac{\pi}{2}) \right]$$

$$A_{2k+1} = \frac{2 U_o}{\pi(2k+1)} \sin((2k+1) \frac{\pi}{2}) \sin((2k+1) \frac{\pi}{3})$$

Faisons un changement de variable $m=2k+1$

$$A_m = \frac{2 U_o}{\pi m} \sin(m \frac{\pi}{2}) \sin(m \frac{\pi}{3})$$

A_m est différent de zéro pour $m = 6k+1$

Par suite tous les harmoniques impairs multiples de 3 sont nuls.

L'expression (5.1'') peut s'écrire

$$x(t) = V_1(t) = A_1 \sin(\omega t) + A_5 \sin(5\omega t) + A_7 \sin(7\omega t) + \dots + A_m \sin(m\omega t)$$

avec

$$A_1 = \frac{2U_o}{\pi} \sin(\frac{\pi}{2}) \sin(\frac{\pi}{3}) = \frac{U_o \sqrt{3}}{\pi}$$

$$A_5 = \frac{2U_o}{\pi 5} \sin(5 \frac{\pi}{2}) \sin(5 \frac{\pi}{3}) = \frac{-U_o \sqrt{3}}{5\pi} = -\frac{A_1}{5}$$

$$A_7 = \frac{2U_o}{\pi 7} \sin(7 \frac{\pi}{2}) \sin(7 \frac{\pi}{3}) = \frac{U_o \sqrt{3}}{7\pi} = +\frac{A_1}{7}$$

$$v_1(t) = \frac{\sqrt{3}}{\pi} U_0 \left[\sin(\omega t) - \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \frac{1}{7} \sin(7\omega t) + \dots \right] \quad (5.3)$$

La décomposition en série de Fourier de la tension simple montre l'absence des harmoniques paires et des harmoniques multiples de 3. Donc les premiers harmoniques sont de rang 5 et 7.

Il est à noter que ces harmoniques de tension entraînent des harmoniques de courant qui sont liés directement à des harmoniques de flux, se superposant au flux normal, et conduisant à une certaine saturation, ils augmentent donc les pertes fer [44].

3 - PRINCIPE DE L'AUTOPOLITAGE

L'idée de machine autopilotée vient de l'étude des propriétés du collecteur. En effet, dans une machine à courant continu, le collecteur mécanique assure la fonction du changement de fréquence de manière à maintenir l'égalité des fréquences de rotation mécanique et des courants dans l'induit. Il assure deux fonctions :

- la conversion de la fréquence du courant de la source en fréquence des courants de l'induit
- l'asservissement entre les fréquences du champ induit et du champ inducteur.

Pratiquement, le système collecteur-balais est remplacé par un convertisseur statique de fréquence.

La machine synchrone autopilotée (connu également comme moteur à commutation électronique) fonctionne selon un principe assimilable à celui de la machine à courant continu. La commutation n'est plus effectuée par le passage des lames de cuivre devant les balais, mais par des semi-conducteurs, à partir d'un signal issu d'un capteur de position monté en bout d'arbre de la machine. Il y a ainsi correspondance entre les flux d'excitation et d'induit, comme dans la machine à courant continu. C'est donc bien la machine qui s'autopilote. Cette solution écarte tout risque de décrochage. Tout ralentissement de la machine entraîne automatiquement une diminution correspondante de la cadence de commutation des semi-conducteurs, donc de la fréquence d'alimentation de la machine.

Le principe de fonctionnement de l'autopilotage repose sur la détection du passage de l'axe de flux d'excitation devant six points fixes situés à 60 degrés électriques. La détection de chacun de ces points va déclencher la commutation d'un des transistors de l'onduleur.

En supposant que la commutation est instantanée, le champ statorique, qui est fonction de l'état de conduction des transistors de l'onduleur varie par pas de $\pi/3$ radians électriques et ne prend que des positions fixes, c'est à dire, pendant l'intervalle entre deux commutations successives, le flux statorique ϕ_s reste immobile. Par contre le flux rotorique ϕ_r tourne à la vitesse w et les figures 5.5a, b et c décrivent, en fonction du temps, l'évolution de sa position relative par rapport au flux statorique.

La première figure 5.5a correspond à l'instant de la commutation, la seconde b décrit une étape intermédiaire et la troisième c donne les conditions juste avant la commutation suivante qui conduira à un déplacement quasi-instantané de 60 degrés électriques de la position du flux statorique.

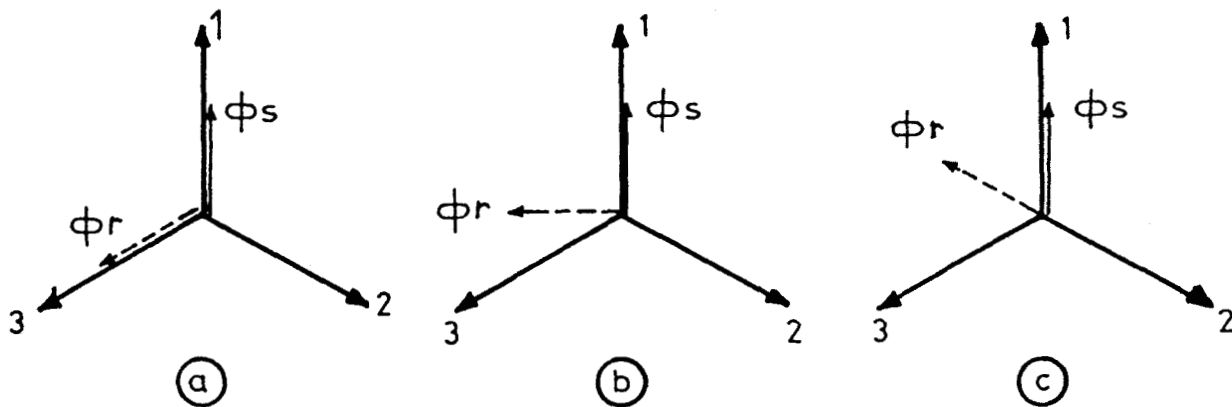


Figure 5.5. Evolution de la position relative du flux rotorique par rapport au flux statorique

4 - LE CAPTEUR DE POSITION [45] , [46] , [47] , [48] , [49]

4.1. Introduction

Pour la plupart des systèmes de positionnement, la solution la plus simple pour connaître la position instantanée consiste en la mesure incrémentale de l'angle de rotation au niveau de l'arbre moteur. Le plus souvent, on utilise des capteurs optiques offrant les résolutions les plus hautes. Cependant, l'utilisation d'autres types de capteur peut être très intéressante. Par la suite, on tentera l'analyse et la comparaison des trois types :

- capteur électrodynamique (inductive)
- capteur magnétique (à effet Hall, magnétorésistives)
- capteur opto-électrique

Les capteurs mesurent par leur principe la vitesse du rotor $\Omega = \frac{1}{P} \frac{d\theta}{dt}$. Par une intégration électronique, et en fixant une origine, ils deviennent des capteurs de position.

4.2. Critères de comparaison

Pour pouvoir comparer les différents types de capteur on établira tout d'abord des critères généraux servant de base pour une composition qualitative. Selon le cas d'application concret, ceux-ci doivent être définis quantitativement, suivant les conditions spécifiques imposées (exemple résolution minimale, température à supporter, taille).

Les critères suivants devraient être pris en considération lors du développement d'un capteur :

- Conditions géométriques : l'espace disponible peut être déterminant quant au choix d'un principe de mesure, notamment pour l'intégration dans un moteur déjà existant ;
- Contact mécanique : pouvant entraîner, à part le frottement, une perte de précision et de fiabilité ainsi que l'accroissement du coût de fabrication, des contacts mécaniques entre le capteur et rotor peuvent être parfois gênants ;
- température ambiante : l'échauffement de certains moteurs peut éliminer le choix de certaines solutions à cause de pertes de précision et de fiabilité ainsi que la diminution plus ou moins importante de la durée de vie des capteurs (parfois même risque de destruction immédiate) ;
- résolution : définie par la variation de position la plus petite mesurable, le plus souvent imposée comme condition préalable ;

- précision : les principales sources d'erreurs peuvent être des tolérances mécaniques (jeu, excentricité), des irrégularités des caractéristiques des matériaux, la sensibilité à l'échauffement ou à des champs électromagnétiques ;
- inertie : selon le principe de mesure, il faudra ajouter au rotor une certaine structure permettant au capteur de détecter la position ou la rotation du rotor. Par conséquent, il peut en résulter une augmentation de l'inertie du rotor qu'on cherchera à minimiser ;
- signaux de sortie : généralement deux signaux en quadrature pour la détection du sens de rotation. Pour un traitement simple, des signaux rectangulaires ou triangulaires sont préférables, ces derniers permettent une démultiplication de période peu compliquée ;
- dynamique : dans le cas d'une mesure incrémentale, le capteur doit présenter des performances dynamiques minimales, selon les vitesses de rotation prévues, pour ne pas risquer la perte d'impulsion et ainsi de la connaissance de la position absolue ;
- nombre de connexions : pour des raisons de coût surtout (montage, complexité de l'électronique de mesure), un nombre minimum de connexions électriques est souhaité ;
- fiabilité, durée de vie : des grandeurs très difficiles à évaluer au stade du développement, surtout parce qu'elles dépendent fortement de l'utilisation ultérieure (erreurs de manipulation). En cas d'échauffement considérable, un minimum d'éléments électroniques dans le moteur même est souhaité ;
- coût : évidemment l'un des critères majeurs, composé des coûts de matériel et de fabrication.

Suivant le type de capteur choisi, les différents critères peuvent être liés entre eux, par exemple conditions géométriques et résolution réalisable, dynamique et précision, sensibilité à l'échauffement et fiabilité respectivement durée de vie.

4.3. Capteurs électrodynamiques

4.3.1. Principe de fonctionnement

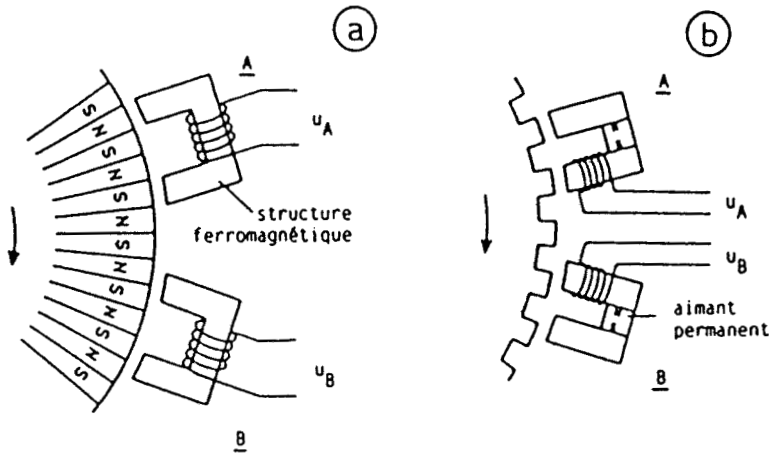


Figure 5.6. Principe de fonctionnement de sondes électrodynamiques

Dispositions possibles des sondes A et B pour la détection du sens de rotation à partir des deux signaux de sortie en quadrature :

- a) pour rotor à aimants
- b) pour rotor à structure dentée.

Le fonctionnement se base sur l'induction d'une tension dans une bobine, due à la variation périodique du champ magnétique associé aux aimants du rotor (respectivement à l'aimant de la sonde). Les sondes sont placées de façon à fournir deux signaux en quadrature (figure 5.6).

$$u_A = K_i \cdot \Omega \cdot \sin (P \cdot \Omega \cdot t) \quad (5.4)$$

$$u_B = k_i \cdot \Omega \cdot \cos (P \cdot \Omega \cdot t) \quad (5.5)$$

ou u_A , u_B signaux de sortie respectivement des sondes A et B.

K_i coefficient associé à la conception du capteur

Ω vitesse de rotation angulaire du rotor

P nombre de paires de pôles rotoriques.

Partant de la relation trigonométrique : $\sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha = 1$, on peut écrire pour la vitesse de rotation angulaire :

$$|\Omega| = \frac{1}{K_i} \cdot \sqrt{u_A^2 + u_B^2} \quad (5.6)$$

Dans le cas le plus simple, les signaux de sondes sont convertis en signaux rectangulaires, permettant le traitement logique pour la détection du sens de rotation et le comptage des impulsions (figure 5.7).

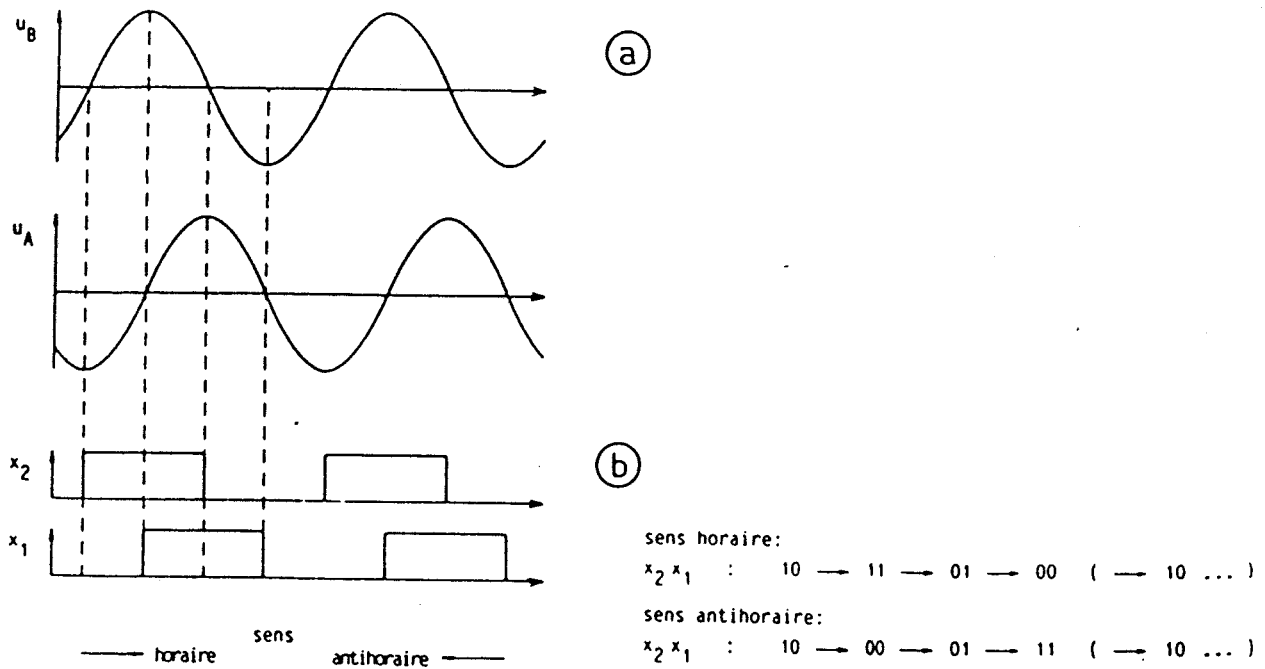


Figure 5.7. Principe de la mesure incrémentale de position et de la détection du sens de rotation

- a) signaux de sortie des sondes décalées
- b) Signaux rectangulaires pour détection du sens de déplacement

4.3.2. Résolution

Pour des vitesses de rotation élevées, la résolution en position peut être très bonne, suivant le comportement dynamique de l'électronique de mesure. Par contre, pour les vitesses très faibles, on risque de perdre toute information sur un mouvement.

4.3.3. Précision

- tolérances mécaniques : surtout des erreurs de positionnement des sondes, entraînant des erreurs en quadrature et de gain, mais aussi la modulation en amplitude et la distorsion des signaux des sondes ;
- perturbations électromagnétiques : champs de fuite du moteur ou de son alimentation (source à découpage), leur influence sur la précision de la mesure de position étant atténué par l'intégration de la vitesse angulaire ;
- échauffement : l'influence de la température sur la résistance ohmique des bobines et sur la perméabilité du fer étant pratiquement négligeable, seules les variations de l'induction magnétique des aimants peuvent provoquer des erreurs de gain.

4.3.4. Autres critères

Avantages :

- éventuellement réalisable sans modification du rotor et, par conséquent, sans inertie supplémentaire ;
- fonctionnement aux températures ambiantes ou élevées ;
- durée de vie égale à celle de moteur.

Inconvénients :

- problèmes de disposition dans le moteur pour limiter l'influence des champs magnétiques ;
- performances dynamiques moyennes, dues à la complexité du traitement des signaux des sondes ;
- fiabilité de la mesure compromise par la possibilité de perdre l'information de la position angulaire du rotor lorsqu'il tourne lentement.

Coût :

Le coût de matériel et de fabrication des sondes elles-mêmes peut être considéré comme relativement faible, surtout lors de l'intégration sans modification du rotor dans un moteur déjà existant.

Par contre, pour des solutions nécessitant une démultiplication de période, les amplitudes faibles des signaux fournis par les sondes et la complexité de leur traitement imposent l'utilisation de circuits électroniques spéciaux de bonne qualité. Finalement, des ajustages délicats à effectuer peuvent compliquer la fabrication. Par conséquent l'électronique de mesure fera monter le coût d'un tel capteur de façon déterminante.

4.4. Capteurs magnétiques (à effet Hall et magnétorésistifs)

Compte tenu des analogies entre sondes à effet Hall et sondes magnétorésistives quant aux principes de fonctionnement ainsi qu'à leur application, ces deux variantes seront traitées ensemble. Les caractéristiques qualitatives étant sensiblement égales pour les deux types de capteur, quelques différences secondaires seront évoquées à la fin de ce paragraphe.

4.4.1. Principe de fonctionnement

Une (ou plusieurs) paire(s) de sondes magnétiques étant placées autour du rotor de façon adéquate, chaque sonde est traversée par un flux d'induction magnétique associé au rotor ou à un aimant faisant partie de la sonde (figure 5.8). Dans les deux cas, ce champ magnétique varie en fonction de la position angulaire du rotor, entraînant une modulation quasi-sinusoidale du signal de sortie de la sonde.

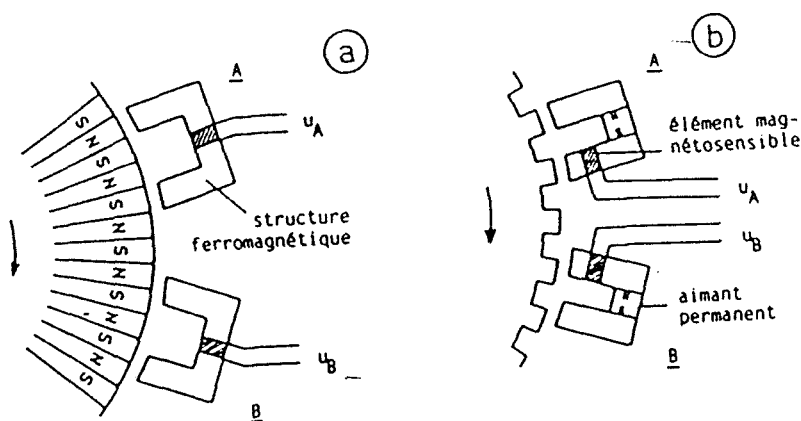


Figure 5.8. Principe de fonctionnement de sondes magnétiques

Dispositions possibles des sondes A et B pour la détection du sens de rotation à partir des deux signaux de sortie en quadrature :

- a) pour rotor à aimants
- b) pour rotor à structure dentée.

Pour un positionnement et un montage tels que l'ensemble des sondes fournisse deux signaux en quadrature, on peut décrire les signaux de sortie de façon approximative :

$$u_A = K_m \sin (P \cdot \Omega \cdot t) \quad (5.7)$$

$$u_B = K_m \cos (P \cdot \Omega \cdot t) \quad (5.8)$$

où K_m coefficient associé à la conception des sondes.

Suivant la résolution demandée, les signaux de sondes sont convertis en signaux rectangulaires et traités directement pour l'évaluation de la position angulaire rotorique (figure 5.7).

4.4.2. Résolution

Etant donné qu'en principe les amplitudes des signaux fournis par les sondes magnétiques ne varient pas la vitesse de rotation, la résolution de la mesure de position dépendra d'abord de la qualité de l'électronique ainsi que des perturbations des signaux.

4.4.3. Précision

- tolérances mécaniques : Compte tenu de l'ajustage mécanique délicat des sondes magnétiques, on rencontrera surtout des erreurs de quadrature, mais aussi des erreurs de gain ainsi que des distorsions et des modulations en amplitude des signaux de sonde ;

- perturbations électromagnétiques : l'influence de champs de fuite du moteur ou de son alimentation (source à découpage) sur la précision de la mesure de position sera moins importante par rapport aux capteurs électrodynamiques, compte tenu de l'indépendance des amplitudes, à la vitesse de rotation ;

- échauffement : la sensibilité à la température ambiante étant le point faible des éléments à effet Hall, des erreurs de gains importantes et même la destruction des sondes peuvent en résulter.

4.4.4. Autres critères

Avantages :

- solution peu volumineuse ;
- intégration dans les moteurs déjà existants souvent peu gênante ;
- éventuellement réalisable sans modification du rotor, et par conséquent, sans inertie supplémentaire.

Inconvénients :

- problèmes de disposition dans le moteur pour limiter l'influence des champs magnétiques ;
- performances dynamiques limitées suivant la méthode choisie pour l'évaluation de la position ;
- fonctionnement aux températures ambiantes élevées très critique, pouvant réduire la fiabilité et la durée de vie des sondes de façon déterminante.

Coût :

Selon le cas d'application et les exigences correspondantes, le coût matériel des sondes magnétiques sera relativement faible. Par contre, le coût de fabrication peut être accru par le montage délicat des sondes à cause de leur sensibilité aux contraintes mécaniques.

En ce qui concerne l'électronique de mesure, son coût sera non seulement fonction de la qualité des composants utilisés, mais également du principe de traitement des signaux choisi.

4.4.5. Comparaison des sondes magnétorésistives et des sondes à effet Hall

Les sondes magnétorésistives peuvent représenter une alternative intéressante aux sondes à effet Hall, surtout pour des résolutions requises élevées, offrant en général une sensibilité légèrement plus grande que ces dernières.

En outre, leurs caractéristiques dynamiques un peu meilleures peuvent favoriser les sondes magnétorésistives pour des applications à hautes vitesses. A noter seulement que le prix des sondes magnétorésistives est légèrement plus élevé.

4.5. Capteurs optiques

4.5.1. Principe de fonctionnement

Le fonctionnement des capteurs optiques se base sur la mesure de lumière dont l'intensité varie en fonction du mouvement angulaire rotorique.

Cette variation peut être obtenue par l'interruption totale ou partielle d'un rayon de lumière et sera transformée en un signal électrique. Selon la conception de l'électronique et de la sonde, ce signal peut être rectangulaire ou trapézoïdal, voire quasi-triangulaire ou quasi-sinusoïdal.

Par leurs principes de fonctionnement, on peut distinguer deux types de capteurs optiques : les systèmes à transmission et les systèmes à réflexion.

* Mesure par transmission (figure 5.9a)

Une structure de codage associée au rotor et présentant des zones alternativement opaques et transparentes sert d'interrupteur optique (disque strié ou denté) modulant l'intensité du rayon lumineux qui la traverse.

* Mesure par réflexion (figure 5.9b)

La modulation du rayon lumineux est obtenue à l'aide d'une structure de codage associée au rotor, présentant des zones réfléchissantes alternant avec des zones non-réfléchissantes, et jouant sur le taux de réflexion du rayon lumineux en fonction de la position angulaire.

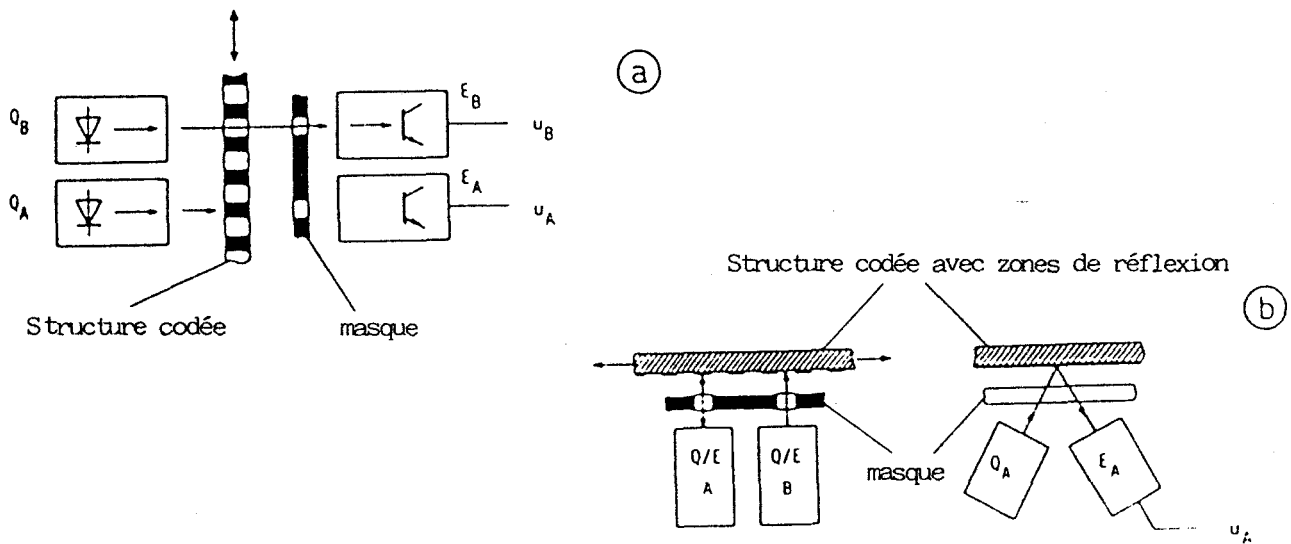


Figure 5.9 Sondes optiques. Disposition mécanique des sondes A et B

a) Système à transmission

b) Système à réflexion

Pour les deux solutions, deux sondes sont disposées de manière à fournir deux signaux périodiques en quadrature, permettant de détecter le sens de rotation de d'accroître la résolution de la mesure.

A noter que pour les systèmes à réflexion, il est plus difficile d'influencer la forme des signaux de sortie par des mesures de conception que pour des systèmes à transmission.

1.5.2. Modes d'exécution

* Systèmes à transmission :

Afin de pouvoir placer l'émetteur et le récepteur de part et d'autre de la structure de codage, les sondes doivent en général être disposées soit au niveau de la circonférence extérieure du rotor soit sur l'arbre allongé du moteur.

Dans les deux cas, des problèmes de construction sérieuse peuvent être rencontrés si l'intégration des sondes nécessite l'agrandissement de la caracasse du moteur, ou si la distance entre émetteur et récepteur ne peut être limitée.

La structure de codage et le masque (figure 5.9) peuvent être réalisés par des disques en verre transparent avec des zones métallisées opaques ou par des lames métalliques très fines avec des trous gravés. Les deux solutions permettent des largeurs d'ouverture jusqu'à moins de 50 μm .

Si la température dans le moteur ne dépasse pas environ 100°C, le masque peut être réalisé par un film photosensible d'une épaisseur assez faible (0,1 à 0,2 mm) pour accroître le moins possible la longueur du rayon lumineux. En outre, le coût de tels masques est nettement plus avantageux que celui des autres solutions.

* Systèmes à réflexion :

Dans une grande partie des applications, l'intégration d'un système à réflexion pose beaucoup moins de problèmes de construction qu'un système à transmission, notamment si la structure de codage ne doit pas augmenter le diamètre du rotor.

La structure de codage peut être réalisée par un disque en verre noir métallisé ou par une lame d'aluminium noircie, ou des zones réfléchissantes déterminent le taux de lumière réfléchi selon la position angulaire du rotor.

Pour l'exécution des masques, les problèmes sont les mêmes que pour les systèmes à transmission, mais l'épaisseur du masque joue un rôle encore plus important puisque le rayon lumineux doit le traverser deux fois.

4.5.3. Résolution

Actuellement, la plupart des capteurs de position à haute résolution se basent sur le principe de la mesure optique. La résolution qu'on peut obtenir est d'abord fonction de la finesse réalisable des dessins de la structure de codage et du masque. Pour un diamètre du moteur donné le nombre maximum de cycles par révolution en dépend directement.

A noter aussi que la mesure à transmission offre des résolutions supérieures à celle d'un système à réflexion, ce dernier posant des problèmes d'ajustage mécanique et de divergence du rayon lumineux plus importants.

4.5.4. Précision

Les sources d'erreurs principales et leurs influences les plus importantes sur la précision de mesure sont les suivantes :

- tolérances mécaniques : problèmes d'ajustage mécanique des éléments de sondes, entraînant des erreurs de gain et de quadrature, surtout pour des systèmes à réflexion ;
- irrégularités des caractéristiques des matériaux : des irrégularités quant à l'état de surface des divers éléments des sondes ainsi qu'aux caractéristiques des différents convertisseurs photo-électriques peuvent entraîner toutes sortes d'erreurs des signaux de sortie jusqu'au non-fonctionnement du capteur ;
- perturbations électromagnétiques : à part une éventuelle sensibilité des éléments opto-électroniques intégrés dans le moteur, le fonctionnement des capteurs optiques n'est pas influencé par les champs magnétiques du moteur ;
- échauffement : l'inconvénient principal des solutions classiques est la grande sensibilité à l'échauffement des éléments photo-électriques intégrés dans le moteur. Cependant, ce problème disparaît lors de l'utilisation de conducteurs de lumière (fibres optiques) ;

- erreurs dues à l'électronique de mesure : compte tenu du traitement peu compliqué des signaux des sondes, l'électronique de mesure n'introduit en général que des erreurs négligeables.

4.5.5. Autres critères

Avantages :

- électronique de mesure relativement simple ;
- les systèmes optiques sont les systèmes les plus répandus.

Inconvénients :

- la disposition de la structure de codage au rotor peut poser des problèmes de construction, surtout pour des systèmes à transmission ;
- compte tenu des largeurs généralement très petites des rayons lumineux, la présence de particules poussiéreuses peut compromettre le bon fonctionnement du capteur ;
- le vieillissement des composants photo-électriques (baisse de la lumière émise par la photo-diode et donc de la sensibilité de l'ensemble émetteur et récepteur de photons) nécessite souvent des mesures de compensation (intégration des sondes de référence).

Coût :

Le coût de sondes optiques (y compris les éléments opto-électroniques) est fortement influencé par la conception du capteur tant au point de vue du coût matériel qu'au coût de fabrication : il sera minimum pour un système classique (intégration des éléments opto-électroniques dans le moteur lui-même) et maximum pour un système à conducteurs de lumière. En plus, la nécessité d'équiper le rotor d'une structure de codage jouera un rôle plus ou moins important selon la conception.

En ce qui concerne l'électronique de mesure, son coût dépendra essentiellement de la précision qu'on voudrait.

4.6. Conclusion

La comparaison des différents systèmes de mesure est très difficile, car leurs performances ne dépendent pas que de leur construction, mais aussi de l'environnement et de l'utilisation (exemple champs magnétiques, température).

Pour des systèmes de faible ou moyenne résolution, des sondes magnétosensibles sont souvent préférées à cause de leur emploi relativement simple et peu coûteuse, surtout si le rotor ne doit pas être modifié.

Le recours à des systèmes électrodynamiques est peu recommandé à cause du traitement de signal compliqué et à cause de la possibilité de perdre l'information sur la position à très basses vitesses.

Pour réaliser les résolutions les plus élevées, les solutions optiques peuvent offrir des performances supérieures aux autres systèmes de mesure.

4.7. Solutions proposées

4.7.1. Présentation de la barrière en fourche ML 13

La solution qui nous offre plus d'avantage et qui nous satisfait le mieux, est celle d'opto-électronique. Nous avons choisi dans le commerce chez VISOLUX une barrière en fourche ML 13.

Barrière photo-électrique en forme de fourche à faisceau non modulé émis par diode GaAs. Les éléments émetteur et récepteur se trouvent de part et d'autre à l'intérieur des bras de la fourche et réalisent une barrière lumineuse compacte. Ce mode de réalisation est avantageux pour des détectations à courte distance, particulièrement en présence de vibrations. L'écartement réduit à 20 mm de la ML 13 assure une détection sûre et précise d'objet de taille minime.

Le temps de réponse de la barrière est remarquable et est réduit à 1 mS. Le passage d'un objet provoquant une interruption du faisceau d'une durée de 1/1000 de seconde est suffisant pour une détection efficace. L'état de commutation de la barrière est signalé par une LED rouge bien visible. Les sorties de la barrière sont équipées de deux transistors NPN à collecteur ouvert (les sorties doivent être compatibles TTL, donc nous avons choisi une alimentation de 5 V). Les deux sorties sont antivalentes ce qui simplifie énormément la logique de commande de module de puissance.

La fixation est facilitée par trois passages de vis M4 ou par trois taraudages prévus sur la face inférieure. La figure 5.10 présente le dessin complet de la barrière en fourche ML 13.

L'alimentation de l'entrée et des sorties consiste à raccorder les extrémités numérotées des câbles colorées aux bornes correspondantes. La figure 5.11 présente la connexion des câbles.

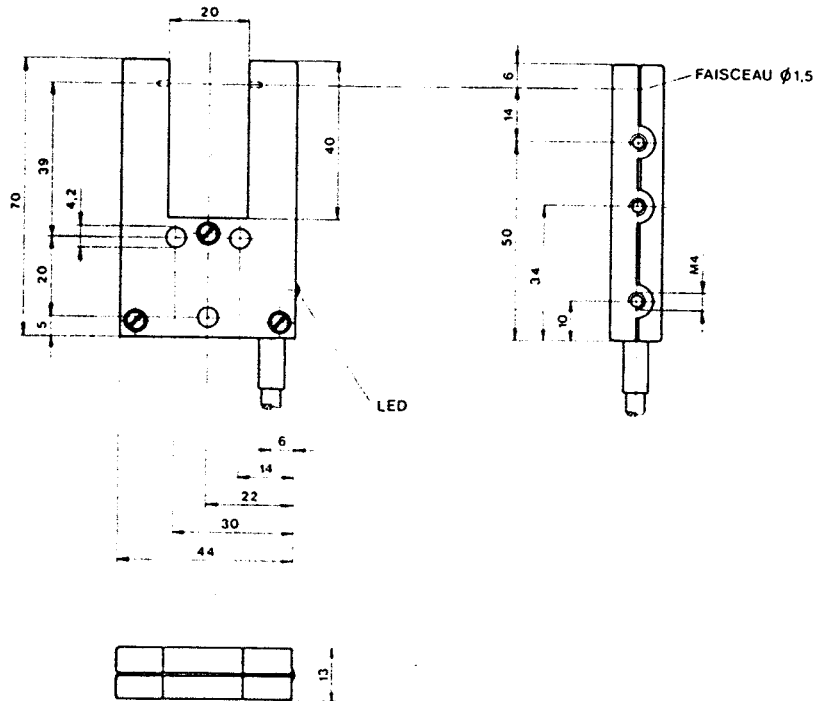
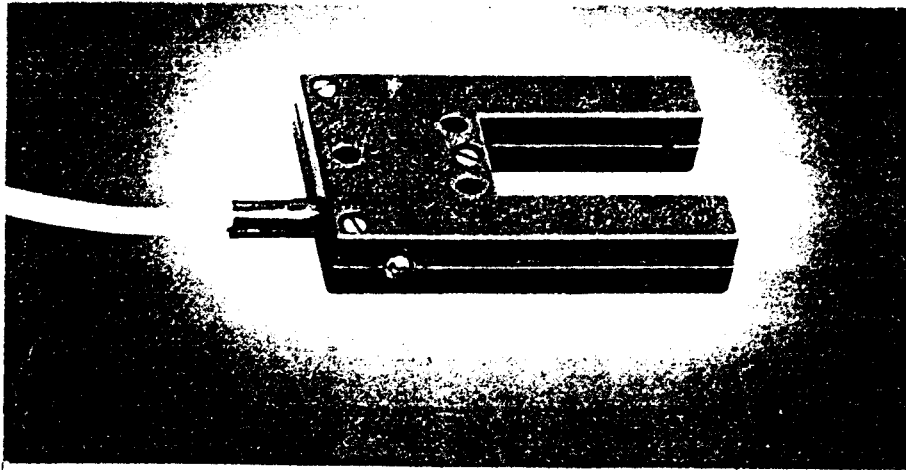
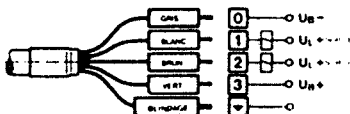


Figure 5.10 Dessin d'ensemble de la barrière en fourche



Connection

Standard



No. 29

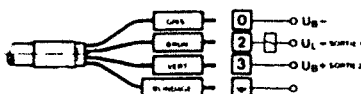


Figure 5.11 Connexion des extrémités de câble

4.7.2. Théorie de fonctionnement

Le capteur sera constitué d'une roue codeuse (qui est un disque en verre), solidaire du rotor, contenant des secteurs opaques ou translucides. La sortie du capteur oscille entre deux niveaux logiques "1" ou "0" suivant la nature de secteur qui se présente à l'intérieur des branches de la fourche (c'est à dire selon la position de disque par rapport à la barrière en fourche). La figure 5.12 résume le principe de capteur.

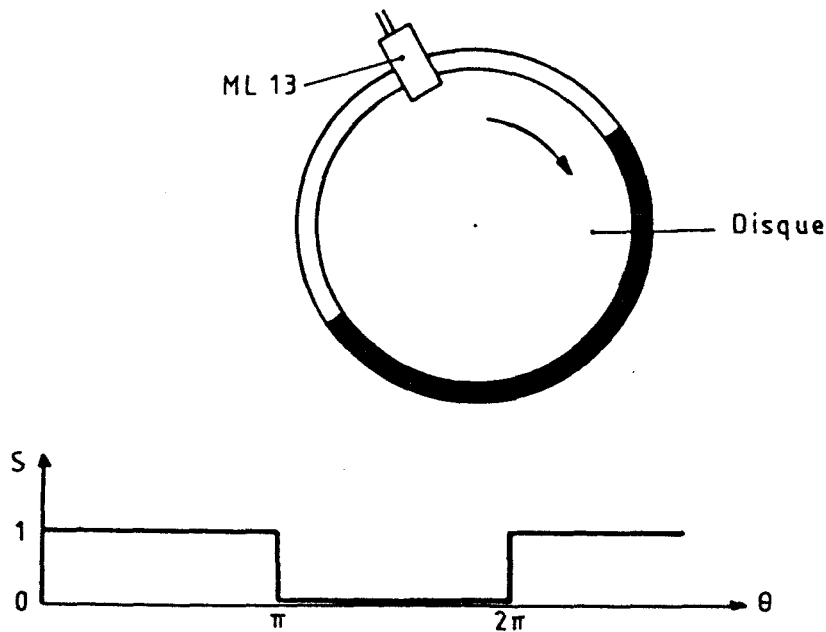


Figure 5.12. Principe de capteur opto-électronique.

4.7.3. Choix de solution

Le rôle du capteur, solidaire de l'arbre de la machine, consiste à détecter à chaque instant la position du rotor par rapport à un repère fixe lié au stator pour assurer la fonction d'autopilotage. Déterminons dans un premier temps la position zéro.

L'origine de position du rotor est définie par la position qu'occupe le rotor lorsque la phase A est alimentée seule en continu. Dans cette position le flux total dans cette phase est maximum. Or le flux créé en face de la phase A est en quadrature retard sur le fondamental de la tension qui est appliquée sur cette phase. La figure 5.13 montre la position zéro à partir de chronogramme de conduction des transistors avec un angle d'ouverture de 120° électrique et pour un décalage interne nul.

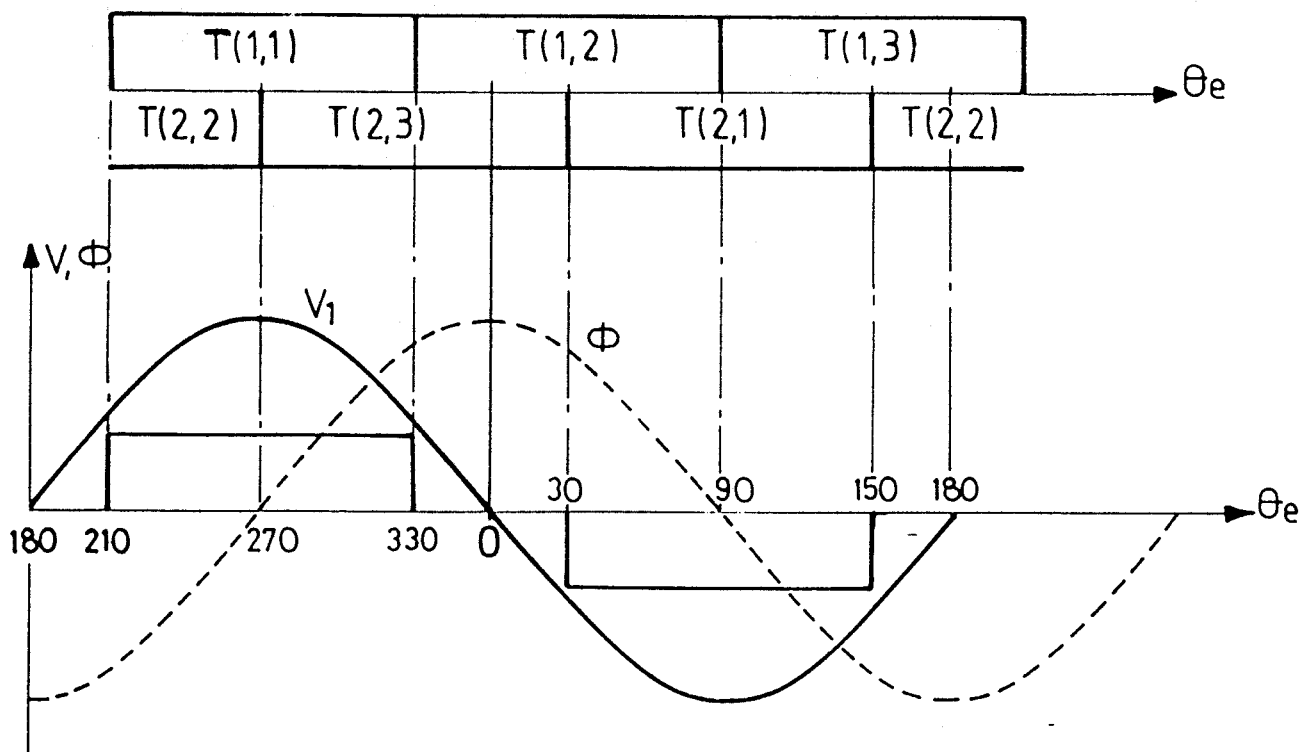


Figure 5.13 Détermination de la position zéro pour un décalage interne nul

Selon la commande choisie de 120° électriques, un tour mécanique du rotor de notre machine tétrapolaire ($2P=4$) donne naissance à 12 directions, pour le champ statorique, qui sont définies par le tableau 5.1.

Le capteur de position et sa logique de commande seront utilisés pour déterminer les séquences de conduction des six transistors de puissance. Le problème consiste donc à élaborer six signaux 120° électriques diphasés entre eux de 60° électriques (voir figure 5.2).

La solution adoptée est la suivante :

Le capteur sera constitué d'un disque en verre composé d'un certain nombre de piste. Chaque piste étant divisée en secteurs représentant le "0" et le "1" logique. Il reste à préciser le nombre de piste à choisir et comment il faut placer les secteurs opaques ou translucides sur ces différentes pistes afin de prévoir une logique de commande simple à réaliser.

Position du rotor en radian électrique	Direction de champ statorique	Transistors amorcés						Mode
		T(1,1)	T(1,2)	T(1,3)	T(2,1)	T(2,2)	T(2,3)	
$[-\frac{5\pi}{6}, -\frac{\pi}{2}[$	P_1	1	0	0	0	1	0	M_1
$[-\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{6}]$	P_2	1	0	0	0	0	1	M_2
$[-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6}[$	P_3	0	1	0	0	0	1	M_3
$[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2}[$	P_4	0	1	0	1	0	0	M_4
$[\frac{\pi}{2}, \frac{5\pi}{6}[$	P_5	0	0	1	1	0	0	M_5
$[\frac{5\pi}{6}, \frac{7\pi}{6}[$	P_6	0	0	1	0	1	0	M_6
$[\frac{7\pi}{6}, \frac{3\pi}{2}[$	P_1	1	0	0	0	1	0	M_1
$[-\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{6}[$	P_2	1	0	0	0	0	1	M_2
$[-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6}[$	P_3	0	1	0	0	0	1	M_3
$[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2}[$	P_4	0	1	0	1	0	0	M_4
$[\frac{\pi}{2}, \frac{5\pi}{6}[$	P_5	0	0	1	1	0	0	M_5
$[\frac{5\pi}{6}, \frac{7\pi}{6}[$	P_6	0	0	1	0	1	0	M_6

Tableau 5.1



Le choix d'une seule ou deux pistes ne satisfait pas la fonction d'autopilotage vue qu'on aura tout le temps un problème d'initialisation pour le démarrage. Par contre la solution définitive retenue est celle de trois pistes, ces nombreux avantages seront vus par la suite.

D'après le tableau 5.1, nous remarquons qu'il est plus astucieux d'étudier le phénomène sur une période électrique. Notons X, Y, Z les sorties des trois détecteurs qui génèreront la séquence de commande des phases A, B, C.

Pour éviter les aléas de lecture du capteur, dus aux imperfections inévitables au niveau mécanique (erreur de position) et électronique, il est nécessaire de minimiser le nombre de secteurs. Nous adaptons pour chaque période électrique la division de chacune des pistes en deux secteurs égaux à niveau logique complémentaire.

Le tableau 5.2 donne l'état de sortie d'un capteur en fonction des états des interrupteurs du convertisseur et la figure 5.14 présente les séquences de sorties de trois détecteurs en fonction de la position angulaire pour une seule période.

X	Y	Z	T(1,1)	T(1,2)	T(1,3)	T(2,1)	T(2,2)	T(2,3)
1	0	0	1	0	0	0	1	0
1	1	0	1	0	0	0	0	1
1	1	1	0	1	0	0	0	1
0	1	1	0	1	0	1	0	0
0	0	1	0	0	1	1	0	0
0	0	0	0	0	1	0	1	0

Tableau 5.2

Il est rappeler que le capteur choisi a l'avantage d'avoir deux sorties complémentaires (S et $\bar{S}$).

La figure 5.15 présente les intervalles de conduction des transistors de l'onduleur, notre but est de concevoir un schéma d'une logique simple de commande de ces interrupteurs à partir des signaux issus des trois détecteurs.

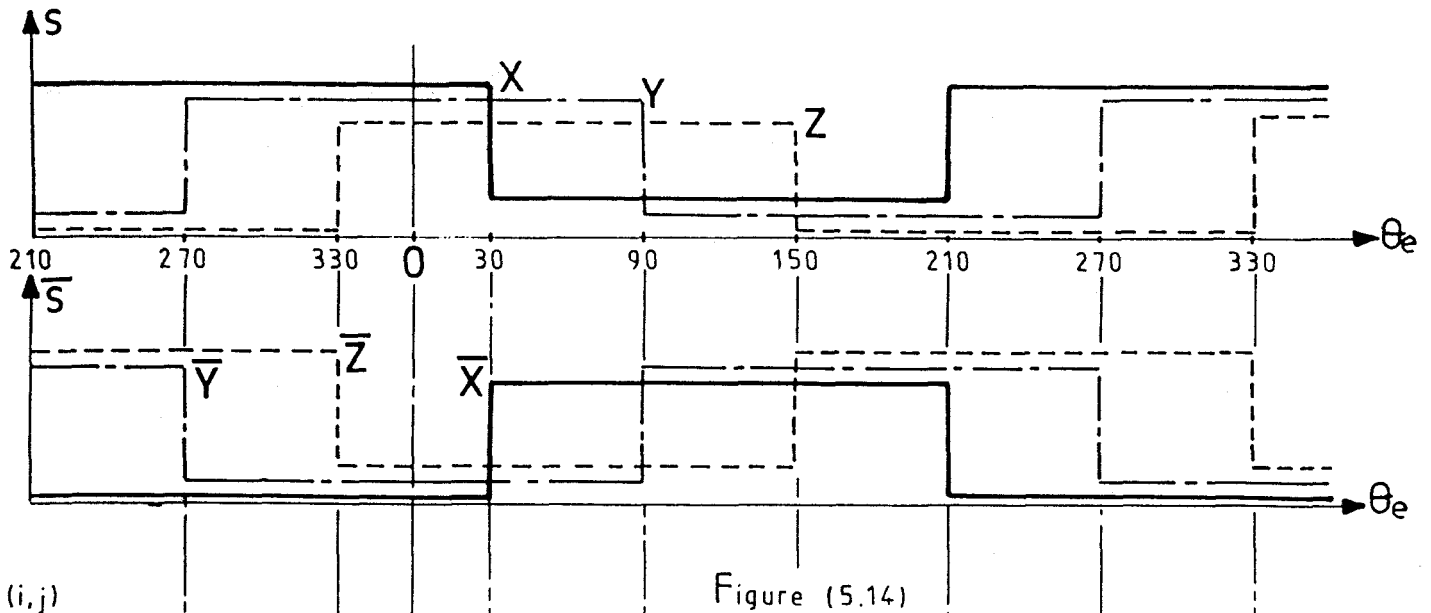


Figure (5.14)

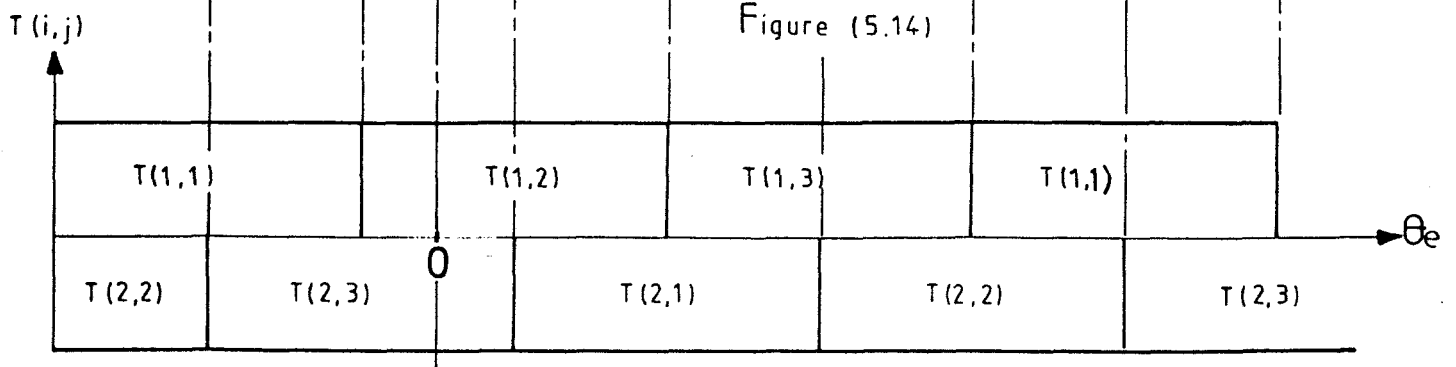


Figure 5.15

Grâce à la solution adoptée des trois pistes et des secteurs à niveau logique complémentaire, les signaux X , Y , Z sont transformés aisément par un système logique approprié en six signaux 120° électriques $VT(1,1)$, $VT(1,2)$, $VT(1,3)$, $VT(2,1)$, $VT(2,2)$, $VT(2,3)$ décalés de $\pi/3$ radians avec lesquels on peut commander directement la fonction signal de la base des transistors de puissance. Le tableau 5.3 résume les fonctions de commande des six transistors.



$VT(1,1)$	$VT(1,2)$	$VT(1,3)$	$VT(2,1)$	$VT(2,2)$	$VT(2,3)$
$X\bar{Z}$	YZ	$\bar{X}\bar{Y}$	$Z\bar{X}$	$\bar{Y}\bar{Z}$	XY

Tableau 5.3.

Par la suite la réalisation de ces fonctions de commande s'avère très simple et ne nécessite que des circuits intégrés standard. La figure 5.16 présente le schéma de la logique de commande à 120° électriques.

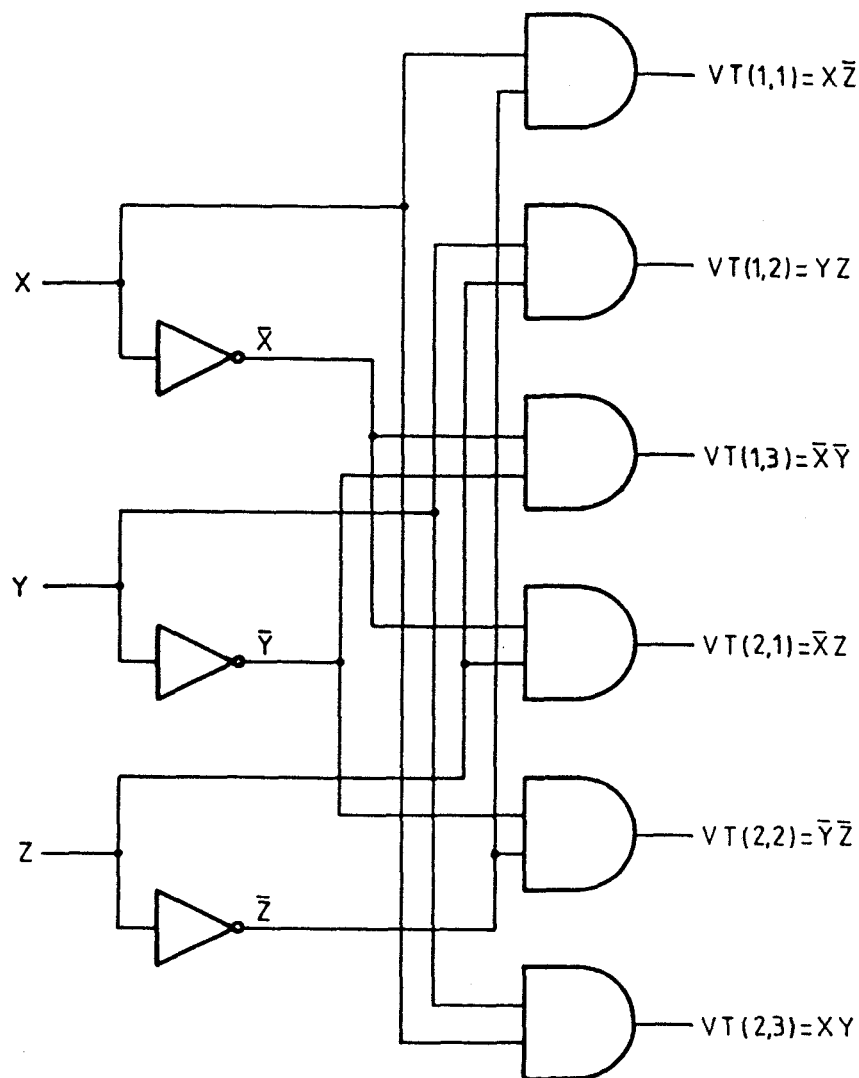


Figure 5.16 Logique de commande de la fonction signal

Pour avoir le maximum de précision de traçage des pistes, nous avons établi un programme de traçage à l'ordinateur. Le disque ou exactement notre roue codeuse aura les caractéristiques présentées sur la figure 5.17 qui n'est autre que le résultat de traçage de programme à l'ordinateur.

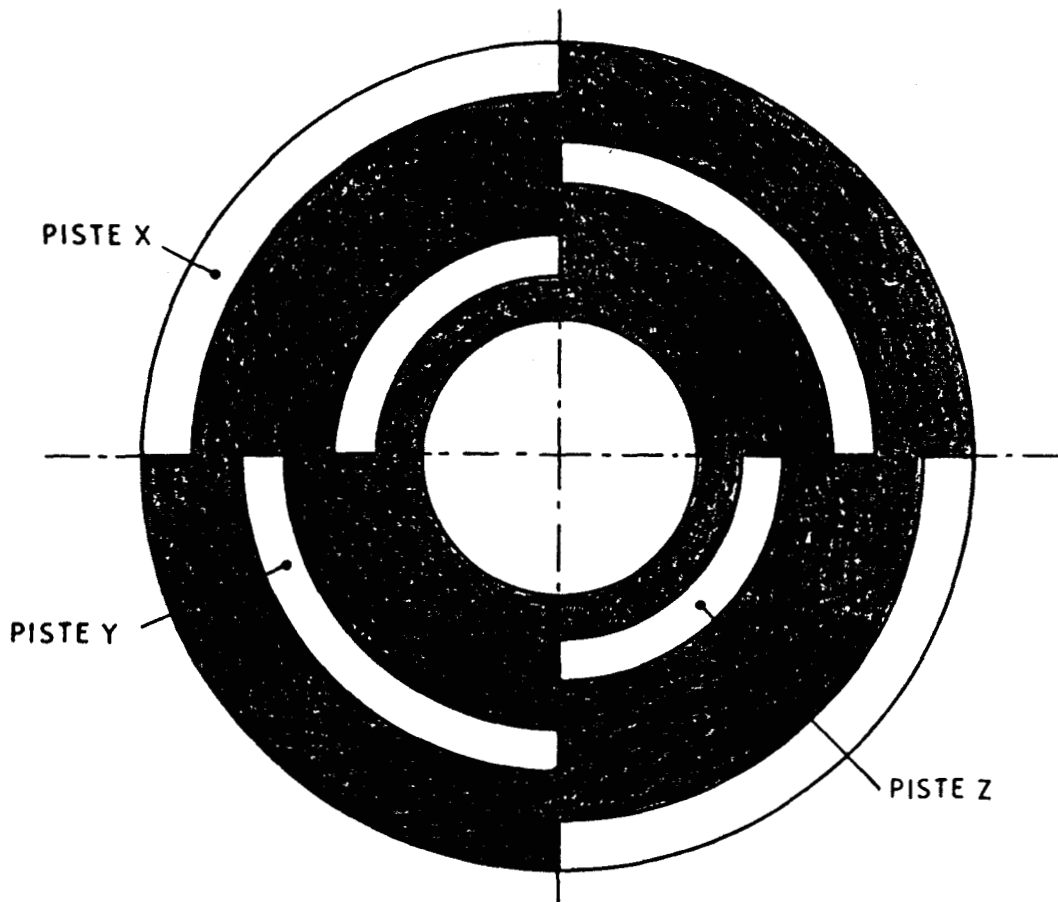


Figure 5.17 Dessin de la roue codeuse

Le capteur de position que nous venons de décrire présente de nombreux avantages.

- Il fournit une information sur la position du rotor même à l'arrêt, ce qui est fondamental pour assurer le démarrage de la machine autopilotée.

- Il donne une très bonne précision directement liée au nombre de secteurs parfaitement adaptable à la précision désirée.

- La logique de commande est simple à réaliser et, elle ne fait intervenir ni horloge, ni comptage et n'introduit par conséquent aucun retard.

- Aucun réglage ni mise au point n'est nécessaire, d'où une fiabilité accrue.

4.7.4. Montage mécanique [50]

La machine synchrone étudiée est une machine classique, nous serons alors obligé de prévoir des modifications mécaniques, sans perturber ses caractéristiques principales d'ordre thermique, mécanique ou électrique, afin de réaliser un autopilotage bien adapté.

La roue codeuse est l'élément principal de la fonction d'autopilotage. Elle devra assurer :

- un bon centrage par rapport à l'axe du rotor pour optimiser la sortie de capteur et éviter les erreurs de position,
- la possibilité d'effectuer un déplacement angulaire à l'arrêt de la machine pour faire varier l'angle de décalage interne δ .

Pour répondre à ces conditions, un dispositif mécanique peu encombrant, facile à réaliser et peu onéreux, est présenté à la figure 5.18.

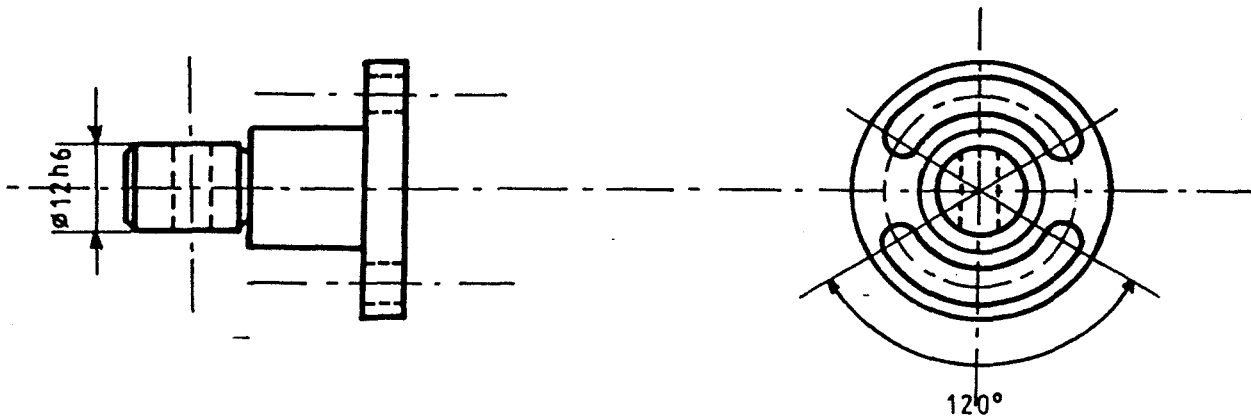


Figure 5.18 Dessin de définition de la pièce de liaison
entre rotor et roue codeuse

Les tolérances H7h6 déterminent un ajustement avec serrage entre la pièce de liaison et le rotor de la machine. Cette liaison est rendue plus rigide avec une vis sans tête fendue.

Deux lumières symétriques de 120°, permettent une liberté de déplacement angulaire de disque ainsi que le passage d'organe de serrage (boulon à tête hexagonale).

Les rondelles choisies sont des rondelles à dent car elles permettent un serrage efficace et un très bon freinage grâce à l'élasticité des dents.

Il est à signaler que la roue codeuse est munie d'un alésage de diamètre égal au diamètre extérieur de la pièce de liaison mais de profondeur très réduit pour obtenir un bon centrage.

Un support cylindrique, indépendant mécaniquement de la machine synchrone, dont l'axe coïncide parfaitement avec celui du rotor sert à fixer les 3 barrières en fourche ML 13 placées à 120° l'un par rapport à l'autre avec 12 vis M4 en utilisant les évidements prévus.

Pour mieux positionner le capteur par rapport à sa piste nous avons prévu une lumière de 4×10 mm au lieu d'un trou lisse pour le passage des vis de fixation ce qui va permettre une grande souplesse pour le déplacement radial et un rattrage efficace de desaxement.

La fixation du support se fait sur le même socle de la machine synchrone à l'aide des deux boulons. Une lumière dans la direction horizontale est prévue pour rattraper le desaxage.

Le support est positionné de telle sorte que le disque tourne sans frottement et sans problème mécanique entre les bras de la fourche des trois détecteurs.

La figure 5.18 présente le dessin d'ensemble de système d'auto-pilotage.

Il est à noter que le disque et la pièce de liaison sont gradués en degrés mécanique afin d'avoir le maximum de précision pour le choix de l'angle de décalage interne. Le disque possède la graduation mobile dont l'origine coïncide avec l'axe vertical commun de deux trous lisses laissant passer les deux vis de fixation.

La pièce intermédiaire possède elle aussi une graduation dont l'origine coïncide avec l'axe vertical du rotor qui est le même axe de symétrie de chacune des deux lumières. Cette origine est obtenue à partir de la position stable du rotor quand la phase A est alimentée seule par un courant continu. La position zéro est repérée sur les figures 5.14, 5.15. A ce moment le détecteur X indique le niveau zéro 30° électriques plus tard alors que le détecteur Z a atteint son niveau logique 1 depuis 30° électriques. Ceci permet de positionner le disque lorsque le rotor est attiré par le champ de la phase A quand on alimente celle-ci en continu. La figure 5.19 montre la fixation de disque en respectant bien la position zéro pour un angle de décalage interne nul.

Coupe A-A

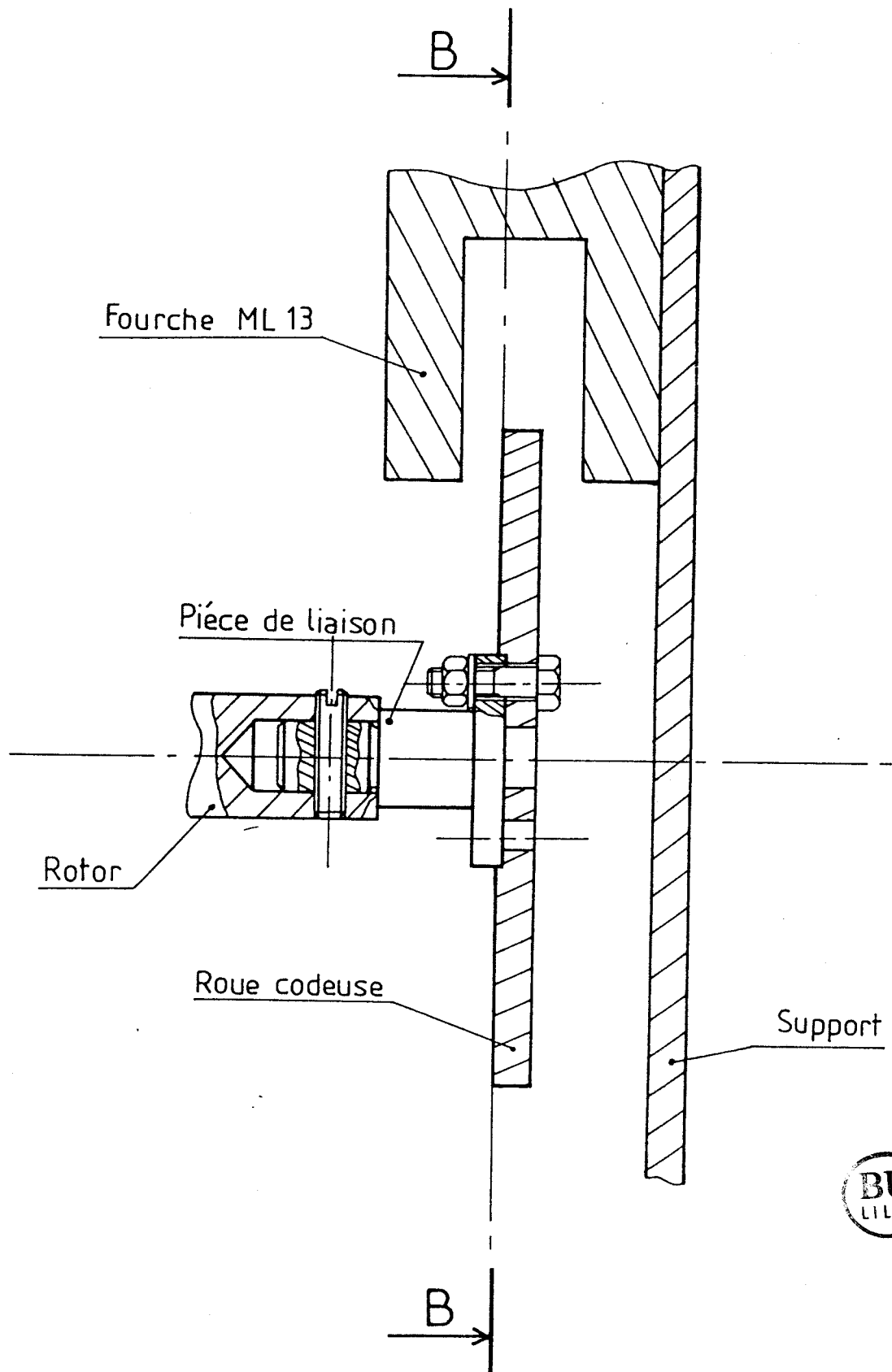


Figure 5.18 Dessin d'ensemble du système d'autopilotage

Coupe B-B

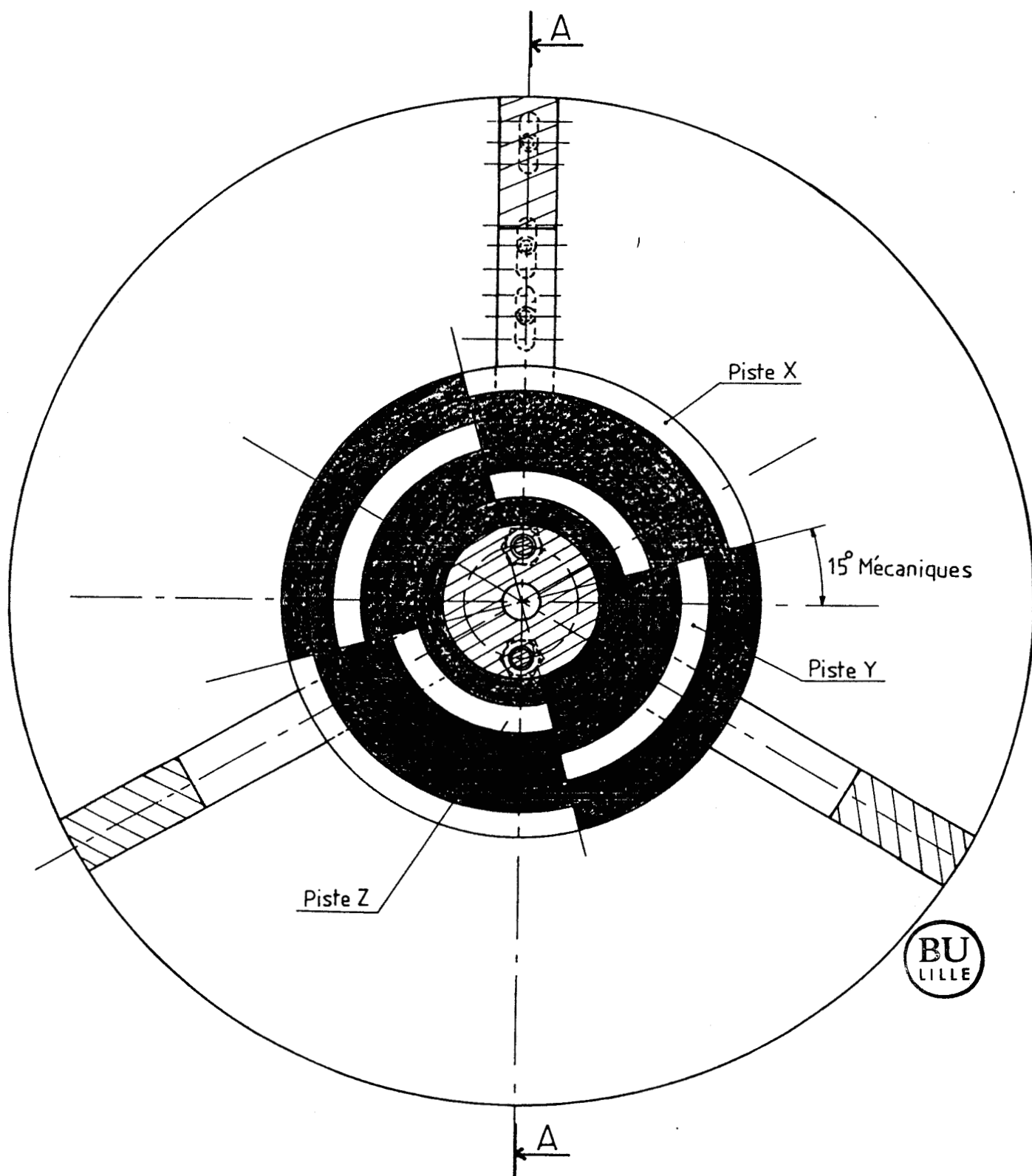


Figure 5.19 Position du disque pour un décalage interne nul

4.7.5. Les causes d'erreurs

Dans la majorité des systèmes de mesure, le procédé de codage n'est pas exempt d'erreurs du fait des relations intervenant entre les composants internes et l'environnement. Elles sont produites par plusieurs facteurs extérieurs. Nous allons définir ces défauts et déterminer les principaux facteurs contribuant aux erreurs.

a) Erreur en position

Elle s'exprime en minutes d'arc ou en degrés électriques, elle se définit comme étant la différence entre la position réelle de l'arbre et sa position théorique en observant le signal de sortie. L'erreur de positionnement provient de l'excentricité de la roue codeuse en rotation par rapport à l'axe de rotor et aux détecteurs. L'erreur de positionnement provient de l'excentricité de la roue codeuse en rotation par rapport à l'axe de rotor et aux détecteurs. L'erreur en position, $\Delta\theta_p$ se calcule avec la formule :

$$\Delta\theta_p = \frac{kE}{R} \text{ (en degrés)} \quad (5.9)$$

où $K = \frac{360}{2\pi}$

E : excentricité en mm

R : rayon de la roue codeuse = 54mm

Etant donné que nous avons utilisé des machines classiques pour l'usinage de notre système, nous évaluons l'excentricité à 0,1mm d'où l'erreur de position :

$$\Delta\theta_p = \frac{kE}{R} = \frac{360}{2\pi} \cdot \frac{0,1}{54} = 0,1 \text{ degré électrique}$$

Les erreurs sur le cycle, sur la largeur d'une impulsion, sur la phase n'ont pas de relations avec l'excentricité et par la suite on n'en tient pas compte.

b) Erreur sur la phase

* Erreurs sur la phase dues au jeu radial

L'erreur sur la phase correspond à l'écart maximal du déphasage entre les sorties S et $\bar{S}$ par rapport à leur déphasage théorique de 180 degrés électriques.

Le jeu radial et l'excentricité vont modifier la phase d'une valeur inversement proportionnelle au carré du rayon de la roue codeuse et proportionnelle au nombre de périodes N de la roue codeuse.

$$\Delta\phi_R = \frac{K_2 N E}{R^2}$$

K_2 : constante de valeur égale à 120

$N = 2$

$R = 54\text{mm}$

$E = 0,1\text{mm}$

$$\Delta\phi_R = \frac{120 \times 0,1}{(54)^2} = 8,2 \cdot 10^{-3} \text{ degrés électriques}$$

* Erreur sur la phase due au jeu axial

Le jeu axial provoque une modification de la phase lorsque les faisceaux lumineux éclairant la piste ne sont pas parfaitement parallèles. L'équation représentant cette variation de phase est la suivante :

$$\Delta\phi_A = \Delta G \times Q_{ma}$$

où ΔG : variation d'écartement roue codeuse-pièce de liaison due au jeu axial (mm)

Q_{ma} : Facteur de desalignement (degrés électriques/mm)

La valeur typique de Q_{ma} est de : $Q_{ma} = 20 \text{ degrés/mm}$.

Pour notre montage nous adoptons $\Delta G = 0,1\text{mm}$

d'où $\Delta\phi_A = 0,1 \times 20 = 2 \text{ degrés électriques}$

* Erreur totale sur la phase

L'erreur totale sur la phase est égale à la somme des erreurs dues au jeu radial et aux déplacements axiaux.

$$\Delta\phi_T = \sqrt{\Delta\phi_R^2 + \Delta\phi_A^2} = \sqrt{(8,2 \cdot 10^{-3})^2 + (2)^2} = 2 \text{ degrés électriques.}$$

* Evaluation de l'erreur totale

La distribution des erreurs sur la largeur des états logiques se calcule algébriquement en additionnant les moyennes de celle de position et de phase.

$$\Delta\theta = \Delta\theta_p + \Delta\phi_T = 0,1 + 2 = 2,1 \text{ degrés électriques}$$

Les contributions des erreurs sont additionnées algébriquement en vue d'obtenir les performances dans le cas le plus défavorable.

Pour notre système nous évaluons l'erreur relative $\Delta\theta_R$:

$$\Delta\theta\% = \frac{\Delta\theta}{\theta} = \frac{2,1}{120} = 1,8\%$$

La valeur de cette erreur nous rassure sur la bonne précision du système choisi. Elle peut se traduire par une erreur égale sur le réglage de l'angle interne et on verra que le système est peu sensible à ce réglage. Elle peut aussi se traduire par une erreur maximale de 3,6% sur un angle de conduction de l'un des transistors : une très petite quantité d'harmoniques supplémentaires sera seule générée.

5 - La sécurité de fonctionnement par protection contre les surintensités

[51][52]

5.1. Introduction

La fiabilité d'un équipement de puissance, contrairement à celle d'un équipement de traitement des signaux, ne dépend pas que de la fiabilité intrinsèque de ses composants, mais dans une très grande proportion de la conception même de l'équipement. En particulier, le concepteur devra s'assurer qu'en aucun cas les limites des divers composants ne sont dépassées, ce qui nécessite le développement de circuits de surveillance spécialisés.

Il faut donc prévoir un circuit dont la fonction spécifique sera de vérifier en permanence que toutes les conditions nécessaires et suffisantes soient réunies pour assurer un fonctionnement correct.

5.2. Le circuit de limitation de courant

Il s'agit de circuit dont l'importance est capitale pour la sécurité de fonctionnement de l'onduleur et auquel nous devons prêter une attention particulière.

La mise en oeuvre des circuits de surveillance et de limitation de courant pose en général deux problèmes :

- a) comment détecter une surcharge ?
- b) Comment réagir, pour éviter la destruction des semi-conducteurs de puissance ?

5.2.1. Le circuit de détection de surcharge en courant

Dans un convertisseur à transistor de puissance, la fonction de circuit de limitation de courant est d'éviter un fonctionnement au delà des limites des composants. L'élément le plus "sensible" étant le transistor, il est logique de surveiller le courant qui le traverse. Plusieurs méthodes sont envisageables :

- le shunt de mesure
- le transformateur d'intensité
- le circuit de surveillance de la désaturation des transistors.

Nous avons choisi le transformateur d'intensité, que nous décrivons par la suite, principalement parce qu'il fournit une information galvaniquement isolée du circuit de puissance ce qui permet plus de souplesse dans le traitement.

Par ailleurs, les autres solutions présentent dans le cas de notre onduleur quelques désavantages :

- pas d'isolement galvanique pour le shunt, ce qui complique un peu l'électronique associée;
- la caractéristique de désaturation peut présenter une dispersion importante, de ce fait, la valeur du courant à laquelle intervient la limitation est totalement imprévisible de plus il y aura le problème de l'isolement galvanique.

5.2.2. Le transformateur d'intensité

a) Principe

La figure 5.20 représente le transformateur électronique de mesure TRANSTRONIC type TA050. Son principe est le suivant :

Le courant primaire produit un champ magnétique qui est détecté par une sonde à effet Hall. Il est immédiatement compensé par le courant secondaire fourni par l'amplificateur.

Le capteur à effet Hall est placé dans l'entrefer du circuit magnétique. Le courant secondaire est l'image du courant primaire dans le rapport du nombre de spires (1/1000).

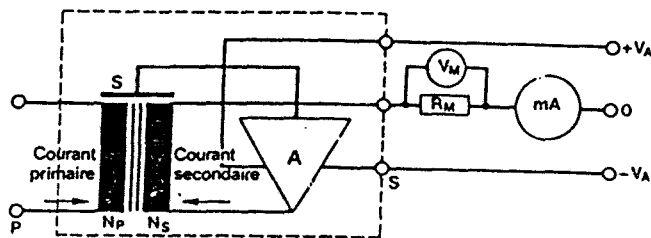


Figure 5.20 Transformateur électronique de mesure
Les caractéristiques de ce capteur sont données en annexe.

b) Avantages

- Haut niveau d'isolement entre circuits primaire et secondaire
- Grande précision : meilleurs que 1%
- Linéarité : meilleur que 0,1%
- Réponse rapide : $\frac{dI_p}{dt} > 50 \text{ A}/\mu\text{S}$
- Surcharge admissible : $2 \times I_N$ pendant 2mn/h
- Grande étendue de mesure

5.3. Choix de nature de protection

5.3.1. Protection décentralisée

La première idée consiste à décentraliser complètement la protection en la ramenant directement au niveau de chaque transistor. En cas de défaut, l'information n'est pas transmise à un processeur central, mais est traitée par un processeur décentralisé qui déclenche une action corrective immédiate indépendante du reste du circuit. Cette méthode procure une très grande sécurité, mais nécessite une multiplication du nombre des fonctions, ce qui, en éléments discrets, conduit à un coût prohibitif. Par la suite cette solution n'est pas retenue.

5.3.2. Protection centralisée

Grâce à la commande 120°, la valeur de crête de l'intensité I_c absorbée par l'onduleur constitue une borne supérieure du courant dans ses composants. Cette remarque permet d'envisager une protection centralisée des transistors au moyen d'un capteur de courant unique, qui est le transformateur électronique de mesure, monté entre la source de tension continue et le convertisseur.

5.4. Conception du disjoncteur

Lorsqu'une surcharge est détectée ($I_c > I_{ref}$), le circuit de protection doit apporter très rapidement une action corrective de manière à éviter un dépassement du courant maximal admissible dans les transistors.

Plusieurs solutions sont possibles pour satisfaire cette condition. La stratégie retenue consiste à bloquer tous les transistors de puissance de l'onduleur lorsqu'un dépassement du maximum admissible (I_{ref}) du courant a été détecté. Par contre, le courant dans les phases du moteur (circuit inductif) ne peut pas suivre de variation brusque, alors ce sont les diodes montées en parallèle avec les transistors qui débitent le courant, qui est en train de s'atténuer vers la source de tension et c'est le condensateur à la sortie de cette source qui emmagasine les charges correspondantes. La figure 5.21 donne l'allure de courant I_c à l'entrée de l'onduleur lors d'une surcharge accidentelle.

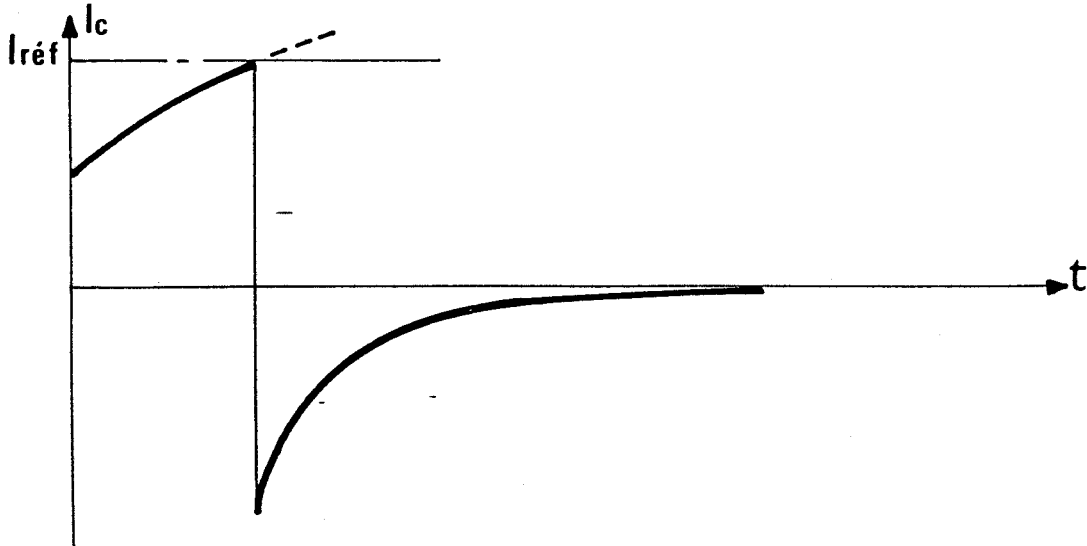


Figure 5.21 Variation du courant I_c lors d'une surcharge

La tension V_M image du courant mesuré I_c , à l'entrée de l'onduleur, délivrée par la résistance R_M , montée au secondaire du capteur de courant à effet Hall, et la tension $V_{réf}$ image de courant référence ($I_{réf}$) sont appliquées à l'entrée d'un comparateur très rapide LM311 dont la sortie est R qui commande une entrée d'une bascule RS. La deuxième entrée de cette bascule est un niveau haut ou un niveau bas forcé que l'on commande manuellement à partir d'un bouton poussoir. La figure 5.22 représente le schéma de circuit du disjoncteur.

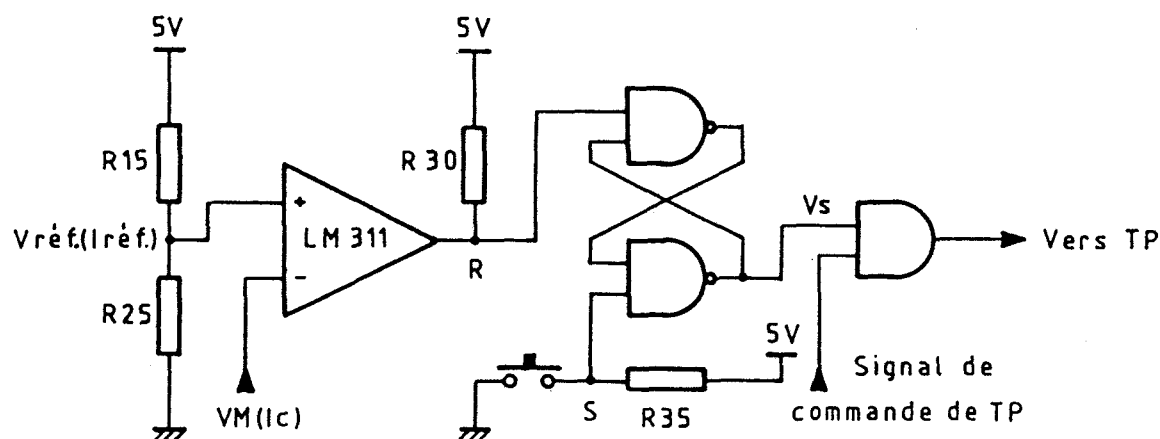


Figure 5.22 Schéma de circuit du disjoncteur

Au début du fonctionnement, c'est à dire avant d'appliquer la puissance, R a un niveau 1, ainsi que VS. Il faut appuyer sur le bouton poussoir pour avoir $S=0$. Dès que l'on relâche le bouton poussoir, S aura un niveau haut égal à 1 mais grâce à la mémoire de la bascule RS, VS garde son état précédant qui est 1. Si une surcharge est détectée, R passe à zéro par suite VS aura un niveau 0 et tous les transistors de puissance sont bloqués. Le courant I_c fourni par la source de tension s'annule brusquement mais les diodes laissent passer un courant I_c négatif vers le condensateur de la source de tension (voir figure 5.21).

Au moment où le courant I_c s'inverse R passe à l'état 1 (S est encore maintenue à 1) mais la sortie VS conserve son ancien état 0. Quand les courants dans les trois phases du moteur synchrone sont éteints, ce dernier s'arrête. En vue du démarrage suivant, on devra diminuer la tension U_o à l'entrée de l'onduleur. Une fois que la cause de cet accident est définie, si l'on veut redémarrer de nouveau il faut forcer VS à 1 en appuyant sur le bouton poussoir pour mettre S à l'état 0. Le tableau 5.4 résume la fonction du circuit disjoncteur.

S	R	VS	Observations
0	1	1	Initialiser S à zéro pour démarrer
1	1	1	Régime normal
1	0	0	Une surcharge est détectée $I_c > I_{réf}$; Transistors sont bloqués
1	1	0	Le courant I_c est renversé ($I_c < 0$) ; le moteur s'arrête

Tableau 5.4

Pour assurer l'efficacité, la fiabilité de notre circuit disjoncteur et pour qu'il intervienne rapidement, nous appliquons la sortie VS avec le signal de commande de chaque transistor de puissance de l'onduleur à l'entrée d'une porte logique "ET". Ainsi la nouvelle sortie de chaque porte logique "AND" va présenter la fonction signal qui donnera l'ordre de conduction ou de blocage des transistors de puissance du convertisseur. Donc la nouvelle fonction signal est l'image de conduction ou de blocage des transistors de puissance ; c'est à dire quelle que soit la cause qui va entraîner une surcharge ($I_c > I_{réf}$), la sortie de notre nouvelle fonction signal va basculer de l'état logique 1 à l'état 0 pour entraîner l'interruption de transfert d'énergie de la source vers la machine.

Le choix de cette protection offre de nombreux avantages :

- Le circuit du disjoncteur assure une bonne protection thermique de la charge et du transistor de puissance,
- Le blocage rapide de tous les transistors de puissance offre une grande sécurité en cas de court-circuit ou des surcharges.

5.4.1. Simplification de la réalisation du circuit

Nous constatons bien que notre fonction signal est obtenue par l'association en série de deux portes logiques "ET" à deux entrées représentées figure 5.23a ; lorsque $S=1$ le transistor de puissance est amorcé.

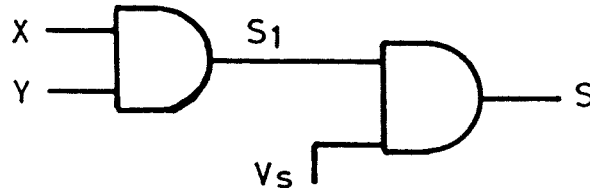


Figure 5.23a

X	Y	S1
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

S1	VS	S
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

Le schéma de la figure 5.23a est simplifiable en celui de la figure 5.23b.

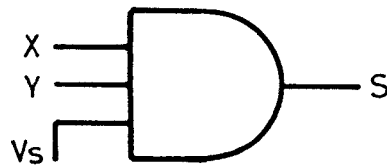


Figure 5.23b

X	Y	VS	S
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1



Cette solution permet de réduire le coût et l'encombrement de la fonction signal. La figure 5.24 représente le nouveau schéma de la fonction signal.

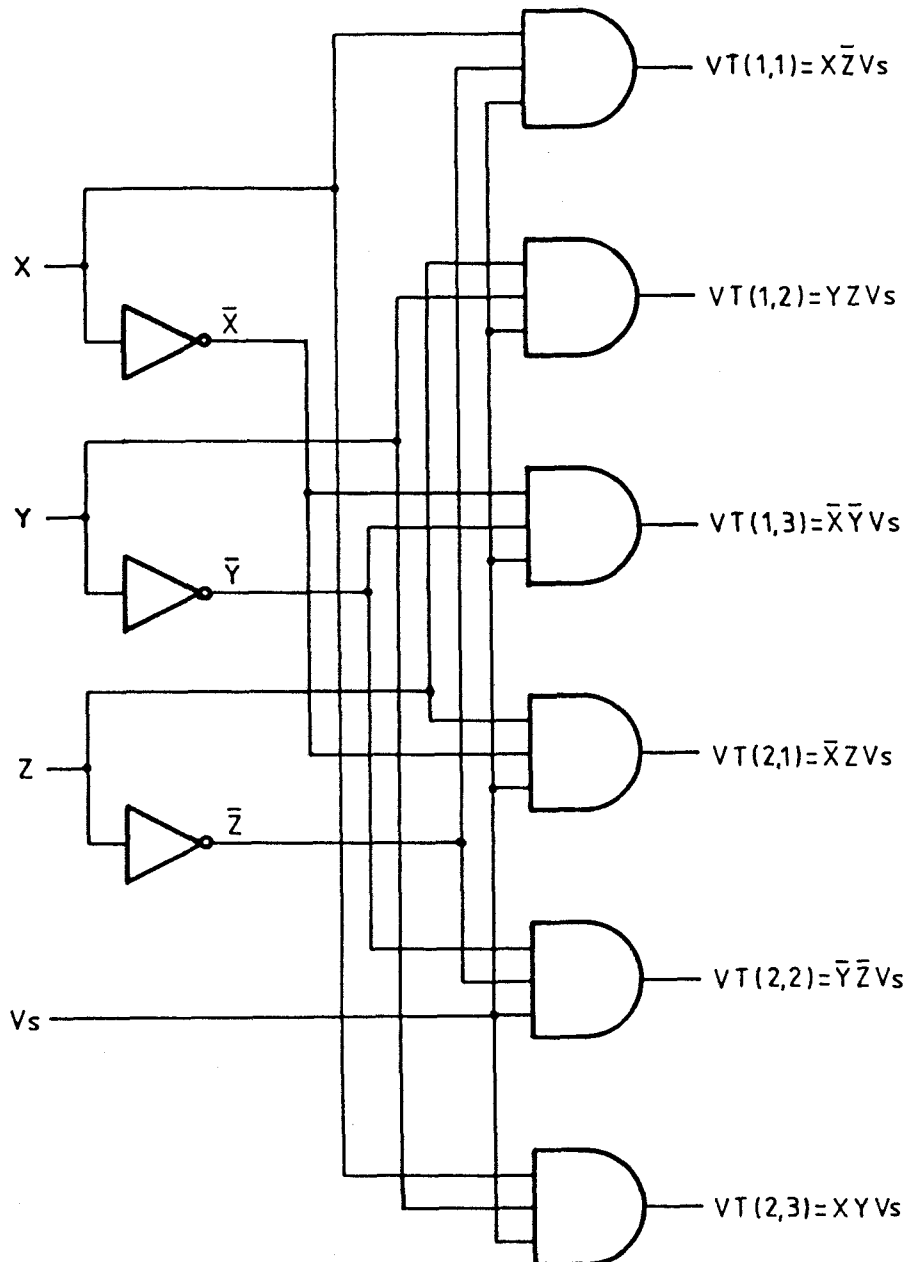


Figure 5.24 Schéma logique de la fonction signal

6 - ISOLATION GALVANIQUE DE LA PUISSANCE ET DE LA COMMANDE [53];[54]

Dans les convertisseurs, il est nécessaire de prévoir un isolement galvanique entre la fonction signal et la fonction puissance. Mais, un tel isolement ne doit pas altérer la qualité et les performances de la commande de base.

Nous avons choisi chez Hewlett Packard un photocoupleur très rapide qui est le 6N136 dont l'avantage est d'avoir un encombrement et un poids réduits.

6.1. Description

La figure 5.25 représente le photocoupleur 6N135/6.

Ces photocoupleurs à diode et transistor utilisent une diode électroluminescente et un photodétecteur intégré qui donnent une tension d'isolement de 3000Vcc entre entrée et sortie. La séparation entre le circuit d'excitation de la diode et l'alimentation du collecteur du transistor améliore des centaines de fois la vitesse par rapport à celle d'un phototransistor classique, en réduisant la capacité base-transistor. De plus, ils ont le grand avantage d'avoir une réjection de bruit en mode commun bien meilleure et de permettre un véritable isolement des deux sous-systèmes par rapport à la masse.

Les autres caractéristiques sont données en annexe.

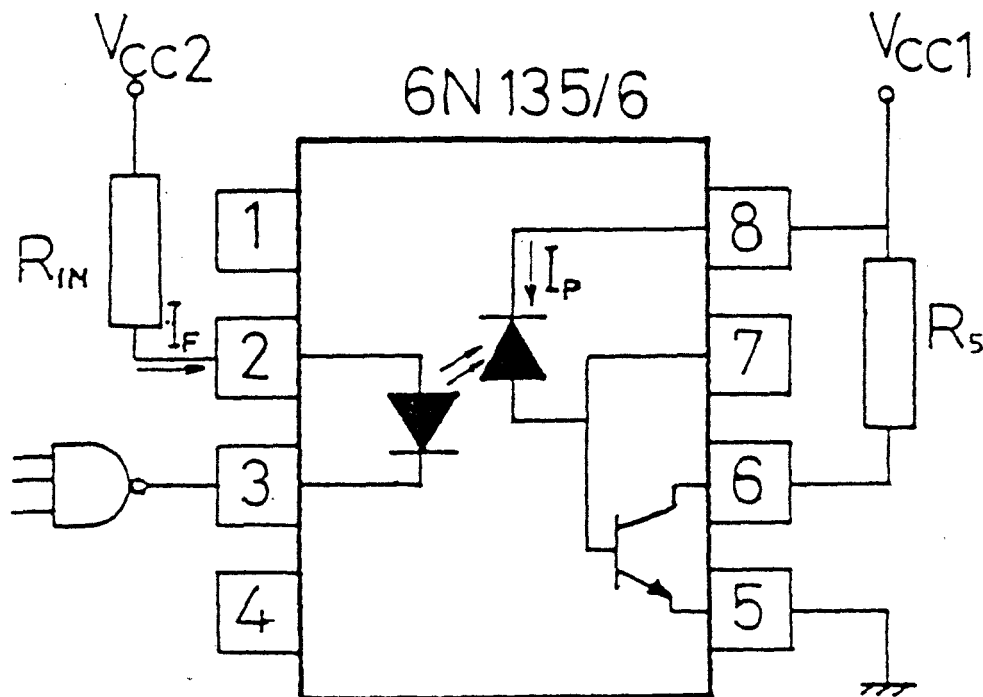


Figure 5.25 Photocoupleur 6N135/6 de Hewlett Packard

Le 6N136 est utilisable dans les applications TTL/TTL à grande vitesse. Le débit TTL standard de 16mA à travers la DEL d'entrée fournit suffisamment de courant en sortie. Cette propriété nous pousse à modifier le schéma de la fonction signal en remplaçant la porte logique "ET" à trois entrées (SN 7411) qui alimente la DEL d'entrée à travers RIN par une autre porte logique "NAND" à trois entrées à collecteur ouvert (SN 7412) qui aura à son collecteur la résistance RIN et la DEL. La figure 5.26a, b résume la solution proposée.

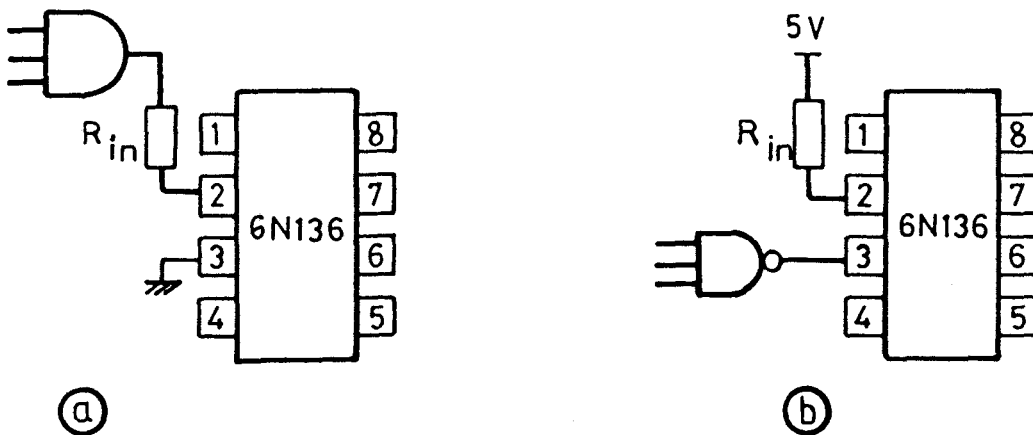


Figure 5.26 Amélioration de la fonction signal

7 - DIMENSIONNEMENT DES TRANSISTORS DE PUISSANCE ET DES DIODES

7.1. Spécifications des interrupteurs [55];[56]

La définition des caractéristiques nécessaires pour la réalisation d'un convertisseur alimenté sous une tension U doit tenir compte des temps d'établissement (t_{f_r}) des diodes (voir figure 5.27). Ce paramètre est très important car la diode met toujours un certain temps avant de permettre au courant de circuler normalement quand elle est polarisée en direct et par conséquent il peut freiner la commutation.

La surtension V_{fp} , (voir figure 5.28) s'ajoute à la tension normale vue par les transistors au moment du blocage. Si cette surtension est importante, il faudra dimensionner les transistors pour une tenue supérieure en tension. Le choix des diodes "rapides" réduit ces surtensions comme le montre la figure 5.28.

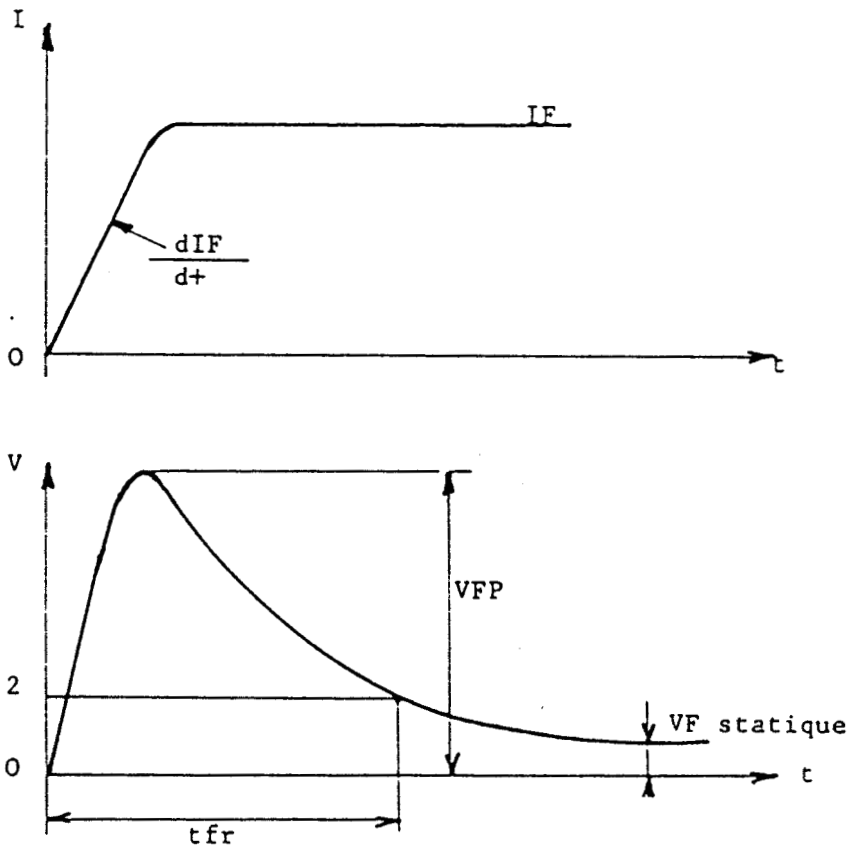


Figure 5.27 Commutation à l'établissement d'une diode

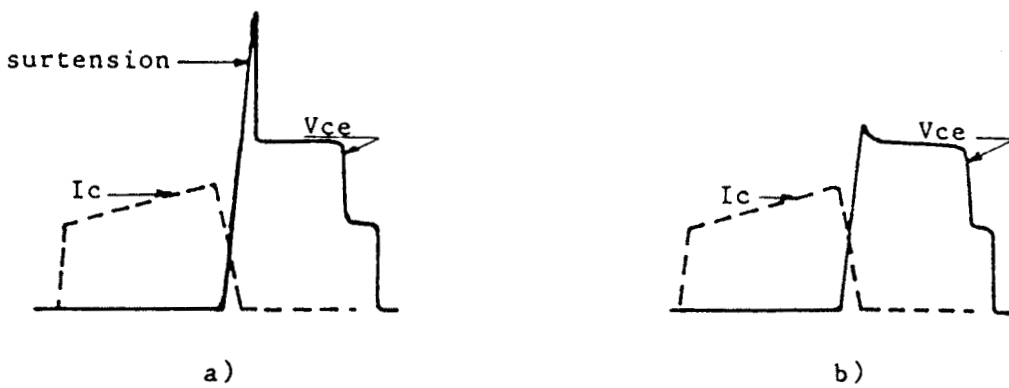


Figure 5.28 Influence des diodes de récupération sur le fonctionnement du transistor

a) avec diode lente

b) avec diode rapide

7.1.1. Commutation au blocage

Après un état passant, la diode réelle met un certain temps avant de retrouver son pouvoir de blocage et laisse passer un courant inverse. Le temps de conduction inverse est appelé le temps de recouvrement (figure 5.29). La connaissance de la réaction de la diode au blocage est importante pour l'élaboration d'un circuit.

Le recouvrement inverse dépend du circuit qui impose la vitesse de décroissance du courant qui est le transistor dans notre cas.

Il faut chercher à minimiser dV_R/dt et V_{RM} . La première est réduite par réduction de I_{RM} et la seconde dépend des inductances parasites.

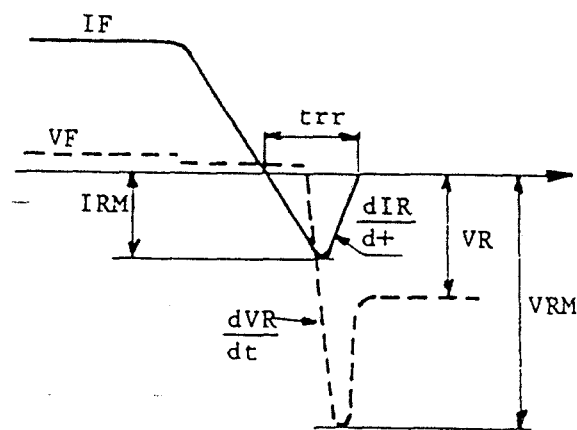


Figure 5.29 Recouvrement d'une diode inverse

7.2. Dimensionnement des interrupteurs de puissance

7.2.1. Transistor bipolaire [57]; [58]

Les caractéristiques principales des transistors de commutation sont résumées par les tensions de blocage $V_{CEO(SUS)}$ et V_{CEV} , le courant collecteur nominal $I_{C\ sat}$, les aires de sécurité en commutation, les temps de commutation et la robustesse spécifiée sous forme "d'aires de surcharges".

Si l'on considère l'onduleur comme un ensemble de six hacheurs à courant continu, chacun de ces hacheurs doit être capable de tenir toute la tension continue d'alimentation ainsi que le courant crête qui circule dans une phase de la machine.

L'onduleur réalisé est alimenté par le réseau 220V-50Hz redressé et filtré. En se basant sur une tolérance secteur de $\pm 10\%$ chaque transistor de puissance n'est théoriquement soumis qu'à la tension maximale d'alimentation, soit :

$$(380 + 38) \sqrt{2} = 591,2 \text{ V}$$

En prenant une marge de sécurité, on devra imposer : $V_{CEO(SUS)} > 650\text{V}$.

La décomposition en série de Fourier permet de donner la valeur crête du courant traversant le transistor.

$$I_{c_{\text{crête}}} = \frac{\pi}{\sqrt{3}} I_n \sqrt{2} = \frac{\pi}{\sqrt{3}} 10,5 \sqrt{2} = 26,9 \text{ A}$$

Il en résulte deux possibilités intéressantes pour le dimensionnement des transistors de puissance :

1) Lorsque, pour des raisons de coût, le transistor doit être exploité au maximum, il peut être utilisé avec un courant collecteur supérieur à $I_{c \text{ sat}}$. Le courant de base doit être augmenté en conséquence.

2) Lorsque l'objectif fixé est un rendement maximal de l'équipement, les transistors peuvent être surdimensionnés en ce qui concerne leur courant collecteur.

L'utilisation du transistor à la moitié du courant collecteur nominal de saturation ($I_{c \text{ sat}}$) entraîne :

a) la tension de saturation collecteur-émetteur diminue d'environ 20 à 30%,

b) le gain forcé peut être doublé.

c) une diminution de 75% de pertes dans le circuit de commande de base.

d) les pertes de commutation diminuent.

Etant donné que le courant à commuter est imposé par l'équipement et par sa charge, le choix de la deuxième solution ("meilleur rendement") entraîne l'utilisation du transistor à la moitié du courant collecteur $I_{C \text{ sat}}$ ($I_{C \text{ eff}} = 19 \text{ A}$).

Pour le dimensionnement en tension des transistors de puissance on a fait le choix sur des transistors à $V_{CEO(SUS)}$ supérieur à la tension maximale que doit supporter l'interrupteur ce qui, théoriquement, permet de se passer du réseau d'aide à la commutation et donne une très grande marge de sécurité en tension (à condition de respecter les limites thermiques des composants).

Pour avoir une "puissance de commande" faible, nous avons choisi des darlington intégrés.

MOTOROLA type BUT 35

$V_{CEO(SUS)} = 700\text{V}$; $V_{CEV} = 1000\text{V}$; $I_{CM} = 50\text{A}$

$V_{CE(sat) \text{ max}} = 5\text{V}$ pour $I_{C(sat) \text{ max}} = 40 \text{ A}$ et $I_{B(sat) \text{ max}} = 8\text{A}$

t_s (pour $T_C = 100^\circ\text{C}$) = $2,8 \mu\text{s}$ (typ.)

t_f (pour $T_C = 100^\circ\text{C}$) = $0,65 \mu\text{s}$ (typ.)

Les caractéristiques détaillées sont données en annexe.

L'avantage du darlington intégré est de réunir sur la même pastille de silicium les deux transistors et les deux résistances constituant le montage darlington classique. La diode D permet de faire bénéficier le transistor T20 (figure 5.30) de la polarisation négative.

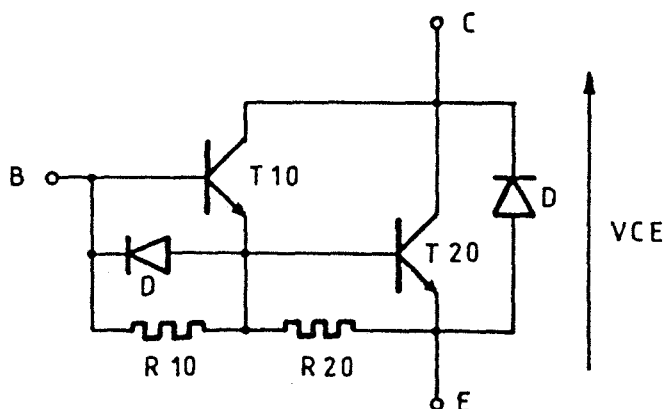


Figure 5.30 Le transistor de puissance BUT 35

7.2.2. Les diodes

Dans un onduleur de tension, il faut monter une diode en parallèle inverse avec chaque transistor.

Le problème de cette diode a fait l'objet de nombreuses études. En particulier, lors des commutations diode-transistor, le courant inverse de recouvrement de la diode crée une forte pointe de courant dans le transistor en train de s'amorcer, donc ayant encore une tension importante à ses bornes. Le recouvrement de la diode risque de faire sortir le transistor de son aire de sécurité.

Le choix des diodes en antiparallèle doit être effectué avec beaucoup de soin comme il a été signalé, la rapidité des diodes limite les surtensions aux bornes du transistor de puissance dues aux inductances parasites. Donc le critère principal du choix est la rapidité.

Nous avons monté en antiparallèle avec chaque darlington une diode rapide (Fast Recovery Rectifiers) type MR5108 MOTOROLA.

- courant direct continu $I_O = 50 \text{ A}$
- tension inverse de crête répétitive $V_{RMM} = 800 \text{ V}$
- courant de pointe de surcharge
non répétitif $I_{FSM} = 400 \text{ A}$
- temps de recouvrement inverse $t_{rr} = 0,1 \mu\text{S}$
- température maximale de jonction $T_j(\text{Max}) = 150^\circ \text{ C}$

8 - CIRCUITS DRIVERS DES TRANSISTORS [59] ; [60]

8.1. Introduction

Nous attachons beaucoup d'importance à la commande de base car l'expérience a montré qu'elle joue un rôle essentiel dans la fiabilité des équipements à transistors de puissance. L'optimisation du circuit de commande de base du transistor est l'élément dominant de la conception d'un convertisseur pour garantir une bonne fiabilité quelles que soient les conditions d'exploitation et la dispersion des composants.

8.2. Impératifs d'une commande de base en régime de commutation

Si l'on se réfère aux caractéristiques de commande de base préconisées par les constructeurs des transistors [61], il faut veiller attentivement aux points suivants :

- Fournir une pointe de courant base à l'amorçage de façon à obtenir un flanc raide et provoquer un effondrement très rapide de la tension V_{CE} du transistor.

- Adapter le courant base au courant collecteur de façon à ne pas sursaturer le transistor aux faibles charges et minimiser son temps de stockage.

- Pour réduire le temps de stockage, il faut donner à l'impulsion négative de blocage une valeur égale à deux ou trois la valeur positive du courant de base. La pente initiale dI_B/dt doit être ajustée pour bloquer simultanément les jonctions base-émetteur et collecteur-base.

- Après la comutation off, on polarise en inverse, durant tout le temps de repos du transistor de puissance, par une tension de quelques volts, la jonction émetteur-base. Cela assure une protection contre un déblocage intempestif dû à des impulsions parasites.

- Insensibilité à la largeur d'impulsion.

8.3. Circuit de commande développé

La conception adoptée d'un circuit de commande auto-régulant à consommation réduite, représentée figure 5.31, remplit ces différentes conditions.

A l'entrée du circuit de commande, un photocoupleur 6N136 est prévu pour assurer l'isolation galvanique.

Les transistors T_1 et T_2 transmettent les signaux "on" et "off" en les mettant en forme. Le transistor T_2 n'est pas saturé grâce à la présence des diodes D_2 et D_3 . Le transistor T_1 fonctionne en source de courant non saturée. Cela signifie que les deux transistors se bloquent immédiatement lorsqu'un ordre de blocage apparaît sur l'entrée du photocoupleur.

Le transistor T_2 , fonctionnant en commutation non saturée, alimente les bases d'une paire de transistors complémentaires NPN/PNP qui sont respectivement T_3 et T_4 . Lorsque T_2 conduit, le transistor T_3 est également conducteur et fournit le courant base nécessaire au transistor de puissance T_p . La capacité C_B court-circuite R_B pendant le transitoire d'établissement du courant de base pour fournir un pic de courant qui augmente la vitesse d'établissement.

Le driver est constitué de la paire complémentaire NPN/PNP (T_3 et T_4), d'une diode rapide DAS. L'ensemble T_3 , DAS et T_p constitue une boucle de régulation qui impose au transistor de puissance un courant de base juste suffisant pour qu'il reste en régime de quasi-saturation. Ceci reste valable quel que soit le courant collecteur, et en particulier à faible charge.

L'utilisation d'un circuit d'anti-saturation permet d'éviter une trop grande accumulation des porteurs minoritaires dans la zone du collecteur. De ce fait, on peut appliquer un courant base inverse d'amplitude élevée sans risque de trainage, ce qui assure un temps de descente du courant collecteur extrêmement faible. Il en résulte une diminution considérable des pertes de commutation à l'ouverture.

Lorsque le transistor T_2 cesse de conduire, la résistance R_4 polarise négativement la base de T_3 . Ainsi T_3 se bloque après un très court temps de stockage et le transistor PNP T_4 se sature polarisant négativement la base du transistor de puissance à commander. La vitesse de croissance du courant inverse de base est limitée par une petite inductance L de valeur 3,3 mH. Une résistance R_L (de faible valeur) en parallèle avec cette inductance amortit les oscillations pouvant prendre naissance entre l'inductance L et la capacité émetteur base du transistor de puissance.

Le blockage est assuré par la mise en conduction de T_4 qui applique la tension d'alimentation négative à la base de T_p . Un fort courant négatif s'établit permettant une évacuation rapide des charges stockées dans la jonction base-émetteur du transistor de puissance.

Les valeurs des composants indiqués à la figure 5.31 sont les suivantes :

$R_1 = 100 \Omega$	$C_1 = 1000 \mu f$	$T_1 = BC548$	$L = 3,3 H$
$R_2 = 150 \Omega$	$C_2 = 1000 \mu f$	$T_2 = 2N2905$	$D_2 = 1N4148$
$R_3 = 1 \Omega$	$C_B = 2,2 \mu f$	$T_3 = BD185$	$D_3 = 1N4148$
$R_4 = 82 \Omega$		$T_4 = BD186$	$DAS = BA159T$
$R_5 = 2,2 K\Omega$			
$R_6 = 680 \Omega$			
$R_B = 4,7 \Omega$			
$R_m = 180 \Omega$			
$R_L = 56 \Omega$			

8.4. Influence de câblage

La difficulté de ces montages réside dans le câblage : les vitesses de commutation sont très importantes, les inductances créées par le câblage entraînent des oscillations.

Il est donc fondamental de réduire au strict minimum les inductances des connexions par un câblage très soigné :

- les connexions entre le circuit driver et le transistor de puissance doivent :

- . être les plus courtes possible,
- . former des surfaces de boucles de câblage très petites.

- L'émetteur du transistor de puissance doit être pris comme point central de masse. La masse du circuit driver doit être connectée à l'émetteur du transistor de puissance. Le fil de base du transistor de puissance doit être torsadé avec le fil de masse (figure 5.31), pour éviter les perturbations inductives et capacitives.

- les découplages doivent être le plus près possible des éléments.

- Un condensateur n'est pas un élément parfait, il y a toujours une inductance et une résistance en série : il est donc indispensable de bien le choisir quand il doit assurer un découplage (condensateur chimique de valeur importante). Ne pas hésiter à le doubler par un condensateur de plus faible capacité mais présentant une plus faible inductance parasite.

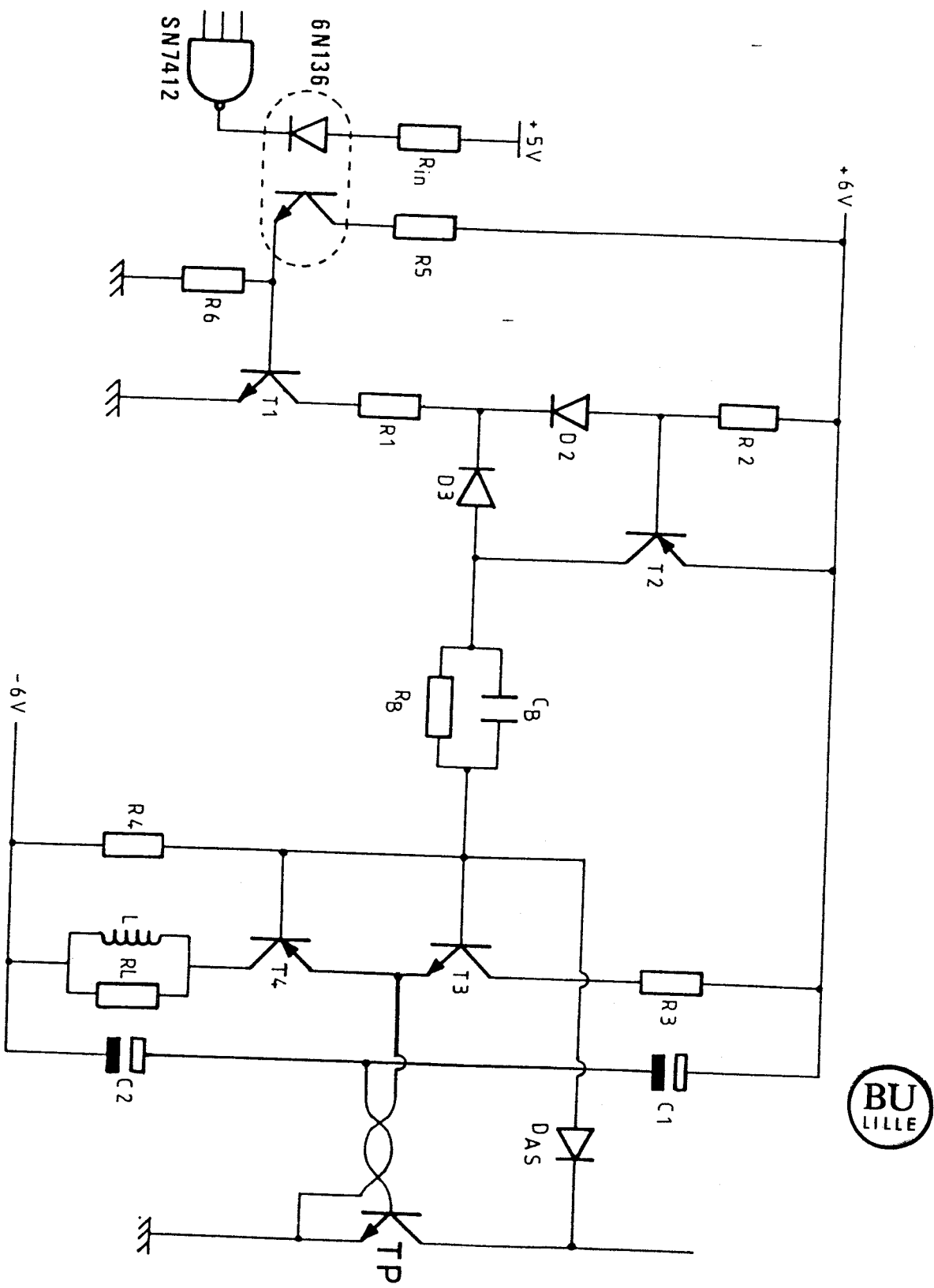


Figure 5.31 Carte de commande du transistor de puissance

9 - CONCLUSION

Dans ce cinquième chapitre, nous avons présenté le principe et la mise en oeuvre de la commande et de convertisseur d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension.

Nous avons conçu une boucle d'autopilotage dont chacun des sous-ensembles fait appel à des techniques simples à réaliser (absence complète des techniques numériques). Cette démarche nous a permis d'obtenir un ensemble très homogène, aux performances définies à priori (bonne précision, aucun réglage ni mise au point n'est nécessaire...).

De plus cette boucle d'autopilotage présente l'avantage de donner un accès direct aux grandeurs de réglage δ et V et une information sur la position du rotor même à l'arrêt ce qui est fondamental pour assurer le démarrage de la machine autopilotée.

Afin de tester ces principes et de faire apparaître d'éventuelles difficultés, nous avons réalisé un prototype de cette commande et nous l'avons présenté dans ce cinquième chapitre.

Il reste à présent à déterminer les lois de variation à imposer aux paramètres δ et V pour obtenir des caractéristiques fixées. Ce sera l'objet de la dernière partie de ce mémoire.

CHAPITRE 6

CARACTERISTIQUES DE L'ENSEMBLE ETUDIE, SIMILITUDE AVEC CELLES D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU

1 - INTRODUCTION

Dans la première partie de ce mémoire, nous avons donné les caractéristiques externes simplifiées d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension. L'exploitation de ces caractéristiques impose de se rendre maître de l'angle interne de la machine (δ) et de l'amplitude de sa tension d'alimentation (V).

Le montage expérimental décrit précédemment nous a permis de concevoir un ensemble d'autopilotage donnant directement accès à ces deux grandeurs de réglage.

Il convient donc à présent de déterminer les lois de commande à imposer au variateur pour obtenir de bonnes performances. L'objectif que nous nous fixerons sera d'obtenir, en moteur, un couple constant quelle que soit la vitesse.

2 - ACCES AU DEPHASAGE ET A LA TENSION

Ayant accès aux deux paramètres de réglage qui sont l'angle de déphasage ou de décalage interne δ et l'amplitude de la tension d'alimentation V , il s'agit à présent de fixer ces deux variables en fonction des caractéristiques $C(\Omega)$ désirées.

Avant de présenter la détermination et la mise en oeuvre de ces lois de commande, il convient de s'attarder sur une étude concernant les réglages de δ et de V .

2.1. Réglage de l'angle de décalage δ

δ est le déphasage entre le fondamental de la tension imposée aux bornes de la machine et sa f.e.m. ; il est appelé angle de décalage interne ou bien angle de charge. Il indique bien l'effet du couple électromagnétique car il donne l'écart entre l'axe des pôles inducteurs et un axe de référence tournant à la vitesse w dont la position est imposée par les tensions aux bornes et qui est dans l'axe de la phase A à l'instant $t = 0$.

- Dans la marche en alternateur, δ est négatif : c'est le rotor qui est l'élément menant et l'élément mené est le flux résultant de l'entrefer à la surface du stator et pour cette raison l'axe du flux rotorique ϕ_R est en avance sur l'axe du flux statorique.

- Dans la marche en moteur, δ est positif : le rotor freiné par la charge qu'il entraîne prend du retard, il est tiré par le couple électromagnétique moteur. Il en résulte que dans le cas considéré le flux statorique sera l'élément menant et le rotor sera l'élément mené.

Les figures 6.1a, b et c présentent les différents cas de fonctionnement d'une machine synchrone.

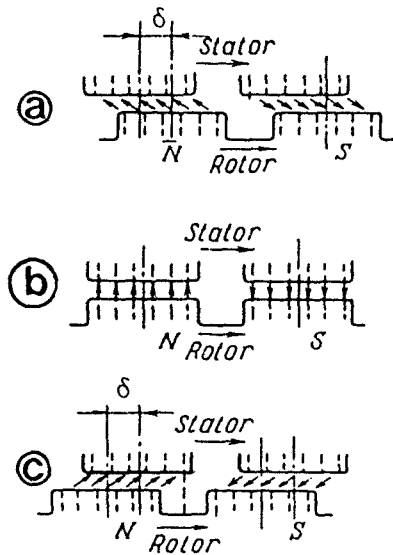


Figure 6.1 Machine synchrone fonction

a) en génératrice ; b) a vide , c) en moteur

En conclusion pour avoir un couple moteur il faut établir le champ statorique en avance sur le flux rotorique, donc qu'il y ait anticipation de la commande des bases d'un angle δ .

2.1.1. Le déphaseur

Pour régler cet angle de décalage interne δ , il suffit de fournir au dispositif déclenchant les interrupteurs du convertisseur statique, non pas la position réelle du rotor mais une position fictive en avance ou en retard d'une valeur donnée par rapport à la position réelle.

Le réglage expérimental de l'angle de charge δ revient à tourner la roue codeuse d'angle $\delta/2$ degrés mécaniques (moteur tétrapolaire), par rapport à l'origine de position (figures 5.13 et 5.19), dans le sens de rotation du moteur. Il en résulte une avance du champ statorique par rapport au flux rotorique vu que l'ordre de fermeture et d'ouverture des transistors de puissance est une fonction des signaux générés par les capteurs de position. Ce décalage dans le sens de rotation du moteur entraîne une avance fictive de rotor, qui, en réalité, n'a pas bougé, mais qui va créer l'avance de l'ordre d'amorçage ou d'extinction des interrupteurs donc l'avance du champ statorique.

2.2. Réglage de la tension

La formule 5.3 donne le lien entre la tension V appliquée aux bornes de la machine et la tension U_0 à l'entrée de l'onduleur, donc pour faire varier V il faut agir directement sur U_0 .

Un autotransformateur abaisseur triphasé, dont le rapport de transformation varie dans une plage de $[0,1]$ à l'aide d'une commande manuelle, est branché sur le réseau, son secondaire alimente un transformateur, de rapport de transformation égal à 1, qui sert uniquement pour l'isolation. Ce dernier est suivi d'un pont de Graëtz à diodes et un filtre passe-bas. La tension continue recueillie aux bornes de la capacité du filtre est U_0 qui alimente le convertisseur qui est un onduleur. La figure 6.2. présente l'ensemble formant la source de tension réglable.

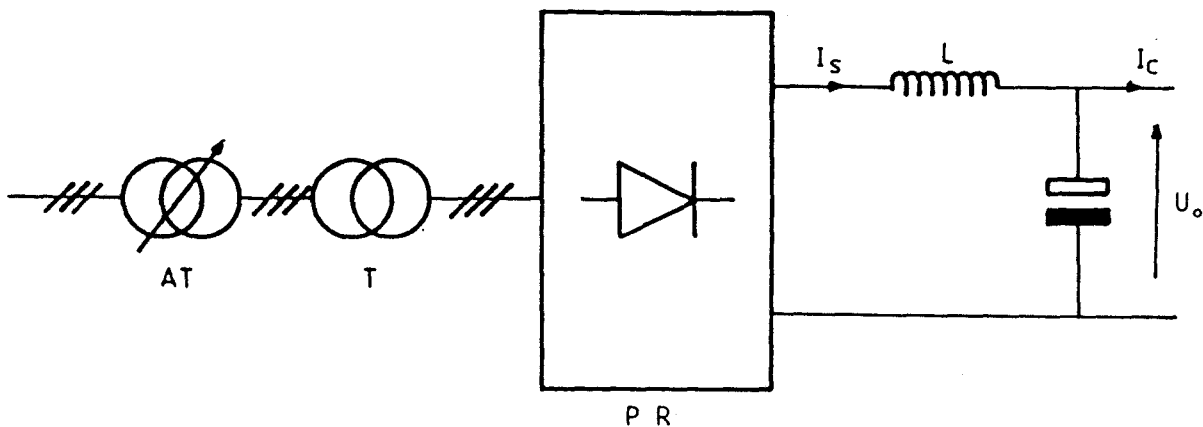


Figure 6.2. Ensemble formant la source de tension réglable

Les valeurs de L et C sont : 24 mH et 3300 μ f et chacun de ces deux éléments joue un rôle très important étant donné que la source alimentant l'onduleur doit se comporter comme une source de tension, c'est à dire que la tension à ses bornes doit être peu affectée par le courant I_c qu'elle débite et en particulier par les brusques variations de celui-ci. Le condensateur C a un double effet :

- il limite les surtensions que provoque l'inductance de la source lors des brusques variations du courant I_c ;
- il joue le rôle de volant d'énergie et réduit l'ondulation de la tension U_0 à l'entrée de l'onduleur.

L'ensemble formé par C et L produit un effet de filtrage et réduit l'ondulation du courant I_S pris de la source.

3 - MISE EN OEUVRE ET RESULTAT

Le couple électromagnétique (C_e) étant fonction de deux variables δ et V , il est à rappeler qu'il peut prendre les formes suivantes :

- a) constant sur toutes les gammes de vitesse
- b) linéaire en fonction de la vitesse
- c) quelconque.

L'étude présentée porte sur la sensibilité du montage au réglage de δ , une recherche d'un angle unique de décalage optimum δ_0 sera d'abord effectuée. Il en résulte qu'une boucle de régulation de δ peut être éliminée et devant le rôle de collecteur statique joué par l'onduleur nous montrons que l'ensemble onduleur-moteur synchrone à aimants permanents se comporte comme un moteur à courant continu : son utilisation pourra donc suivre les mêmes principes bien connus.

Dans le but de définir une machine à courant continu équivalente, il est souhaitable d'adopter le choix sur un couple constant sur toute la plage de variation de la tension U_0 à l'entrée de l'onduleur (pour un moteur à courant continu Ω est proportionnelle à U_0).

3.1. Dispositif expérimental

Pour illustrer cette étude sur le comportement de l'ensemble onduleur-moteur synchrone, notamment l'influence de l'angle δ , nous avons réalisé le montage expérimental présenté par la figure 6.3.

Dans le cas, que nous nous sommes fixés, du maintien du couple constant quelle que soit la vitesse, nous avons adopté la stratégie qui consiste à fixer l'angle δ et faire varier la tension U_0 à l'entrée de l'onduleur.

Il est à noter que le couple constant que nous mesurons n'est pas le couple électromagnétique du moteur synchrone mais c'est son couple utile étant donné qu'il est trop compliqué de définir le couple de freinage interne, dû aux pertes mécaniques et aux pertes dans le fer, à la machine synchrone alimentée par onduleur.

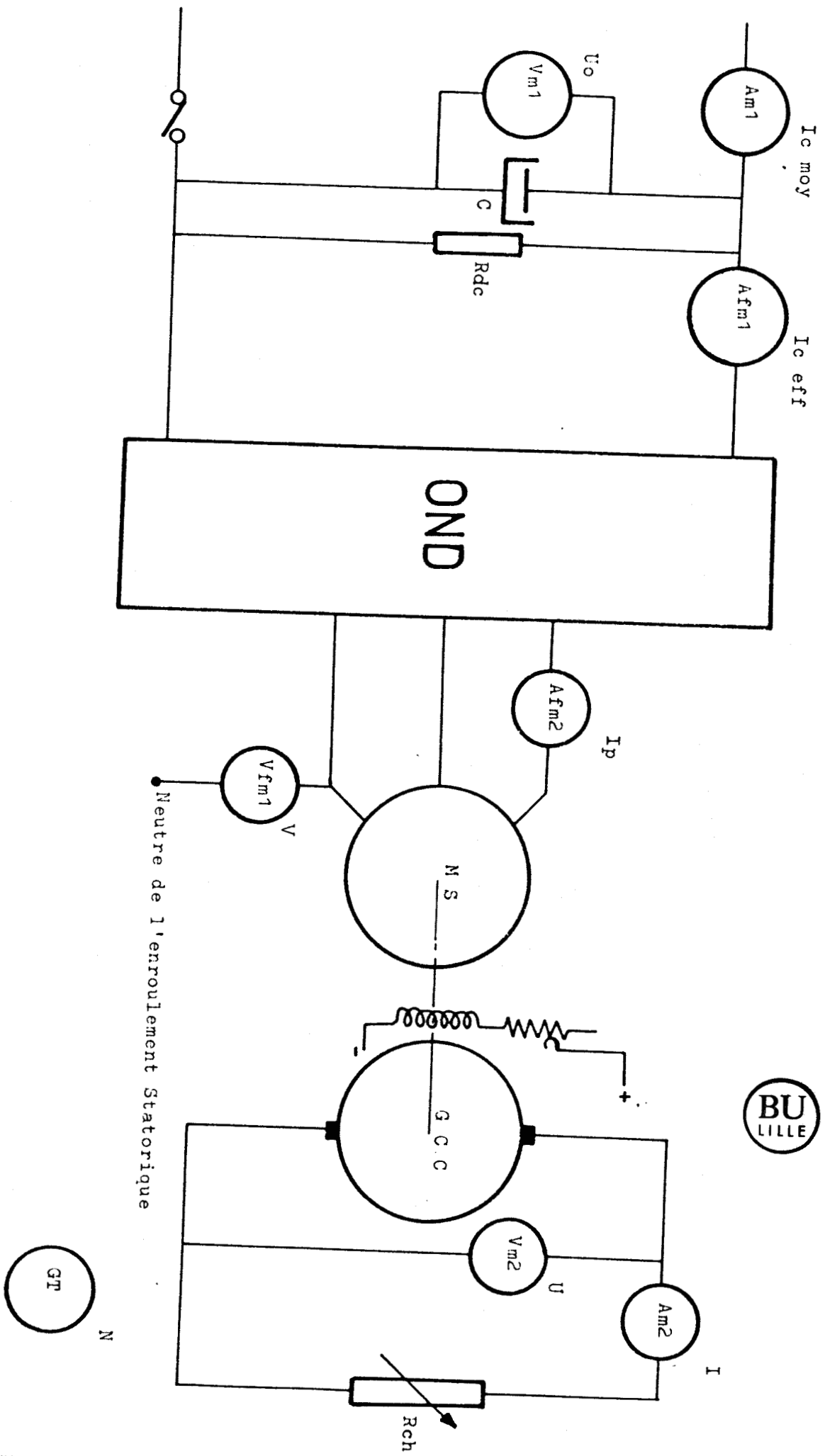


Figure 6.3 Dispositif expérimental

La source de tension réglable délivre une tension continue U_0 à l'entrée de l'onduleur qui alimente le moteur synchrone. Ce dernier entraîne une génératrice à courant continu à excitation séparée qui débite sur une charge résistive variable. La plaque signalétique de la machine à courant continu donne les renseignements suivants :

Puissance utile : 5 Kw

V induit : 120 V

Courant induit : 50,8 A

V excitation : 120 V

Courant d'excitation : 1,1 A

Vitesse de rotation : 3000tr/mn.

Nous constatons bien que le couple utile, déterminé à partir des relevés expérimentaux de la figure 6.3, sur l'arbre de moteur synchrone n'est que le couple électromagnétique de la génératrice à excitation séparée additionné au couple de freinage à vide.

La puissance transformée de la forme électrique en mécanique lors du fonctionnement en moteur, de mécanique en électrique lors du fonctionnement en génératrice est donnée par le produit $E.I$ (E : f.e.m. de la machine).

On en déduit le couple électromagnétique C_e correspondant à l'interaction stator-rotor.

$$C_e = \frac{E I}{\Omega} = \frac{E I}{2\pi N} \quad (6.1)$$

Cette expression est générale.

En génératrice, C_e donne le couple de freinage entre stator et rotor. Le couple C à fournir sur l'arbre doit comporter en plus celui absorbé par les pertes mécaniques et dans le fer :

$$C = C_e + \frac{P_{\text{mec}} + P_{\text{fer}}}{\Omega} = \frac{E I + P_{\text{mec}} + P_{\text{fer}}}{2\pi N} \quad (6.2)$$

La relation liant la f.e.m. E de la génératrice, à excitation séparée, à la tension U à ses bornes est :

$$E = U + (R I + e_B)$$

avec

R : Résistance de l'induit

e_B : la chute de tension aux contacts balais-collecteur

3.2. Détermination des pertes

3.2.1. Pertes Joule dans l'induit $(R I + e_B)I$

On peut mesurer la résistance de l'induit, par la méthode de l'ampèremètre et du voltmètre (figure 6.4), à l'aide d'une source très basse tension. Le voltmètre, relié par des contacts à pointe à deux lames de collecteur situées sous deux balais de polarité différente, indique RI .

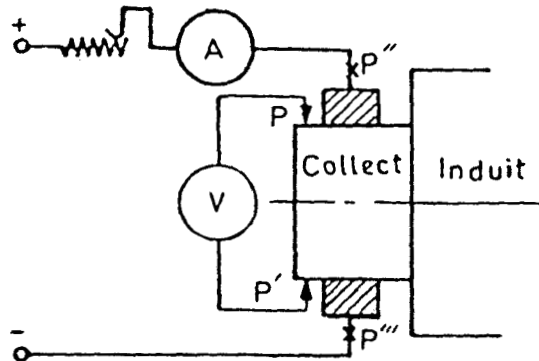


Figure 6.4 Mesure de la résistance à froid de l'induit

Si on prend la chute de tension entre les points P'' et P''' , on mesure en plus e_B , mais cette valeur n'est guère significative car les conditions de courant et de vitesse ne sont pas celles du fonctionnement normal.

La méthode la plus précise, que nous avons choisie pour avoir $RI + e_B$ à chaud dans l'induit, en rotation, serait d'entraîner la machine à sa vitesse normale, de la désaimanter (elle donne alors à vide une tension nulle) puis, à flux inducteur nul, de faire passer I dans le circuit de l'induit.

Les relevés expérimentaux de $RI + e_B = f(I)$ sont groupés dans le tableau 6.1, ils ont permis le tracé de la courbe de la planche 6.1.

I	0	1	2	7,5	10,5	14	20,5	25,5	30	35,5	40	45
$I + e_B$	0,4	0,9	1,5	3,9	4,85	5,7	7,4	8,6	9,2	10,2	10,8	11

Tableau 6.1

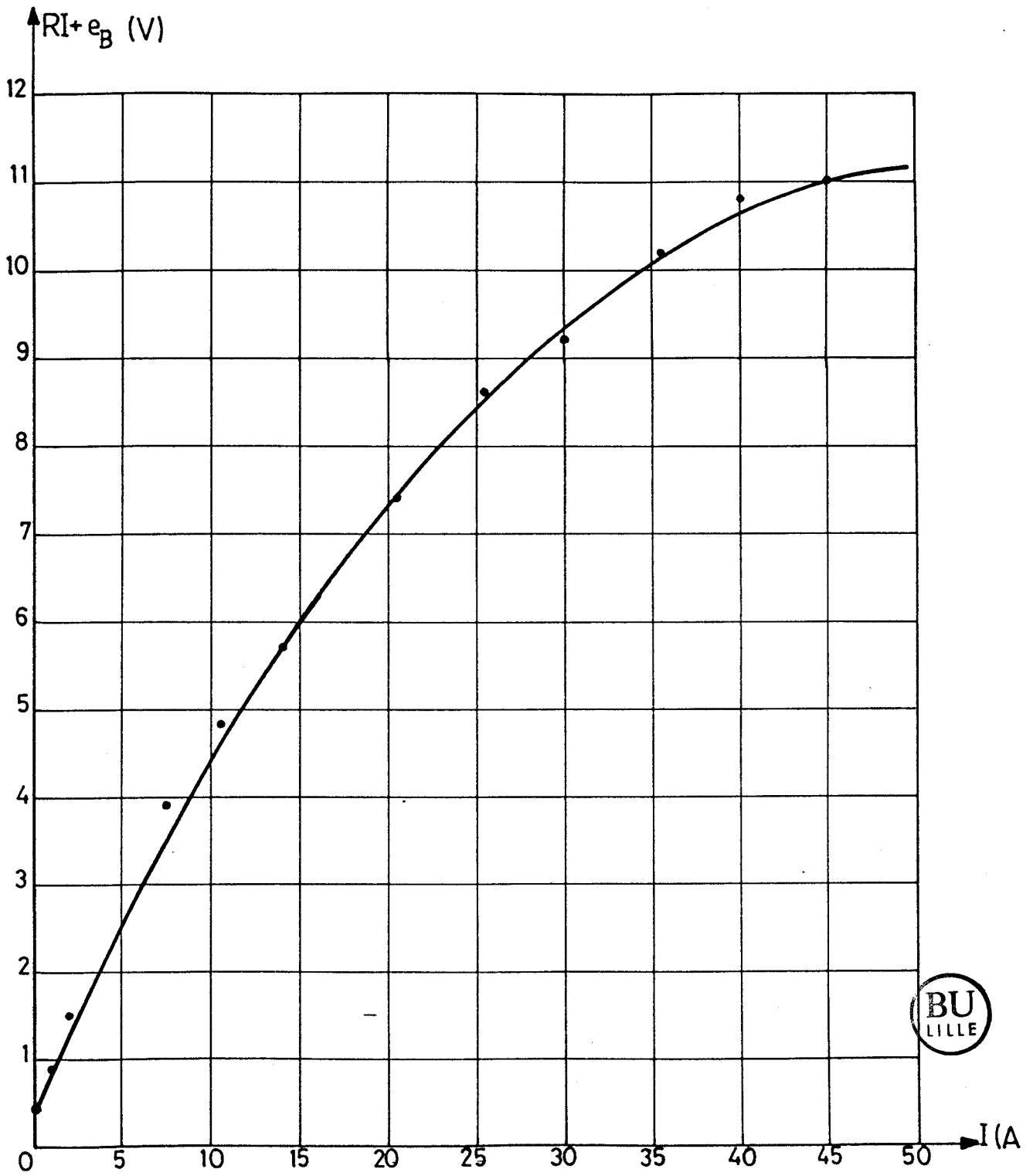


Planche 6.1



3.2.2. Pertes à vide

On désigne par pertes à vide P_o la somme $P_{\text{méc}} + P_{\text{fer}}$. Mais ces pertes dépendent pour les premières de la vitesse N , pour les secondes de la vitesse $N = \Omega \cdot 2\pi$ et du flux ϕ donc de la f.e.m.

Si on veut déterminer le couple sur l'arbre, il faut disposer des caractéristiques $P_o = f(E)$, pour diverses valeurs de N .

3.2.2.1. Essai en moteur à vide

L'essai en moteur à vide est la manière la plus générale de mesurer les pertes mécaniques et dans le fer de toute machine. En continu, on l'appelle méthode de Swinburne.

Si on veut mesure P_o pour la machine travaillant à sa vitesse nominale et ayant aux bornes sa tension nominale, on la fait tourner en moteur à vide. La figure 6.5 présente le montage utilisé, on peut se servir pour régler U du rhéostat de démarrage car le courant I_o absorbé par l'induit est faible. Pour chaque valeur de U , par le rhéostat d'excitation, on ramène N à sa valeur nominale. On note U et I_o , dont on déduit :

$$P_o = UI_o - (RI + e_B) I_o \quad . \quad I_o \approx UI_o$$

$$E = U - (RI + e_B) I_o \approx U$$

D'où le tracé point par point de la courbe $P_o = f(E)$ pour différentes valeurs de Ω .

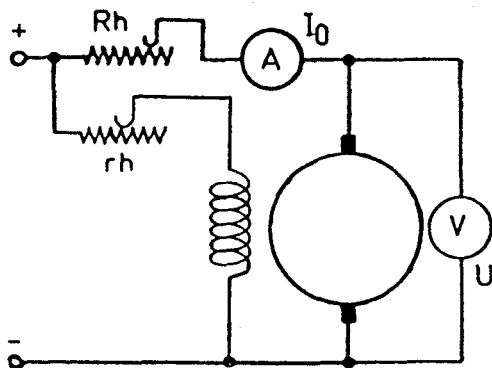


Figure 6.5 Schéma du montage pour l'essai Swinburne

Il est à signaler que lors de l'utilisation de la courbe $P_o=f(E)$, il ne faut pas oublier de calculer la f.e.m. de la machine lorsqu'elle est en charge et traversée par I et de noter la vitesse de rotation du montage.

$$E = U + (RI + e_B)_I, \text{ en génératrice.}$$

On détermine pour cette f.e.m., et la vitesse correspondante, les pertes P_o sur $P_o=f(E)$.

3.2.2.2. Séparation des pertes

Pour séparer les pertes mécaniques et les pertes dans le fer, il suffit de remarquer que la courbe $P_o=f(E)$ tend vers $P_{méc}$ quand, à vitesse constante, la f.e.m., le flux et donc les pertes fer tendent vers zéro (figure 6.6).

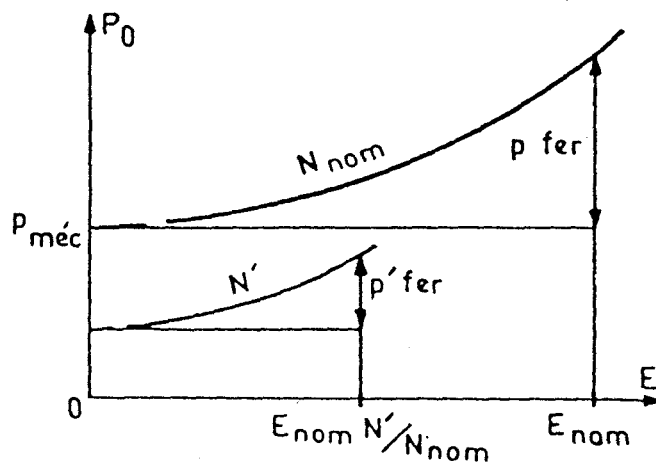


Figure 6.6 Tracé des courbes $P_o=f(E)$ en vue de la séparation des pertes

La planche 6.2a présente les pertes mécaniques (les pertes par frottements aux paliers et aux contacts balais-collecteur) en fonction de la vitesse de rotation $P_{méc}=f(N)$.

L'ensemble des pertes par hystérésis et des pertes par courants de Foucault présente les pertes dans le fer. Pour diverses valeurs de N , on trace sur la planche 6.2b, la variation des pertes dans le fer en fonction de la f.e.m. ; $P_{fer}=f(E)$.

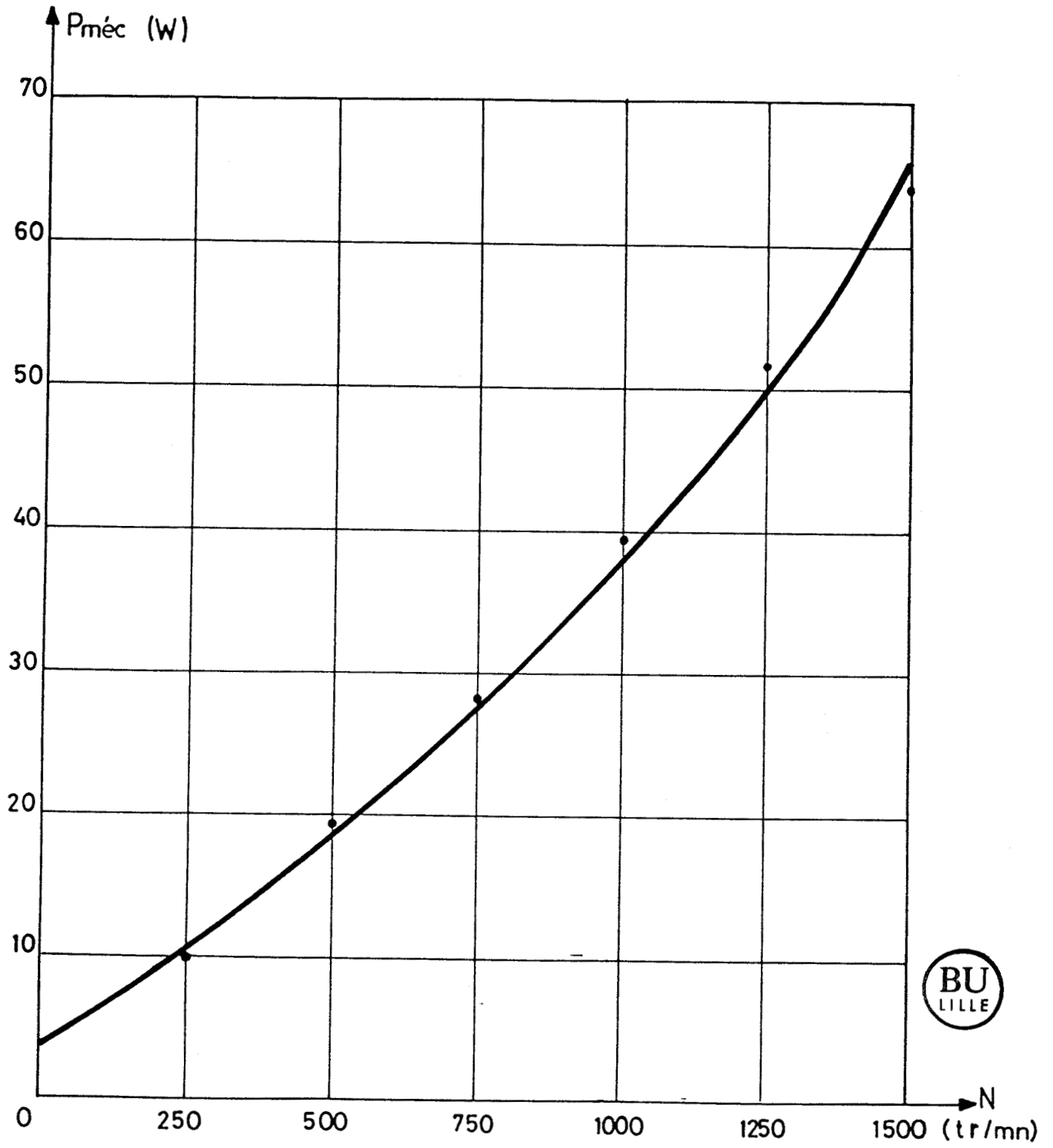


Planche 6.2.a

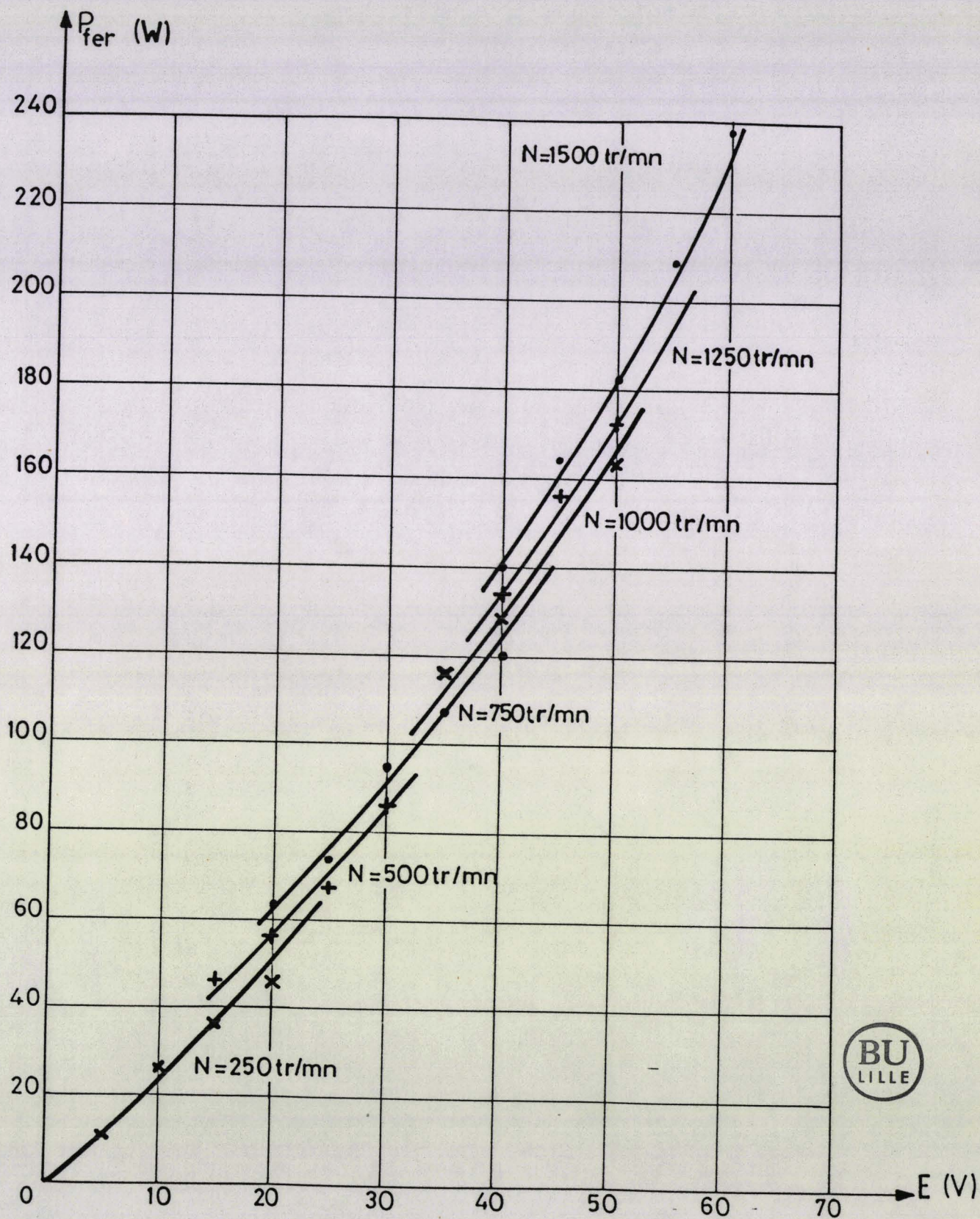


Planche 6.2.b

3.3. Relevés expérimentaux

Les appareils de mesure du montage expérimental de la figure 6.3 ont pour rôle :

- A_{m1} : Ampèremètre magnétoélectrique de classe 0,5 qui sert à mesurer le courant moyen I_{cmoy} délivré par la source, nous l'avons placé en amont de la capacité C pour éviter l'erreur due au retour du courant par les diodes.
- A_{fm1} : Ampèremètre ferromagnétique de classe 0,5 qui sert à mesurer la valeur efficace du courant I_{ceff} consommé par l'onduleur.
- A_{fm2} : Ampèremètre ferromagnétique de classe 0,5, qui sert à mesurer la valeur efficace du courant I_P consommé par une phase de moteur synchrone.
- V_{fm1} : Voltmètre ferromagnétique de classe 0,5 qui sert à mesurer la valeur efficace V par phase de l'enroulement statorique de moteur synchrone.
- Am_2 : Ampèremètre magnétoélectrique de classe 0,5 qui sert à mesurer le courant continu I débité par la génératrice à excitation séparée.
- Vm_1 : Voltmètre magnétoélectrique de classe 0,5 qui sert à mesurer la tension U_o à l'entrée de l'onduleur.
- Vm_2 : Voltmètre magnétoélectrique de classe 0,5 qui sert à mesurer la tension U aux bornes de la génératrice à excitation séparée.
- GT : Génératrice tachymétrique, à affichage numérique, à mémoire permet de déterminer la vitesse de rotation N en tour/mn de tout le système électromécanique.

Les relevés expérimentaux du montage représenté sur la figure 6.3 permettent de dresser le tableau 6.2

δ	U_o	I_{cmoy}	I_{ceff}	I_P	V	U	I	N	$RI+e_B$	$P_o = P_{mec} + P_{fer}$	C
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...

Tableau 6.2

δ est fixé à une valeur donnée. On applique une tension $U_{01}=50V$ et on agit sur la charge R_{ch} pour avoir un couple $C_1=2,4$ mN que l'on maintient constant pour les restes des essais. On remplit la majorité des colonnes du tableau 6.2 à partir des valeurs expérimentales indiquées par les appareils de mesure du montage expérimental présenté sur la figure 6.3.

A partir de la planche 6.1 de la méthode de l'ampèremètre et du voltmètre, et du courant consommé par R_{ch} , on détermine la chute de tension interne $(RI+e_B)_I$. Par la suite on calcule la f.e.m. de la génératrice $E=U+(RI+e_B)_I$, de plus le tableau 6.2 nous renseigne sur la vitesse de rotation N de tout le système, il en résulte qu'on peut déterminer les pertes $P_o=P_{méc}+P_{fer}$ à partir de la planche 6.2a et b. Finalement, toutes les grandeurs de la formule 6.2 sont connus et le couple C à fournir sur l'arbre est simple à déterminer.

On refait le même essai, tout en maintenant δ et C_1 à leurs valeurs de départ, pour des nouvelles tensions à l'entrée de l'onduleur qui sont $U_{02}=100V$ et $U_{03}=150V$.

Avant chaque série de mesures, on désaimante soigneusement la machine à courant continu.

C'est vrai qu'on possède deux réglages, pour agir sur le couple, qui sont la résistance de charge variable R_{ch} et l'excitation de la génératrice qu'on juge comme un réglage très fin et précis. Cependant, le maintien d'un couple C_1 égal exactement à 2,4 mN, lors de la variation de U_o est très difficile et très délicat pour ne pas dire impossible. C'est la raison qui nous pousse à tolérer une petite erreur sur C_1 en acceptant toute valeur de C comprise dans l'intervalle de tolérance $[2,4 ; 2,5]$ mN ; l'erreur relative est de l'ordre de 2% donc elle n'est pas gênante.

Il est à noter, même avec cette petite erreur tolérée, que l'on est obligé de refaire plusieurs fois le même essai pour déterminer C_1 dans la plage de variation définie.

C_1 est toujours maintenu dans son intervalle de tolérance, on fait varier par incréments de 6° mécaniques car c'est la petite graduation qu'on possède, et on remplit toutes les colonnes du tableau 6.2 tout en veillant bien que le courant dans la phase statorique I_p ne dépasse pas le courant nominal admissible de la machine synchrone $I_N=10,5A$. C'est à dire si un mauvais calage entraîne un $I_p > 10,5A$, on arrête tout de suite cet essai.

Pour mieux interpréter le comportement de l'ensemble onduleur-moteur synchrone, nous avons choisi deux autres couples C_2 et C_3 qu'on a maintenus constant tout le long de nos essais. Les plages de variation de C_2 et C_3 sont

- $C_2 \in [4,2 ; 4,3]$ mN ;
- $C_3 \in [7,6 ; 7,7]$ mN.

Pour les couples C_2 et C_3 nous refaisons le même travail effectué pour le premier couple C_1 .

L'ensemble des relevés expérimentaux et résultats calculés sont regroupés dans les tableaux 6.3a et b pour $U_{01}=50V$, les tableaux 6.4a, b et c pour $U_{02}=100V$ et les tableaux 6.5a, b et c pour $U_{03}=150V$.

3.4. Lois optimisées

Pour une puissance utile donnée, caractérisée par le couple utile C et la pulsation w des grandeurs électriques, les contraintes d'intensité sur les semi-conducteurs de l'onduleur seront d'autant moins fortes que l'intensité efficace I_c sera faible, donc lorsque la puissance réactive sera nulle.

Il peut toutefois paraître intéressant d'aborder le problème dans toute sa généralité, c'est à dire d'essayer d'étudier les variations des différents paramètres relevés expérimentalement et correspondant aux tableaux 6.3a et b, 6.4a, b et c, 6.5a, b et c, en fonction de l'angle de décalage δ .

Nous avons là affaire à un problème d'optimisation non linéaire. Notons que pour satisfaire le fonctionnement optimal, il faut :

- minimiser le courant dans la machine pour :
 - * obtenir un $\cos\varphi$ optimal, donc minimiser le courant commuté au niveau du convertisseur statique ;
 - * minimiser les pertes dans la machine
- avoir une fourchette dans laquelle les différents paramètres désirés soient compris.

3.4.1. Courbes des différents relevés expérimentaux en fonction de δ pour diverses valeurs de C

$U_o = 50V$

δ (°élec)	I_{cmoy} (A)	I_{eff} (A)	I_P (A)	V (V)	U (U)	I (A)	N (tr/mn)	ΔU (V)	Pertes (W)	C (mN)
6	2,5	3	2,85	22,4	9,6	3,8	340	2,25	43	2,47
12	2,4	2,7	2,4	21,5	9,8	3,9	350	2,3	44	2,48
24	2,2	2,5	2,05	20,4	9,8	3,9	355	2,3	44	2,45
36	2,3	2,55	2,1	20,1	10	3,95	357	2,35	45	2,50
48	2,5	2,7	2,25	20,9	10,3	4,1	390	2,45	48	2,45
60	3	3,2	2,9	22	10,8	4,3	427	2,5	51	2,42
72	4,5	4,8	4,85	22,4	12	4,8	521	2,8	60	2,40
84	8,1	8,7	8,3	22,4	13,8	5,5	650	3,1	71	2,41
96	Le moteur a tendance à tourner dans l'autre sens									
102	Le moteur tourne dans le sens inverse									



Tableau 6.3a

$U_o = 50V$

δ (°élec)	I_{cmoy} (A)	I_{ceff} (A)	IP (A)	V (V)	U (U)	I (A)	N (tr/mn)	ΔU (V)	Pertes (W)	C (mN)
6	-	-	>10,5	-	-	-	-	-	-	-
12	4,7	5,55	5,4	22,6	3,4	9,6	263	4,5	28	3,77
24	4,15	4,5	4,05	21,4	4,3	10,6	287	4,7	32	4,23
36	4	4,3	3,7	20,5	4,3	10,6	283	4,7	32	4,29
48	4,1	4,4	3,8	20	4,4	10,8	300	4,8	34	4,25
60	4,5	4,8	4,1	20,4	4,6	11,2	320	5	35	4,25
72	5,5	5,8	4,95	21,2	4,8	11,8	348	5,1	38	4,25
84	7,8	8,3	7,2	21,8	5,2	12,8	396	5,3	40	4,20
96	Le moteur a tendance à tourner dans l'autre sens									
102	Le moteur tourne dans le sens inverse									



Tableau 6.3b

$U_o = 100V$

δ (°élec)	I_{moy} (A)	I_{eff} (A)	I_P (A)	V (V)	U (U)	I (A)	N (tr/mn)	ΔU (V)	Pertes (W)	C (mN)
6	-	-	>10,5	-	-	-	-	-	-	-
12	2	2,3	1,9	43,2	27	2,6	775	1,75	120	2,40
24	2,08	2,32	1,8	41,24	27	2,8	777	1,8	120	2,46
36	2,1	2,36	1,84	40,48	26,5	2,8	788	1,8	122	2,44
48	2,36	2,58	2,18	42,44	28,75	2,9	846	1,85	130	2,47
60	2,9	3,1	3,06	44,6	33	2,9	955	1,85	148	2,49
72	6,15	6,71	7,08	45,6	63	1,7	1684	1,1	320	2,44
84	9,4	9,8	9,4	48	68,5	1	2156	0,8	490	2,47
96	Le moteur a tendance à tourner dans l'autre sens									
102	Le moteur tourne dans le sens inverse									



Tableau 6.4a

$$U_o = 100V$$

δ (°élec)	Icmoy (A)	Iceff (A)	IP (A)	V (V)	U (U)	I (A)	N (tr/mn)	ΔU (V)	Pertes (W)	C (mN)
6	-	-	>10,5	-	-	-	-	-	-	-
12	6,1	9,3	10	44,4	9	10,8	449	4,8	53	4,27
24	3,7	4,2	3,8	43,28	17	9	628	4,3	85	4,21
36	3,62	3,96	3,26	41,28	18,75	8,9	670	4,25	92	4,22
48	3,78	4,06	3,44	41,2	20	8,8	696	4,2	96	4,24
60	4,2	4,42	3,8	42,84	21,5	9	766	4,3	112	4,29
72	5,36	5,62	5,32	45,2	30	8	929	4	145	4,28
84	8,6	9	8,54	46,4	37,75	9	1320	4,3	204	4,21
96	Le moteur a tendance à tourner dans l'autre sens									
102	Le moteur tourne dans le sens inverse									



Tableau 6.4b

$U_o = 100V$

δ (°élec)	I _{cmoy} (A)	I _{ceff} (A)	I _P (A)	V (V)	U (U)	I (A)	N (tr/mn)	ΔU (V)	Pertes (W)	C (mN)
6	-	-	>10,5	-	-	-	-	-	-	-
12	-	-	>10,5	-	-	-	-	-	-	-
24	7,02	8,36	8,16	45,2	8,25	21	490	7,7	61	7,69
36	6,4	7	6,24	43,2	8,75	22	530	7,6	64	7,63
48	6	6,4	5,6	41,52	8,75	23	565	8	66	7,62
60	6,8	7,16	6,2	41,2	9,25	23	583	8	69	7,64
72	7,8	8,3	7,2	42,2	15	20	665	7,4	87	7,68
84	9,8	10,3	9	43,6	17	21	780	7,7	106	7,64
96	Le moteur a tendance à tourner dans l'autre sens									
102	Le moteur tourne dans le sens inverse									



Tableau 6.4c

$U_o = 150V$

δ (°élec)	Icmoy (A)	Iceff (A)	IP (A)	V (V)	U (U)	I (A)	N (tr/mn)	ΔU (V)	Pertes (W)	C (mN)
6	-	-	>10,5	-	-	-	-	-	-	-
12	2,24	2,6	2,6	67	41	2,6	1138	1,7	188	2,50
24	2,26	2,43	2,05	63,5	42	2,4	1167	1,6	198	2,47
36	2,2	2,24	1,93	62	44	2,24	1208	1,7	206	2,43
48	2,4	2,5	2,28	64,5	47,25	2	1282	1,5	229	2,43
60	3,3	3,38	3,68	67	59	1,76	1563	1,2	304	2,50
72	5,72	5,96	6,16	68	78	2,3	2101	1,6	368	2,50
84	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
96	Le moteur a tendance à tourner dans l'autre sens									
102	Le moteur tourne dans le sens inverse									



Tableau 6.5a

$U_o = 150V$

δ (°élec)	Icmoy (A)	Iceff (A)	IP (A)	V (V)	U (U)	I (A)	N (tr/mn)	ΔU (V)	Pertes (W)	C (mN)
6	-	-	>10,5	-	-	-	-	-	-	-
12	6,36	9,5	12,8	68,7	20	8,3	671	4,1	98	4,24
24	3,6	4,12	4,05	67,1	31	8	960	4	149	4,26
36	3,56	3,7	3,18	62,3	34	7,84	1037	4	163	4,24
48	3,72	3,86	3,42	62,3	36,25	7,6	1077	3,95	174	4,25
60	4,24	4,4	4	65	42	7,3	1225	3,8	206	4,21
72	5,16	5,26	5,10	67,8	50	6,84	1420	3,6	258	4,20
84	8,8	9	8,9	68	70,5	7	1957	3,7	360	4,29
96	Le moteur a tendance à tourner dans l'autre sens									
102	Le moteur tourne dans le sens inverse									



Tableau 6.5b

$U_0 = 150V$

δ (°éléc)	I_{cmoy} (A)	I_{ceff} (A)	I_P (A)	V (V)	U (U)	I (A)	N (tr/mn)	ΔU (V)	Pertes (W)	C (mN)
6	-	-	>10,5	-	-	-	-	-	-	-
12	-	-	>10,5	-	-	-	-	-	-	-
24	7,38	9,5	10,8	68,8	16	20	703	7,3	97	7,64
36	7,4	8,2	7,55	66,1	17,75	20,5	776	7,4	106	7,64
48	6,2	6,4	5,72	63	18	22,5	873	8	115	7,65
60	6,84	7	6,26	62,8	19,1	23,75	956	8,2	121	7,68
72	7,62	7,84	6,94	64	20	24,6	1042	8,5	132	7,63
84	9,2	9,7	8,8	67	40	17,25	1280	6,6	218	7,62
96	Le moteur a tendance à tourner dans l'autre sens									
102	Le moteur tourne dans le sens inverse									



Tableau 6.5c

3.4.1.1. La tension U_{o1}

La planche 6.3 montre les courbes $I_{ceff}=f(\delta)$ relevées pour diverses valeurs de C , C_1 et C_2 .

Comme prévu, le courant efficace I_{ceff} débité par la source augmente quand le couple C croît.

A valeur donnée de C , le courant efficace I_{ceff} commence par décroître quand δ croît, il passe par un minimum puis il augmente.

La planche 6.4 montre les courbes $I_p=f(\delta)$ relevées pour diverses valeurs de C , C_1 et C_2 .

L'allure des courbes de la planche 6.4 est semblable à celle de la planche 6.3.

Les courbes qui étudient la variation de la tension efficace d'une phase statorique V ramenée à la valeur efficace de la f.e.m. correspondante E ($E=E_N \cdot (N/N_{nom})$) en fonction de δ , sont présentées sur la planche 6.5.

A valeur donnée de C , au fur et à mesure que δ croît, le rapport V/E décroît. L'allure de ces courbes est hyperbolique.

3.4.1.2. La tension U_{o2}

Les planches 6.6, 6.7 et 6.8 présentent respectivement les courbes I_{ceff} , I_p et V/E en fonction de δ relevés pour diverses valeurs de couple, C_1 , C_2 et C_3 .

L'allure de ces courbes est la même que celle de U_{o1} .

3.4.1.3. La tension de U_{o3}

A partir des caractéristiques relevées au tableau 6.5a, b et c pour diverses valeurs de C , on peut tracer les courbes I_{ceff} , I_p et V/E en fonction de δ , représentées respectivement sur les planches 6.9, 6.10, 6.11.

L'allure de ces courbes et celle des courbes de U_{o2} sont identiques.

3.4.2. Conclusion

Il ressort de ces courbes, en tenant compte des conditions du fonctionnement optimal, que la sensibilité du réglage sera très différente suivant le couple entraîné. Il en résulte que pour :

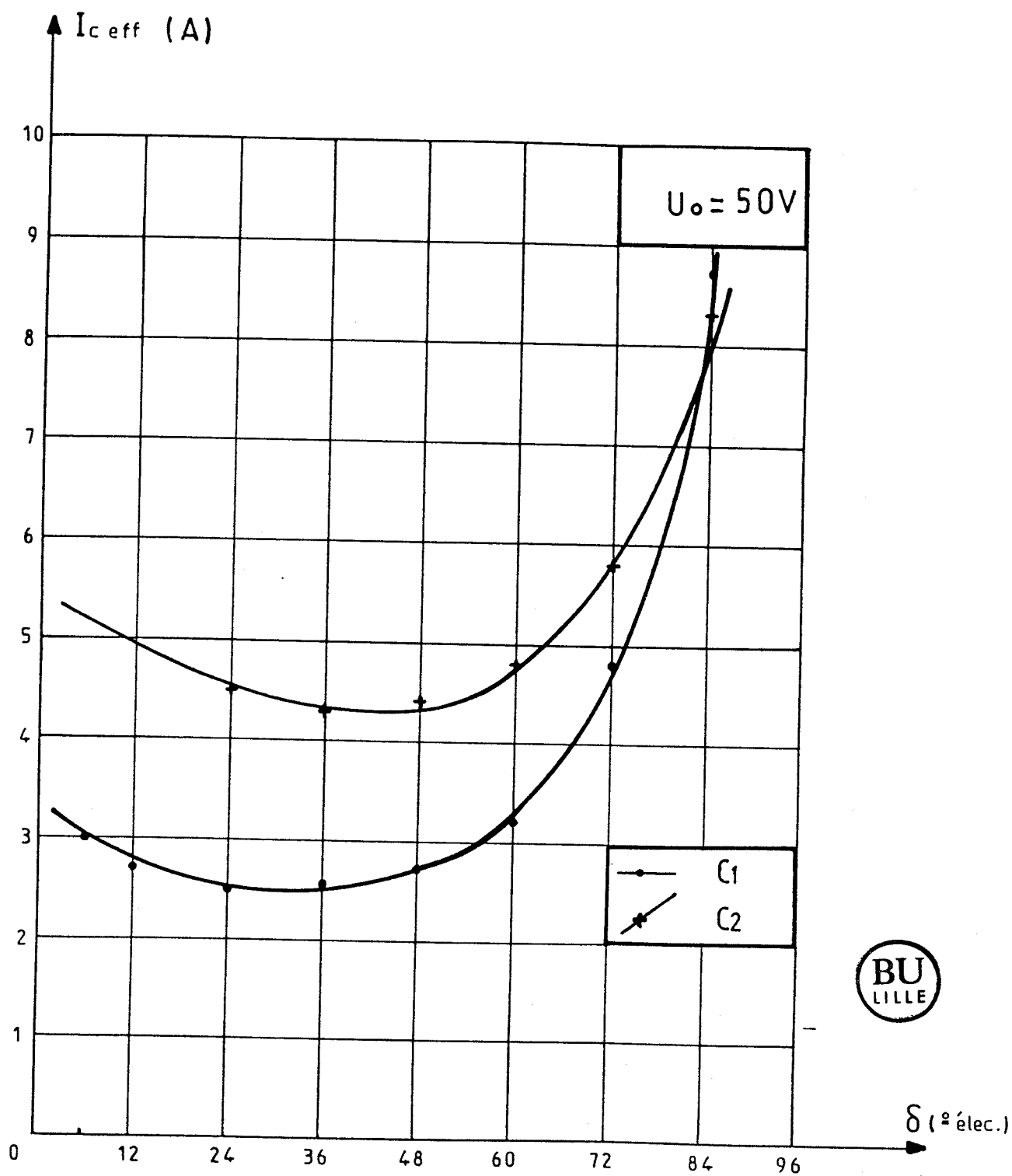


Planche 6_3

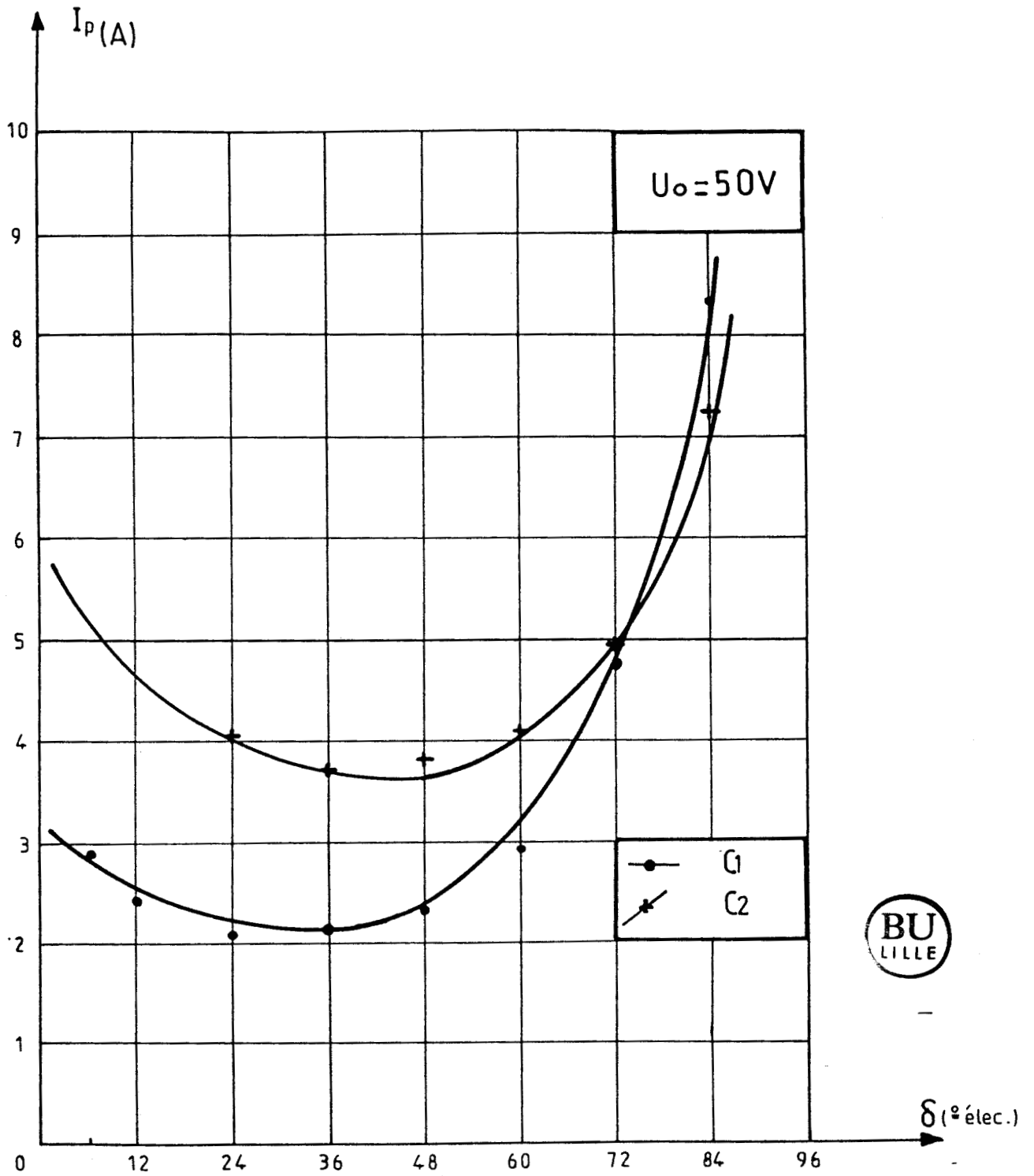


Planche 6_4

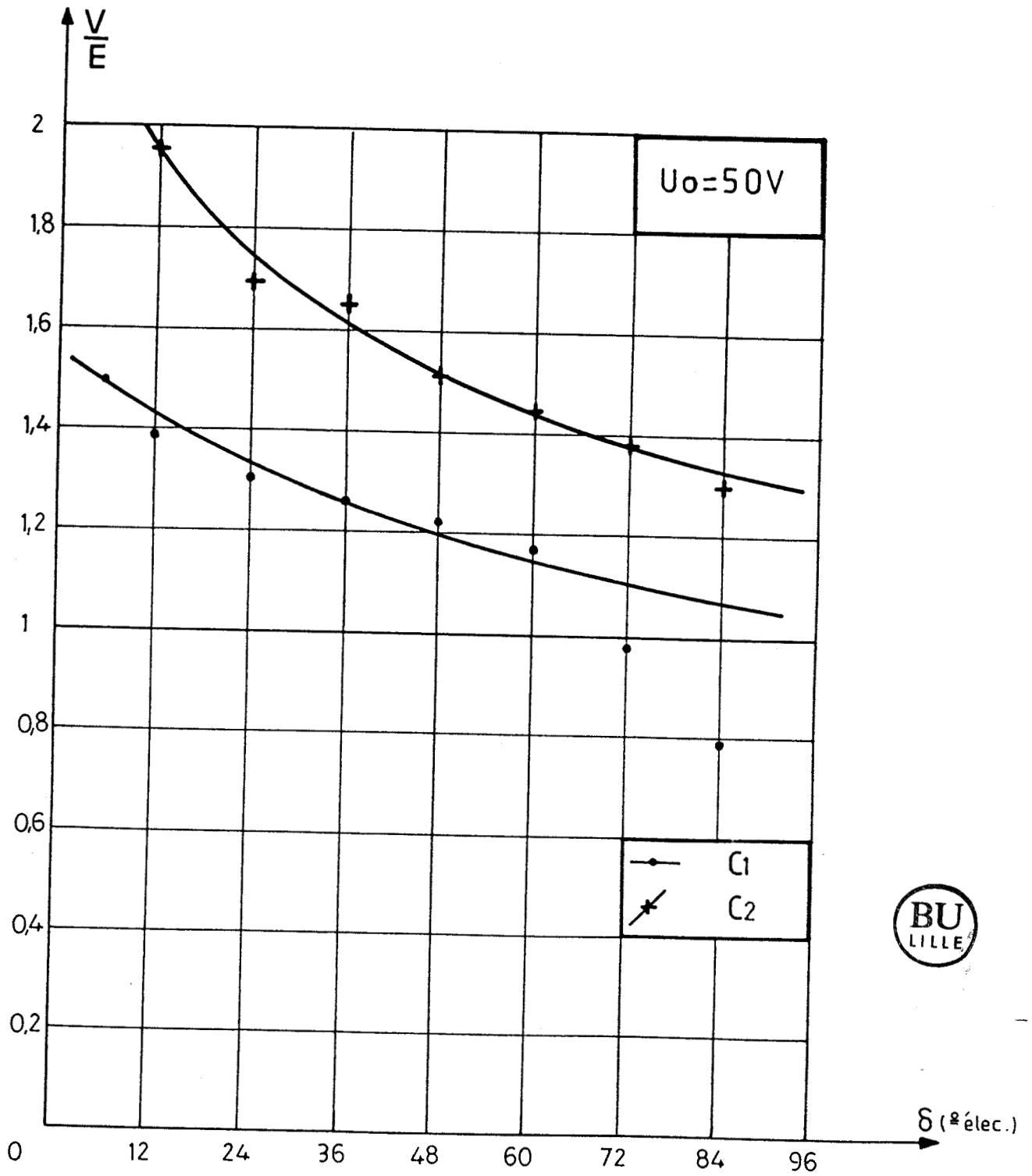


Planche 6.5

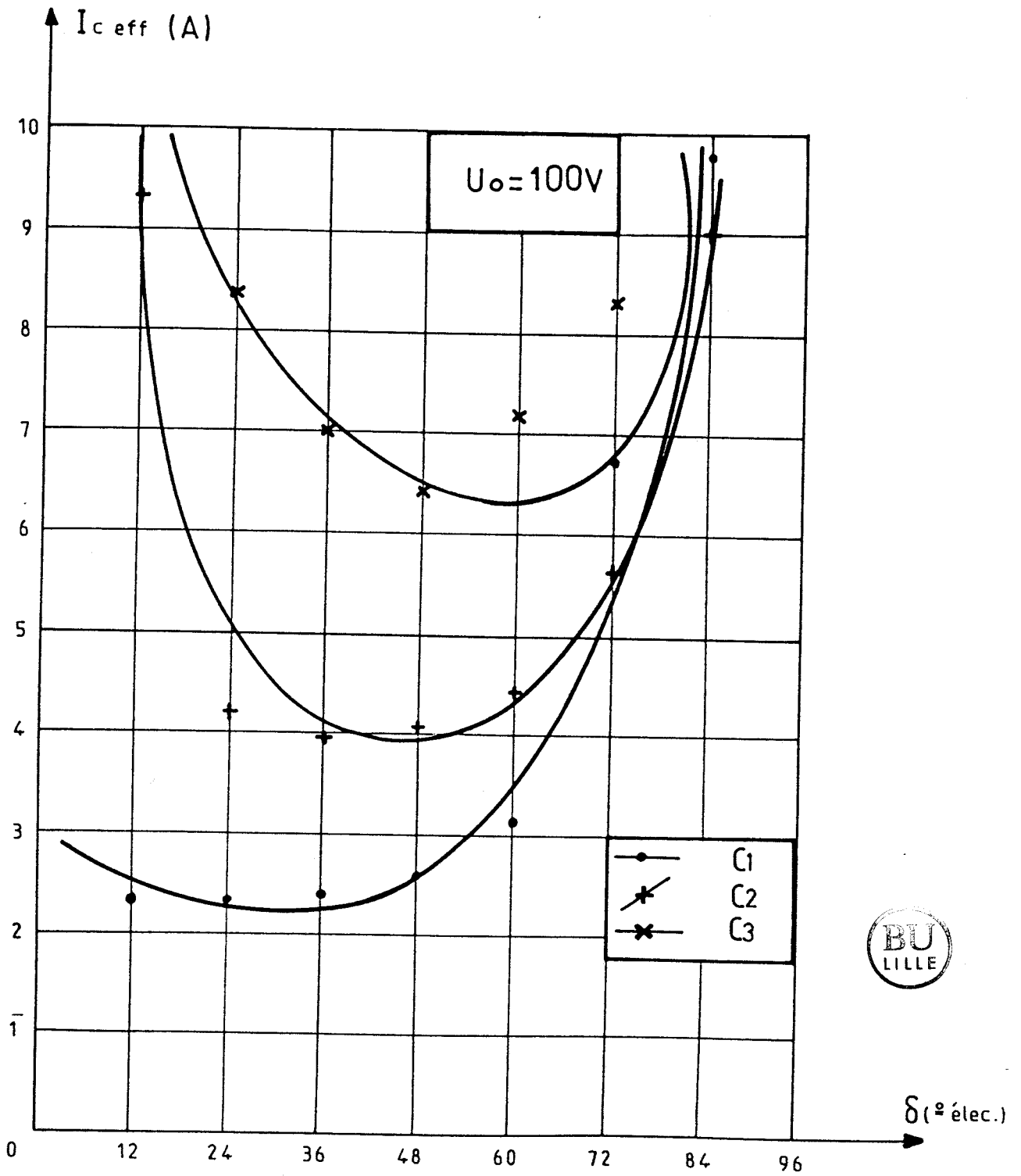


Planche 6.6

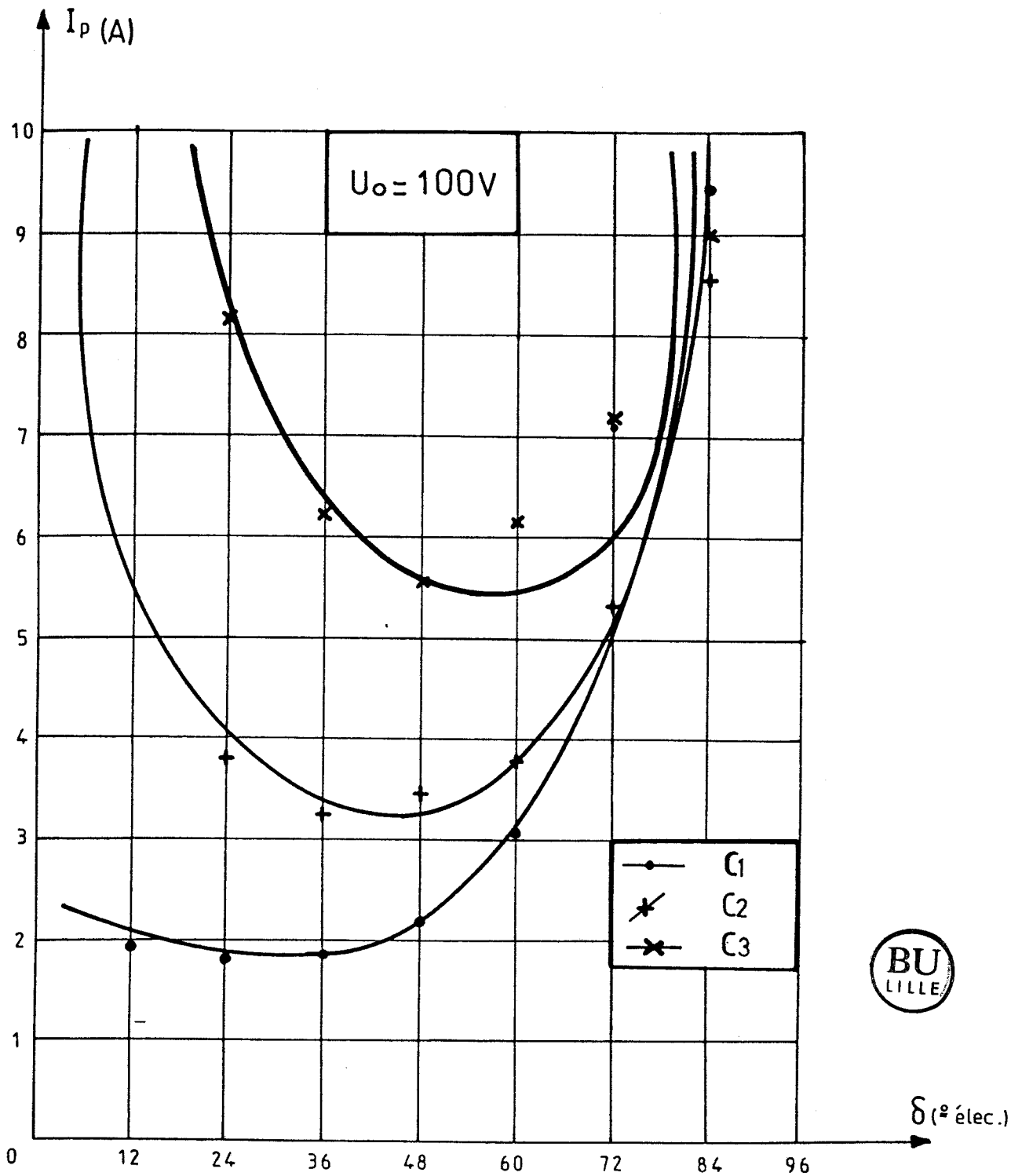


Planche 6.7

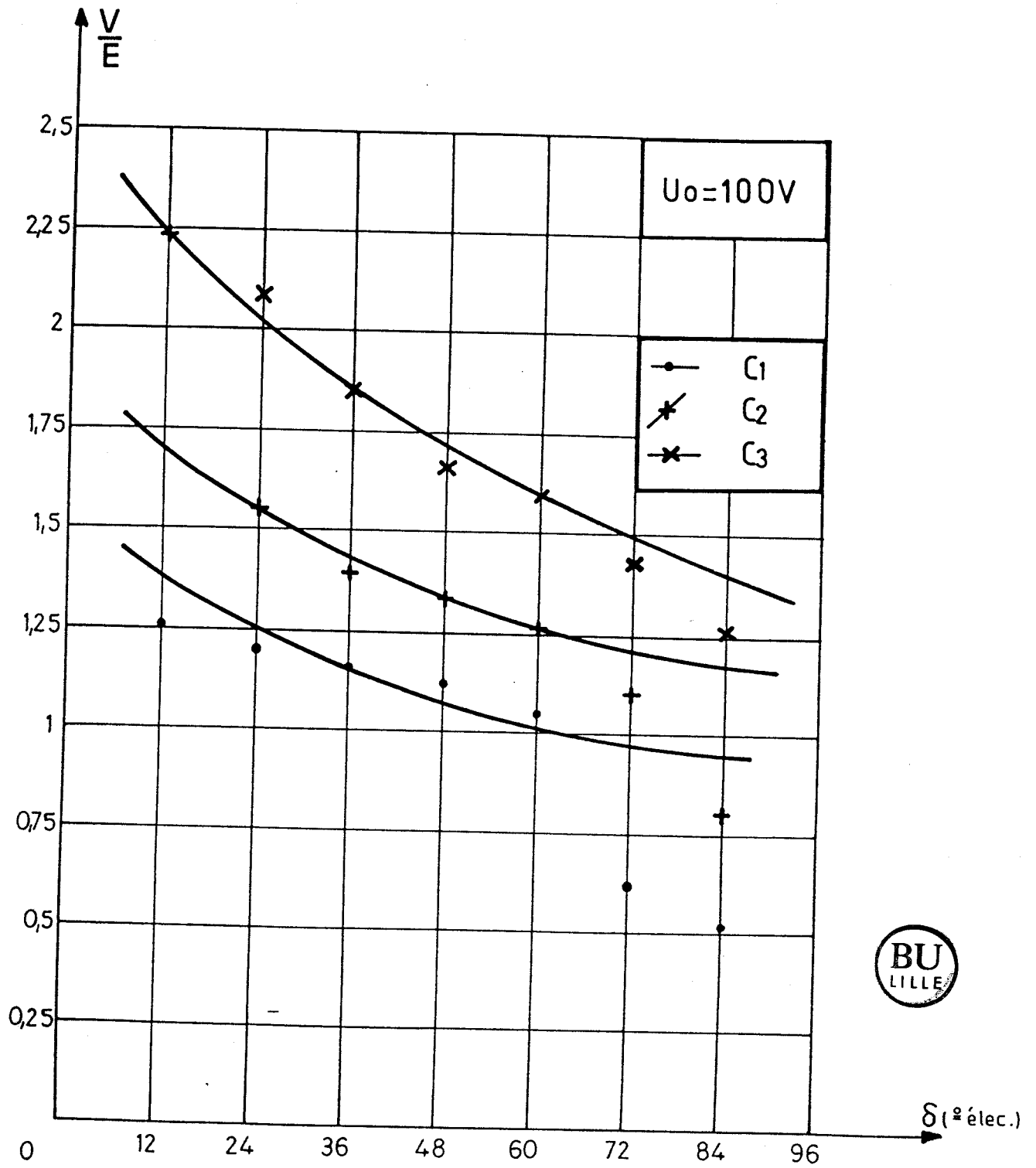


Planche 6.8

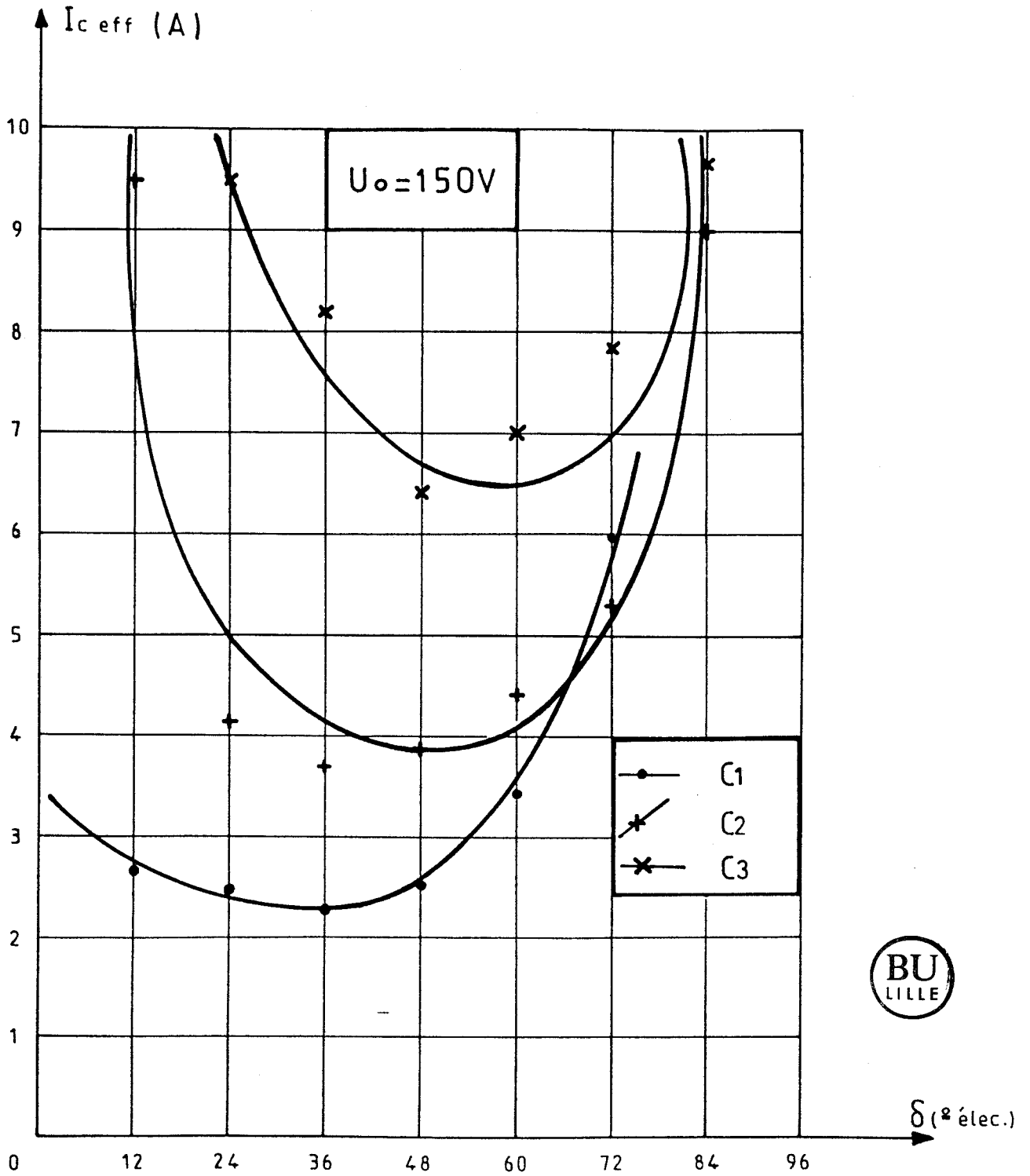


Planche 6_9

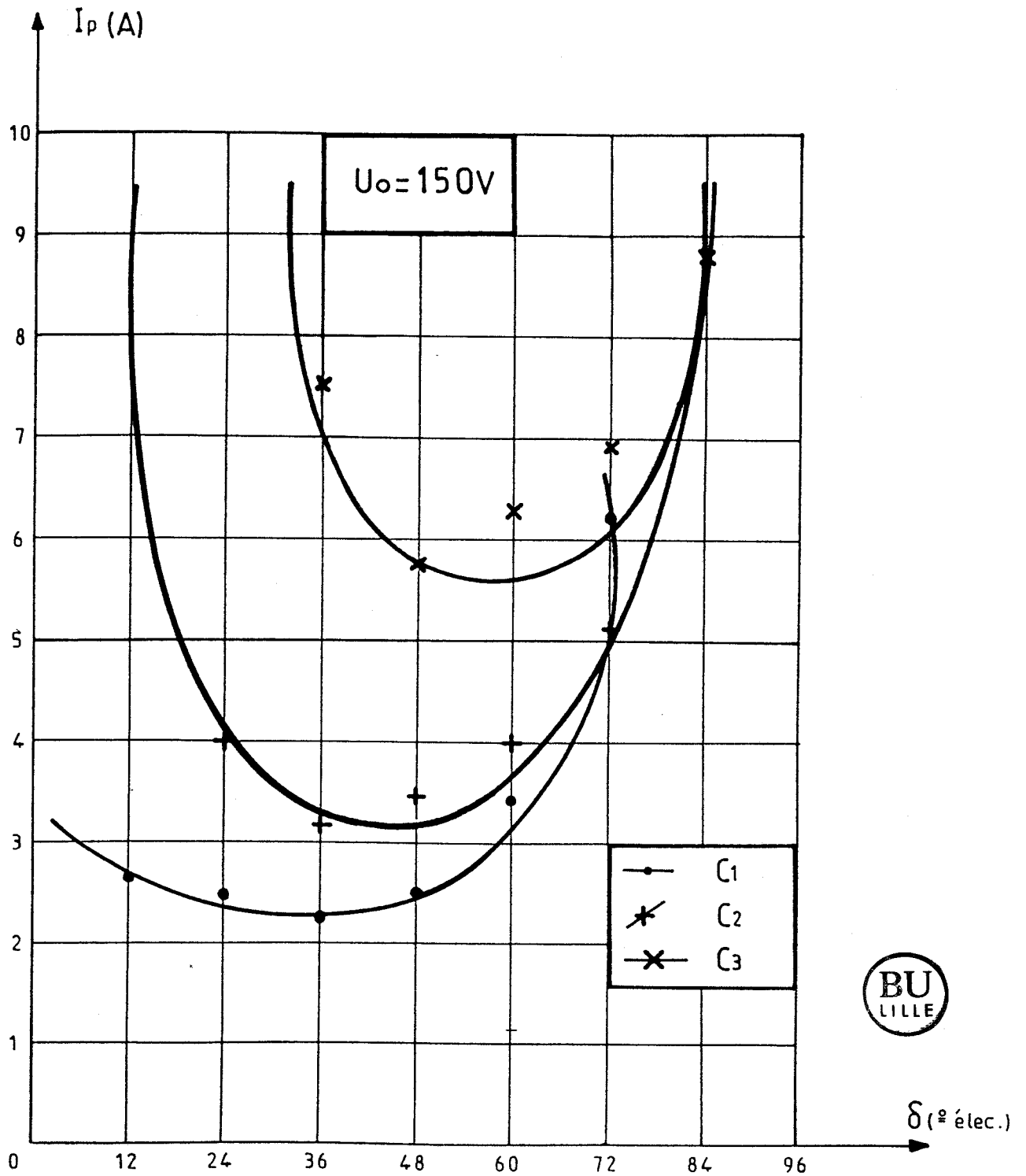


Planche 6.10

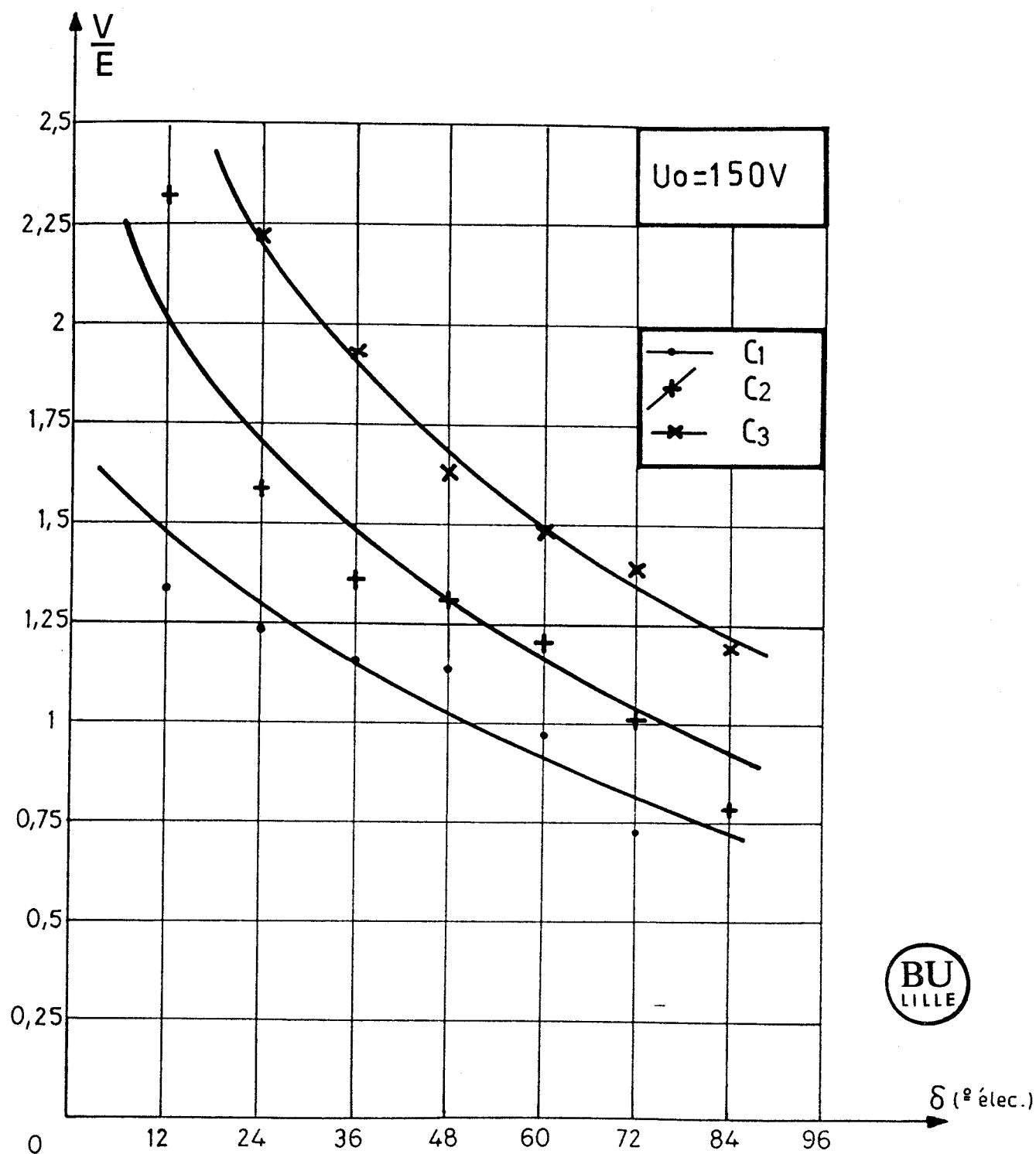


Planche 6_11

- le couple C_1 , l'angle de décalage optimal δ_{op_1} est 36° électriques,
- le couple C_2 , l'angle de décalage optimal δ_{op_2} est 48° électriques,
- le couple C_3 , l'angle de décalage optimal δ_{op_3} est 60° électriques.

Nous remarquons que le choix d'angle de décalage optimal pour un couple donné conduit à un courant sensiblement constant sur toute la gamme de vitesse.

3.5. Contribution à l'optimisation de l'angle de décalage

Montrons aussi que pour les relevés expérimentaux nous pouvons nous affranchir du réglage de l'angle de décalage à sa valeur optimale chaque fois qu'on fait varier le couple.

Comme pour la simulation nous définissons un rapport énergétique expérimental, noté η_{fe} , entre la puissance utile ($P_u = C.\Omega$) et la puissance appelée à la source ($P = U_o I_{cmoy}$).

Les planches 6.12, 6.13 et 6.14 représentent respectivement les courbes η_{fe} en fonction de δ , quand U_o est maintenue constante égale à 50V, 100V et 150V, pour diverses valeurs de couple utile.

L'allure de ces courbes est comparable à celle des courbes relevées pour la simulation ($\eta_f = f(\delta)$).

Nous adoptons le même raisonnement déjà bien détaillé au chapitre 4, pour le choix d'un angle fixe de décalage optimum noté δ_o .

A partir des courbes $\eta_{fe} = f(\delta)$ tracées sur les planches 6.12, 6.13 et 6.14, nous fixons une valeur unique de l'angle de décalage interne égal à 48° électriques qui sera la valeur de l'angle de décalage optimum δ_o .

Le choix d'un unique angle de décalage optimum δ_o satisfait le fonctionnement optimal de l'ensemble onduleur-moteur synchrone à aimants permanents sur toute la plage de variation de couple tout en tolérant la faible dégradation des performances, pour les petites charges, qui n'entraînent pas d'effet nuisible sur l'ensemble étudié. Il en résulte une élimination de la boucle de régulation de l'angle de décalage δ au niveau de la commande.

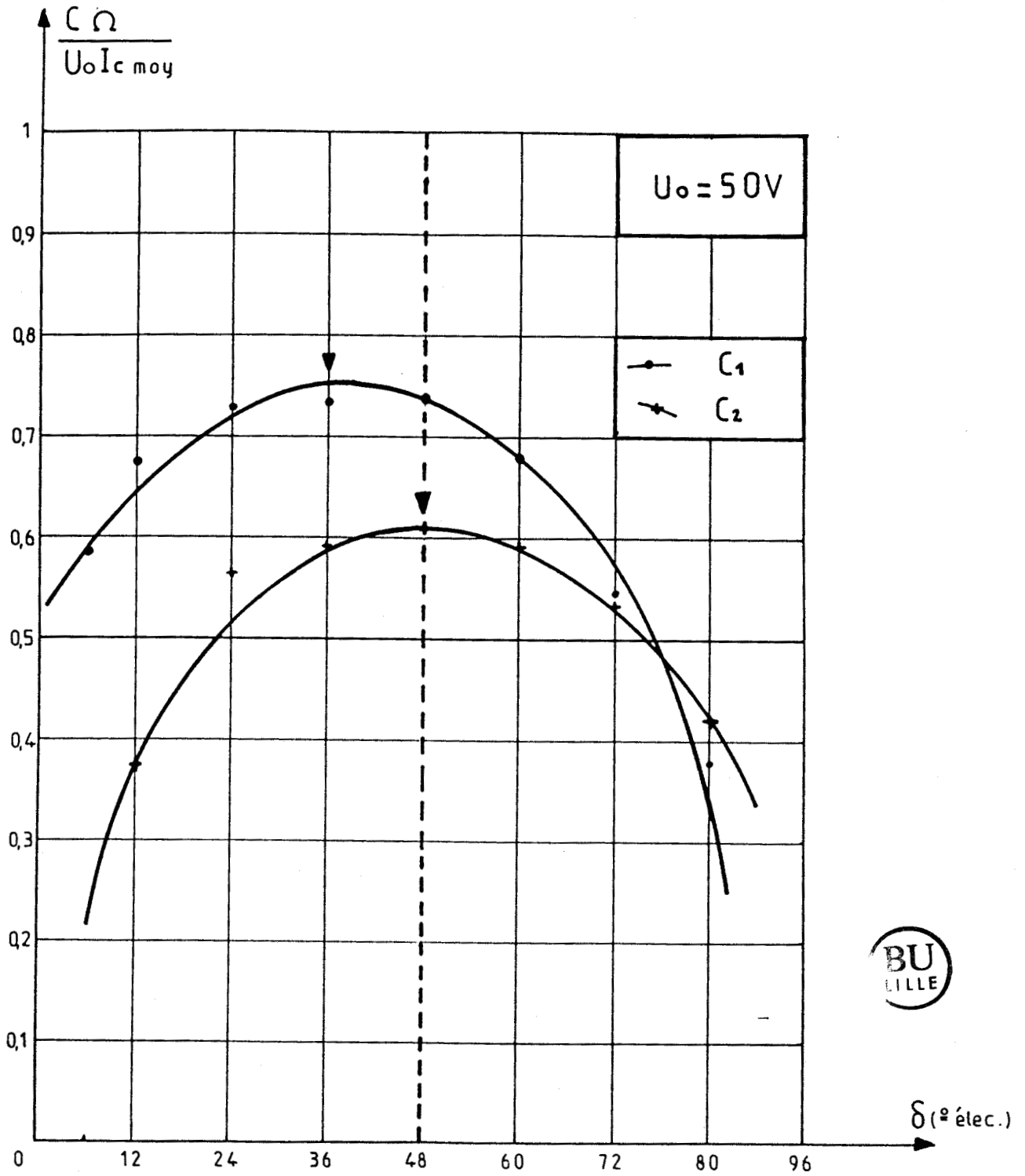


Planche 6.12

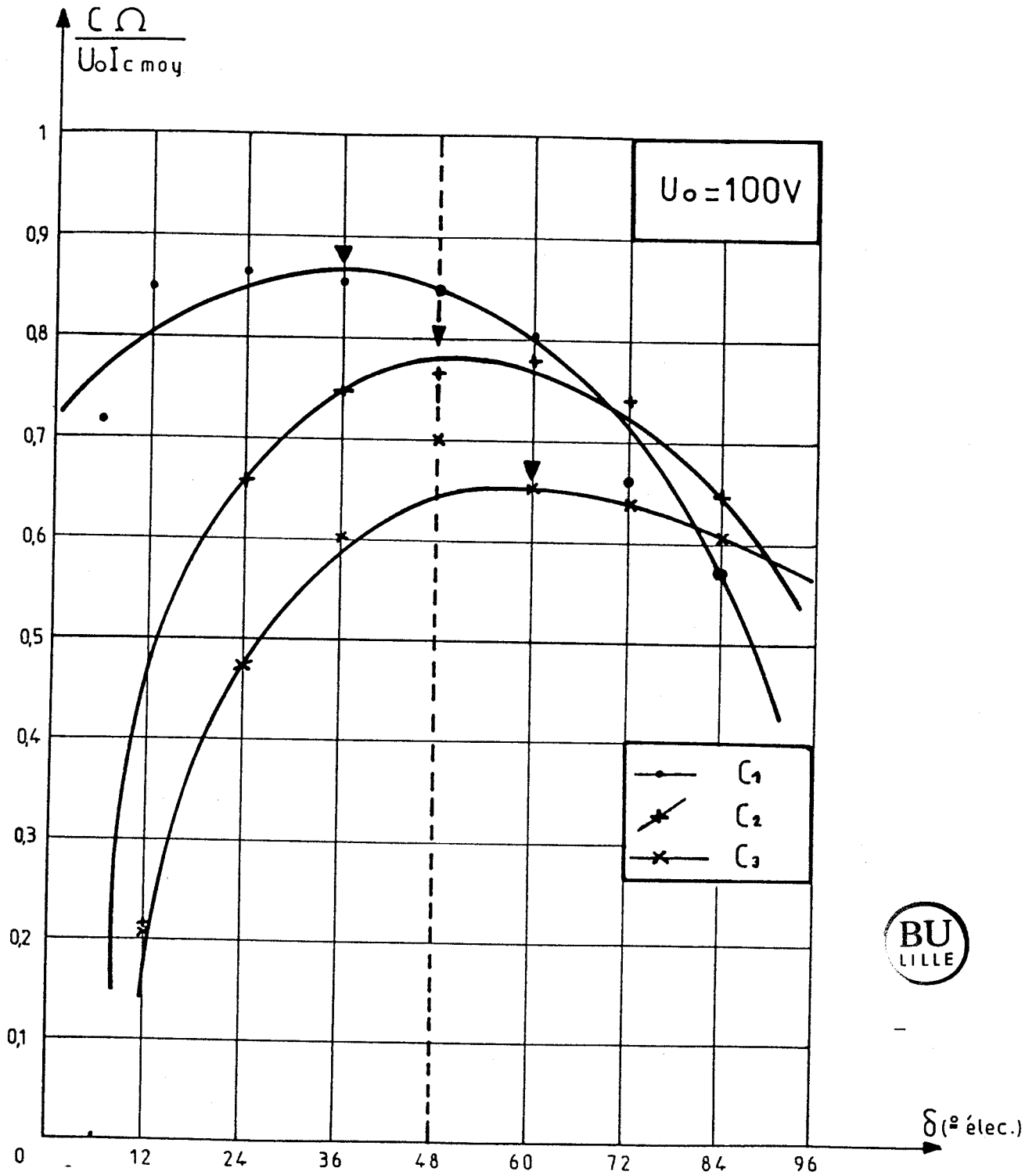


Planche 6_13

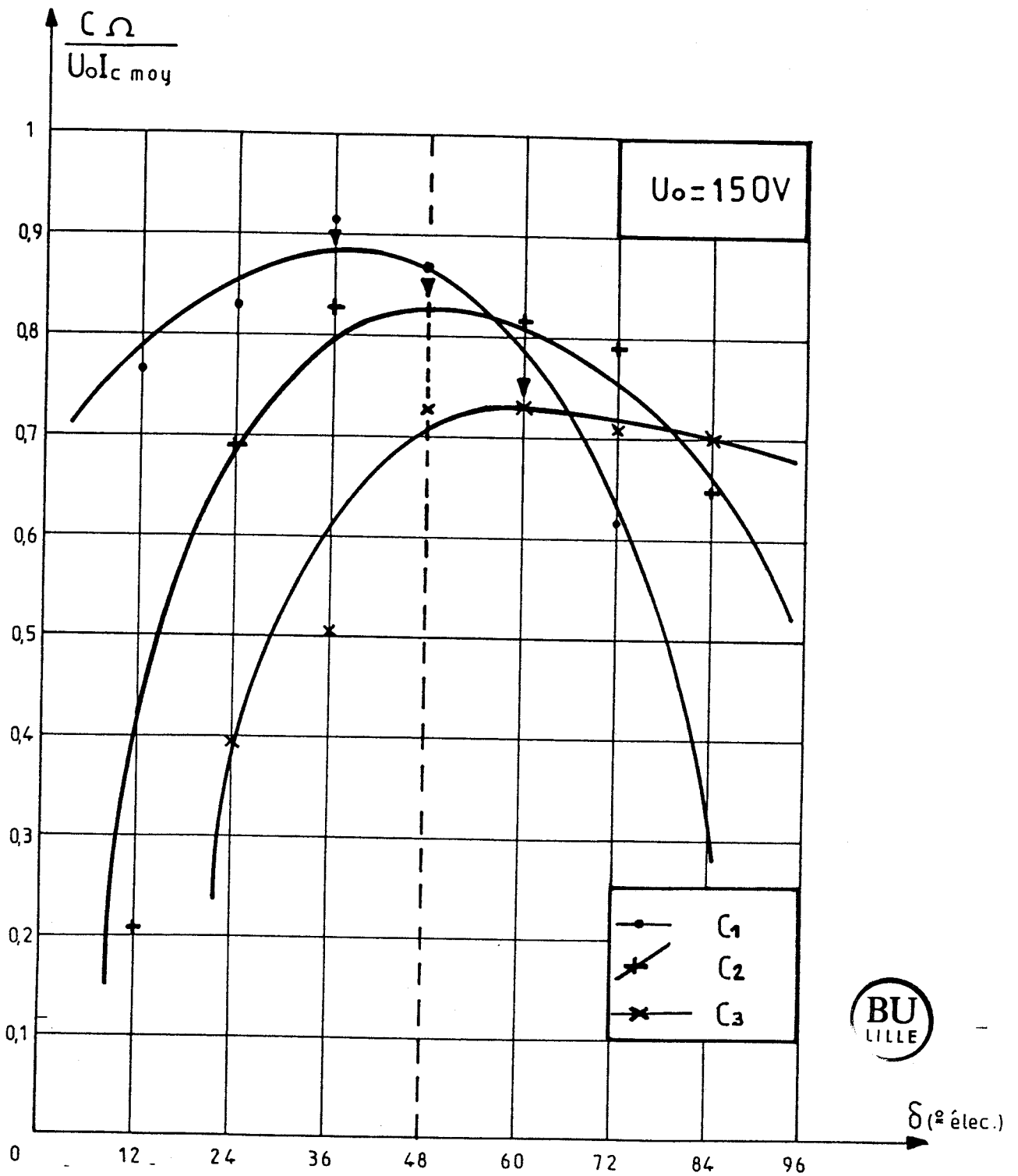


Planche 6.14



Etant donné que les relevés expérimentaux ne couvrent pas toute la plage de variation du couple, la valeur de l'angle de décalage optimum δ_0 , correspondant aux essais pratiques diffère légèrement avec celui déterminé par la simulation.

On observe cependant une concordance quasi parfaite entre les essais pratiques et la simulation ; mais pour étudier le comportement de ce nouveau système dont le seul paramètre réglable est la tension U_0 à l'entrée de l'onduleur, nous ne possédons pas les relevés expérimentaux pour l'angle de décalage égal à 55° électriques vu que nos essais varient par incréments de 6° mécaniques.

Il convient maintenant d'analyser le comportement de l'ensemble onduleur-moteur synchrone à aimants permanents dont l'angle de décalage est fixé à sa valeur optimum égale à 48° électriques.

4 - DETERMINATION DE LA MACHINE A COURANT CONTINU EQUIVALENTE

4.1. Etude théorique

Parmi les procédés permettant de faire varier la vitesse des moteurs à courant alternatif sans collecteur, l'un des plus séduisant est celui utilisant le moteur synchrone autopiloté.

L'idée de machine autopilotée vient de l'étude des propriétés du collecteur. En effet, dans une machine à courant continu, le collecteur mécanique assure la fonction du changement de fréquence de manière à maintenir l'égalité des fréquences de rotation mécanique et des courants dans l'induit. Il assure deux fonctions : conversion de la fréquence du courant de la source en fréquence des courants de l'induit et asservissement entre les fréquences du champ induit et du champ inducteur. Pratiquement, le système collecteur-balais est remplacé par un convertisseur statique de fréquence.

La machine synchrone autopilotée fonctionne selon un principe assimilable à celui d'un moteur à courant continu dans lequel la commutation du courant d'une lame de collecteur à une autre s'effectue par le passage des lames devant les balais. Pour la machine autopilotée, la commutation est ordonnée par la position du rotor de sorte que l'ensemble onduleur-machine synchrone se comporte à priori comme un moteur à courant continu. La fréquence d'alimentation de la machine synchrone devient un paramètre secondaire. Cette analogie avec le moteur à courant continu vaut parfois à cette solution le nom de moteur sans collecteur ou moteur à commutation électronique.

4.2. Vérifications expérimentales

Pour vérifier expérimentalement que l'ensemble onduleur-moteur synchrone présente des caractéristiques similaires à une machine à courant continu, on montre que, par la variation de la tension U_o , on règle la vitesse N , pour l'unique angle de décalage optimum δ_o .

On trace alors, pour diverses valeurs de U_o , les courbes donnant :

- le courant I_{cmoy} absorbé par l'onduleur, ramené au courant I_N , en fonction du couple utile, présentées sur la planche 6.15.

- la caractéristique mécanique, qui est la plus importante pour donner le point de fonctionnement d'un moteur, donnant la variation de la vitesse de rotation réduite N/N_{nom} en fonction du couple utile réduit, est tracée sur la planche 6.16.

A partir des relevés expérimentaux correspondant au calage optimum, on peut tracer sur la planche 6.17, la tension U_o à l'entrée de l'onduleur, ramenée à la valeur efficace du fondamental de la tension nominale par phase statorique ($\Pi\sqrt{2/3}E_n$), en fonction de la vitesse de rotation réduite N/N_{nom} , pour diverses valeurs du couple utile.

4.3. Interprétation des courbes

Il est à rappeler que le couple déterminé à partir des essais est le couple utile. Il est inférieur au couple électromagnétique C_e à cause des pertes mécaniques et dans le fer.

$$C = C_e - \frac{P_{mec} + P_{fer}}{\Omega}$$

Le flux étant constant, les pertes mécaniques et dans le fer ne dépendent que de la vitesse. Si on admet qu'elles sont proportionnelles à celle-ci le couple de freinage qu'elles provoquent est constant et égal au couple de freinage à vide.

$$C = C_e - \frac{U_o I_o}{\Omega}$$

U_o étant sensiblement proportionnel à Ω , I_o varie peu avec la vitesse. De plus, on doit tenir compte des termes alternatifs du courant, venant du côté de redresseur, qui ont pour effet d'accroître les pertes Joule dans le moteur.

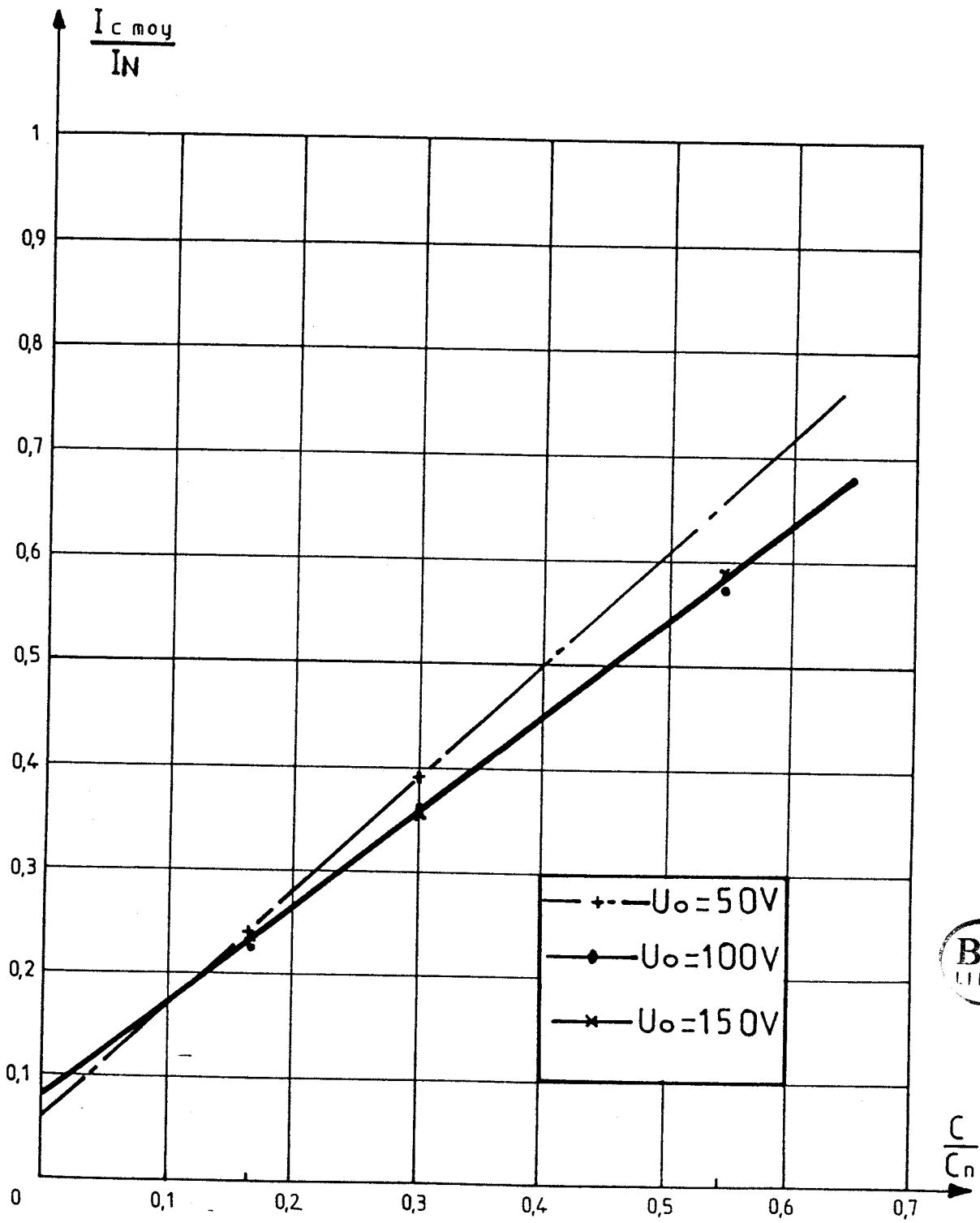


Planche 6.15

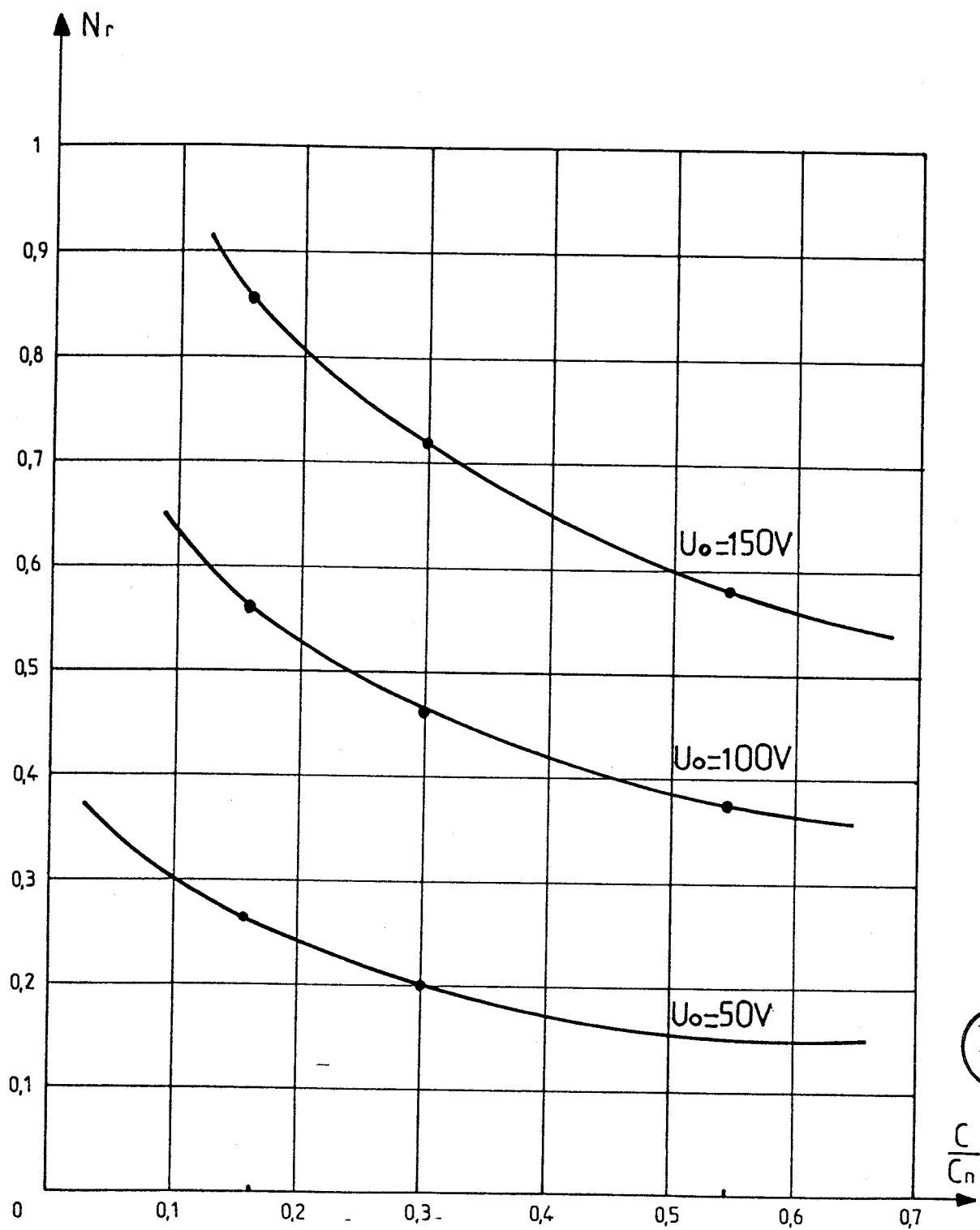
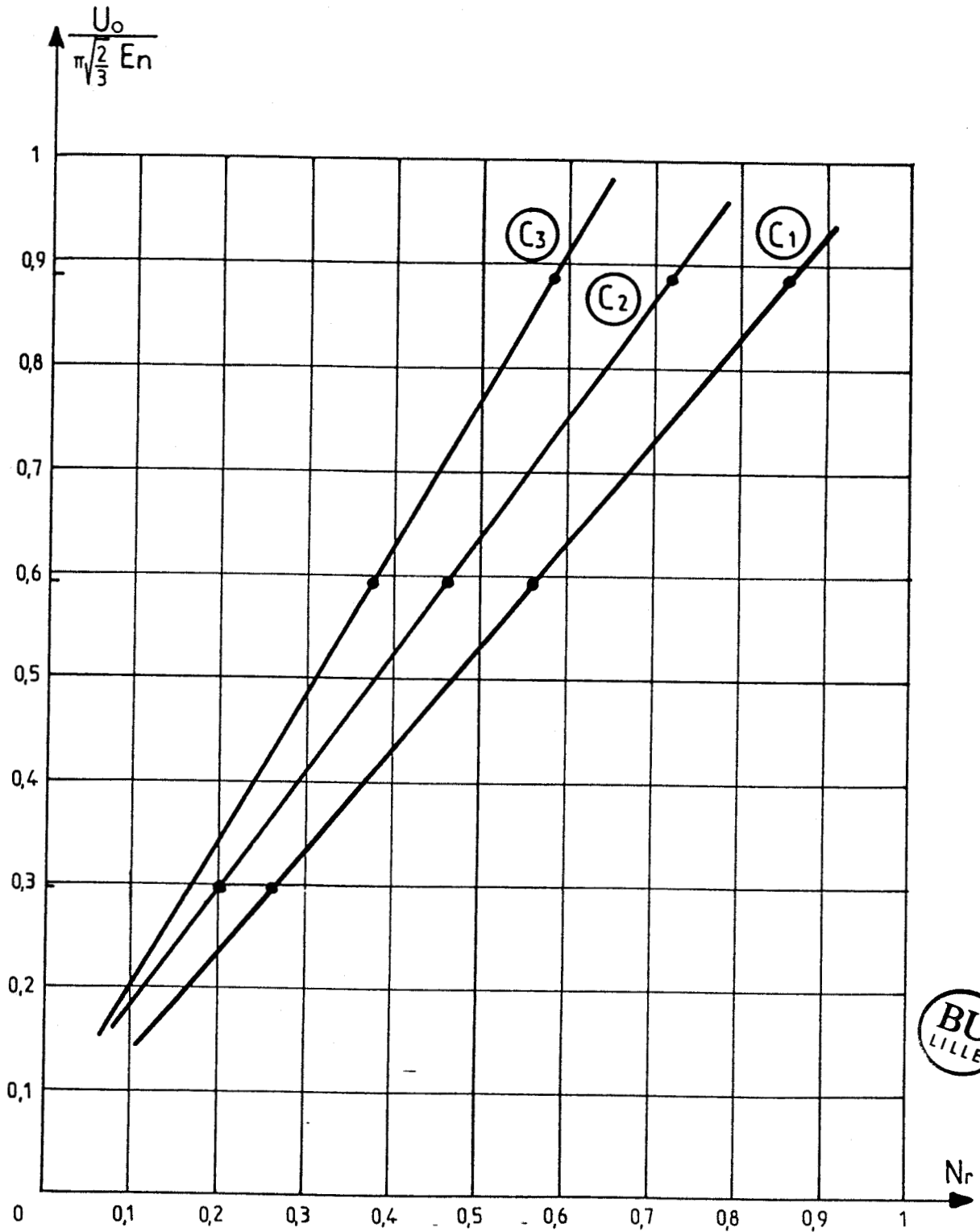


Planche 6.16



BU
LILLE

Planche 6-17

Les courbes $I_{\text{cmoy}}/I_N = f(C/C_N)$ de la planche 6.15 se déduisent donc de la courbe théorique, pour le couple électromagnétique C_e , qui est une droite linéaire passant par l'origine, par des translations égales aux courants nécessaires à entraîner le moteur à vide.

Les caractéristiques de réglage $U_o/(\pi\sqrt{2/3}E_n)=f(N/N_n)$ présentées sur la planche 6.17 ne seront des droites passant par l'origine que dans le cas idéal de pertes mécaniques et fer nulles. Ces courbes montrent que le rotor commence à tourner à une tension U_o déterminée non nulle (intersection de ces courbes avec l'axe des ordonnées) que l'on appelle tension de décollage U_d . La valeur de U_d dépend du moment de frottement créé dans le moteur et les pertes dans l'onduleur.

Sur la planche 6.16, nous traçons les caractéristiques mécaniques $N/N_n=f(C/C_n)$. Il s'agit cette fois-ci des courbes de faible pente se déduisant les unes des autres par translation quand U_o varie. La rigidité de ces courbes diffère de celles de la simulation car dans le cas présent on ne s'intéresse qu'au couple utile qui est inférieur au couple électromagnétique C_e .

Les caractéristiques obtenues, à partir des relevés expérimentaux, montrent que l'ensemble onduleur-moteur synchrone à aimants permanents se comporte alors effectivement comme un moteur à courant continu à excitation séparée.

Il apparaît entre les résultats expérimentaux et ceux de la simulation une concordance très satisfaisante dans l'évolution des grandeurs électriques considérées. Le seul écart notable s'observe sur les pertes mécaniques et dans le fer qui ne sont pas prises en compte dans les essais pratiques vu qu'elles sont trop difficile à évaluer.

La confrontation des résultats expérimentaux et des résultats de la simulation permet d'assimiler le comportement de l'ensemble onduleur-moteur synchrone à aimants permanents à celui d'un moteur à courant continu à excitation constante.

5 - RELEVES OSCILLOGRAPHIQUES

5.1. Influence de l'angle de décalage interne

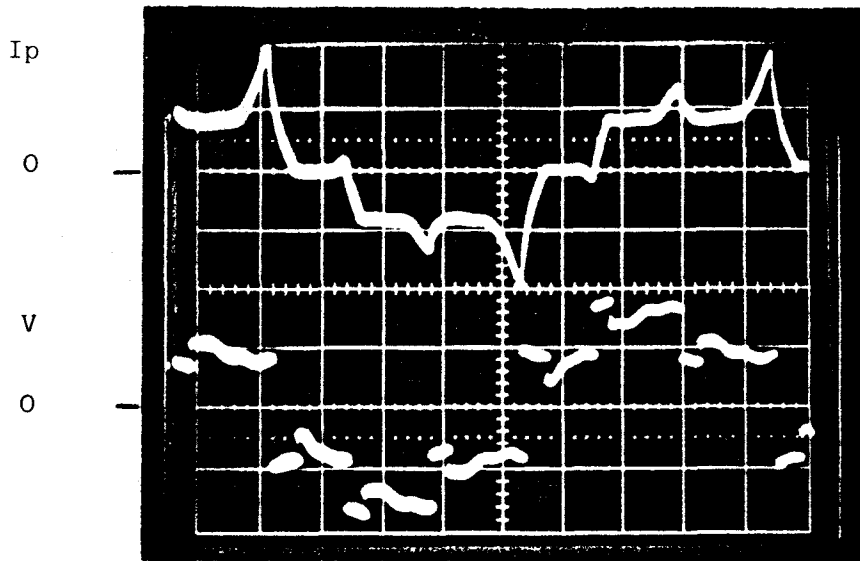
Pour illustrer l'influence de l'angle de décalage interne sur le fonctionnement et les caractéristiques de l'ensemble onduleur-moteur synchrone, nous présentons une série de relevés oscillographiques, pour une même tension U_0 , égal à 50V, fixe à l'entrée de l'onduleur lors de son débit sur une même charge.

Il est à noter aussi que pour ces relevés, les diodes rapides montées en parallèle avec les transistors de puissance sont enlevées et remplacées par les diodes incorporées dans le darlington BUT35 ce qui entraîne un gain de poids et d'encombrement et un gain sur le plan économique.

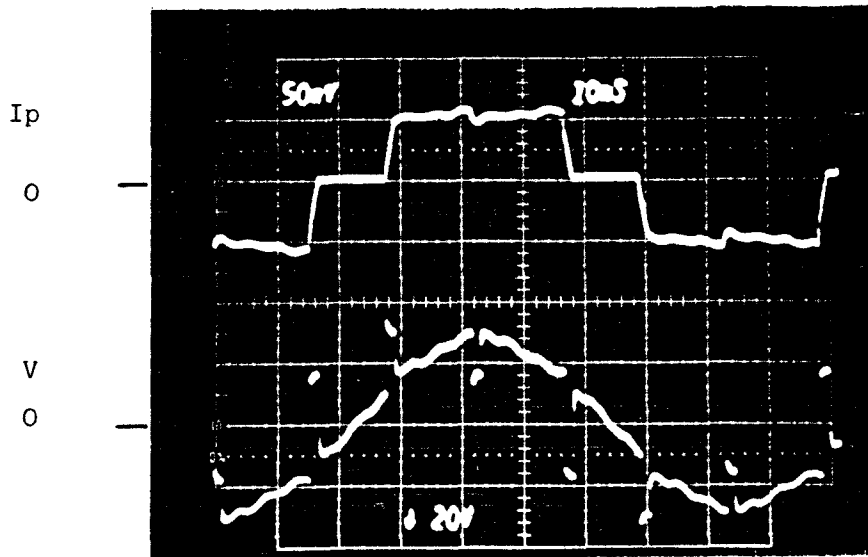
La figure 6.7 montre le courant et la tension par phase dans le moteur pour différentes valeurs de décalage interne :

- le cliché a correspond à un angle de décalage interne de 12° électriques. Nous remarquons des pointes de courant importantes (deux fois la valeur initiale) surtout durant la dernière commutation dont la durée est très remarquable. Pendant la commutation c'est la diode, dans la branche opposée du transistor qui vient de se bloquer, qui assure l'écoulement de l'énergie contenu dans l'inductance de la phase du moteur. La durée de cette commutation est longue vu qu'il y avait beaucoup d'énergie à évacuer, ceci s'explique par le fait que la tension imposée n'équilibre pas la f.e.m. induite de la machine. La cause provient d'un mauvais calage. La tension par phase contient beaucoup d'harmoniques, elle est en avance par rapport au courant.

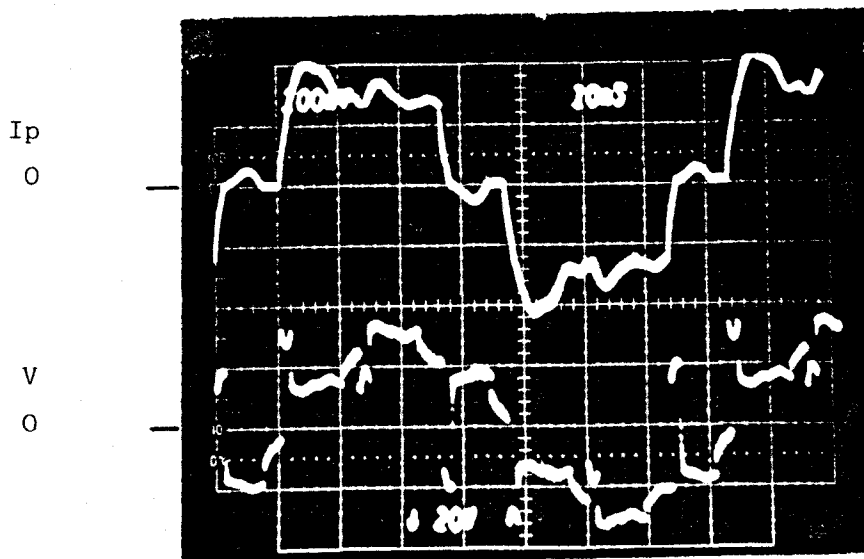
- Par contre pour le cliché b, la tension est presque en phase avec le courant et elle est quasi-sinusoïdale. D'ailleurs l'allure de cette tension est semblable à celle de la f.e.m. Le courant est d'amplitude minimale et ne présente pas de pointes; au contraire, il est constant tout le long de l'intervalle de conduction des transistors T(1,1) et T(1,2) et au dehors de ces intervalles il est nul. La durée de commutation (l'intervalle du temps où l'une des diodes conduit) est très faible ce qui prouve un minimum d'énergie réactive stockée dans l'inductance d'où un meilleur $\cos\varphi$. Donc cet angle de décalage égal à 36° électriques, pour le cliché b correspond un angle de décalage optimal.



a) ($I_p: 5A/div$; $V: 20V/div$; $t: 10ms/div$)



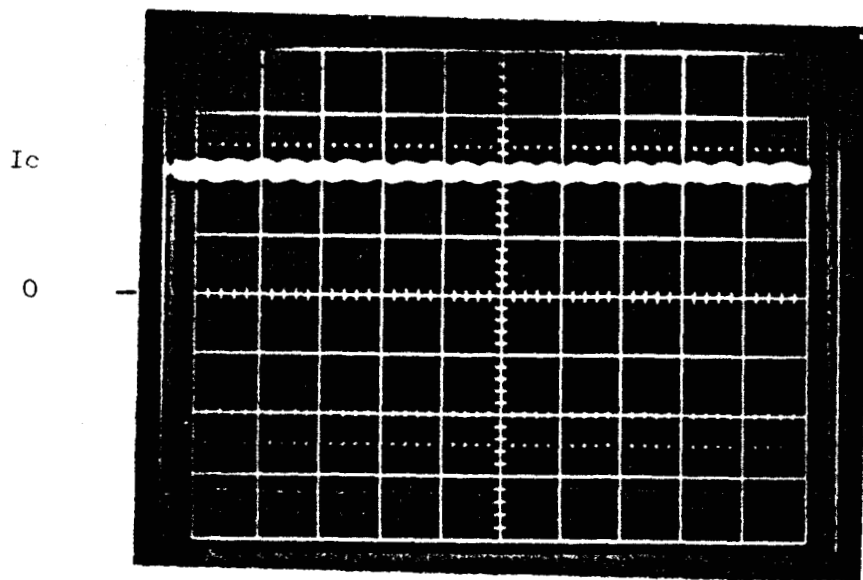
b) ($I_p: 2,5A/div$; $V: 20V/div$; $t: 10ms/div$)



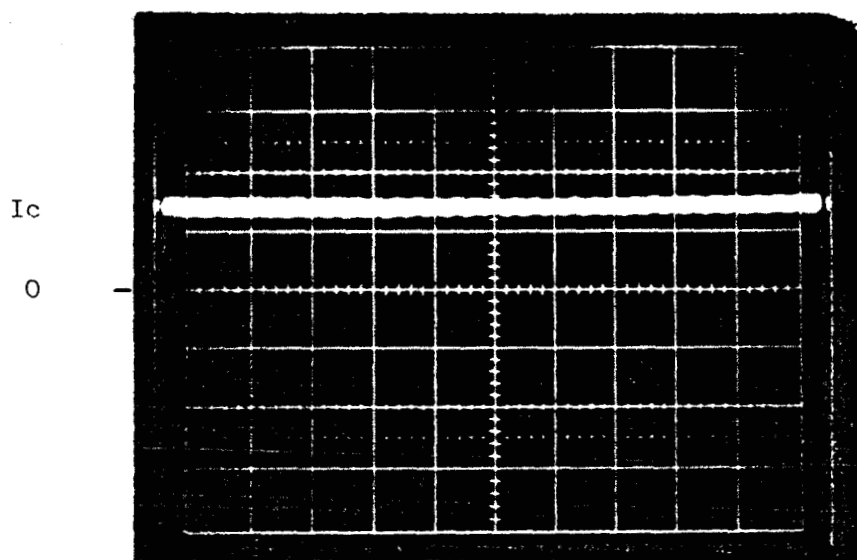
c) ($I_p: 5A/div$; $V: 20V/div$; $t: 10ms/div$)

Figure 6.7

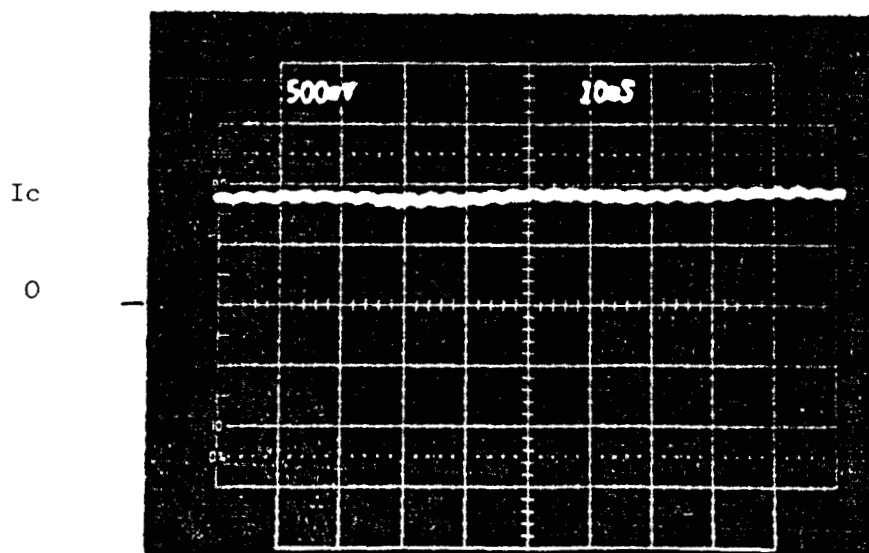




a) ($I_c:2,1A/div$; $t=10ms/div$)



b) ($I_c:2,1A/div$; $t=10ms/div$)



c) ($I_c:2,1A/div$; $t=10ms/div$)



Figure 6.8

Pour le cliché c, l'angle de décalage est égal à 60° électriques. La tension par phase statorique est en retard sur son courant. Ce dernier a une amplitude très importante presque quatre fois plus grande que celle correspondante au calage optimal (cliché b).

Contrairement au cliché a, les pointes se remarquent seulement dans les premières commutations. Les durées de commutation sont faibles. Mais elles perturbent l'allure de la tension (loin d'être un sinusoïde). La tension contient aussi beaucoup d'harmoniques.

Il est alors aisé de conclure que l'angle de décalage correspondant au cliché b est l'angle de décalage optimal car il permet de donner les meilleures formes de la tension et du courant. Par contre pour les clichés a et c l'onduleur est plus sollicité vu que les transistors de puissance sont sensibles aux valeurs crêtes donc aux pics du courant ; les tensions contiennent beaucoup d'harmoniques.

Les figures 6.8a, b et c présentent l'évolution du courant I_c , débité par la source, (shunt de mesure est placé juste avant le condensateur) en fonction du temps.

Pour une même charge entraînée et même tension U_o à l'entrée de l'onduleur, l'amplitude de ce courant varie avec l'angle de décalage interne δ . C'est pour le décalage optimal δ_{op} égal à 36° électriques, cliché b, que l'ensemble onduleur-moteur synchrone consomme le moins de courant moyen et que l'ondulation de ce courant est minimale.

Pour l'angle de décalage δ égal à 12° électriques, cliché a, la source débite une intensité très importante, d'où un rendement médiocre par rapport à celui du calage optimal, en plus l'ondulation de ce courant est nettement plus importante.

De même, si on choisit δ égal à 60° électriques, cliché c, le courant I_c est encore supérieur à celui correspondant au calage optimal. Cependant, son amplitude reste inférieure à celui de cliché a, mais les ondulations du courant sont encore fortes.

En conclusion, les relevés oscillographiques des figures 6.7 et 6.8 montrent que les formes d'onde varient avec le choix de l'angle de décalage interne δ , pour un même fonctionnement donné. Il en résulte un outil supplémentaire pour juger l'angle de décalage optimal. La valeur optimale est alors obtenue à partir, d'une part, d'un critère minimisant les ondulations du courant I_c appelé à la source, d'autre part, une bonne concordance entre les relevés de courant et la tension aux bornes d'une phase et les courbes théoriques correspondantes.



C O N C L U S I O N

L'étude présentée dans ce mémoire porte sur l'alimentation par convertisseur statique, des moteurs synchrones à aimants permanents. Elle a pour but d'établir les principales caractéristiques électromécaniques de l'ensemble onduleur-moteur synchrone à aimants permanents. Ces caractéristiques dépendent en particulier de deux paramètres dont la commande doit tenir compte : ce sont la tension U_0 d'alimentation de l'onduleur et le réglage de l'angle interne δ du moteur.

Leur originalité repose sur le fait que l'utilisation d'aimants permanents au rotor permet l'élimination de tout contact glissant. Le système qui en découle présente donc de très bonnes performances du point de vue de la robustesse, de la fiabilité, de la grande souplesse d'adaptation à des besoins variés et de l'utilisation en environnement sévères.

En outre, les structures à saillance inversée, caractéristique propre de la machine à aimants permanents ($L_q > L_d$), présentent des avantages appréciables par rapport aux structures à saillance classique pour l'alimentation en tension.

Notre recherche a consisté à étudier l'influence de la commande de l'onduleur par l'intermédiaire de l'angle de décalage interne de la machine et d'établir les lois de réglage optimum de cette grandeur, de façon à s'en affranchir et à obtenir par la suite une simplification appréciable de la commande. Ce nouveau système, à commande très simplifiée, se comporte effectivement comme un moteur à courant continu à excitation constante.

L'utilisation de modèles numériques de simulation offre la possibilité de confronter facilement des résultats théoriques et expérimentaux de façon à répondre efficacement à un objectif industriel précis. C'est la raison pour laquelle nous avons choisi de suivre, dans ce mémoire la démarche habituelle qui, à partir de la formulation des équations de la machine, complétée par l'analyse du convertisseur, débouche sur un modèle numérique validé par un dispositif expérimental.

L'étude des caractéristiques de l'ensemble onduleur-moteur synchrone autopiloté, à partir d'un modèle simplifié, proposée au chapitre 1 permet de montrer les grandeurs qu'il est nécessaire de contrôler pour être maître de ces caractéristiques.

Les chapitres 2 et 3 permettent la mise au point d'un programme de simulation de l'ensemble onduleur-moteur synchrone à aimants permanents.

La simulation a permis de quantifier la petite dégradation des performances qui serait consécutive à l'utilisation d'un angle de décalage constant, permettant ainsi une simplification appréciable de la commande. Le modèle ainsi obtenu, à commande simplifiée, validé en régime permanent, a permis d'aboutir dans l'étude menée au chapitre 4 à la définition d'un moteur à courant continu à excitation constante.

En ce qui concerne, la réalisation du montage expérimental traitée au chapitre 5, le critère de miniaturisation nous a amené à chercher au niveau de l'ensemble commande-convertisseur-machine une solution adaptée au domaine de faible puissance conciliant performances et simplicité afin de minimiser le volume et le poids d'où un gain sur le plan économique. Cette recherche nous a montré qu'un onduleur de tension triphasé type 120°, à transistors de puissance sans diode rapide en parallèle (grâce au Darlington utilisé le BUT35), présentait l'intérêt d'être un bon compromis entre la simplicité et les performances. Nous avons étudié et réalisé un capteur de position original, de type

opto-électronique, qui assure la fonction d'autopilotage. Son originalité repose sur le fait qu'il a permis de faciliter la conception de la commande et le démarrage du moteur sans mémoires ou circuits électroniques annexes. Ce capteur a spécialement été adapté à cette machine de sorte que l'ensemble onduleur-moteur soit très compact et se présente, pour l'utilisateur, comme un moteur à courant continu.

Les résultats des relevés expérimentaux sont en bon accord avec ceux obtenus à partir de la simulation. Ils permettent effectivement de montrer :

- qu'il est possible de n'utiliser qu'un angle de décalage interne constant optimum δ_0 avec seulement une faible dégradation des performances pour les petites charges ;

- que l'ensemble se comporte alors effectivement comme un moteur à courant continu, à excitation constante, SANS BALAIS.

La présence d'une électronique interface simplifie les liaisons utilisateur-moteur et donne aux moteurs à courant continu sans balais les avantages suivants :

- hautes performances électromécaniques et thermiques,
- fiabilité, durée de vie,
- souplesse d'adaptation à des besoins variés grâce à la facilité d'adjonction de fonctions complémentaires réalisées électroniquement.

Cette liaison de type Electronique et non de type Electromécanique, évite à l'utilisateur de prendre en compte les contraintes propres à la machine.

Les domaines d'application sont de type industriel, aéronautique, militaire, dans des conditions d'utilisation et d'environnement sévères (propreté, immersion, anti-déflagration).

L'avenir verra un élargissement de la gamme vers les fortes puissances avec des conceptions propres aux techniques numérique qui forment un outil supplémentaire pour l'étude et la mise en oeuvre des nouveaux variateurs de vitesse.

B I B L I O G R A P H I E

-O-O-O-O-O-

- [1] : M. LAJOIE-MAZENC et B. TRANNOY
"Quelques aspects de l'étude du remplacement du collecteur par un commutateur statique
RGE n°9 Septembre 1972

- [2] : M. JUFER
"Transducteurs électromécaniques"
Volume IX
Edition Georgi

- [3] : R. MEYER
"Aimants permanents"
Techniques de l'Ingénieur - Volume Electrotechnique
D 185 - pp 1 à 15

- [4] : M. LAJOIE MEZENC
"Contribution à l'étude de la commutation statique et à la conception de nouvelles structures de machines électriques"
Thèse de Docteur ès Sciences - Toulouse
7 juillet 1969

- [5] : S. ASTEN
"Contribution à la recherche de critère d'adaptation des machines excitées par aimants permanents à l'alimentation par convertisseur statique"
Thèse de Docteur Ingénieur - INP Toulouse - Octobre 1979

- [6] : J. OSTER
"Contribution à l'étude et à la modélisation des machines synchrones alimentées en courant par convertisseurs statiques"
Thèse de Docteur Ingénieur - INP Toulouse - Juillet 78

- [7] : P. MATHIEU
"Contribution à l'étude et à la conception de machines à aimants permanents destinées à la réalisation de servomoteurs à commutation électronique de puissance massique élevée"
Thèse de Docteur Ingénieur - INP Toulouse - Novembre 1983
- [8] : K. MJYASHITA, S. YAMASHITA, S. TANABE, T. SHIMOZV, H. SENTO
"Développement of a hight speed 2 pôles permanent magnet synchronous motors"
IEEE Transaction on power apparatus and systems Vol. PAS 99
N°6 Nov/Déc 1980
- [9] : T.J.E. MILLER
"Synchronization of line start permanent magnet AC motors"
IEEE Transaction on power apparatus and systems, Vol PAS-103
N°7 July 1984
- [10] : S. LEICHTER
"Etude de machines excitées par aimants ferrites et alimentées par convertisseurs statiques fonctionnant en commutation natuelle"
Thèse de Docteur Ingénieur - INP Toulouse - Décembre 1980
- [11] : P. VIAROUGE
"Contribution à l'étude des procédés de réglage de vitesse des machines synchrones alimentées par convertisseurs statiques en commutation naturelle"
Thèse de Docteur Ingénieur - INP Toulouse - Mai 1979
- [12] : C.B. JACOBINA
"Contribution à l'étude de l'autopilotage à partir des tensions d'une machine synchrone alimentée en courant"
Thèse de Docteur Ingénieur - INP Toulouse - Avril 1983
- [13] : C. BERGMANN
"Machine synchrone autopilotée"
Journée électrotechnique à l'IUT de Cachan-Janvier 1986-pp 1 à 33.

- [14] : J. DAVOINE, R. PERRET and H. LE-HUY
"Opération of a self controlled synchronous motor without a shaft position sensor"
IEEE Transactions on industry applications
Vol IA-19, n°2, march/april 1983
- [15] : MM MOSTAFA, JP LOUIS, C. IUNG and R. LE-DOEUFF
(Centre de recherche en automatique de Nancy)
"An analytical study of the self-controlled synchronous motor performance"
International conference on electrical machines" LAUSANNE Switzerland - pp 765-768 - 18-21 Septembre 1981
- [16] : D. NAFPAKTITIS, D. NAUMNIN (Institut fur Elektronik Technische Universität Berlin)
"Starting-up performance of a voltage-inverter-fed synchronous machine using pulsed currents"
International Conference on Electrical machines" LAUSANNE - Switzerland" - pp 765-768 - 18-21 Septembre 1981
- [17] : J. ROSA
"Utilisation and Roting of machine commutated inverter-synchronous motor-drives"
IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA-15, n°2, March/April 1979
- [18] : H. LE-HUY, A. JAKUBOWICZ and R. PERRET
"A self-controlled synchronous motor drive using terminal voltage system"
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-18, n°1, January/February 1982
- [19] : M. TURGAY, P. VIAROUGE et H. LE-HUY
"Commande numérique d'une machine synchrone autopilotée à temps d'application de tension inverse minimum"
Colloque International sur la Commande et la Régulation numérique des machines électriques -Toulouse 9-11 mai 1983-pp II-44 à II-51

- [20] : S. NISHIKATA, S. MUTO and T. KATAOKA
"Dynamic Performances Analysis of self-controlled synchronous motor speed control systems"
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-18, n°3,
May/June 1982
- [21] : D. KOLLENSPERGER
"Le moteur synchrone alimentée par convertisseur statique et autopiloté"
Revue Siemens 26, n°5 - 1968
- [22] : G. SEGUIER
"Electronique de puissance"
Dunod Technique
- [23] : G. SEGUIER et F. NOTELET
"Electrotechnique Industrielle"
Technique et documentation - Edition Paris
- [24] : S. PEAK and A.B. PLUNKETT
"Transistorized PWM Inverter-Induction motor drive system"
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, n°3,
May/June 1983
- [25] : D. SHCOLEY
"Induction motors for variable frequency power supply"
IEEE Transaction on Industry Applications, Vol IA-18, n°4,
Jully/August 1982
- [26] : G. BUJA and G. INDRI
"Optimal pulse with modulation for feeding AC motors"
IEEE Trans. Vol. IA-13, n°1, January/February 1977
- [27] : G.K. CREIGHTON - I.R. SMITH and A.F. MERGEN
"Loss minimisation in 3-phase induction motors with P.W.M. inverter supplies"
Electronic power application, Octobre 1979, vol.2, n°5.

- [28] : J. LESENNE, F. NOTELET et G. SEGUIER
"Introduction à l'électronique approfondie"
Technique et documentation.
- [29] : International Electrotechnical Commission
(affiliated to the International Organization for standardiza-
tion-ISO)
I.E.C. Recommandation - Publication 34-4
- [30] : C.V. JONES
"The unified theory of electrical machines"
London Butterword 1967
- [31] : G. R. SLEMON and A.V. GUMASTE
"Steady-state analysis of a permanent magnet synchronous motor
drive with current source inverter"
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, n°2,
March/April 1983
- [32] : J. CHATELAIN
"Machines électriques"
Edition Georgi
- [33] : G. LACROUX
"Les actionneurs électriques pour la robotique et les asservisse-
ments"
Edition Technique et Documentation
- [34] : B. SAINT-JEAN, Ing
"Electrotechnique et Machines Electriques"
Edition Lidec
- [35] : T.W. NEHL, F.A. FOUAD and N.A. DEMERDASH
"Determination of saturated values of rotating machinery incremen-
tal and apparent inductances by an energy perturbation method"
IEEE Transaction on Power Apparatus and systems, vol. PAS-101,
n°12, Décembre 1982

- [36] : N.A. DEMERSASH, F.A. FOUAD and T.W. NEHL
"Determination of winding inductances in ferrite type permanent magnet electric machinery by finite elements"
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. MAG-18, n°6, November 1982
- [37] : S. BOLOGNANI
"A study of converter fed synchronous machine by means of Fourier analysis"
IA-16, n° 2, pp 203-210
- [38] : P.C. KRAUSE
"Analysis and simplified representation of rectifier-inverter reluctance-synchronous motor drives"
PAS 88, n°6, pp 962-970
- [39] : M.D. KANKAM
"Time harmonic analysis of synchronous motor"
PAS 93, Septembre-Octobre 1974
- [40] : F. HARASHIMA
"Dynamic performance of self-controlled synchronous motors fed by current source inverters"
IA-15, n°1, pp 36-47
- [41] : A. IVANOV - SMOLENSKI
"Machines Electriques" Vol. II
Editions MIR - Moscou
- [42] : T. W. NEHL, F.A. FOUAD, N.A. DEMERDASH and E.A. MASLOWSKI
"Dynamic simulation of radially oriented permanent magnet-type electronically operated synchronous machines with parameters obtained from finite element field solutions"
IEEE Transactions on industry applications, vol IA-18, n°2, March/April 1982

- [43] : N.A. DEMERDASH, T.A NYAMUSA and T.W. NEHL
"Comparison of effects of overload on parameters and performance
of samarium-cobalt and strontium-ferrite radially oriented perma-
nent magnet brushless DC motors"
IEEE Transactions on Power Apparatus and systems, Vol. PAS 104,
n°8, August 1985
- [44] : R. CHAUPRADE et F. MILSANT
"Commande électronique des moteurs à courant alternatif"
Eyrolles - Editeur Paris
- [45] : HEWLETT PACKARD
Conception et mise en oeuvre des codeurs incrémentiels HEDS-5000
et HEDS-60000 - Note d'applications 1011
- [46] : HEWLETT PACKARD
Codeur optique incrémentiel deux et trois voies $\phi=28\text{mm}$
Fiche technique - Janvier 1984
- [47] : Le capteur magnétorésistif CMR"
Electronique Application - n°34
- [48] : G. ASCH
Les capteurs en instrumentation industrielle
Nouvelle édition entièrement revue et corrigée - Dunod
- [49] : Société R.T.C
Manuel technique d'opto-électronique
- [50] : A. CHEVALIER
Guide du dessinateur industriel
Edition 83/84 - Hachette technique

[51] : J. REDOUTEY

La sécurité de fonctionnement des équipements à transistors
pp 123-136

Les étapes fondamentales de la conception d'un convertisseur
alimenté par le réseau 380V.

pp 221-237

du livre "Le transistor de puissance dans la conversion d'énergie"
Thomson-CSF, Division semi-conducteur 1983

[52] : FOCH, ARCHES, ROUX

Une commande de 9 Kw à transistor pour moteur à courant continu.
pp 401-408

"Le transistor de puissance dans son environnement"
Thomson-CSF, Division semi-conducteur 1978

[53] : Les photocoupleurs"

Electronique application n°14

[54] : Photocoupleurs rapides : quelques applications"

Electronique applications n°29

[55] : A. MARQUES

Diodes rapides. La mise en conduction pp 171-183

"Le transistor de puissance dans la conversion d'énergie"
Thomson-CSF, Division semi-conducteur - 1983

[56] : J. BARRET

Retard - Bruit - Remise en conduction pp 185-200

"Le transistor de puissance dans la conversion d'énergie"
Thomson-CSF, Division semi-conducteur 1983

[57] : K. RISCHMULLER

Des transistors de puissance simples à utiliser
Electronique Industrielle n°38

[58] : K. RISCHMULLER

Transistors de commutation : des composants mieux adaptés
Electronique Industrielle n°27

[59] : K. RISCHMULLER

Les circuits de commande de base des transistors de commutation
pp 101-126
"Le transistor de puissance dans son environnement"
Thomson-CSF, Division Semiconducteur 1978

[60] : K. RISCHMULLER

Comment améliorer les ponts à transistors pp 139-157
"Le transistor de puissance dans la conversion d'énergie"
Thomson-CSF, Division semiconducteur 1983

[61] : Les transistors de puissance en régime de commutation

Thomson-CSF, Division semi-conducteurs. Publication SESCOSEM - 1975

